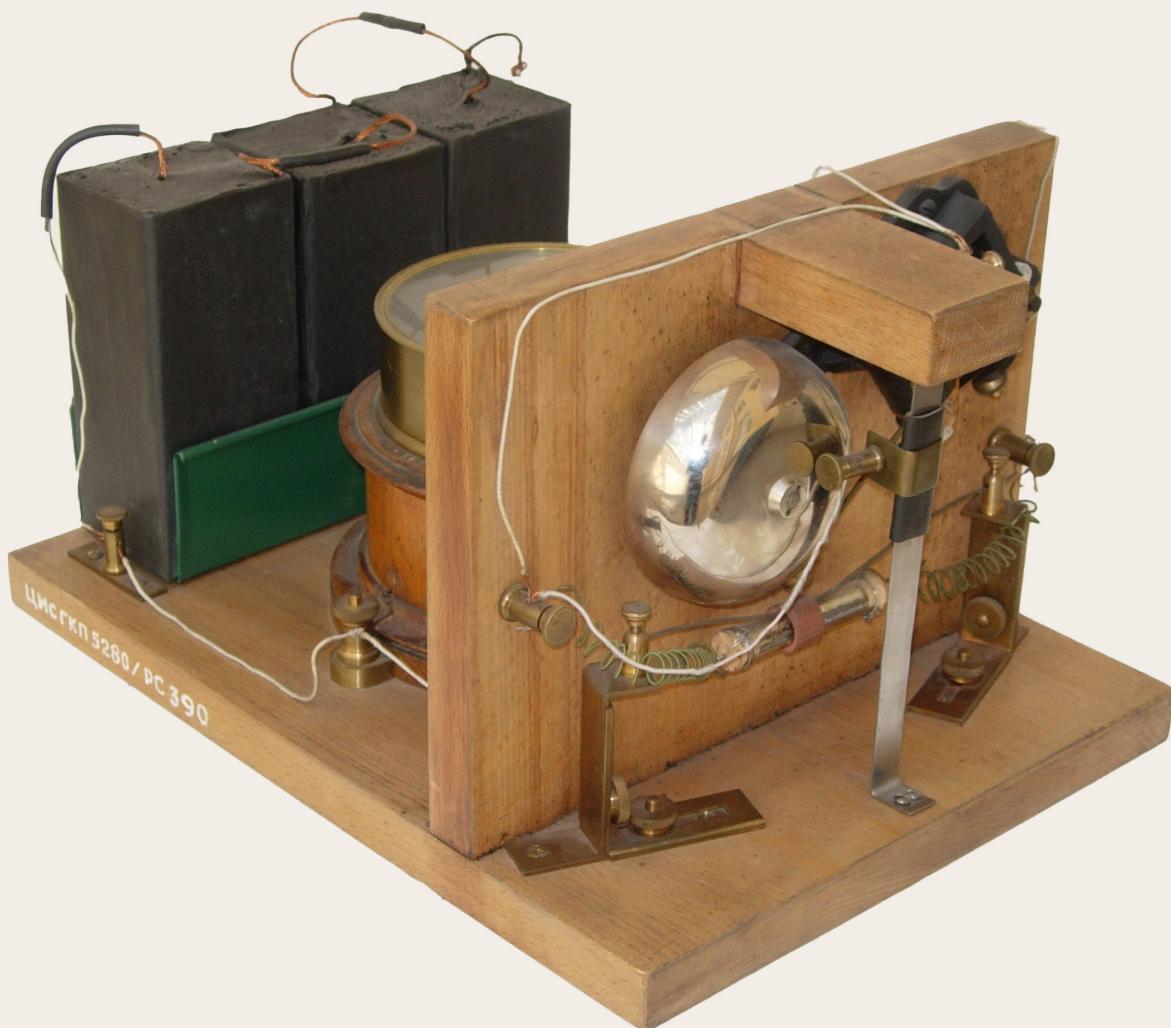


РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ



МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РФ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ВОРОНЕЖСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»
Физический факультет

АО «КОНЦЕРН “СОЗВЕЗДИЕ”»

РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ

*Сборник трудов
XXXI Международной научно-технической конференции
(г. Воронеж, 15–17 апреля 2025 г.)*

Т о м 3

Воронеж
Издательский дом ВГУ
2025

УДК 621.37

ББК 32

P15

Радиолокация, навигация, связь : сборник трудов XXXI Международной научно-технической конференции (г. Воронеж, 15–17 апреля 2025 г.) : в 6 т. / Воронежский государственный университет ; АО «Концерн “Созвездие”». – Воронеж : Издательский дом ВГУ, 2025.

ISBN 978-5-9273-4269-3

Т. 3. – 2025. – 416 с.

ISBN 978-5-9273-4272-3

В сборник вошли материалы XXXI Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2025), прошедшие рецензирование членами программного комитета конференции. Основной целью конференции является организация взаимодействия научных и научно-технических коллективов для обмена опытом и новыми творческими успехами. Достижение этой цели также способствует внедрению перспективных разработок, имеющих практическое значение для дальнейшего развития промышленности, экономики и научно-технического потенциала России, а также развитию творческого потенциала талантливой молодежи, привлечению ее к решению наиболее актуальных производственных, технических и научных задач.

Ответственность за подбор, достоверность и оригинальность приведенных фактов, статистических данных, имен собственных, географических названий и прочих включенных в доклады материалов несут авторы.

УДК 621.37
ББК 32

ISBN 978-5-9273-4272-3 (т. 3)
ISBN 978-5-9273-4269-3

© Воронежский государственный университет, 2025
© АО «Концерн “Созвездие”», 2025
© Оформление. Издательский дом ВГУ, 2025

Материалы конференции

Том 1

Пленарные доклады

Секция 1. Общие проблемы передачи и обработки информации. Цифровая обработка сигналов.

Том 2

Секция 1. Общие проблемы передачи и обработки информации. Цифровая обработка сигналов.

Секция 2. Распознавание и обработка изображений.

Секция 3. Системы связи и передачи данных. Мобильная связь. Спутниковые системы связи и передачи информации.

Том 3

Секция 3. Системы связи и передачи данных. Мобильная связь. Спутниковые системы связи и передачи информации.

Секция 4. Тепловые, лазерно-оптические системы наблюдения и связи.

Секция 5. Радиолокация. Радиолокационные системы с синтезированной апертурой. Авиационно-космические радиоэлектронные системы.

Секция 6. Навигация. Позиционирование. Морская локация и навигация.

Гидроакустика. Системы наведения.

Том 4

Секция 6. Навигация. Позиционирование. Морская локация и навигация.

Гидроакустика. Системы наведения.

Секция 7. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы. Теория фракталов.

Секция 8. Электродинамика, распространение радиоволн, антенны. Цифровые антенные решетки и технология MIMO.

Том 5

Секция 8. Электродинамика, распространение радиоволн, антенны. Цифровые антенные решетки и технология MIMO.

Секция 9. Помехи. Электромагнитная совместимость. Радио- и оптоэлектронная разведка и подавление.

Секция 10. Радиотехнические устройства. Автоматизированные измерительные комплексы. Электроника. Техника СВЧ.

Том 6

Секция 10. Радиотехнические устройства. Автоматизированные измерительные комплексы. Электроника. Техника СВЧ.

Секция 11. Радиотехнический мониторинг Земли.

Секция 12. Интеллектуальные системы управления и связи. Когнитивное радио.

Содержание

Секция 3. Системы связи и передачи данных. Мобильная связь. Спутниковые системы связи и передачи информации

ПРИМЕНЕНИЕ ПРОГРАММНО-ОПРЕДЕЛЯЕМЫХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ МОДЕРНИЗАЦИИ РАДИОУСТАНОВКИ РЕТРАНСЛЯТОРА Ю. С. Русов, П. П. Куренков.....	1
--	---

Секция 4. Тепловые, лазерно-оптические системы наблюдения и связи

МЕТОДИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ЭНЕРГЕТИЧЕСКОМУ РАСЧЕТУ ПРОСТРАНСТВЕННО-РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СИСТЕМЫ СЛОЖЕНИЯ МОЩНОСТЕЙ КОГЕРЕНТНЫХ ИСТОЧНИКОВ ОПТИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН А. В. Чёнгин, А. Ю. Козирацкий, О. В. Смынтына.....	8
---	---

СИСТЕМНЫЙ АНАЛИЗ МОДЕЛЕЙ ПРИМЕНЕНИЯ ТЕПЛОВИЗИОННЫХ УСТРОЙСТВ В СИСТЕМАХ БЕЗОПАСНОСТИ Н. А. Ревякин, А. В. Лубенцов	16
---	----

ВЛИЯНИЕ ОШИБКИ НАЦЕЛИВАНИЯ НА КАЧЕСТВО СВЯЗИ В ГИБРИДНЫХ АТМОСФЕРНЫХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ С РЕТРАНСЛЯТОРОМ Р. П. Краснов	22
--	----

Секция 5. Радиолокация. Радиолокационные системы с синтезированной апертурой. Авиационно-космические радиоэлектронные системы

МОДЕЛЬ ИЗМЕНЕНИЯ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ПРОСТРАНСТВА БОРТОВОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ КОСМИЧЕСКОГО БАЗИРОВАНИЯ В ХОДЕ СЕАНСА СЪЕМКИ А. А. Дружков, В. А. Кульпин, С. А. Батчев,1 И. В. Коликов	29
--	----

ОБНАРУЖИТЕЛЬ ЦЕЛИ С ПОСТОЯННОЙ ВЕРОЯТНОСТЬЮ ЛОЖНОЙ ТРЕВОГИ ДЛЯ БОРТОВОГО КОГЕРЕНТНОГО РАДИОЛОКАТОРА А. А. Монаков	37
--	----

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПСЕВДО ДОПЛЕРОВСКОГО ЭФФЕКТА ДЛЯ СИСТЕМЫ РАДИОПЕЛЕНГАЦИИ А. А. Пирогов, М. В. Хорошайлова, А. В. Турецкий	49
--	----

СТРУКТУРА ПРОГРАММНО-ОПРЕДЕЛЯЕМОГО УСТРОЙСТВА ФОРМИРОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ А. В. Азаров, А. В. Шпак.....	54
---	----

ПРОГРАММА ДЛЯ АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГИСТРАЦИИ ДАННЫХ СО СТРАТОСФЕРНОГО РАДИОЗОНДА А. С. Костюков, А. Г. Волостных, Н. А. Волочаев	59
---	----

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТОПОЛОГИИ РАЗМЕЩЕНИЯ СРЕДСТВ ОБНАРУЖЕНИЯ МАЛОРАЗМЕРНОГО БВС ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ВЛИЯНИЯ УСЛОВИЙ ВНЕШНЕЙ СРЕДЫ	
А. Ф. Крячко, В. В. Ланцов.....	65
ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ФОРМИРОВАНИЯ ПОЛЯРИМЕТРИЧЕСКИХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ	
В. А. Кузнецов, А. С. Артюх	74
ИССЛЕДОВАНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ СЕЛЕКЦИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ОБЪЕКТОВ В Х-ДИАПАЗОНЕ РАДИОВОЛН НА ОСНОВЕ СВЕРТОЧНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ РАЗЛИЧНОЙ АРХИТЕКТУРЫ	
В. Б. Сучков, А. Ю. Перов, Иванов В. М.	83
ПОВЫШЕНИЕ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ РЛС ПО ДАЛЬНОСТИ БЕЗ ИЗМЕНЕНИЯ ПОЛОСЫ ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА	
В. В. Дмитриев, И. Н. Замятинा.....	93
ОБЗОР СИГНАЛЬНЫХ КЛАССИФИКАЦИОННЫХ ПРИЗНАКОВ РАДИОЛОКАЦИОННОГО РАСПОЗНАВАНИЯ МАЛОРАЗМЕРНЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ	
В. Г. Чигряй, А. С. Храменков.....	101
МОДЕЛИ И АЛГОРИТМЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ В МНОГОПОЗИЦИОННЫХ СИСТЕМАХ РАДИОЛОКАЦИИ	
В. К. Епанчинцев, А. П. Чеботарёва, И. А. Чебышев, А. С. Костюков	107
АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМА ОЦЕНКИ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОРИЕНТАЦИИ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ КИНЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ В ИНЕРЦИАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ	
В. П. Тавунов, А. А. Костоглотов, А. С. Пеньков	117
ИССЛЕДОВАНИЕ РАЗРЕЖЕННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ	
В. Ю. Волков	123
ОДНОПОЗИЦИОННОЕ МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЕ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ ИЗМЕРЕНИЙ ЗАДЕРЖКИ И УГЛОВ ПРИХОДА РАССЕЯННОГО РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ НЕКООПЕРАТИВНЫХ ПЕРЕДАТЧИКОВ	
В. Ю. Нестеров, Г. Г. Вертугров	132
ИЗМЕРЕНИЕ ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА ДИСКРИМИНАТОРОМ В КВАДРАТУРНОМ ПРИЕМНИКЕ С УЧЕТОМ ИСКАЖЕНИЙ, ВНОСИМЫХ ВХОДНЫМИ ЦЕПЯМИ	
Г. А. Бакаева	137
ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА МОМЕНТОВ В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ ДЛЯ РАСЧЕТА РАССЕЯННОГО ПОЛЯ ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ МЕРЫ ЭПР	
Д. Б. Михайлов, А. В. Чадин, Т. К. Анфиногентова.....	143

ОСОБЕННОСТИ НЕЙРОСЕТЕВОЙ РЕАЛИЗАЦИИ СОГЛАСОВАННОГО ФИЛЬТРА ОДНОЧНЫХ СИГНАЛОВ	147
Д. С. Нефёдов, Д. Д. Сарнацкий, В. О. Ильин	
ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ТОЧНОСТЬ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОЙ ПРОТЯЖЕННОСТИ ЦЕЛИ В РАДИОЛОКАТОРАХ РАЗЛИЧНЫХ ВИДОВ	156
Е. А. Антохин	
АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК РАССЕЯНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ЦЕЛЕЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ БЛИЗОСТИ	163
Е. Л. Шошин	
МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ ЭКВИДИСТАНТНЫХ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ФУНКЦИЙ БЕССЕЛЯ	175
Е. О. Андреев	
СВОЙСТВА БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ДЛЯ ОДНОКОЛЬЦЕВЫХ ФАЗИРОВАННЫХ РЕШЕТОК	179
Е. О. Андреев, А. Д. Виноградов, Л. А. Минин	
ФАКТОРИЗАЦИЯ ПЕРЕМЕННЫХ ПРИ ПЕРЕРАЗЛОЖЕНИИ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ПО ФУНКЦИЯМ БЕССЕЛЯ ДЛЯ ОДНОКОЛЬЦЕВЫХ ЭКВИДИСТАНТНЫХ ФАЗИРОВАННЫХ РЕШЕТОК	187
Е. О. Андреев, О. Ю. Лопухинский, Л. А. Минин	
ОБОСНОВАНИЕ ОСНОВНЫХ ТРЕБОВАНИЙ К ЗЕНИТНОМУ РАКЕТНОМУ КОМПЛЕКСУ БЛИЖНЕГО ДЕЙСТВИЯ ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ	193
И. М. Косачев, К. Н. Чугай, С. И. Амельченко	
ВЛИЯНИЕ ЧАСТОТНЫХ СВОЙСТВ АТМОСФЕРЫ НА ОЦЕНКУ СКОРОСТИ КОСМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ ПРИ ИХ РАДИОЛОКАЦИОННОМ ЗОНДИРОВАНИИ С ЗЕМЛИ	201
И. Н. Мыльников, В. Д. Захарченко, И. Г. Коваленко, Ю. А. Бондарь	
ПРОБЛЕМАТИКА ПОСТРОЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОБНАРУЖИТЕЛЯ МАЛОРАЗМЕРНЫХ, МАЛОСКОРОСТНЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ	207
К. Н. Чугай, Е. С. Максимович	
ОБОСНОВАНИЕ НАПРАВЛЕНИЙ ПРИМЕНЕНИЯ СВЕРТОЧНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ КЛАССИФИКАЦИИ ОБЪЕКТОВ НА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ	215
Л. Б. Рязанцев, С. Ю. Вахитов, А. В. Никушенков	
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ГОЛЕЯ В РСА	224
М. О. Гончаров	

ФИЛЬТРАЦИЯ ИЗМЕРЕНИЙ В РАДИОВЫСОТОМЕРЕ С СИММЕТРИЧНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ	
М. Ю. Нестеров	229
ПЕРСПЕКТИВНЫЙ СПОСОБ ПОСТРОЕНИЯ КОМПАКТНОЙ АФАР С ВОЗДУШНЫМ ОХЛАЖДЕНИЕМ ДЛЯ АВИАЦИОННОЙ БОРТОВОЙ РЛС	
П. А. Вислоус, М. В. Съедин	235
ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В АКТИВНЫХ МНОГОПОЗИЦИОННЫХ РЛС С УЧЕТОМ УСЛОВИЙ РАДИОЛОКАЦИОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ	
П. И. Оргиш	243
ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ТРАКТА ПЕРВИЧНОЙ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ОЦЕНКИ ХАРАКТЕРИСТИК ОБНАРУЖЕНИЯ НЕГАУССОВСКИХ СИГНАЛОВ	
С. М. Костромицкий, Д. С. Нефёдов	250
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ШИФРОВАНИЯ В УСТРОЙСТВЕ ДЛЯ РАБОТЫ С ГЛОБАЛЬНЫМИ НАВИГАЦИОННЫМИ СПУТНИКОВЫМИ СИСТЕМАМИ	
Т. Ю. Урывская, В. Б. Васильчук.....	260
ВОПРОСЫ КОМПЕНСАЦИИ ПОМЕХ В РАДИОЛОКАТОРАХ ПОДПОВЕРХНОСТНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ	
Ю. В. Черепанова, К. Н. Чугай.....	264
ДИНАМИЧЕСКИЙ ДИАПАЗОН ПО СКОРОСТИ В МИМО РАДИОЛОКАТОРЕ НА БАЗЕ BPSK СИГНАЛОВ	
Ю. М. Мелёшин	271
Секция 6. Навигация. Позиционирование. Морская локация и навигация. Гидроакустика. Системы наведения	
МЕХАНИСТИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ЗАДАЧЕ УПРАВЛЕНИЯ ЗАЩИТОЙ КАРТОГРАФИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ В ИНТЕГРИРОВАННОЙ СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ ГИДРОГРАФИЧЕСКОЙ СЛУЖБЫ ВОЕННО-МОРСКОГО ФЛОТА (ИСУ ГС ВМФ)	
А. В. Ивкин, С. А. Вызулин, О. В. Годовых, Р. Г. Кулиева.....	277
МОДЕЛИРОВАНИЕ КОМПАКТНОГО 3Д НЧИ – ГИДРОАКУСТИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ СО СЛОЖНОЙ ФОРМОЙ ИЗЛУЧАЮЩЕЙ ОБОЛОЧКИ	
А. К. Бритенков, Р. В. Травин	284
СИСТЕМА ЛОКАЛЬНОЙ НАВИГАЦИИ ПО ИСКУСТВЕННОМУ ПЕРЕМЕНННОМУ МАГНИТНОМУ ПОЛЮ	
А. М. Агеев, А. В. Мандрыкин, Р. Б. Угрюмов, К. А. Тивиков	291

ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО ИСПОЛЬЗОВАНИЮ ТЕХНОЛОГИЙ ДЛЯ АВТОНОМНОЙ НАВИГАЦИИ ТАКТИЧЕСКИХ БПЛА В УСЛОВИЯХ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕНИЯ	299
А. М. Агеев, А. С. Белоусов, В. В. Проценко, Н. В. Сухачев	299
МОДЕРНИЗАЦИЯ АВТОНОМНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ ПОДСИСТЕМЫ, ВХОДЯЩЕЙ В СОСТАВ КОМПЛЕКСНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ КС-100М	305
А. М. Криштал, А. В. Журавлев, П. Н. Медников	305
СОВРЕМЕННЫЕ СПОСОБЫ МОРСКОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ	308
А. С. Костюков, Н. Д. Клоков, А. С. Нетяга	308
О ЛОКАЛИЗАЦИИ ПОДВОДНЫХ ИСТОЧНИКОВ ШУМА ОДИНОЧНЫМ АВТОНОМНЫМ НЕОБИТАЕМЫМ ПОДВОДНЫМ АППАРАТОМ	313
А. Ф. Щербатюк, С. А. Переселков, И. М. Косенко, Н. В. Ладыкин	313
ЧАСТОТНАЯ-ВРЕМЕННАЯ ЭФФЕКТИВНОСТЬ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ В МЕЛКОМ МОРЕ	323
В. А. Башкарев, С. А. Переселков, В. М. Кузькин, А. С. Переселков	323
АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКОГО МЕТОДА ОЦЕНКИ ПЕЛЕНГА ИСТОЧНИКА	330
В. А. Башкарев, С. А. Переселков, В. М. Кузькин, А. С. Переселков1	330
КРИТЕРИЙ ВЫБОРА ИНФОРМАТИВНЫХ ФРАКТАЛЬНЫХ ПРИЗНАКОВ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ДЛЯ КОРРЕЛЯЦИОННО-ЭКСТРЕМАЛЬНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА	340
В. А. Кузнецов, А. А. Потапов, А. С. Артюх, Ю. Альхефиан	340
РАЗНОСТНО-УГЛОМЕРНЫЙ МЕТОД КООРДИНАТОМЕТРИИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ	350
В. В. Севидов	350
ЛОКАЦИЯ ДВИЖУЩИХСЯ БИОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ ДОПЛЕРОВСКОЙ СИСТЕМОЙ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ	360
В. К. КЛОЧКО	360
ПОЛЯРИЗАЦИОННО-АМПЛИТУДНЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ УГЛА КРЕНА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА	367
В. Л. Гулько, А. А. Мещеряков	367
АНАЛИЗ ДВУХЭЛЕМЕНТНОЙ МОДЕЛИ ВЯЗКОУПРУГОСТИ ДЛЯ ОЦЕНКИ НЕЛИНЕЙНЫХ СВОЙСТВ БИОЛОГИЧЕСКИХ ТКАНЕЙ	372
Д. А. Кравчук, Лагута М. В.	372

АЛГОРИТМ КОНТРОЛЯ ЦЕЛОСТНОСТИ НАВИГАЦИОННО-ВРЕМЕННЫХ ОПРЕДЕЛЕНИЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ	
Д. И. Савин, И. Д. Запеко.....	377
АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ И ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛА ГЛОНАСС L1 С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРОГРАММНО-ОПРЕДЕЛЯЕМОГО РАДИО (SDR): ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ И ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ	
Д. С. Кузицин, Я. В. Мыкольников, А. А. Рогозин, П. Н. Чижиков.....	382
ПЕРСПЕКТИВЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ КВАНТОВЫХ ТЕХНОЛОГИЙ ДЛЯ РЕШЕНИЯ НАВИГАЦИОННЫХ ЗАДАЧ	
П. А. Замятин	391
РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ ПРОГРАММИРОВАНИЯ МАРШРУТА ПОЛЕТА И УПРАВЛЕНИЯ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ РАДИОСИСТЕМЫ БЛИЖНЕЙ НАВИГАЦИИ	
П. Д. Коратаев, И. О. Леонов.....	401

ПРИМЕНЕНИЕ ПРОГРАММНО-ОПРЕДЕЛЯЕМЫХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ МОДЕРНИЗАЦИИ РАДИОТРАКТА РЕТРАНСЛЯТОРА

Ю. С. Русов, П. П. Куренков

Московский Государственный Технический Университет имени Н.Э. Баумана,
Москва, Россия

Аннотация. В работе проведён анализ возможностей модернизации бортового ретранслятора системы спутниковой связи с учётом тенденции развития современных технологий. Целью исследования является нахождение универсального технического решения, позволяющего создавать подобные системы с использованием программно-определенного радио. Исследована схема радиоканала ретранслятора, в которой часть СВЧ устройств заменена программно-определенным радио. Предложена модель радиоканала, позволяющая проводить качественную оценку схем, подвергающихся модернизации, а также конфигурировать программу для программно-определенного радио, что может значительно ускорить разработку новых аппаратных решений.

Ключевые слова: система спутниковой связи; бортовой ретранслятор; программно-определенное радио; ПЛИС.

THE USAGE OF SOFTWARE-DEFINED DEVICES FOR UPGRADING THE RADIO PATH OF A REPEATER

Yu. S. Rusov, P. P. Kurenkov

Bauman Moscow State Technical University,
Moscow, Russia

Abstract. This paper analyzes the possibilities of upgrading the onboard repeater of the satellite communication system taking into account the development trend of modern technologies. The purpose of the study is to find a universal technical solution that allows creating such systems using software-defined radio. The scheme of the repeater radio channel is studied, in which part of the microwave devices is replaced by software-defined radio. A radio channel model is proposed that allows for a qualitative assessment of the schemes undergoing modernization, as well as configuring the program for software-defined radio, which can significantly speed up the development of new hardware solutions.

Keywords: satellite communication system; onboard repeater; software-defined radio; FPGA.

1. ВВЕДЕНИЕ

Спутниковая связь на сегодняшний день является одной из самых доступных коммуникационных платформ, главным преимуществом которой в сравнении с другими системами связи является возможность обеспечить стабильную и надёжную связь для абонентов по всему миру. Она может использоваться для организации магистральных каналов передачи данных, для предоставления доступа в интернет, IP-телефонии, организации видеотрансляций, низкоскоростных телефонных каналов. Эти преимущества обусловлены отсутствием ограничений, являющихся следствием привязки к местности, что позволяет охватить территорию, где построение других систем связи невозможно.

Возрастающая потребность в передаче всё большего количества информации, а также в обслуживании непрерывно возрастающего числа пользователей требует новых

подходов к проектированию спутниковых систем. Одним из подходов может быть использование относительно малого числа космических аппаратов, которые способны обеспечить доступом к системе связи всех пользователей, находящихся на достаточно большой площади.

Другой подход предполагает отправку на орбиту большого числа малых космических аппаратов, образующих спутниковые группировки, способные обеспечить потребности абонентов. По этой причине в настоящее время развивается производство малогабаритных спутников. Возникает необходимость уменьшения затрат на производство каждого космического аппарата и его логистику, а также остро ставит вопросы утилизации космического мусора, остающегося после завершения срока эксплуатации спутников.

В последние годы множество инженеров и учёных уделяют внимание повышению качественных характеристик спутниковых ретрансляторов путём усовершенствования существующих схем передачи информации и добавления устройств на основе новой элементной базы. В связи с этим улучшение энергетических и массогабаритных характеристик бортового ретранслятора системы спутниковой связи является актуальной задачей. Одним из возможных способов улучшения энергетических и массогабаритных характеристик таких систем является применение программно-определенного радио (Software-defined radio, SDR). Внедрение данной технологии позволяет изменять различные технические характеристики устройств при помощи программного обеспечения.

В своей основе SDR содержит программируемую логическую интегральную схему (ПЛИС), которая также находит применение в различных современных высокотехнологичных устройствах [1, 2]. Использование ПЛИС обеспечивает высокую гибкость в перепрограммировании с целью соответствия требованиям новых задач или изменившейся окружающей среде космоса. Такой подход позволяет реализовывать высокопроизводительные и высокоскоростные устройства цифровой обработки сигналов за счёт применения эффективных алгоритмов с возможностью их дальнейшей модификации без каких-либо изменений в электрической схеме аппаратной части платформы [3].

Подобный вопрос рассматривается авторами в [4], где исследуется возможность формирования цифрового нуля в диаграмме направленности антенной решётки при помощи SDR. Результат достигается за счёт применения комплексного взвешивания сигналов, где весовые коэффициенты рассчитываются методом компенсирующей диаграммы направленности.

Авторы статьи [5] используют SDR в создании шлюза для организации связи между удалёнными интернет вещами и спутниковыми системами связи. Целью их исследования является снижение массогабаритных характеристик и удешевление производства подобных устройств за счёт высокой степени реконфигурации устройства. Также авторы задают определённые стандарты и требования для устройств, основанных на SDR и применяющихся в спутниковых системах для организации связи между удалёнными интернет вещами. Эти требования и стандарты могут быть положены в основу новых разработок, а также указать границы эффективного использования подобных устройств. В исследовании [6] представлена реализация цифрового видеотранслирующего спутника второго поколения, в котором применяется программно-определенное радио. Используя различные виды модуляции сигнала и варианты организации канала (режим с переотражением сигнала и режим прямой видимости), авторы открывают возможность достижения требуемого уровня соотношения сигнал/шум и битовых ошибок. В исследовании [7] авторы предлагают использовать SDR для создания общей системы синхронизации спутниковой связи, что позволяет

избежать создания отдельной сети распределения синхросигналов для спутника. Такое применение также позволяет внедрять новые функции и протоколы без изменения доступного оборудования, создавая универсальные системы, совместимые с различными группировками глобальных систем спутниковой связи.

Внедрение данной технологии в состав космического аппарата может оказать значительное влияние на подход к его проектированию. За счёт появления универсальных аппаратных платформ, построенных по SDR технологии, реализация новых функций на существующих космических аппаратах спутниковых систем связи будет сводиться к разработке алгоритмов и программного обеспечения для синтеза и обработки передаваемых сигналов.

Однако при переходе на цифровую платформу кроме удобства управления элементами тракта устройства возникает вопрос целесообразности и эффективности такого перехода. Данная работа исследует возможности внесения улучшений в существующие бортовые ретрансляторы спутниковых систем связи, а также рассматривает пути создания модели, позволяющей оценить основные характеристики распространения сигнала при добавлении в устройство программно-определенного радио. При создании такой модели актуальными задачами являются определение основных характеристик спутниковых ретрансляторов, позволяющих оценить качество их работы, оценка возможностей улучшения этих характеристик при использовании программно-определенного радио, а также исследование перспектив совершенствования применяемых устройств с учётом развития элементной базы в будущем.

2. АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ МОДЕРНИЗАЦИИ РАДИОТРАКТА С ПРИМЕНЕНИЕМ SDR

На рисунке 1 приведена базовая схема приёмной части радиотракта ретранслятора, содержащая полосовой фильтр, малошумящий усилитель, преобразователь радиочастоты в промежуточную частоту, аналого-цифровой преобразователь и вычислительный блок. Для улучшения качественных показателей спутникового ретранслятора предлагается часть аналоговых СВЧ элементов, расположенных в тракте радиоканала, заменить на программно-определенное радио. В схеме модернизированного радиотракта (рисунок 2) SDR берёт на себя работу узла переноса с радиочастоты на промежуточную частоту и узла аналого-цифрового преобразователя. Полосовой фильтр и малошумящий усилитель остаются в исходном виде.

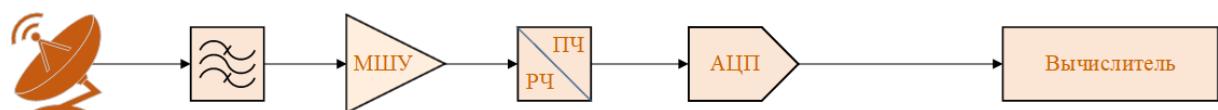


Рис. 1. Схема приёмного радиотракта без применения SDR.

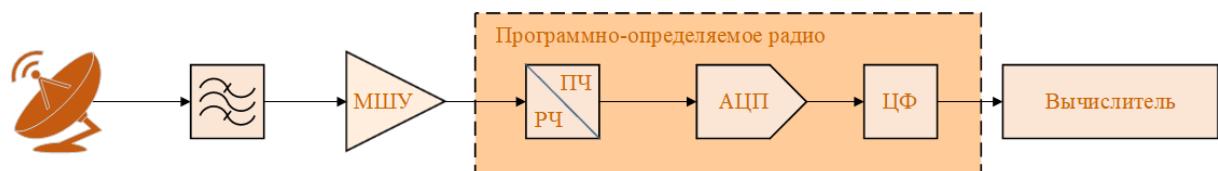


Рис. 2. Схема приёмного радиотракта с применением SDR.

В качестве SDR может применяться микросхема AD9361, производимая фирмой Analog Devices. Возникает необходимость в оценке эффективности и целесообразности данного перехода. Такая оценка даёт возможность сравнить существующую и модернизированную схемы, а также определить преимущества и недостатки подобных схем для конкретных условий и задач. При сравнении эффективности применения SDR будут взяты масса устройства и коэффициент передачи сигнала в радиотракте.

Общая масса тракта включает в себя массы всех входящих в него функциональных узлов и рассчитывается по формуле (1):

$$M = m_{\text{ПФ}} + m_{\text{МШУ}} + m_{\text{РЧ/ПЧ}} + m_{\text{АЦП}} \quad (1)$$

где $m_{\text{ПФ}}$ – масса полосового фильтра, $m_{\text{МШУ}}$ – масса малошумящего усилителя, $m_{\text{РЧ/ПЧ}}$ – масса преобразователя частоты, $m_{\text{АЦП}}$ – масса аналого-цифрового преобразователя.

Суммарный коэффициент передачи в тракте учитывает прохождение сигнала через каждый функциональный узел. Результатом является сумма ослаблений сигнала, вносимых при прохождении через элементы тракта, и усиления сигнала при прохождении через усилители, рассчитываемая по формуле (2):

$$K = K_{\text{ПФ}} + K_{\text{МШУ}} + K_{\text{РЧ/ПЧ}} \quad (2)$$

где $K_{\text{ПФ}}$ – коэффициент передачи полосового фильтра в полосе пропускания, $K_{\text{МШУ}}$ – коэффициент передачи малошумящего усилителя, $K_{\text{РЧ/ПЧ}}$ – коэффициент передачи преобразователя частоты.

В таблице 1 приведены характеристики трактов, выполненных с применением SDR и без него. Данные показывают, что схема с SDR позволяет уменьшить конечную массу изделия, но при этом не уступает по энергоэффективности схеме без SDR. Подобный выигрыш в массе обусловлен сокращением количества аналоговых компонентов и переносом их функций в структуру применяемой микросхемы. За счёт использования входящих в состав микросхемы настраиваемых усилителей можно добиться значительного усиления сигнала. При этом имеется возможность одновременной обработки сигналов в двух каналах, в то время как в схеме без SDR только в одном. Это может способствовать повышению качества связи при ухудшении условий распространения радиоволн.

Таблица 1. Сравнение характеристик рассмотренных схем построения радиотракта

	Коэффициент передачи сигнала при прохождении тракта [дБ]	Масса устройства [кг]
Схема без SDR	105	2,7
Схема с SDR	115/185	2,1

Существующие пакеты программного обеспечения не имеют в своём составе инструментов, способных достаточно быстро и просто произвести необходимые расчёты без необходимости внедрения в их структуру дополнительных утилит. Для оценки эффективности замены СВЧ компонентов программно-определенным радио предлагается модель, способная учитывать распространение сигнала как в узлах радиотракта, так и в узлах, реализованных с применением SDR. Создание модели предполагает разбиение радиотракта на два основных компонента (рисунок 3).

Первый компонент модели выполняется в пакете программного обеспечения, производящем численное моделирование распространения радиосигнала в рассматриваемом тракте. Его основной задачей является получение энергетических характеристик сигнала при его прохождении через тракт. Полученные данные отправляются на обработку в следующий компонент. Вместе с этим передаётся схема подключения элементов рассматриваемой модели и характеристики входящих в неё

элементов. Также в задачи указанного пакета программного обеспечения входит получение новых результатов моделирования, произведённых вторым компонентом, и их графическое сравнение.

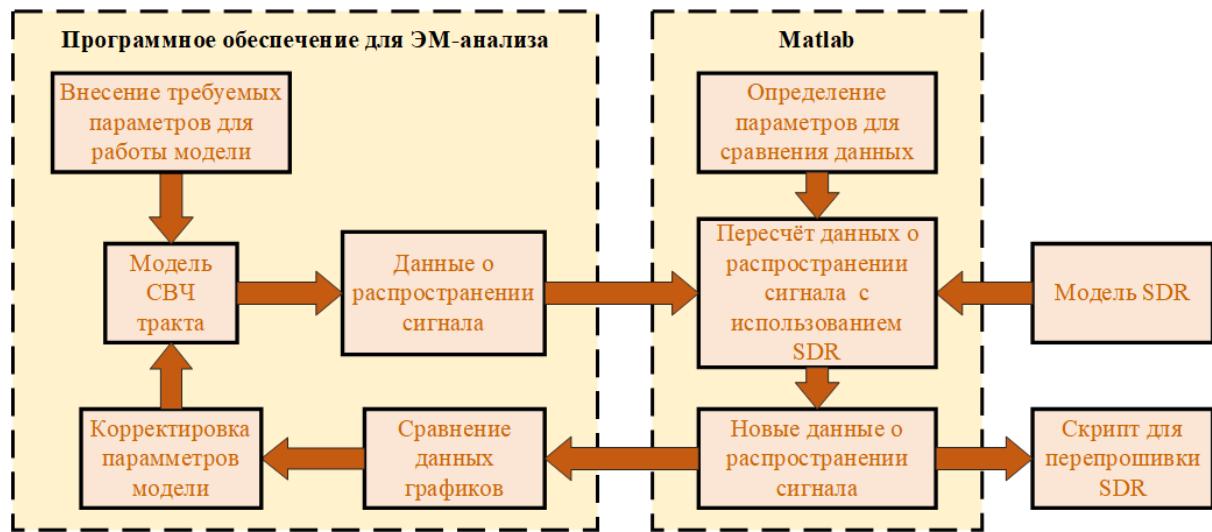


Рис. 3. Модель расчёта радиотракта с применением SDR.

Вторым компонентом модели является подключаемый программный модуль, написанный в среде Matlab. В его задачи входит расчёт характеристик распространения сигнала с учётом замены части СВЧ элементов на SDR и создание скрипта, позволяющего перепрограммировать устройство для решения поставленной задачи. После указания всех необходимых параметров и загрузки всех моделей пользователь может произвести расчёт распространения сигнала для определения значений требуемых характеристик, и, при необходимости, итерационно модифицировать модель под требуемые задачи.

3. ПЕРСПЕКТИВЫ СОЗДАНИЯ РАДИОТРАКТОВ С ПРИМЕНЕНИЕМ SDR

При условии дальнейшего быстрого развития современных технологий и элементной базы можно ожидать, что в ближайшие несколько десятков лет появится возможность обрабатывать сигналы сверхвысокой частоты без их предварительного переноса на промежуточную частоту. Перспективный вариант схемы такого ретранслятора представлен на рисунке 4. При таком исполнении происходит полный отказ от стандартной аналоговой элементной базы. Высокочастотный фильтр и малошумящий усилитель переносятся в состав структуры SDR, после чего сигнал напрямую передаётся в аналого-цифровой преобразователь, а затем и в вычислительный блок. Ожидается, что у таких устройств значительно повысится производительность и энергоэффективность. Это в свою очередь приведёт к уменьшению задержек на обработку сигналов, а также повысит пропускную способность. Улучшенная архитектура SDR может включать в себя модульный подход с возможностью замены некоторых элементов на плате изделия. С новой архитектурой появятся и улучшенные методы фильтрации, демодуляции и кодирования, позволяющие работать устройствам с SDR в условиях заполненного радиоэфира.

Дальнейшие перспективы модернизации радиотрактов могут быть связаны с интеграцией с искусственным интеллектом, что позволит обеспечить адаптивную оптимизацию параметров приёма/передачи в зависимости от состояния внешней среды.

Это в свою очередь повысит эффективность замены элементной базы на SDR. Нейронные сети и алгоритмы машинного обучения способны анализировать текущие условия сигнальной среды и на основе этих данных настраивать параметры ретранслятора. Такая интеграция с искусственным интеллектом позволит не только оптимизировать приём и передачу данных, но и определять возможные проблемы в радиотракте в реальном времени.

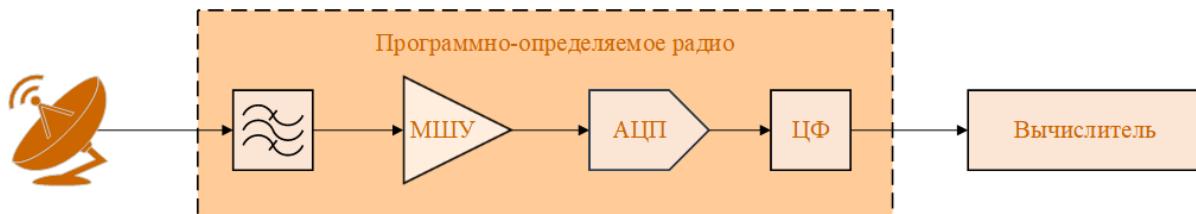


Рис. 4. Схема перспективного радиотракта с учётом тенденций развития технологий.

С учетом тенденций развития технологий можно ожидать появления универсальной спутниковой системы связи, совместимой с различными глобальными и локальными сетями и поддерживающей новые стандарты и протоколы связи. SDR является основой для создания глобальной сети, способной удовлетворить растущие потребности пользователей в больших объемах информации.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье рассмотрена схема радиотракта ретранслятора космического аппарата спутниковой системы связи. Для улучшения характеристик радиотракта предлагается замена некоторых аналоговых СВЧ узлов программно-определенным радио. Предварительная оценка массы устройства и коэффициента передачи сигнала при прохождении радиотракта показала, что применение SDR позволяет получить более высокие характеристики.

Для оценки эффективности применения SDR предлагается программная модель тракта распространения сигнала, позволяющая оценить преимущества внедрения данной технологии в существующие схемы радиотрактов, а также сконфигурировать программу для SDR с учетом требуемых параметров сигнала. Это позволит ускорить разработку алгоритмов для создания подобных цифровых платформ, а также более качественно оценивать характеристики распространения сигнала в тракте при наличии программно-определенного радио. Дальнейшие исследования и разработки в этой области способны привести к созданию новых стандартов и протоколов связи, оптимизированных для работы с SDR.

ЛИТЕРАТУРА

1. Rusov Yu. S., Russo D. R., Kurenkov P. P. Development of a Beam Steering System for a Phased Antenna Array with Variable Duration of Control Pulses // 2024 6th International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE), Proc.: IEEE, 2024. – Pp. 1-6. DOI: 10.1109/REEPE60449.2024.10479954.
2. Maheswarappa Mamatha R., Bowyer Mark, Bridge Christopher P. Software Defined Radio (SDR) Architecture to Support Multi-Satellite Communications // IEEE Aerospace Conference, 2015. – Pp. 1-10. DOI: 10.1109/AERO.2015.7119186.
3. Николаев А. В., Медоев В. Э. Выбор и обоснование SDR платформы для реализации модема спутниковой связи // Символ науки, 2020, № 1-2. – С. 20-23.

4. Prokhorenko V. V, Propastin A. A. Null Forming with Multichannel Receiving SDRs // 2023 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), 2023. – Pp. 284-287. DOI: 10.1109/RSEMW58451.2023.10202094.
5. Gavrila C. An SDR-based Satellite Gateway for Internet of Remote Things (IoRT) Applications / Gavrila C., Alexandru M., Popescu V., Sacchi C., Giusto D. // IEEE Access, 2020, Vol. 8. – Pp. 115423-115436. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3004480.
6. Bera Soumyasree, Samarendra Nath Sur. DVBS2 System Using SDR in Hardware-in-Loop Mode // International Journal of Wireless and Microwave Technologies, 2017, Vol. 7, No. 2. – Pp. 35-43. DOI: 10.5815/ijwmt.2017.02.04.
7. Simon N. SDRs as a Reference and Common Clock Source for GNSS Timing Apps // Wireless technologies, 2021, № 3-4. – Pp. 15-17.

REFERENCES

1. Rusov Yu. S., Russo D. R., Kurenkov P. P. Development of a Beam Steering System for a Phased Antenna Array with Variable Duration of Control Pulses // 2024 6th International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE), Proc.: IEEE, 2024. – Pp. 1-6. DOI: 10.1109/REEPE60449.2024.10479954.
2. Maheswarappa Mamatha R., Bowyer Mark, Bridge Christopher P. Software Defined Radio (SDR) Architecture to Support Multi-Satellite Communications // IEEE Aerospace Conference, 2015. – Pp. 1-10. DOI: 10.1109/AERO.2015.7119186.
3. Nikolaev A. V., Medoev V. E. Selection and justification of the SDR platform for implementing a satellite communication station modem // Symbol of Science: International Scientific Journal, 2020, No. 1-2. – Pp. 20-23.
4. Prokhorenko V. V, Propastin A. A. Null Forming with Multichannel Receiving SDRs // 2023 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), 2023. – Pp. 284-287. DOI: 10.1109/RSEMW58451.2023.10202094.
5. Gavrila C. An SDR-based Satellite Gateway for Internet of Remote Things (IoRT) Applications / Gavrila C., Alexandru M., Popescu V., Sacchi C., Giusto D. // IEEE Access, 2020, Vol. 8. – Pp. 115423-115436. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3004480.
6. Bera Soumyasree, Samarendra Nath Sur. DVBS2 System Using SDR in Hardware-in-Loop Mode // International Journal of Wireless and Microwave Technologies, 2017, Vol. 7, No. 2. – Pp. 35-43. DOI: 10.5815/ijwmt.2017.02.04.
7. Simon N. SDRs as a Reference and Common Clock Source for GNSS Timing Apps // Wireless technologies, 2021, № 3-4. – Pp. 15-17.

МЕТОДИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ЭНЕРГЕТИЧЕСКОМУ РАСЧЕТУ ПРОСТРАНСТВЕННО-РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СИСТЕМЫ СЛОЖЕНИЯ МОЩНОСТЕЙ КОГЕРЕНТНЫХ ИСТОЧНИКОВ ОПТИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

A. B. Чёнгин, A. Ю. Козирацкий, O. B. Смынтына

Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил "Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина, Воронеж, Россия

Аннотация. Проведенные исследования описывают методический подход к энергетическому расчету пространственно-распределенной системы сложения мощностей когерентных источников оптического диапазона длин волн. Получены аналитические выражения для расчета текущих координат точки пространства, в которой необходимо сконцентрировать мощности отдельных когерентных источников для достижения режима абляции различных материалов. Определены ограничения для определения мощностных характеристик и количества когерентных источников. Представлены зависимости пропускной способности среды распространения при различных значениях метеорологической дальности видимости.

Ключевые слова: электромагнитное излучение, когерентные источники, импульсная последовательность, ослабление, нелинейные эффекты, абляция, сложение мощностей, оптический диапазон, пространственно-распределенная система.

A METHODICAL APPROACH TO THE ENERGY CALCULATION OF A SPATIALLY DISTRIBUTED POWER ADDITION SYSTEM FOR COHERENT OPTICAL WAVELENGTH SOURCES

A.V. Chengin, A. Y. Koziratsky, O. V. Smyntyna

Military Training and Research Center of the Air Force "Air Force Academy named after Professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin, Voronezh, Russia

Abstract. The conducted research describes a methodological approach to the energy calculation of a spatially distributed power addition system of coherent sources of optical wavelength range. Analytical expressions have been obtained for calculating the current coordinates of a point in space where it is necessary to concentrate the power of individual coherent sources in order to achieve the ablation mode of various materials. The limitations for determining the power characteristics and the number of coherent sources are determined. The dependences of the transmission capacity of the propagation medium at different values of the meteorological range of visibility are presented.

Keywords: electromagnetic radiation, coherent sources, pulse sequence, attenuation, nonlinear effects, ablation, power addition, optical range, spatially distributed system.

1. ВВЕДЕНИЕ

Применение электромагнитного излучения когерентных источников (лазеров) прочно вошли во все сферы деятельности человека. Лазеры применяются в промышленности, медицине, науке, связи, электронике, астрономии, сфере безопасности и многих других сферах.

Для широкого круга практических задач при умеренных плотностях электромагнитной энергии взаимодействие излучения со средой не зависит от интенсивности самого излучения, и все особенности распространения света в

различных средах объясняются в результате его рассеяния и поглощения. В приземистых слоях атмосферы затухания лазерного излучения, а также возникновения нелинейных эффектов распространения играют ключевую роль в передаче энергии на большие расстояния. Целью исследования является обоснование способа пространственного сложения электромагнитных излучений (ЭМИ) когерентных источников, исключающий возникновение нелинейных эффектов на трассах распространения для достижения необходимой мощности излучения когерентных источников оптического диапазона длин волн в определенной точке пространства. Полученные результаты относятся к области защиты важных объектов инфраструктуры, аэродромов, атомных станций от объектов в воздушном пространстве, таких как аэростаты, дирижабли, воздушные шары, беспилотные летательные аппараты, за счет сложения электромагнитных излучений нескольких когерентных источников оптического диапазона длин волн.

2. РАСЧЕТ ВРЕМЕННЫХ ЗАДЕРЖЕК ГЕНЕРАЦИИ ИЗЛУЧЕНИЯ

В проводимом исследовании расстояния до точки пространства, в котором необходимо сконцентрировать необходимую энергию от n -го количества когерентных источников (КИ) (расположенных на земле), составляют от 500 до 3000 метров от каждого из них. Пример расположения когерентных источников на земле относительно области сложения (ЭМИ) представлен на рисунке 1.

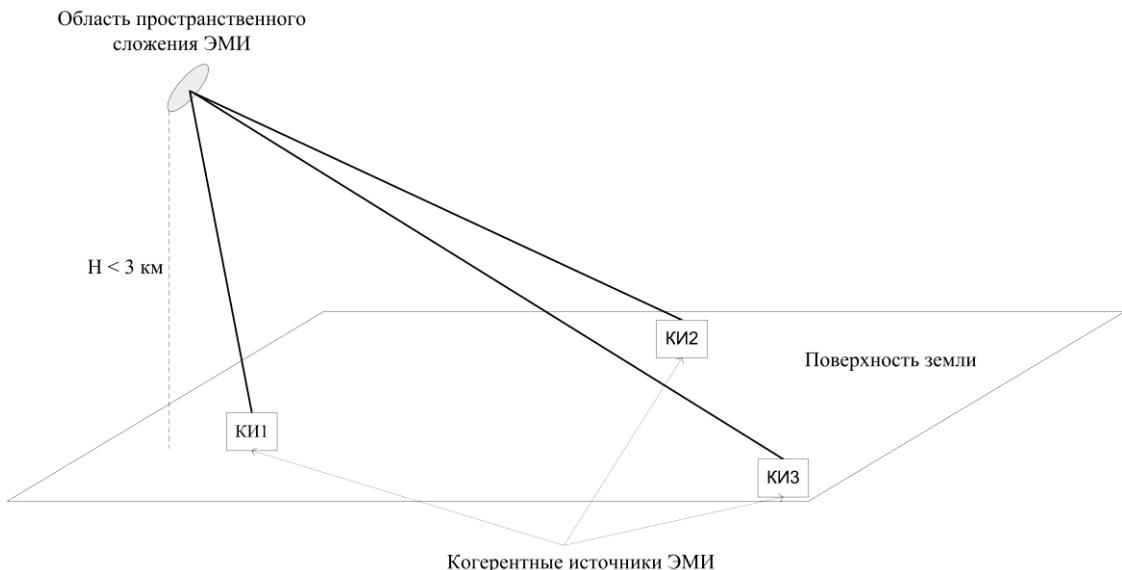


Рис. 1. Пример расположения когерентных источников относительно области сложения электромагнитных излучений

Система уравнений для вычисления пространственных координат точки сложения ЭМИ:

$$\begin{cases} L_1 = \sqrt{(x_1 - x_0)^2 + (y_1 - y_0)^2 + z_0^2} \\ L_2 = \sqrt{(x_2 - x_0)^2 + (y_2 - y_0)^2 + z_0^2}, \\ L_3 = \sqrt{(x_3 - x_0)^2 + (y_3 - y_0)^2 + z_0^2} \end{cases} \quad (1)$$

где L_1, L_2, L_3 – расстояния от КИ до точки пространства сложения ЭМИ, $x_1, y_1; x_2, y_2; x_3, y_3$ - координаты КИ, x_0, y_0, z_0 - координаты точки сложения ЭМИ.

3. РАСЧЕТ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ КОГЕРЕНТНЫХ ИСТОЧНИКОВ ОПТИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА

Определим значение площади элемента объекта с учетом энергии луча зондирующего излучения. Положим, что источник лазерного излучения ориентирован таким образом, что оптическая ось источника совпадает с координатной осью Z. Источник является одномодовым и одночастотным. Пространственное распределение интенсивности является гауссовским, а образующая лазерного пучка (канала распространения когерентного излучения оптического диапазона длин волн) является гиперболой [1]. В этом случае радиус лазерного пучка на удалении от источника будет определяться выражением:

$$a_z = a_0 \sqrt{1 + \frac{4z^2}{k^2 a_0^2}}, \quad (2)$$

где z - дальность от источника излучения, a_0 - радиус лазерного пучка при $z = 0$, $k = 2\pi / \lambda$ - волновое число.

Интенсивность лазерного излучения по оси Z($x=y=0$) можно представить в виде:

$$g(t) = \begin{cases} 0, & t < 0, t > \tau_u \\ I_0 e^{-\alpha(\lambda)Z}, & 0 \leq t \leq \tau_u \end{cases}, \quad (3)$$

где τ_u - длительность лазерного импульса, I_0 - интенсивность на выходе лазерного устройства, $\alpha(\lambda)$ - показатель ослабления лазерного излучения.

Тогда интенсивность лазерного излучения в любой точке лазерного пучка может быть определена с помощью выражения

$$I(x, y, z, t) = \frac{a_0^2}{a^2(z)} g\left(z - \frac{z}{c}\right) e^{-\frac{x^2+y^2}{a^2(z)}} \quad (4)$$

Тактика применения БПЛА малой малого класса предусматривает высоту полета не более 3 км. При таких значениях высоты наибольший вклад в ослабление сигнала вносят: ослабление за счет поглощения водяными парами, поглощение молекулами углекислого газа и аэрозольное рассеяние.

Для вычисления коэффициента пропускания излучения на наклонной трассе длиной l вся наклонная трасса по высоте делится на n участков, длиной Δl_i , ($\sum_{i=1}^n \Delta l_i = l$). Каждому такому участку соответствует слой атмосферы толщиной $\tau_i(\lambda) = \tau_{\text{вп}_i}(\lambda) \tau_{\text{yr}_i}(\lambda) \tau_p(\lambda)$ находящийся на высоте H_i . Если все участки Δl_i одинаковые и равны Δl , то $\Delta H_i = \Delta H$. Принимается допущение о том, что спектральный коэффициент пропускания атмосферы $\tau(\lambda)$ в пределах каждого слоя не зависит от толщины слоя, т.е. в пределах данного слоя постоянен по высоте. Он принимается равным коэффициенту пропускания атмосферы на горизонтальной трассе, расположенной на высоте H_i и имеющей длину Δl .

Выбор толщины слоя ΔH необходимо производить из условия, чтобы различие между значениями коэффициента пропускания на границах слоя было небольшим. Степень различия удобно задать некоторой величиной δ . Условие для определения максимальной толщины слоя имеет вид:

$$\Delta H \leq \frac{\lg(\delta+1)}{0,2} \quad (5)$$

Для обеспечения приемлемой точности определения спектрального коэффициента пропускания атмосферы на наклонных трассах на практике величину δ выбирают в пределах 0,01...0,05. Для i -го участка формула расчета спектрального коэффициента пропускания атмосферы примет вид:

$$\tau_i(\lambda) = \tau_{\text{вп}_i}(\lambda)\tau_{\text{yr}_i}(\lambda)\tau_p(\lambda) \quad (6)$$

где $\tau_{\text{вп}_i}(\lambda)$ – спектральный коэффициент пропускания i -го участка, учитывающий молекулярное поглощение водяными парами, $\tau_{\text{yr}_i}(\lambda)$ – спектральный коэффициент пропускания i -го участка, учитывающий молекулярное поглощение углекислым газом, $\tau_p(\lambda)$ – спектральный коэффициент пропускания, учитывающий аэрозольное рассеяние (от высоты не зависит).

Коэффициент $\tau_{\text{вп}_i}(\lambda)$ определяется по формуле:

$$\tau_{\text{вп}_i}(\lambda) = (1 - K_{\text{вп}}) + K_{\text{вп}}\tau_{\text{вп}0} \quad (7)$$

где $\tau_{\text{вп}0}$ – коэффициент пропускания излучения, учитывающий его ослабление водяными парами на уровне моря, $K_{\text{вп}}$ – поправочный коэффициент, учитывающий высоту расположения горизонтальной трассы над уровнем моря, описываемый выражением вида:

$$K_{\text{вп}} = e^{-0,07H} \quad (8)$$

Для вычисления $\tau_{\text{вп}0}$ воспользуемся аппроксимирующим выражением, полученным на основе экспериментальных данных:

$$\tau_{\text{вп}0} = (1 + 0,15 \frac{1 - \tau'_{\text{вп}}}{\tau'_{\text{вп}}} h_{\text{эк}})^{-1} \quad (9)$$

где $\tau'_{\text{вп}}$ – коэффициент пропускания излучения водяными на уровне моря, $h_{\text{эк}}$ – высота эквивалентного слоя воды, осажденной из атмосферы на трассе распространения оптического излучения.

Для горизонтальной поглощающей трассы длиной 1 величина $h_{\text{эк}}$ определяется по формуле:

$$h_{\text{эк}} = \frac{2,167 \cdot 10^4}{273,3 + t_{\text{в}}} f_{\text{в}} el \quad (10)$$

где $t_{\text{в}}$ – температура воздуха на уровне моря, $f_{\text{в}}$ – относительная влажность воздуха на уровне моря, e – упругость насыщенных паров, l – протяженность трассы.

Величина e определяется по формуле:

$$e = 7,309 \cdot 10^{-4} \cdot 1,0595^{t_{\text{в}}} \quad (11)$$

Таким образом, с учетом формул (11)-(15) выражение, позволяющее определить значения спектрального коэффициента пропускания i -го участка, учитывающего молекулярное поглощение водяными парами примет вид:

$$\tau_{\text{вп}_i}(\lambda) = (1 - e^{-0,07H}) + e^{-0,07H} (1 + 0,15 \frac{1 - \tau'_{\text{вп}}}{\tau'_{\text{вп}}} \frac{2,167 \cdot 10^4}{273,3 + t_{\text{в}}} f_{\text{в}} 7,309 \cdot 10^{-4} \cdot 1,0595^{t_{\text{в}}} l)^{-1} \quad (12)$$

Коэффициент $\tau_{\text{yr}_i}(\lambda)$ определяется на основе аппроксимирующей экспериментальной формулы вида:

$$\tau_{y\Gamma_i} = (1 + 0,3 \frac{1 - \tau'_{y\Gamma}}{\tau'_{y\Gamma}} l_{\text{эк}})^{-1} \quad (13)$$

где $\tau'_{y\Gamma}$ – коэффициент пропускания излучения углекислым газом на уровне моря, $l_{\text{эк}}$ – эквивалентная длина поглощающей трассы, учитывающая высоту ее расположения над уровнем моря и определяемая по формуле:

$$l_{\text{эк}} = K_{y\Gamma_i} l \quad (14)$$

Поправочный коэффициент $K_{y\Gamma}$ имеет вид

$$K_{y\Gamma_i} = e^{-0,2H_i} \quad (15)$$

С учетом выражений (15)-(18) значение спектрального коэффициента пропускания i -го участка, учитывающее молекулярное поглощение углекислым газом, примет вид:

$$\tau_{y\Gamma_i} = (1 + 0,3 \frac{1 - \tau'_{y\Gamma}}{\tau'_{y\Gamma}} e^{-0,2H_i} l_i)^{-1} \quad (16)$$

Выражение позволяющее рассчитать значение коэффициента $\tau_p(\lambda)$ имеет вид:

$$\tau_p = (\tau'_p)^{\frac{l}{1,83}} \cdot 0,998^{-(17-h_{\text{эк}})} \quad (17)$$

где τ'_p – безразмерный коэффициент, зависящий от длины волны излучения и метеорологической дальности видимости, который определяется выражением вида:

$$\tau'_p = 1 - 0,0438 \exp(-0,078l_b)(\lambda - 5)^2 - 0,548 \exp(-0,15l_b) \quad (18)$$

где l_b – метеорологическая дальность видимости.

После определения $\tau_i(\lambda)$ для каждого из n участков вычисляется коэффициент пропускания атмосферы для всей трассы:

$$\tau(\lambda) = \prod_{i=1}^n \tau_i(\lambda) \quad (19)$$

Анализ влияния различных факторов на ослабление излучения в атмосфере показывает, что коэффициент пропускания излучения атмосферы является сложной функцией, зависящей от высоты расположения трассы излучения и ее длины, состояние атмосферы (температура, относительная влажность воздуха, метеорологическая дальность видимости), спектрального состава излучения.

Определим интенсивность лазерного излучения в любой точке лазерного пучка при фиксированной дальности, т.е. при $Z=\text{const}$

$$I(x, y, z, t) = \frac{a_0^2}{a^2(z)} I_0 e^{-\alpha(\lambda)Z} e^{-\frac{x^2+y^2}{a^2(z)}} \quad (20)$$

Определим мощность излучения, падающую на элементарный участок поверхности облучаемого объекта. Для этого необходимо полученную интенсивность излучения умножить на значение площади объекта, на которое падает излучение

$$P_1 = \frac{a_0^2}{a^2(z)} I_0 e^{-\alpha(\lambda)Z} e^{-\frac{x^2+y^2}{a^2(z)}} S_{ob} \quad (21)$$

Целью работы является пространственное сложение мощностей нескольких источников импульсного лазерного излучения на объекте, ожидаемым результатом которого является разрушение конструкции объекта.

По формулам (19)-(21) определим значение мощности падающего излучения излучаемого каждым источником излучения.

Суммарная мощность излучения от всех источников будет определяться выражением

$$P_{ob} = \sum_{i=1}^n P_i \quad (22)$$

В проводимых исследованиях КИ является углекислотный лазер, работающий в режиме модуляции добротности. Для определения мощности каждого когерентного источника излучения, а также их количества необходимо учесть два важных фактора. Первый заключается в том, что лазерный пучок, плотность мощности которого достигает 10^{12} - 10^{14} Вт/см², приводит к новым нелинейным эффектам, не существующим в обычной линейной оптике, например к электрическому пробою среды распространения, что отрицательно влияет на достижение поставленного результата [2,3]. Вторым фактором является ослабление излучения атмосферой.

На основании приведенных выражений были определены зависимости спектральных коэффициентов пропускания атмосферы для расстояний 500, 1000, 1500, 3000 метров для длины волны 10,6 мкм при метеорологической дальности видимости от 7 до 25 км. Результаты отражены на рисунке 2.

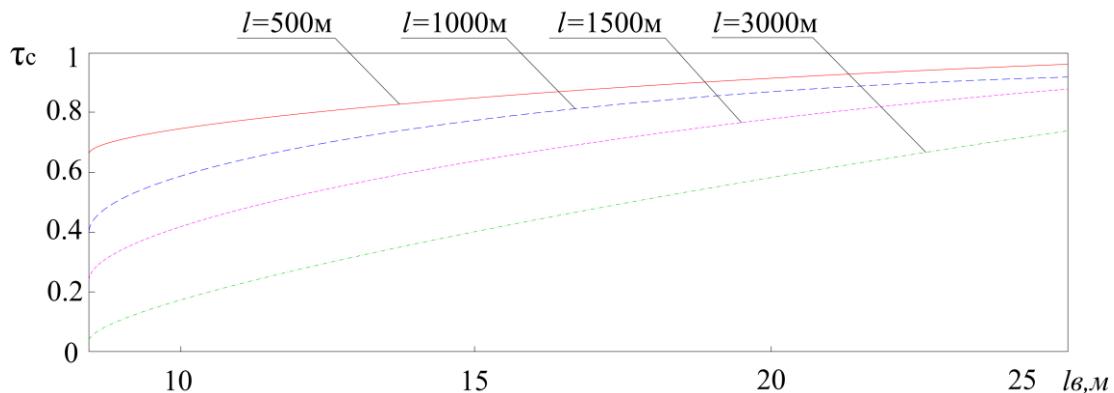


Рис. 2. Зависимости спектральных коэффициентов пропускания атмосферы от метеорологической дальности видимости

Также были определены зависимости суммарных значений потоков излучения в начале трассы распространения $\Phi_{e0}(\lambda)$ от метеорологической дальности видимости для наклонной трассы распространения l от 7 до 25 км. Полученные результаты отражают количество энергии необходимой для испарения и плавления объекта выполненного из углерода или алюминия соответственно, площадью 1 см² и толщиной 1 мм на расстояниях 500, 1000, 1500, 3000 метров от одного КИ. Результаты исследований представлены на рисунке 3, рисунке 4 соответственно.

На основании полученных результатов определено время за которое пластина из углерода площадью 1 см² и толщиной 1 мм полностью испарится под воздействием ЭМИ трех КИ мощностью 50 Вт, работающих в режиме модуляции добротности, с учетом спектрального коэффициента пропускания атмосферы на наклонной трассе распространения ЭМИ. Результаты представлены на рисунке 5.

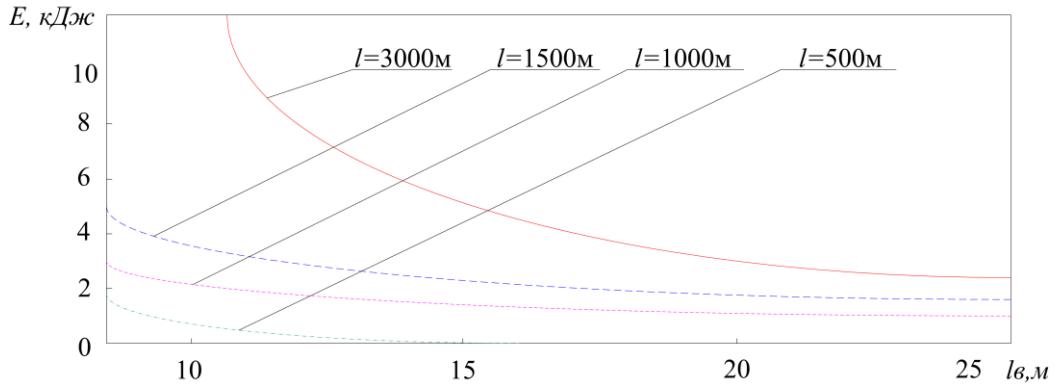


Рис. 3. Зависимость количества излученной энергии от метеорологической дальности видимости для испарения углеродной пластины

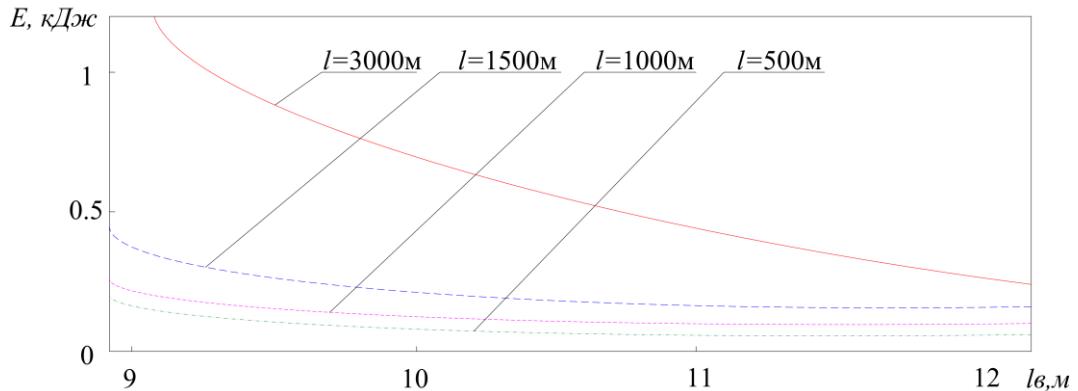


Рис. 4. Зависимость количества излученной энергии от метеорологической дальности видимости для испарения алюминиевой пластины

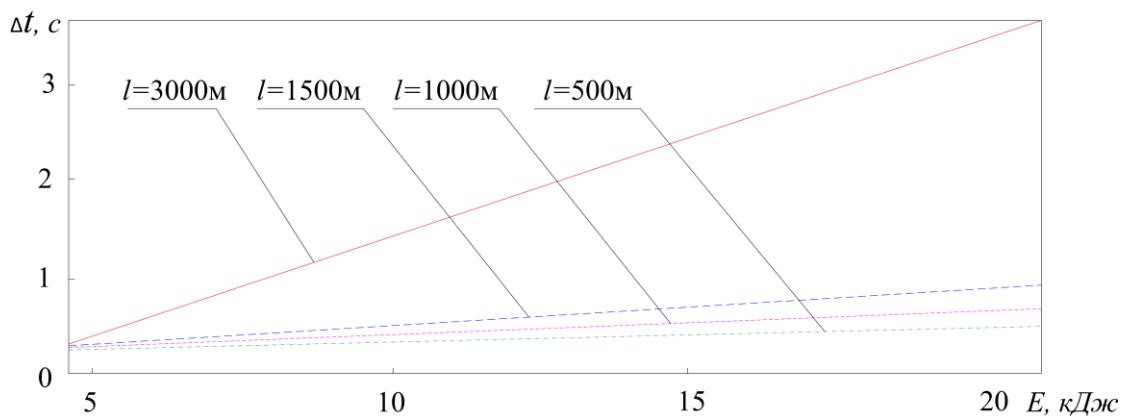


Рис. 5. Время для достижения испарения пластины из углерода

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В проведенном исследовании описан методический подход к энергетическому расчету пространственно-распределенной системы сложения мощностей когерентных источников оптического диапазона длин волн, направленный на достижение мощности, позволяющего достичь режима абляции различных материалов в точках пространства атмосферы высотой до 3 км.

Представлены выражения для определения необходимой мощности для достижения режима абляции материалов. Проведены исследования спектрального коэффициента пропускания среды на наклонной трассе распространения ЭМИ. Определены ограничения, определяющие мощностные характеристики и количество когерентных источников

ЛИТЕРАТУРА

1. Лазеры: устройство и действие: Учебное пособие. – СПб.: Изд. «Лань», 2016. – 304 с.
2. Либенсон М.Н., Яковлев Е.Б., Шандыбина Г.Д. Взаимодействие лазерного излучения с веществом (силовая оптика). Часть II. Лазерный нагрев и разрушение материалов. Учебное пособие. Под общей редакцией В.П. Вейко – СПб: НИУ ИТМО, 2014. – 181 с.
3. Нелинейная оптика: учеб. Пособие / В.Г. Беспризованных, В.П. Первадчук. – Пермь: Изда-во Пер. гос. Техн. Ун-та, 2011. – 200 с.
4. Оптико-электронные системы авиационного вооружения: учебник для слушателей и курсантов ВВУЗов ВВС / А.М. Краснов, Г.А. Догнаев, И.И. Маслов, Е.М. Пермяков, В.Г. Рычков, В.А. Конуркин. Под ред. А.М. Краснова. – М.: изд. ВВИА им. Проф. Н.Е. Жуковского, 2007. – 1272 с.
5. Обнаружение и координатометрия оптико-электронных средств, оценка параметров и сигналов. Монография / Под ред. Ю.Л. Козирацкого. М.: Радиотехника, 2015. – 456.: 8 с. цв. ил. (Науч. Серия «Математические модели конфликта и поиска»).

REFERENCES

1. Lasers: device and action: A textbook. – St. Petersburg: Publishing house "Lan", 2016. – 304 p.
2. Libenson M.N., Yakovlev E.B., Shandybina G.D. Interaction of laser radiation with matter (power optics). Part II. Laser heating and destruction of materials. The training manual. Under the general editorship of V.P. Veiko – St. Petersburg: NRU ITMO, 2014. – 181 p.
3. Nonlinear optics: textbook. Manual / V.G. Besprizannykh, V.P. Pervadchuk. – Perm: Publishing House of the Translated state. Tech. University, 2011. – 200 p.
4. Optical-electronic systems of aviation weapons: a textbook for students and cadets of the Air Force universities / A.M. Krasnov, G.A. Dognaev, I.I. Maslov, E.M. Permyakov, V.G. Rychkov, V.A. Konurkin. Edited by A.M. Krasnov. Moscow: ed. VVIA named after Professor N.E. Zhukovsky, 2007. – 1272 p.
5. Detection and coordination of optoelectronic devices, evaluation of parameters and signals. The monograph / Edited by Yu.L. Koziratsky. Moscow: Radiotekhnika, 2015. 456.: 8 p. color. ill. (Scientific. The series "Mathematical models of conflict and search").

СИСТЕМНЫЙ АНАЛИЗ МОДЕЛЕЙ ПРИМЕНЕНИЯ ТЕПЛОВИЗИОННЫХ УСТРОЙСТВ В СИСТЕМАХ БЕЗОПАСНОСТИ

Н. А. Ревякин¹, А. В. Лубенцов²

ВИ ФСИН РФ, Воронеж, Россия

Аннотация. Тепловизоры — это инновационные устройства, преобразующие невидимое инфракрасное излучение объектов в цветовые термограммы, где каждый оттенок отражает температурные различия. Основой устройства служит матрица микроболометров — неохлаждаемых датчиков, фиксирующих тепловые волны и преобразующих их в электрические сигналы. Сегодня они классифицируются на три типа: измерительные (для точного температурного анализа в медицине и энергетике), наблюдательные (визуализация тепловых контуров в поисковых операциях) и лазерные пиromетры (обнаружение локальных перегревов). Интеграция с ИИ позволяет автоматизировать анализ данных: от прогнозирования лесных пожаров до диагностики заболеваний. В гибридных системах тепловизоры дополняют традиционные камеры, обеспечивая круглосуточный мониторинг. Несмотря на высокую стоимость, тепловизоры незаменимы там, где визуальный свет бессилен: охрана периметров, спасательные операции, контроль оборудования.

Ключевые слова: тепловизор, инфракрасное излучение, микроболометр, термограмма, ИИ-аналитика, гибридные системы.

SYSTEM ANALYSIS OF MODELS FOR THE USE OF THERMAL IMAGING DEVICES IN SECURITY SYSTEMS

N.A. Revyakin¹, A.V. Lubentsov²

Voronezh Institute of the Federal Penitentiary Service, Voronezh, Russia

Abstract. Thermal imagers are innovative devices that convert invisible infrared radiation from objects into color thermograms, where each shade reflects temperature differences. The core of the device is a microbolometer matrix — uncooled sensors that capture thermal waves and convert them into electrical signals. Today, they are classified into three types: measuring (for precise temperature analysis in medicine and energy), observational (visualizing thermal contours in search operations), and laser pyrometers (detecting local overheating). Integration with AI enables automated data analysis, from predicting forest fires to diagnosing diseases. In hybrid systems, thermal imagers complement traditional cameras, providing 24/7 monitoring. Despite their high cost, thermal imagers are indispensable where visible light is ineffective: perimeter security, rescue operations, and equipment monitoring.

Keywords: thermal imager, infrared radiation, microbolometer, thermogram, AI analytics, hybrid systems.

1. ВВЕДЕНИЕ

В нашу эпоху, когда технологии видеонаблюдения перешагнули границы видимого спектра, тепловизоры стали олицетворением научного прогресса превратив неосознанное тепло в четкое изображение. Эти устройства открывают новые горизонты для систем безопасности, медицины, промышленности и науки. В статье раскрывается как тепловизоры и тепловизионные камеры, когда-то бывшие узконаправленными

инструментами, сегодня составляют конкуренцию традиционным видеокамерам. Тепловизоры — это путеводитель в мир, где тепло обретает цвета, а технологии видят незримое.

2. МОДЕЛИ ТЕПЛОВИЗИОННЫХ УСТРОЙСТВ

Тепловизор — это высокотехнологичное устройство или система, которая используется для захвата и анализа инфракрасного (ИК) излучения. Все объекты с температурой выше абсолютного нуля (-273°C) испускают инфракрасное излучение, интенсивность которого зависит от степени нагрева. Основным компонентом тепловизора при помощи которого он фиксирует ИК излучение и преобразует его в электрические сигналы является матрица микроболометров (тепловой приемник излучения), рис.1. Микроболометр представляет собой неохлаждаемый термодатчик. Результатом становится термограмма — цветовое изображение, где температурные различия кодируются оттенками (обычно, белый и красный для высоких температур, синий и черный для низких). В отличие от традиционных камер, тепловизоры и тепловизионные камеры не требуют внешней подсветки и невидимы для систем противодействия.



Рис. 1. Российский микроболометрический тепловизионный детектор
(<https://monolith.madeinrussia.ru/tu/catalog/3315>)

В настоящее время последние модели тепловизоров имеют разрешение до 640×512 пикселей и позволяют определять температурный диапазон с погрешностью в сотые доли градуса Цельсия, это позволяет с высокой точностью идентифицировать человека и технику на расстоянии в несколько тысяч метров, рис. 3. Ввиду возможности обнаруживать тепловые изменения даже в полной темноте, тумане или дожде тепловизоры используются как ключевой и крайне эффективный инструмент в различных сферах начиная от систем безопасности, заканчивая медицинской и промышленностью, рис. 2.

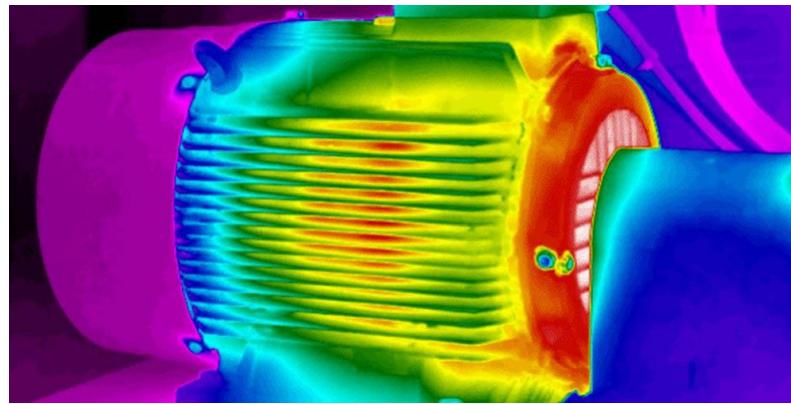


Рис. 2. Применение тепловизора в промышленности
(<https://blog.rusgeocom.ru/informatsiya/stati/tipy-teplovizorov>)



Рис. 3. Изображение с военного тепловизионного прицела FLIR американского производства (https://forum.guns.ru/forum_na/forum_picture/10825159.html)

Первые тепловизионные системы, разработанные в конце двадцатого века, использовались в военной и научной сферах. Эти устройства были громоздкими, дорогостоящими и обладали низким разрешением, ограничиваясь базовым измерением температуры. Прорыв произошел с развитием полупроводниковых технологий: миниатюризация компонентов и снижение стоимости производства сделали тепловизоры доступными для гражданского применения. Сегодня они способны анализировать не только температуру, но и движение, форму объектов, а также идентифицировать материалы по их тепловым свойствам.

Чаще всего тепловизоры классифицируются на три типа: измерительные тепловизоры, наблюдательные (тепловизионные камеры и прицелы), лазерные пирометры.

Измерительные тепловизоры генерируют радиометрические изображения с точными температурными данными для каждой точки. Применяются в областях, где требуется фиксировать разницу температур, например в медицине или энергетике.

Наблюдательные визуализируют тепловые контуры без измерения температуры. Используются в поисковых мероприятиях в военной разведке и т.д.

Лазерные пирометры — это узкоспециализированные устройства для обнаружения перегревах, например в электротехнике.

Основным и критическим различием между типами тепловизоров — конструкция матрицы микроболометров. Различают охлаждаемые и неохлаждаемые матрицы.

Охлаждаемые матрицы помещаются в вакуумный корпус с криогенным охлаждением (до -200°C), рис. 4. Это подавляет собственные шумы детектора, обеспечивая сверхвысокую чувствительность (регистрация единичных фотонов). Такие системы способны обнаружить человека на расстоянии в несколько километров, но требуют регулярного обслуживания и стоят по несколько миллионов рублей. Их применяют для мониторинга стратегических объектов: границ, акваторий портов, а также в астрономии.



Рис. 4. Охлаждаемый тепловизионный модуль KS UTM-F
(<https://www.karneev.com/product/teplovizionnye-moduli/>)

Неохлаждаемые же матрицы дешевле, компактнее и не требуют использования материалов при экстремально низких температурах, рис. 5. При этом они имеют меньшую чувствительность, это уменьшает качество изображения и дальность работы тепловизора.

Такие модели чаще всего используют в коммерческом секторе — от умных домов до промышленной диагностики.



Рис. 5. Неохлаждаемый тепловизионный модуль UTM-HD
(<https://dzen.ru/a/YCzAGayienGmE4c9>)

Обычно тепловизионные камеры внешне очень похожи на обычные видеокамеры, главным видимым различием являются германиевые объективы тепловизоров. Германий – единственный коммерчески доступный материал, прозрачный в диапазоне 8–14 мкм (основной спектр теплового излучения). В отличие от стекла или пластика, германий пропускает ИК-волны, что делает его незаменимым в производстве тепловизионной оптики.

Благодаря современным тенденциям повсеместного внедрения искусственного интеллекта в различные сферы нашей жизни тепловизоры перестали быть узкоспециализированными инструментами. Развитие нейросетей открывает возможности для автоматической интерпретации термограмм, что может революционизировать медицину и промышленный контроль. Тепловизоры интегрируют в беспилотные летательные аппараты для мониторинга лесных пожаров, применяют в сельском хозяйстве для оценки состояния посевов и даже в смартфонах — для диагностики в бытовых условиях. Их так же интегрируют с видеокамерами, датчиками движения, СКУД формируя многоуровневые системы мониторинга способные не только обнаруживать угрозы в режиме реального времени, но и делать различные прогнозы за счёт анализа тепловых сигнатур. Благодаря способности тепловизионных камер улавливать малейшие температурные колебания, они становятся очень эффективным средством для выявления перемещения объектов, ловли нарушителей, а также контроля охраны границ и периметра различных учреждений в условиях недостаточной освещенности или визуальных препятствий, например дыма.

Сравнительный анализ IP и ИК камер.

Если сравнивать тепловизионные камеры с традиционными камерами видеонаблюдения, то сразу стоит заметить то, что камеры видеонаблюдения, как правило, работают на основе видимого света и хорошо подходят для работы в условиях хорошей освещенности, рис. 6. При этом тепловизорам неважно качество освещения, так как для их работы оно не требуется. При этом обычные видеокамеры гораздо дешевле тепловизоров и проще в обслуживании, имеют более высокую детализацию изображения и возможность аппаратного приближения.

Выбирать между традиционными видеокамерами и тепловизорами стоит в зависимости от задач и условий эксплуатации. Важно также учитывать стоимость тепловизоров и необходимость обслуживания.

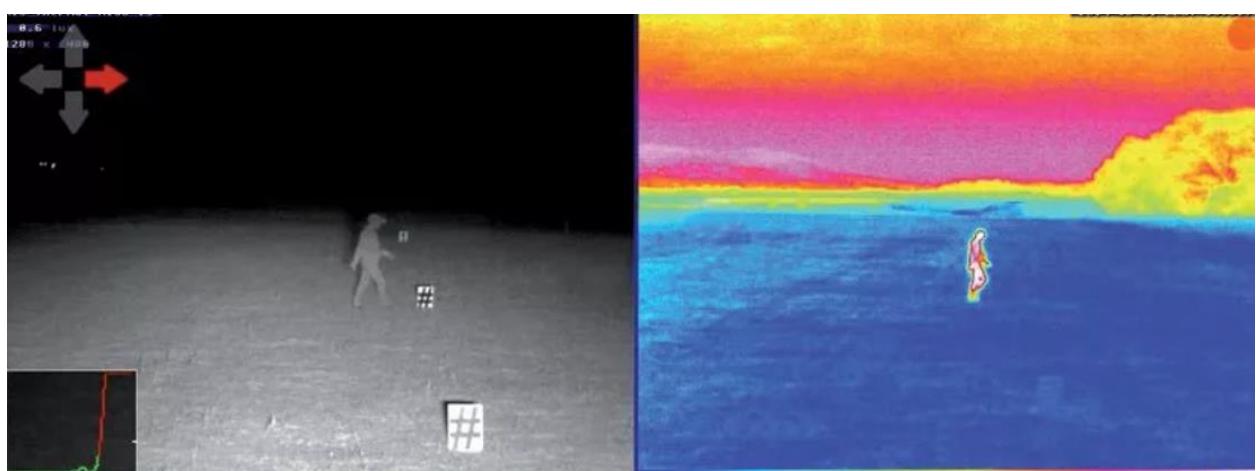


Рис. 6. Сравнение изображения с видеокамеры и тепловизора
(<https://youdrop.ru/photo/teplovizor/vidimost/>)

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Применение тепловизионных камер в области безопасности дает множество преимуществ и возможностей по сравнению с обычными видеокамерами.

Несмотря на то, что тепловизионные камеры значительно дороже обычных и более сложны в обслуживании, у них есть ключевые преимущества, такие как обнаружение скрытых угроз, круглосуточное наблюдение в условиях абсолютной темноты, а также высокая эффективность в поисковых операциях. В ситуациях, где задачи могут быть решены с помощью обычных видеокамер, рекомендуется отдавать предпочтение последним, так как стоимость одной тепловизионной системы сопоставима с ценой десятка обычных. Однако тепловизоры становятся критически важными там, где недопустимы ошибки, например, при охране военных объектов или в качестве средств обзора техники.

Эволюция тепловизоров от громоздких приборов до компактных систем с ИИ-аналитикой отражает технологический рывок человечества. В будущем развитие технологии обещает не только уменьшения размеров оборудования и снижения цен, но и продвижение в использовании искусственного интеллекта, тепловизоры станут «глазами» машин.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пресс-центр Hanston Современные технологии тепловизионного видеонаблюдения – новый уровень безопасности в охране. // hanston.ru – Дата обращения 27.02.2025г
2. Пресс-центр Hanston Тепловизоры в видеонаблюдении – преимущества, применение и новые возможности. // hanston.ru – Дата обращения 28.02.2025г
3. Пресс-центр Ростех Ростех создал первый полностью российский тепловизор с системой охлаждения. // rostec.ru – Дата обращения 28.02.2025г
4. Karneev Systems Термовизионные модули. // karneev.com – Дата обращения 29.02.2025г
5. Новости Планк Применение тепловизоров в безопасности: Основные преимущества и возможности. // plank.ru – Дата обращения 29.02.2025г
6. Журнал Русгеоком Виды тепловизоров: функциональность и классификация. // blog.rusgeocom.ru – Дата обращения 29.02.2025г

REFERENCES

1. Hanston Press Center. Modern Thermal Imaging Surveillance Technologies – A New Level of Security in Protection. // hanston.ru – Accessed February 27, 2025.
2. Hanston Press Center. Thermal Imagers in Video Surveillance – Advantages, Applications, and New Opportunities. // hanston.ru – Accessed February 28, 2025.
3. Rostec Press Center. Rostec Develops the First Fully Russian Thermal Imager with a Cooling System. // rostec.ru – Accessed February 28, 2025.
4. Karneev Systems. Thermal Imaging Modules. // karneev.com – Accessed February 29, 2025.
5. Plank News. Application of Thermal Imagers in Security: Key Advantages and Capabilities. // plank.ru – Accessed February 29, 2025.
6. Russian Geocom Journal. Types of Thermal Imagers: Functionality and Classification. // blog.rusgeocom.ru – Accessed February 29, 2025.

ВЛИЯНИЕ ОШИБКИ НАЦЕЛИВАНИЯ НА КАЧЕСТВО СВЯЗИ В ГИБРИДНЫХ АТМОСФЕРНЫХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ С РЕТРАНСЛЯТОРОМ

R. P. Краснов¹

¹Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, РФ

Аннотация. Рассмотрено влияние ошибок нацеливания на качество связи в гибридной радиооптической системе передачи с кооперативным разнесением, работающей в турбулентном атмосферном канале. Влияние атмосферной турбулентности моделировалось случайным процессом с экспоненциальным распределением Вейбулла. Получены выражения для определения вероятности битовой ошибки и отказа системы.

Ключевые слова: АОЛС, ошибка нацеливания, экспоненциальное распределение Вейбулла, вероятность битовой ошибки.

POINTING ERRORS IMPACT ON PERFORMANCE OF RELAYED HYBRID FREE-SPACE OPTICS

R.P. Krasnov¹

¹Voronezh state technical university, Voronezh, Russian Federation

Abstract. The influence of pointing errors on the quality of communication in a hybrid radio-optical transmission system with cooperative diversity operating in a turbulent atmospheric channel is considered. The impact of atmospheric turbulence is modeled by a random process with an exponential Weibull distribution. Expressions for determining the probability of a bit error and system failure are obtained.

Keywords: FSO, pointing error, exponential Weibull distribution, bit error rate.

1. ВВЕДЕНИЕ

Технология атмосферных оптических линий связи (АОЛС) на «последней милю» в последнее десятилетие привлекает внимание для множества связных решений. Подобные линии, обладая как высокой пропускной способностью до 200 ТГц, так и защищенностью каналов благодаря узкой диаграмме направленности оптических излучателей, а также компактностью оборудования и малым временем развертывания позволяют рассматривать АОЛС как весьма перспективную технологию. Быстрота развертывания обеспечивается также тем обстоятельством, что для использования оптических каналов связи нет необходимости в лицензировании.

АОЛС присущи и недостатки – качество связи снижается под действием погодных условий и атмосферной турбулентности. Одним из существенных факторов снижения качества связи здесь становится сцинтиляция. Малый диаметр оптических пучков и сравнительно небольшие размеры апертуры оптических приемников дают дополнительно две трудности. Во-первых, требуется обеспечить точное нацеливание передающего и приемного модулей, а во-вторых, необходимо компенсировать отклонения модулей от линии нацеливания из-за теплового движения зданий или сильного ветра.

В условиях плотной городской многоэтажной застройки еще одним видом ограничения выступает условие обеспечения прямой видимости между приемопередатчиками в силу прямолинейного распространения света.

Однако для преодоления этих ограничений имеется ряд практических решений. Так, для снижения влияния сцинтиляции может быть задействовано апертурное усреднение, требующее, однако, некоторого увеличения диаметра приемной апертуры, что снижает отношение сигнал/шум. Ошибки нацеливания могут быть скомпенсированы как механическими методами, так и аналогично апертурному усреднению. Частично снижение качественных показателей в этой области может компенсироваться также методами помехоустойчивого кодирования.

Влияние погодных условий, таких как крупный снег, дождь, сильный туман, возможно в некоторой степени скомпенсировать за счет использования резервного радиоканала миллиметрового диапазона. Последний обладает чувствительностью к погодным условиям обратной к оптическому каналу. Так, падение качества связи в радиоканале наступает во время дождя, чувствительность к которому у АОЛС низка. Туман и снегопад на качество связи в радиоканале практически не влияют [1].

Необходимость обеспечения прямой видимости может преодолеваться различными способами, одним из которых является кооперативное разнесение [6] - [7]. В АОЛС используется топология с ретрансляторами, которые формируют набор независимых каналов из канала прямой видимости и каналов ретрансляции.

2. МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ

Модель гибридной радиооптической системы представлена на рис. 1. Система образована источником, получателем и ретранслятором, работающим в режиме «декодирование и передача». Связь осуществляется по каналу прямой видимости и каналу ретрансляции, образующими два независимых канала с замираниями. Приемник осуществляет прием комбинируя сигналы источника и ретранслятора. При такой конфигурации системы узел получателя может задействовать дополнительную информацию от ретрансляторов, что приводит к улучшению качества связи.

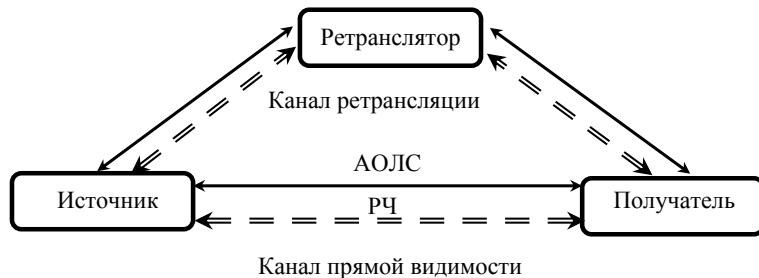


Рис. 1. Упрощенная модель гибридной радиооптической системы

По умолчанию ведется передача на каналах АОЛС. При падении отношения сигнал/шум ниже заданного порога $\gamma_{\text{пор}}$ происходит переключение на резервный радиоканал (канал РЧ). При дальнейшем снижении отношения сигнал/шум до критического значения $\gamma_{\text{кр}}$ наступает состояние отказа системы.

В оптическом приемнике получателя выполняется оптоэлектрическое преобразование, дающее выходной фототок, равный

$$i_\phi(t) = R_\phi Ph(t) + n(t), \quad (1)$$

где $R_{ФПР}$ – чувствительность фотодетектора, $h_i(t)$ ($i = 1, 2$) – мгновенное значение коэффициента передачи i -го канала, $n(t)$ – шум с гауссовской статистикой и дисперсией σ_n^2 .

Отношение сигнал/шум для получаемого электрического сигнала описывается [4]:

$$\gamma_i = \frac{(P_i R_\phi K)^2}{\sigma_n^2} h_i^2 = \bar{\gamma}_i h_i^2, \quad (2)$$

где $\bar{\gamma}_i$ - среднее отношение сигнал/шум в i -ом канале.

Турбулентный атмосферный канал будем описывать экспоненциальным распределением Вейбулла с плотностью вероятности $p(h)$ и интегральной функцией вероятности $P(h)$, определяемых соответственно [2]:

$$p(h) = \frac{\alpha\beta}{\eta} \left[\frac{h}{\eta} \right]^{\beta-1} \cdot \exp \left[-\left(\frac{h}{\eta} \right)^\beta \right] \times \left(1 - \exp \left[-\left(\frac{h}{\eta} \right)^\beta \right] \right)^{\alpha-1}, \quad (3)$$

$$P(h) = \left(1 - \exp \left[-\left(\frac{h}{\eta} \right)^\beta \right] \right)^\alpha. \quad (4)$$

Здесь α , β и η - структурные параметры распределения:

$$\alpha = 3,931 \left(\frac{D}{\rho_0} \right)^{-0,519}, \quad \beta = (\alpha \sigma_I^2)^{-6/11}, \quad (5)$$

где D - диаметр апертуры приемника, $\rho_0 = (1,46 C_n^2 k_0^2 L)^{-3/5}$ - радиус пространственной когерентности, C_n^2 - структурная константа турбулентности, k_0 - волновое число, L - длина канала связи, σ_I^2 - индекс сцинтиляции.

$$\eta = \frac{1}{\alpha \Gamma(1+1/\beta) g(\alpha, \beta)}, \quad (6)$$

где $\Gamma(\cdot)$ – гамма-функция, а

$$g(\alpha, \beta) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i (i+1)^{\frac{1-\beta}{\beta}} \Gamma(\alpha)}{i! \Gamma(\alpha-i)}.$$

Подставив (2) в (3) и (4), получим

$$p_r(\gamma) = \frac{\alpha \beta \gamma^{\beta/2}}{2(\bar{\gamma} \eta^2)^{\beta/2}} \exp \left[-\left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma} \eta^2} \right)^{\beta/2} \right] \times \left(1 - \exp \left[-\left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma} \eta^2} \right)^{\beta/2} \right] \right)^{\alpha-1}, \quad (7)$$

$$P_r(\gamma) = \left(1 - \exp \left[-\left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma} \eta^2} \right)^{\beta/2} \right] \right)^\alpha. \quad (8)$$

Битовая ошибка сигнала с модуляцией добротности равна $P_{OOK} = 0.5 \operatorname{erfc}(\gamma_i^{1/2} / 2)$, тогда средняя вероятность битовых ошибок АОЛС определяется как:

$$\bar{P} = - \int_0^{\infty} \frac{dP_{OOK}(h)}{dh} p(h) dh. \quad (9)$$

При вычислении (9) используется разложение в ряд с обобщенной квадратурной функцией Гаусса-Лагерра:

$$\bar{P} = \frac{1}{N\sqrt{\pi}} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=1}^m H_j \left[1 - \exp \left\{ - \left(\frac{\sqrt{\gamma_j}}{\bar{\gamma}_i \eta \sin \frac{\pi}{2}} \right)^\beta \right\} \right], \quad (10)$$

где γ_i – i -ый корень обобщенного многочлена Лагерра $L_m^{(-1/2)}(\gamma)$ [4],

$$H_i = \frac{\Gamma\left(m + \frac{1}{2}\right) \gamma_i}{m! (m+1)^2 \left[L_{m+1}^{(-1/2)}(\gamma_i) \right]^2}.$$

При задействовании радиоканала будем использовать модель с m -распределением Накагами, плотность вероятности которого задается как [3]:

$$p_{\gamma_{pq}}(\gamma) = \left[\frac{m}{\bar{\gamma}_{pq}} \right]^m \frac{(\gamma)^{m-1}}{\Gamma(m)} e^{-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}_{pq}}}, \quad (11)$$

где $\Gamma(\cdot)$ – гамма-функция, $\gamma(\cdot, \cdot)$ – нижняя неполная гамма-функция.

Средняя битовая ошибка в радиоканале описывается как:

$$\bar{P}_{pq} = \int_0^{\infty} P_{BPSK}(\gamma_{pq}) p_{\gamma_{pq}} d\gamma = \int_0^{\infty} Q\left(\sqrt{2\gamma_{pq}}\right) p_{\gamma_{pq}}(\gamma) d\gamma, \quad (12)$$

Вероятность отказа гибридной системы определяется как:

$$P_{omk} = \bar{P}(\gamma_{nop}) \bar{P}_{pq}(\gamma_{pq,nop}). \quad (13)$$

Средняя битовая ошибка гибридной радиооптической системы P_o определяется как:

$$P_o = \frac{\bar{P}(\gamma) + P_{\gamma}(\gamma) \bar{P}_{pq}(\gamma_{pq})}{1 - P_o}. \quad (14)$$

3. Влияние ошибок нацеливания

АОЛС на линиях прямой видимости требуют точного наведения передающей и приемных апертур, что является важным вопросом для обеспечения надежной связи. Однако ветровые нагрузки, а также тепловое расширение приводят к колебаниям положения приемопередающих модулей, которые, в свою очередь, вызывают ошибки наведения и снижение принимаемой оптической мощности [7]. При использовании гауссовой модели оптического пучка перетяжка ω_z на расстоянии z от передающей апертуры при распространении в условии атмосферной турбулентности, может быть аппроксимирована как [1]

$$\begin{aligned} \omega_z &= \omega_0 \left[1 + \varepsilon \left(\frac{\lambda z}{\pi \omega_0^2} \right)^2 \right]^{1/2}, \\ \varepsilon &= 1 + \frac{2\omega_0^2}{\rho_0(z)^2}, \end{aligned} \quad (15)$$

где ω_0 — перетяжка луча при $z = 0$.

Пусть отклонение угла места и горизонтальное смещение являются независимыми гауссовыми случайными величинами, тогда радиальное смещение пучка s на приемнике будет описываться распределением Рэлея [7]:

$$p(h_c) = \frac{\xi^2}{A_0} h_c^{\xi^2-1}, \quad (16)$$

где $\xi = \omega_{z_{\text{экв}}} / 2\sigma_s$ — это отношение эквивалентного радиуса принимаемого пучка к среднеквадратическому отклонению смещения при наведении на приемник, $\omega_{z_{\text{экв}}}$ — эквивалентная ширина пучка.

Здесь

$$\begin{aligned} \omega_{z_{\text{экв}}} &= \omega_z^2 \frac{\sqrt{\pi} \operatorname{erf}(v)}{2v \exp(-v^2)}, \\ A_0 &= [\operatorname{erf}(v)]^2, v = \frac{\sqrt{\pi}s}{\sqrt{2}\omega_z} \end{aligned}$$

где A_0 — это доля принятой мощности при $s = 0$, s — смещение пучка от центра вследствие ошибки нацеливания.

Для учета статистики влияния ошибок наведения необходимо переопределить h_i в (2) следующим образом: $h_o = h h_c$, где h_c характеризует долю принимаемой оптической мощности, принимаемую в условиях наличия ошибки наведения.

Получаемый таким образом коэффициент передачи дает следующую статистику:

$$p(h_0) = \int p(h_0 | h)p(h)dh, \quad (17)$$

где $p(h_0 | h)$ – условная вероятность, определяемая влиянием турбулентности на h . Эта условная вероятность может быть выражена как [7, 8]

$$p(h_0 | h) = \frac{\xi^2}{A_0^{\xi^2} h} \left(\frac{h_0}{h} \right). \quad (18)$$

Подстановка (18) в (17) дает

$$p(h_0) = \frac{\xi^2}{A_0^{\xi^2}} h_0^{\xi^2-1} \int_{\frac{h_0}{A_0}}^{\infty} \frac{1}{h^{\xi^2}} p(h) dh. \quad (19)$$

Представленное распределение $p(h_0)$ позволяет вычислить вероятности битовой ошибки и отказа, используя подстановку (19) в (13) и (14).

4. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Ниже представлены результаты численного моделирования работы гибридной системы оптической связи. На рис. 2 приведена зависимость битовой ошибки от отношения сигнал/шум в атмосферном канале при различной величине турбулентности, определяемой структурной константой C_n^2 . При моделировании ослабление в канале (чистый воздух) не учитывалось.

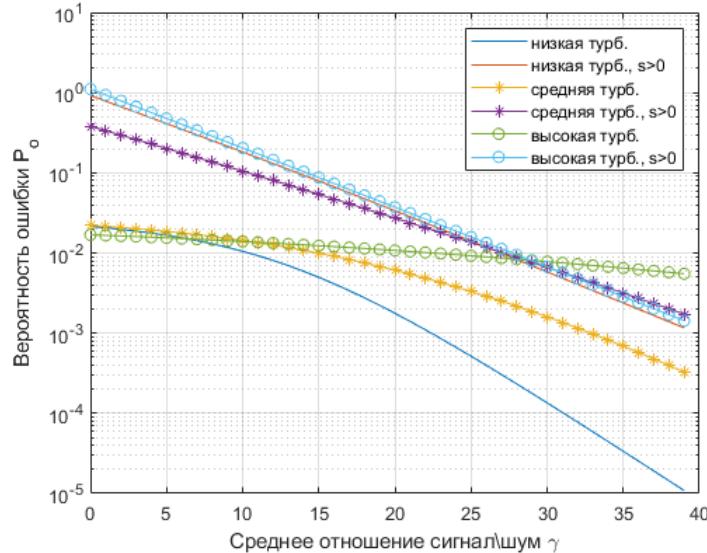


Рис 2. Влияние атмосферной турбулентности и ошибки нацеливания на вероятности битовой ошибки

Диаметры апертур оптических приемопередатчиков принимались равными 30 мм, протяженность канала связи 300 м, длина волны излучения 1550 нм, параметр m распределения Накагами был выбран равным 3. Значение отклонения s выбиралось, исходя из соотношения $s = 0,03[\text{мрад}] \cdot z$.

Поскольку принимаемый гауссовский пучок имеет конечный диаметр, как и апертура приемника, при наличии ошибок нацеливания снижается доля принимаемой мощности и отношение сигнал/шум. Следовательно, возрастает вероятность битовых ошибок. Помимо этого факта, очевидно, что влияние турбулентности в атмосферном канале также негативно сказывается на качестве связи. Даже при отсутствии ошибок нацеливания рост турбулентности может вызывать увеличение вероятности битовой

ошибки на порядок, а при учете ошибок наведения эта величина возрастает до двух порядков.

На рис. 3 и 4 показаны зависимости возникновения состояния отказа гибридной радиооптической системы передачи от отношения сигнал/шум в каналах для различных интенсивностей атмосферной турбулентности и наличия ошибок нацеливания.

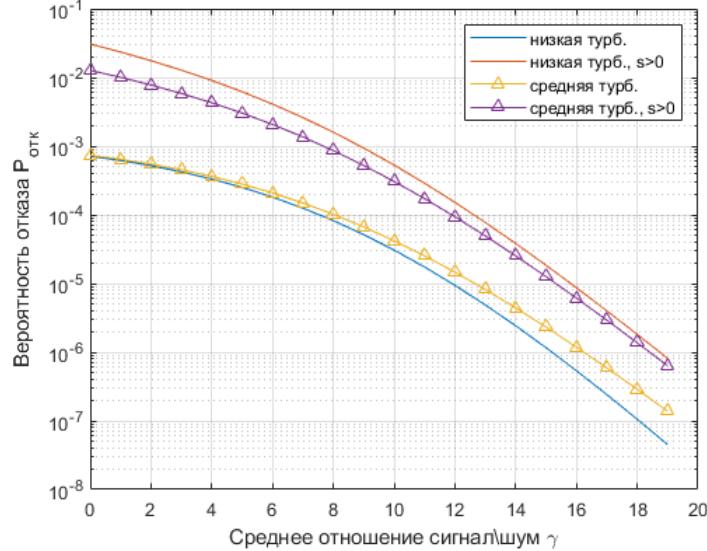


Рис. 3. Влияние атмосферной турбулентности и ошибки нацеливания на вероятность отказа системы для случая слабой и средней турбулентности

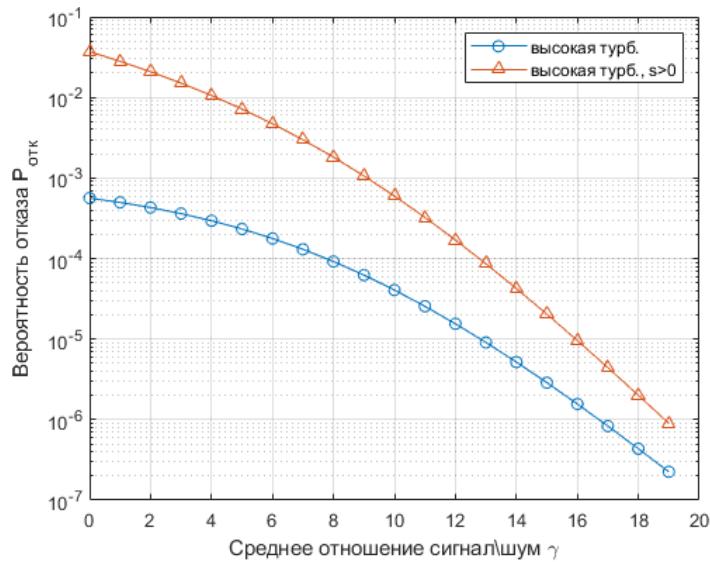


Рис. 4. Влияние атмосферной турбулентности и ошибки нацеливания на вероятность отказа системы для случая сильной турбулентности

Вероятность наступления отказа определялась для случая, когда пороговым уровнем перехода на радиоканал было отношение сигнал/шум 3 дБ. Условия передачи и приема аналогичны для предыдущего моделирования.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе проведен анализ явлений, оказывающих влияние на качество связи в гибридной радиооптической системе с кооперативным разнесением. Результаты моделирования показали, что ошибки нацеливания существенным образом влияют на

вероятности битовой ошибки и отказа системы, причем их вклад сопоставим с влиянием атмосферной турбулентности.

ЛИТЕРАТУРА

1. L. Andrews, R. Phillips, C. Hopen, Laser Beam Scintillation With Applications. New York: SPIE Press, 2001, 416 p.
2. H. Yura, T. Rose Exponentiated Weibull distribution family under aperture averaging Gaussian beam waves: comment // Opt. Express, Vol. 20, No. 18, 2012, pp. 20680–20683.
3. E. Salahat I. Abualhaol General BER Analysis over Nakagami-m Fading Channels // 6th Joint IFIP Wireless and Mobile Networking Conference (WMNC) - <https://ieeexplore.ieee.org/document/6549037>
4. S. Sharma, A. S. Madhukumar, S. R., C. J. Sheng, Performance analysis of hybrid FSO/RF transmission for DF relaying system // Proc. IEEE Globecom Workshops, 2017, pp. 1–6.
5. A. Sendonaris, E. Erkip, B. Aazhang, Q. Inc, C. Campbell, User cooperation diversity—Part I: System description // IEEE Trans. Commun., Vol. 51, No. 11, Nov. 2003, pp. 1927–1938.
6. 9 A. Sendonaris, E. Erkip, B. Aazhang, Q. Inc, C. Campbell, User cooperation diversity—Part II: Implementation aspects and performance analysis // IEEE Trans. Commun., Vol. 51, No. 11, Nov. 2003, pp. 1939–1948.
7. Xiang Yi, Mingwu Yao Free-Space communication over exponentiated Weibull turbulence channels with nonzero boresight pointing errors // Opt. Express, Vol.23, No 3, 2015, pp. 2904-2917
8. Abdelaziz Soulimani et all. Multihop Weibull-fading communications: Performance analysis framework and applications // Journal of the Franklin Institute Vol. 358, No15, 2021, pp. 8012-8044

REFERENCES

1. L. Andrews, R. Phillips, C. Hopen, Laser Beam Scintillation With Applications. New York: SPIE Press, 2001, 416 p.
2. H. Yura, T. Rose Exponentiated Weibull distribution family under aperture averaging Gaussian beam waves: comment // Opt. Express, Vol. 20, No. 18, 2012, pp. 20680–20683.
3. E. Salahat I. Abualhaol General BER Analysis over Nakagami-m Fading Channels // 6th Joint IFIP Wireless and Mobile Networking Conference (WMNC) - <https://ieeexplore.ieee.org/document/6549037>
4. S. Sharma, A. S. Madhukumar, S. R., C. J. Sheng, Performance analysis of hybrid FSO/RF transmission for DF relaying system // Proc. IEEE Globecom Workshops, 2017, pp. 1–6.
5. A. Sendonaris, E. Erkip, B. Aazhang, Q. Inc, C. Campbell, User cooperation diversity—Part I: System description // IEEE Trans. Commun., Vol. 51, No. 11, Nov. 2003, pp. 1927–1938.
6. 9 A. Sendonaris, E. Erkip, B. Aazhang, Q. Inc, C. Campbell, User cooperation diversity—Part II: Implementation aspects and performance analysis // IEEE Trans. Commun., Vol. 51, No. 11, Nov. 2003, pp. 1939–1948.
7. Xiang Yi, Mingwu Yao Free-Space communication over exponentiated Weibull turbulence channels with nonzero boresight pointing errors // Opt. Express, Vol.23, No 3, 2015, pp. 2904-2917
8. Abdelaziz Soulimani et all. Multihop Weibull-fading communications: Performance analysis framework and applications // Journal of the Franklin Institute Vol. 358, No15, 2021, pp. 8012-8044

МОДЕЛЬ ИЗМЕНЕНИЯ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ПРОСТРАНСТВА БОРТОВОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ КОСМИЧЕСКОГО БАЗИРОВАНИЯ В ХОДЕ СЕАНСА СЪЕМКИ

А. А. Дружков¹, В. А. Кульпин¹, С. А. Батчев,¹ И.В. Коликов¹

¹Военный университет радиоэлектроники (ВУРЭ), Череповец, Россия

Аннотация. В статье определены зависимости между частотно-временными параметрами зондирующего сигнала и взаимным расположением космического аппарата спутниковой системы радиолокационной съемки и снимаемого района. Предложены изменения в существующую структуру модели движения космического аппарата по орбите за счет расширения вектора параметрического пространства.

Ключевые слова: спутниковая система радиолокационной съемки, космический аппарат, радиолокационная съемка, синтезирование апертуры антенны, дистанционное зондирование Земли.

MODEL FOR CHANGING THE PARAMETRIC RANGE OF ON-BOARD SPACE-BASED RADAR DURING A SURVEY SESSION

А. А. Druzhkov¹, V. A. Kulpin¹, S. A. Batchev¹, I. V. Kolikov¹

¹Military University of Radio Electronics (MURE), Cherepovets, Russia

Abstract. The article defines the relationship between the time-frequency parameters of the probing signal and the relative position of the spacecraft of the satellite radar survey system and the area being surveyed, and proposes changes to the existing structure of the model of spacecraft motion in orbit due to the expansion of the vector of parametric space.

Keywords: satellite radar survey system, spacecraft, radar survey, synthetic aperture antenna, remote sensing of the Earth.

1. ВВЕДЕНИЕ

Развитие средств дистанционного зондирования Земли и околоземного пространства, систем получения координатной информации, спутников-ретрансляторов на геостационарных орbitах, глобальных сетевых коммуникационных систем и информационных технологий привело к созданию глобальных систем аэрокосмического мониторинга. Обеспечивая оперативное слежение за земной и водной поверхностью и состоянием окружающей среды, системы аэрокосмического мониторинга позволяют решать задачи картографии, прогнозирования глобальных природных процессов, в том числе опасных, управления транспортными потоками, поиска полезных ископаемых, государственного и муниципального управления, научных исследований и т.п. [1].

Одним из основных направлений развития дистанционного зондирования Земли является спутниковая радиолокация, основу которой составляют разработки методов и аппаратуры, обеспечивающих формирование радиолокационных изображений земной поверхности с высоким пространственным разрешением, которые служат информационным обеспечением при решении широкого круга задач научного, народно-хозяйственного и оборонного характера. Получение таких радиолокационных изображений стало возможным вследствие разработки и практического освоения специфического метода радиолокации – метода синтезирования апертуры антенны (СА).

В этой связи для современных систем контроля космического пространства (КПП) мониторинг функционирования спутниковых систем радиолокационной съемки (ССРС)

является важной и актуальной задачей. С учетом современного состояния научных исследований в данной сфере существует необходимость теоретического обоснования зависимостей между частотно-временными параметрами зондирующего сигнала и взаимным расположением космического аппарата радиолокационного зондирования и снимаемого района.

2. ОПИСАНИЕ ВЕКТОРА ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ПРОСТРАНСТВА БОРТОВОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ КОСМИЧЕСКОГО БАЗИРОВАНИЯ В ХОДЕ СЕАНСА СЪЕМКИ

Для выявления зависимостей между частотно-временными параметрами зондирующего сигнала и взаимным расположением космического аппарата (КА) ССРС и снимаемого района предлагаются внести изменения в существующую структуру модели движения космического аппарата по орбите, а именно расширить вектор параметрического пространства. На рисунке 1 видно, что при осуществлении сеанса съемки в результате движения КА по орбите происходит изменение наклонной дальности от КА до объекта съемки.

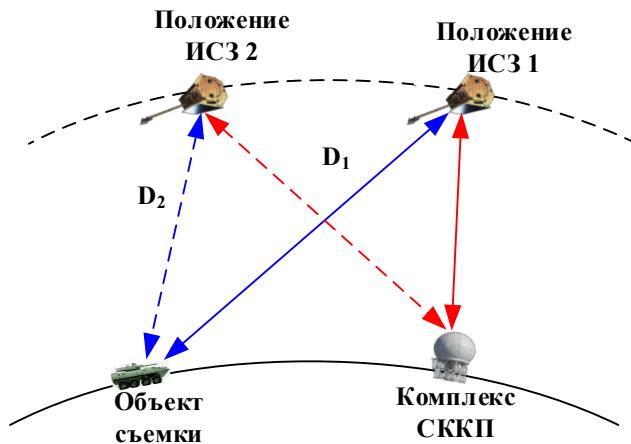


Рис. 1. Схема изменения наклонной дальности от КА до объекта съемки

Проведенное компьютерное моделирование показало, что в случае, если частотно-временные параметры зондирующего сигнала остаются постоянными, то происходит прием отраженных импульсов в момент работы антенны на передачу, что приведет к выходу из строя приемного тракта радиолокационной станции (РЛС). В этой связи радиолокационным системам с СА необходимо постоянно оценивать наклонную дальность до объекта съемки, изменения период повторения импульсов.

Рассмотрим более подробно ключевые моменты представленного процесса. Так, математическую модель изменения параметрического пространства бортовой радиолокационной системы космического базирования в ходе сеанса съемки можно представить в виде:

$$\overline{W_0} = (t_0; x_0; y_0; z_0; T_{0II}; i; \tau;) \xrightarrow{\text{сесансРЛСъемки}} \overline{W_n} = (t_n; x_n; y_n; z_n; T_{nII}; i; \tau;), \quad (1)$$

где W_0 – вектор состояния бортовой РЛС в начальный момент времени,

t_0 – начальный момент времени,

$(x_0; y_0; z_0)$ – пространственное положение КА в начальный момент времени,

$(T_{0II}; i; \tau;)$ – частотно-временные параметры (ЧВП) зондирующего сигнала в начальный момент времени,

W_n – вектор состояния бортовой РЛС в требуемый момент времени,

t_n – момент времени на который требуется определить состояние бортовой РЛС,

$(x_n; y_n; z_n)$ – пространственное положение КА в требуемый момент времени,
 $(T_{nII}; i; \tau;)$ – ЧВП зондирующего сигнала в требуемый момент времени.

Суть модели заключается в определении вектора состояния бортовой РЛС космического базирования $\overline{W_n}$ в требуемый момент времени, при использовании в качестве исходных данных вектор состояния $\overline{W_0}$ и момент времени, для которого он был определен.

Определение вектора состояния бортовой РЛС космического базирования $\overline{W_n}$ может быть разделено на два этапа:

1. Определение вектора частотно-временных параметров зондирующего сигнала:

$$\overline{FT_0} = (T_{0II}; i; \tau) \rightarrow \overline{FT_n} = (T_{nII}; i; \tau) \quad (2)$$

2. Определение вектора пространственного положения бортовой РЛС:

$$\overline{R_0} = (x_0; y_0; z_0) \xrightarrow{SGP-4} \overline{R_n} = (x_n; y_n; z_n) \quad (3)$$

где $SGP-4$ – математическая модель прогнозирования движения КА по орбите.

Данное разделение позволяет существенно упростить последующие вычисления без потери в их точности.

3. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВЕКТОРА ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА

В данном разделе рассматривается модель относительного движения КА и точечной цели на поверхности Земли с получением временной зависимости наклонной дальности сигнала от периода повторения импульсов. Исходя из общей теории радиолокации [2] для возможности когерентно складывать принимаемые импульсы и исключения возможности прихода отраженных импульсов в момент передачи их длительность и количество импульсов между принимаемым и передаваемым должны быть постоянными $\tau = const, i = const$.

В таком случае период повторения импульсов в начальный момент времени определяется следующим выражением:

$$T_0 = \frac{2\sqrt{\frac{(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2 + (z-z_0)^2}{c}} - \tau}{i} \quad (4)$$

Период повторения импульсов в требуемый момент времени:

$$T_n = \frac{2\sqrt{\frac{(x-x_n)^2 + (y-y_n)^2 + (z-z_n)^2}{c}} - \tau}{i} \quad (5)$$

Выражение описывающие наклонную дальность от КА до центра района съемки имеет следующий вид:

$$D_n = \sqrt{(x - x_n)^2 + (y - y_n)^2 + (z - z_n)^2} \quad (6)$$

Исходя из выражений (4-6) прослеживается функциональная зависимость между наклонной дальностью и периодом повторения импульсов. Для проверки гипотезы о наличии функциональной зависимости между наклонной дальностью и периодом повторения импульсов проведено компьютерное моделирование, позволяющее оценить изменение указанных параметров в трех возможных вариантах взаимного расположения КА и объекта съемки. Результаты моделирования представлены на рисунке 2.

Произведя анализ зависимостей наклонных дальностей и периодов повторения импульсов от времени съемки в ходе движения КА по орбите, были сформулированы следующие утверждения:

1. В ходе движения КА по орбите возникает неоднозначность по дальности вследствие выбора периода повторения импульсов много меньше времени запаздывания сигнала для обеспечения высокого разрешения.

2. Системы с РСА постоянно оценивают наклонную дальность до объекта съемки, изменяя период повторения так, чтобы исключить приход отраженных импульсов в момент работы антенны на передачу.

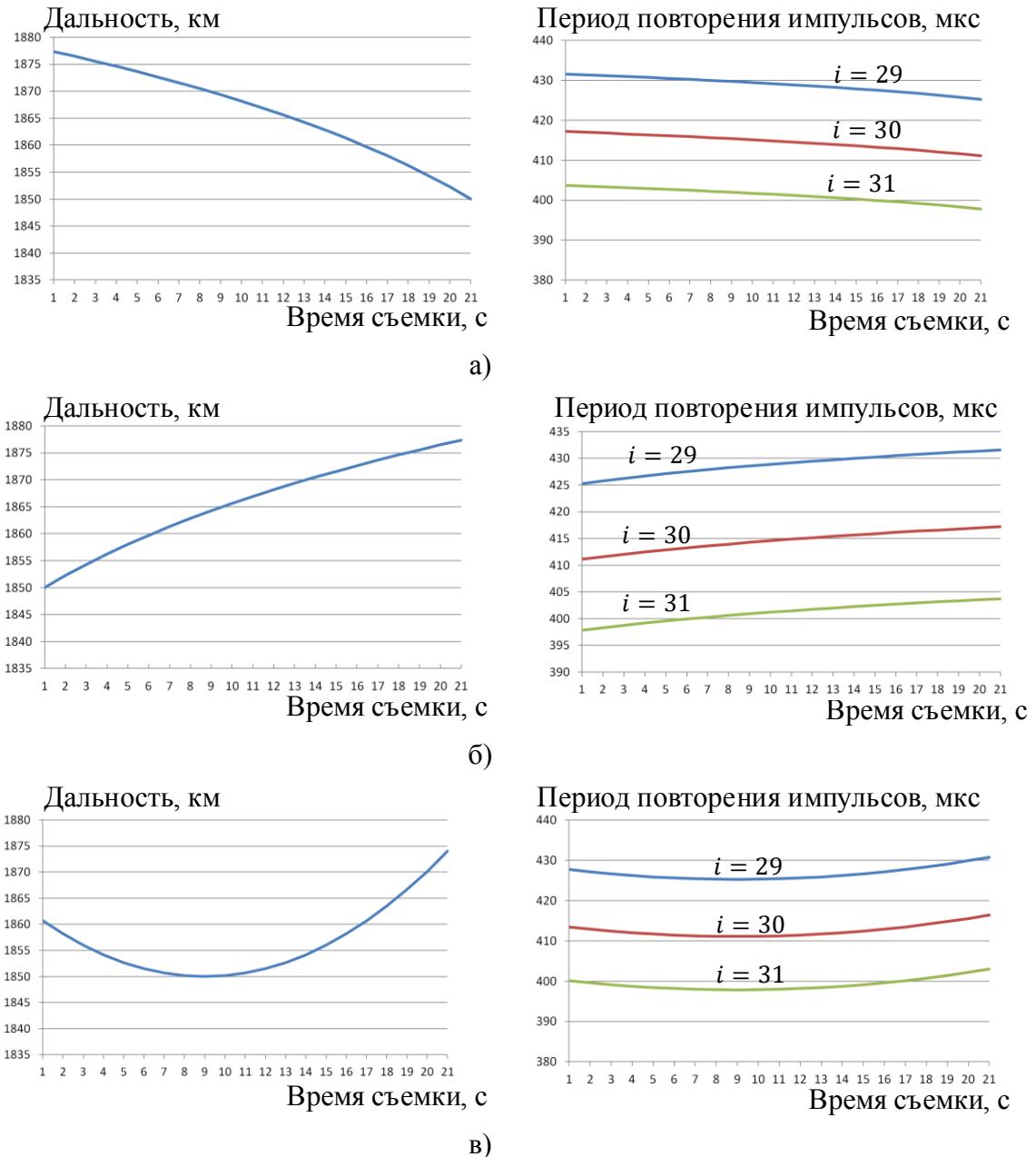


Рис. 2. Зависимости наклонных дальностей и периодов повторения импульсов от времени съемки в ходе движения КА по орбите:

- а) КА приближается к объекту съемки,
- б) КА отдаляется от объекта съемки,
- в) КА сначала приближается к объекту съемки, затем отдаляется от него

4. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВЕКТОРА ПРОСТРАНСТВЕННОГО ПОЛОЖЕНИЯ БОРТОВОЙ РЛС

В общем случае орбита околоземного спутника представляет собой эллипс, в одном из фокусов которого находится Земля. Ориентацию орбиты в пространстве характеризуют наклонение орбиты θ_{cn} и прямое восхождение восходящего узла λ_e [3].

Для ориентации самой орбиты и определения положения КА на орбите в данный

момент времени используется угловое расстояние перигея от восходящего узла ω_P (угол между линией узлов и линией апсид) и время прохождения КА через восходящий узел орбиты t_{By} .

Орбита КА не является строго эллиптической вследствие ее возмущений, вызываемые различными факторами.

Вследствие возмущений спутник движется не по эллипсу, а по некоторой случайной кривой, которая не является замкнутой. Истинная орбита спутника в каждой своей точке соприкасается с некоторым эллипсом, который в данный момент и представляет собой непрерывно изменяющуюся кеплерову орбиту.

Орбиты современных носителей РСА являются квазикруговыми с незначительным эксцентриситетом, который при оценках взаимного перемещения КА и ПП может быть принят равным нулю. Кроме того, значения характерных высот орбит лежат в диапазоне от 500 до 1100 км.

Знание типовых высот орбит позволяет рассчитать период обращения КА [4]

$$T_{cn} = 2\pi \sqrt{\frac{(R_3+h)^3}{f_{ep}M_3}} \quad (7)$$

а с учетом малого значения эксцентриситета и осуществить оценку скорости движения КА как постоянной величины

$$V_c = \frac{2\pi(R_3+h)}{T_{cn}} \quad (8)$$

Для высот $h \sim$ от 500 до 1100 км соответствующие диапазоны значений периода обращения и скорости, рассчитываемые в соответствии с (7) и (8), составляют V_c от 7617 до 7456 м/с и T_{cn} от 94,5 до 100,7 мин (т.е. за сутки КА совершают по 14–15 витков вокруг Земли).

Движение космических носителей РСА происходит по инерции в поле тяготения Земли без скачкообразных изменений параметров орбиты и маневрирования. По сравнению с авиационными РСА это существенно упрощает задачу мониторинга ее излучения, так как становится возможной оценка дальности и углов наблюдения КА (азимута, угла места) из точки с заданными географическими координатами на произвольный момент времени.

Требуемые угловые пределы работы и скорости перемещения антенной системы необходимо оценивать на основе результатов статистического анализа эфемеридной информации, а именно:

длительностей временных интервалов между очередными обзорами заданной точки на поверхности Земли, как одиночными КА, так и КА в составе группировки;

величин изменения углов наблюдения КА от обзора к обзору;

угловых скоростей КА в процессе пролета над горизонтом приемного пункта;

диапазонов значений углов наблюдения КА в моменты обзоров.

Точность оценок перечисленных параметров в основном зависит от точности прогнозирования пространственного положения и скорости КА на заданный момент времени.

Получение количественного прогноза само по себе является нетривиальной задачей, при решении которой возникает ряд сложностей.

Во-первых, необходимо иметь точные сведения о положении КА на момент времени, в который осуществлялась оценка его координат наземными системами. Во-вторых, даже при их наличии качество результатов предсказания может оказаться

недостаточно высоким вследствие возмущений орбиты КА, в основном вызываемых нецентральностью поля тяготения Земли и сопротивлением верхних слоев ее атмосферы. Воздействие перечисленных и ряда других непредсказуемых факторов приводит к тому, что прямое использование уравнений эллиптического движения для получения точной оценки координат КА на достаточно длительном периоде невозможно.

Из указанного следует необходимость постоянного обновления эфемеридной информации и использования качественной орбитальной модели, где учтены возмущения орбиты различного характера и происхождения.

Полагается, что система контроля космического пространства обеспечит приемные пункты данными о текущем орбитальном положении КА с РСА всех орбитальных группировок. Однако, целесообразно рассмотреть возможность прогнозирования текущего орбитального положения КА на основе открытых данных – модели SGP4.

Использование аналитической орбитальной модели SGP4 позволяет существенно уменьшить объемы вычислений, необходимых для предсказаний положения большого количества космических объектов (КО) в околоземном космическом пространстве, по сравнению с моделями, где используются методы численного интегрирования уравнений движения.

Это достигается благодаря уменьшению количества учитываемых факторов, возмущающих орбиты КО. В качестве основных из них в SGP4 принимаются:

- притяжение Земли с учетом неоднородности ее плотности;
- лунно-солнечные возмущения;
- атмосферное торможение;
- давление солнечного света [5].

Данные о КО, представлены в виде двусторонних наборов элементов (ДНЭ) (Two-Line Elements (TLE), содержащие усредненные орбитальные параметры. Средние значения каждого элемента генерируются с использованием орбитальной модели SGP4. Воздействие главных возмущающих сил включено в эти величины специфичным способом использования SGP4, и поэтому именно SGP4 должна применяться для генерации точных предсказаний по этим данным.

Новые ДНЭ генерируются не регулярно, а по мере необходимости. Частота обновлений зависит от типа орбиты и маневренных свойств КО. Обновление ДНЭ осуществляется методом дифференциальных поправок после привязки наблюдений к конкретному КО.

По данным предыдущего ДНЭ с использованием SGP4 вычисляются положения КО на все моменты времени наблюдений в системе координат используемого датчика. Далее вычисляется сумма квадратов разностей между измеренными и предсказанными значениями. Если эта сумма превышает некоторое пороговое значение, соответствующее пятикилометровой ошибке в предсказании положения КО, происходит изменение элементов набора на величину, значение которой рассчитывается методом итераций Ньютона.

Вместе с тем, с позиции наблюдения именно радиолокационных спутников важными являются такие дополнительные параметры, как угол обзора (угол между нормалью к поверхности Земли и направлением на приемную антенну), расположение этой точки относительно подспутниковой трассы (справа или слева), значение скорости изменения дистанции (радиальной скорости) и др.

Корректная работа процедур, реализующих орбитальную модель SGP4, требует задания в качестве исходных данных значений атмосферного коэффициента торможения B_{atm} , аргумента перигея ω_{P_0} , средней аномалии M_0 , наклонения θ_{cn_0} , прямого восхождения восходящего узла λ_{ϵ_0} , среднего движения N_ϵ , типа референц-эллипсоида

(WGS-72 или WGS-84) и момента времени с начала эпохи (в минутах), на который рассчитывается положение КА и параметры его орбиты.

Результатом выполнения процедуры является оценка составляющих радиус-вектора КА ρ и вектора его скорости V_c в прямоугольной геоцентрической системе координат.

Знание геоцентрических координат и составляющих вектора скорости КА также позволяет вычислить уточненные элементы его орбиты на заданный момент времени t : длину большой полуоси, эксцентриситет, наклонение орбиты, прямое восхождение восходящего узла, аргумент перигея и истинную аномалию.

Оценка условий обзора точки земной поверхности и параметров орбиты носителя РСА осуществляется в несколько этапов, содержание и последовательность выполнения которых вытекают из особенностей формирования входных и обработки выходных данных модели орбитального движения SGP4.

Первый этап. Считывание из ДНЭ параметров орбиты (аргумента перигея ω_{Π_0} , наклонения θ_{cn_0} , долготы восходящего узла λ_{B_0} , средней аномалии M_0), значений атмосферного коэффициента торможения $B_{\text{атм}}$ и среднего движения N_v в начале эпохи τ_0 .

Второй этап. Расчет $J(\tau_0)$ и $J(\tau)$.

Третий этап. Вызов процедуры SGP4 с заданием в качестве входных параметров ω_{Π_0} , $\theta_{\text{сп}_0}$, λ_{B_0} , M_0 , $B_{\text{атм}}$, N_v и $J(\tau) - J(\tau_0)$.

Четвертый этап. Вычисление географических координат подспутниковой точки (долготы θ_c и широты ϕ_c) на момент времени τ .

Пятый этап. Вычисление геоцентрических координат (вектора ρ_c) подспутниковой точки.

Шестой этап. Вычисление геоцентрических координат и скорости перемещения позиции РТП (векторов ρ_p и V_p).

Седьмой этап. Вычисление дистанции R , азимута β , угла места ε , радиальной скорости V_r и угла обзора γ ; определение направления положения РТП относительно подспутниковой трассы η .

Восьмой этап. Расчет элементов орбиты (a , e , $\theta_{\text{сп}}$, λ_B , ω_Π , ϑ).

Последовательное выполнение перечисленных восьми этапов и представляет собой определение вектора пространственного положения бортовой РЛС космического аппарата РЛР.

Использование орбитальной модели SGP4 позволяет осуществлять оценку параметров орбиты КА и условий обзора заданной точки земной поверхности космической РСА.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе результатов, полученных в разработанной модели, можно сделать вывод о том, что современные спутниковые системы радиолокационного зондирования постоянно оценивают наклонную дальность до объекта съемки, изменяя период повторения импульсов так, чтобы исключить приход отраженных импульсов в момент работы антенны на передачу.

Предложенная модель в отличие от известных, описывающих функционирование бортовых радиолокационных систем космического базирования, учитывает изменение частотно-временных параметров зондирующего сигнала.

Для обеспечения высокого пространственного разрешения по дальности необходимо формировать зондирующий сигнал так, чтобы период повторения импульсов был много меньше времени между излучением и приемом отдельного импульса

вследствие чего возникает неоднозначность по дальности, которую необходимо учитывать при организации системы контроля космического пространства.

ЛИТЕРАТУРА

1. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования. Под ред. В.С. Вербы. – М.: Радиотехника, 2010.– 680 с.
2. Купряшkin И.Ф., В.П. Лихачев, Рязанцев Л.Б. Малогабаритные многофункциональные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением. – М.: Радиотехника, 2020. – 280 с.
3. Аксенов, Е.П. Теория движения искусственных спутников Земли. – М.: Наука, 1977.– 360 с.
4. Охочимский Д. У., Сихарулидзе Ю. Б. Основы механики космического полета. – М.: Наука, 1990. – 445 с.
5. Кондратенков, Г.С., Фролов А.Ю., Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. – М.: Радиотехника, 2005.

REFERENCES

1. Verba V.S., Neronskiy L.B., Osipov I.G., Turuk V.E. Space-based radar survey systems. Edited by V.S. Verba. – M.: Radio Engineering, 2010. – 680 p.
2. Kupryashkin I.F., V.P. Likhachev, Ryazantsev L.B. Small-sized multifunctional radars with continuous frequency-modulated radiation. Moscow: Radiotekhnika, 2020. 280 p.
3. Aksenov, E.P. Theory of motion of artificial Earth satellites. Moscow: Nauka Publ., 1977, 360 p.
4. Okhotsimskiy D. U., Sikharulidze Yu. B. Fundamentals of space flight mechanics, Moscow: Nauka Publ., 1990, 445 p.
5. Kondratenkov, G.S., Frolov A.Yu., Radio vision. Radar systems for remote sensing of the Earth. Moscow: Radiotekhnika Publ., 2005.

ОБНАРУЖИТЕЛЬ ЦЕЛИ С ПОСТОЯННОЙ ВЕРОЯТНОСТЬЮ ЛОЖНОЙ ТРЕВОГИ ДЛЯ БОРТОВОГО КОГЕРЕНТНОГО РАДИОЛОКАТОРА

А. А. Монаков

Санкт-Петербургский университет аэрокосмического приборостроения (ГУАП), Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация. Обнаружители с постоянным уровнем ложной тревоги (CFAR-обнаружители) нашли применение в радиолокаторах с синтезированной апертурой. Принцип работы классического CA-CFAR-обнаружителя основан на сравнении решающей статистики - оценки мощности сигнала - в тестируемом элементе разрешения с адаптивным порогом, который вычисляется по сигналам в контрольных элементах. Целью работы является синтез CFAR-обнаружителя, который использует для обнаружения не только яркостный контраст между тестируемым и контрольными элементами разрешения, но и спектральные отличия сигналов. В предлагаемом CFAR-обнаружителе используются оценки алгебраических моментов спектральной плотности мощности сигналов в элементах разрешения по дальности. Сравнение синтезированного обнаружителя с CA-CFAR обнаружителем, выполненное путем компьютерного моделирования, показало, что при отношении сигнал/помеха -6 dB и вероятности ложной тревоги 10^{-4} вероятность правильного обнаружения предлагаемого обнаружителя составляет 0,933 против 0,708 у CA-CFAR обнаружителя.

Ключевые слова: CFAR-обнаружитель, алгебраические моменты спектра, радиолокатор с синтезированной апертурой.

CONSTANT FALSE ALARM RATE DETECTOR FOR AN AIRBORNE COHERENT RADAR

A. A. Monakov

Saint-Petersburg Aerospace Instrumentation University (GUAP), Saint-Petersburg, Russian Federation

Abstract. Detectors with a constant false alarm rate (CFAR detectors) have found application in coherent radars. The principle of operation of the classic CA-CFAR detector is based on the comparison of the decisive statistics - the signal power estimate in the tested resolution element with an adaptive threshold, which is calculated based on the signals in the control elements. The aim of the work is to synthesize a CFAR detector that uses for detection not only the brightness contrast between the tested and control resolution cells, but also the spectral differences of the signals. The proposed CFAR detector uses estimates of the algebraic moments of the spectral density of the signal in range resolution elements. Comparison of the synthesized detector with the CA-CFAR detector, performed by computer simulation, showed that with a signal-to-noise ratio of -6 dB and a false alarm probability of 10^{-4} , the probability of correct detection of the proposed detector is 0.933 against 0.708 for the CA-CFAR detector.

Keywords: CFAR detector, algebraic moments of the signal spectrum, synthetic aperture radar.

1. ВВЕДЕНИЕ

Обнаружители с постоянным уровнем ложной тревоги (англ. *Constant False Alarm Rate, CFAR*) нашли в настоящее время широкое применение в радиолокационных

системах, работающих в условиях мощных пассивных помех с априорно неизвестными характеристиками. В этих системах фиксация уровня ложной тревоги (ЛТ) происходит за счет выделения *тестируемого* элемента разрешения (ячейки) по дальности, для которого решается задача обнаружения полезного сигнала на фоне помехи, средняя мощность которой оценивается в *контрольных* элементах разрешения (ячейках). Структурная схема классического CFAR-обнаружителя представлена на рис. 1 [1].

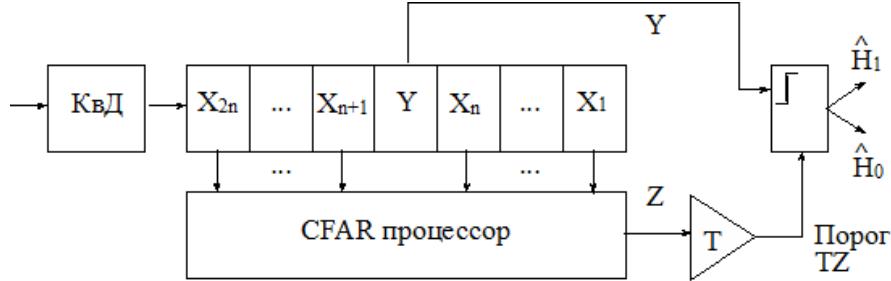


Рис. 1.

CFAR-обнаружитель работает следующим образом. Сигнал с выхода согласованного фильтра приемника поступает на вход квадратического детектора КвД. Продетектированный сигнал - оценка мгновенной мощности - поступает на вход регистра памяти, общее число ячеек в котором равно $2n+1$, где n - целое число, выбираемое таким образом, чтобы обеспечить заданную вероятность ЛТ обнаружителя F . Пусть содержимое тестируемой ячейки есть Y , а содержимое контрольных ячеек, которые используются для измерения средней мощности пассивной помехи (ПП) соответственно $X_1, \dots, X_n, X_{n+1}, \dots, X_{2n}$, причем ячейки с номерами $1, \dots, n$ предшествуют тестируемой ячейке, а ячейки с номерами $n+1, \dots, 2n$ следуют за ней. Содержимое контрольных ячеек поступает на вход CFAR процессора, где вычисляется оценка средней мощности ПП Z . Эта оценка подается на вход линейного звена с коэффициентом передачи T . Выходной сигнал TZ является порогом, который поступает на второй вход компаратора. На первый вход поступает содержимое тестируемой ячейки Y . Если $Y \geq TZ$, то выносится решение \hat{H}_1 о присутствии сигнала. Если $Y < TZ$, то принимается решение \hat{H}_0 о том, что в тестируемой ячейке сигнала нет.

Простейшим способом оценки средней мощности, который реализуется в CFAR-процессоре, является вычисление среднего значения содержимых контрольных ячеек

$$Z = \frac{1}{2n} \left(\sum_{k=1}^n X_k + \sum_{k=n+1}^{2n} X_k \right) = \frac{1}{2} (\bar{X}_1 + \bar{X}_2),$$

где \bar{X}_1, \bar{X}_2 - оценки в контрольных ячейках. CFAR-обнаружитель, который использует эту оценку, называется CA-CFAR (*Cell Averaging CFAR*) [2]. Качество обнаружения у обнаружителя приближается к качеству оптимального обнаружителя в случае, если помеховые отсчеты во всех контрольных ячейках одинаково распределены (помеховый фон однороден). Нарушение этого условия ведет к ухудшению качества обнаружения, которое проявляется либо в увеличении вероятности ЛТ, либо в уменьшении вероятности правильного обнаружения (ПО). Принципиально существуют две причины нарушения однородности помехового фона в контрольных ячейках - скачки средней мощности ПП и присутствие других целей в контрольных элементах [3, 4].

Для того, чтобы нивелировать влияние неоднородности распределения помехи в контрольных ячейках были предложены различные варианты алгоритма оценивания

мощности помехи: GO-CFAR (*Greatest-Of CFAR*) [5], SO-CFAR (*Smallest-Of CFAR*) [6], OS-CFAR (*Ordered Statistics CFAR*) [7].

Рассмотренные CFAR обнаружители относятся к однопараметрическим. Ни один из перечисленных CFAR-процессоров не является универсальным, т.е. способным работать с высоким качеством в условиях неоднородности помехового фона. Использование однопараметрических обнаружителей предполагает однопараметрическое (например, экспоненциальное) распределение вероятности мощности ПП. Однако при высокой разрешающей способности средств наблюдения такое распределение ПП является скорее исключением, чем правилом [9, 10, 11]. Поэтому в CFAR обнаружителях было предложено использовать решающую статистику, основанную на оценке неизвестных параметров многопараметрических распределений [12, 13]. Вариантом многопараметрического CFAR обнаружителя является VI-CFAR обнаружитель, предложенный в [14] и модернизированный в [15, 16]. Этот обнаружитель адаптируется к причине неоднородности ПП. VI-CFAR оценивает в контрольных окнах т. н. индекс вариабельности (*Variability Index, VI*)

$$VI_j = 1 + \frac{\hat{\sigma}_j^2}{\bar{X}_j^2} = 1 + \frac{1}{(n-1)\bar{X}_j^2} \sum_{k=1}^n (X_{(j-1)n+k} - \bar{X}_j)^2; j = 1, 2,$$

где \bar{X}_j и $\hat{\sigma}_j^2$ - оценка математического ожидания и дисперсии выборки в j -м контрольном окне, и отношение средних (*Mean Ratio, MR*)

$$MR = \bar{X}_1 / \bar{X}_2 = \sum_{k=1}^n X_k / \sum_{k=n+1}^{2n} X_k.$$

Эти статистики сравниваются с соответствующими порогами. Если $VI_j \leq K_{VI}$, где K_{VI} - порог для индекса вариабельности, то помеховый фон в j -м окне считается неоднородным. Если $K_{MR}^{-1} \leq MR \leq K_{MR}$, где K_{MR} - порог для отношения средних, то средние выборочные значения в окнах признаются равными. При однородности помехового фона и неравенстве средних в окнах для вынесения решения используется GO-CFAR обнаружитель. SO-CFAR применяется, когда фон в обоих окнах неоднородный, а средние не равны. В остальных случаях используется CA-CFAR обнаружитель, причем порог обнаружения сигнала цели формируется по выборочным данным того окна, помеховый фон в котором признан однородным. Пороги K_{VI} и K_{MR} определяются на основании заданных вероятностей вынесения ошибочных решений. VI-CFAR обнаружитель сочетает лучшие свойства CA-CFAR, GO-CFAR и SO-CFAR. VI-CFAR обнаружитель реализуется значительно проще, чем OS-CFAR, поскольку не требует построения вариационного ряда. Однако качество обнаружения VI-CFAR ухудшается, когда сигналы других целей попадают в оба контрольных окна.

В [17] был предложен многокритериальный обнаружитель (англ. *multifeature CFAR*), в котором помимо мощности в тестируемой и контрольных ячейках оценивались другие статистики, позволяющие определить различие в распределении яркости радиолокационного изображения (РЛИ) тестируемых ячеек и окружающего фона. Кроме того, в обнаружителе определялись морфологические отличия цели и фона, что значительно усложнило его реализацию. К многокритериальным также относятся обнаружители, предложенные в [18] и [19, 20]. В первом из этих обнаружителей используется различия РЛИ цели и помехового фона при изменении разрешающей способности системы наблюдения, во втором - разница во фрактальных размерностях изображения цели и помехового фона.

Несмотря на большое многообразие CFAR-обнаружителей, упомянутых в цитированных работах (более полный анализ можно найти в обзорных статьях

[9, 10, 21]), обнаружение цели происходит на основе одномерного распределения вероятности мощности принятого сигнала в элементах разрешения. В то же время для выполнения своей задачи CFAR-обнаружители могут привлекать и другие данные, отличающие сигнал цели от помехи. Так в [22] был предложен двухканальный обнаружитель, приемные каналы которого работают на ортогональных поляризациях.

Из физики рассеяния электромагнитных волн на объектах искусственного и естественного происхождения ясно, что их должна отличать не только разница в эффективной площади рассеяния (ЭПР), на чем и основана работа известных CFAR-обнаружителей, но и различие в спектральных характеристиках рассеянного сигнала. Искусственно созданный объект, как правило, содержит небольшое количество хорошо отражающих элементов (уголковые отражатели, плоскости и их края, цилиндрические и сферические элементы). Поэтому, даже если цель не движется, отраженный сигнал имеет иную ширину спектра по сравнению с ПП, которая представляет собой результат интерференции сигналов от плотного множества точечных отражателей, находящихся в луче антенны радиолокатора. В случае, если цель движется, спектр сигнала от нее получает дополнительное доплеровское смещение, что безусловно следует использовать при обнаружении.

Когерентный радиолокатор позволяет из принятого сигнала извлечь информацию не только о его мощности, но и о спектральных характеристиках - средней частоте и ширине спектра. Средняя мощность, средняя частота спектра и его среднеквадратическая ширина - объективные параметры, которые могут быть оценены по результатам радиолокационного наблюдения. Для этого необходимо решить задачу оценки алгебраических моментов спектральной плотности мощности принятого сигнала. Задаче оценки алгебраических моментов спектра были посвящены работы [23, 24, 25, 26].

Целью настоящей статьи является синтез алгоритмов CFAR-обнаружения целей, основанных на оценках алгебраических моментов спектра принятого сигнала. Статья организована следующим образом. Раздел 2 посвящен разработке алгоритмов оценивания алгебраических моментов спектральной плотности мощности (СПМ) и анализу их свойств. Раздел 3 содержит описание многоканального SO-CFAR обнаружителя цели. В разделе 4 приводятся результаты математического моделирования SO-CFAR обнаружителя. Статья заканчивается Заключением, в котором сделаны выводы о проделанной работе.

2. ОЦЕНКА АЛГЕБРАИЧЕСКИХ МОМЕНТОВ СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ МОЩНОСТИ СЛУЧАЙНОГО ПРОЦЕССА

Пусть $\xi(t)$ - стационарный комплексный случайный процесс (СП) с нулевым математическим ожиданием, для которого на интервале наблюдения $[0, T_n]$ получена выборка из N временных отсчетов $[x_0 = \xi(0), x_1 = \xi(T_s), \dots, x_{N-1} = \xi((N-1)T_s)]$, где T_s - период дискретизации. Определим p -й алгебраический момент СПМ $S_\xi(\Omega)$ случайного процесса $\xi(t)$, где Ω - безразмерная (цифровая) частота, как

$$M_p = \int_{-\pi}^{\pi} \Omega^p S_\xi(\Omega) d\Omega, p = 0, 1, 2.$$

В силу того, что СПМ $S_\xi(\Omega)$ и корреляционная функция (КФ) $R_\xi[m] = \langle x_n x_{n+m}^* \rangle, m = 0, 1, \dots, N-1$, где треугольные скобки означают усреднение по ансамблю, связаны в силу теоремы Винера - Хинчина прямым преобразованием Фурье

$$S_\xi(\Omega) = \sum_{m=-N+1}^{N-1} R_\xi[m] \exp[-i\Omega m],$$

для p -го алгебраического момента получим следующее уравнение

$$M_p = \sum_{m=-N+1}^{N-1} R_\xi[m] \int_{-\pi}^{\pi} \Omega^p \exp[-i\Omega m] d\Omega = \sum_{m=-N+1}^{N-1} c_{pm} R_\xi[m], p = 0, 1, 2, \quad (1)$$

где $c_{pm} = \int_{-\pi}^{\pi} \Omega^p \exp[-i\Omega m] d\Omega$ - постоянные коэффициенты. Не трудно показать, что

$$c_{0m} = 2\pi \begin{cases} 1, & m=0 \\ 0, & m \neq 0 \end{cases}, \quad c_{1m} = \begin{cases} 0, & m=0 \\ (-1)^{m-1} 2\pi/im, & m \neq 0 \end{cases}, \quad c_{2m} = \begin{cases} 2\pi^3/3, & m=0 \\ (-1)^m 4\pi/m^2, & m \neq 0 \end{cases}.$$

Таким образом, оценивая по полученной сигнальной выборке КФ

$$\hat{R}_\xi[m] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1-m} x_n x_{n+m}^*, m = 0, \dots, N-1 \quad (2)$$

и подставляя эту оценку в (1), можно получить оценки трех первых алгебраических моментов СПМ $\hat{M}_0, \hat{M}_1, \hat{M}_2$. При этом надо учесть, что при отрицательных значениях индекса m $R_\xi[m] = R_\xi^*[-m]$.

Ясный физических смысл имеют оценки нулевого начального момента $Z_0 = \hat{M}_0$, первого нормированного начального момента $Z_1 = \hat{M}_1/\hat{M}_0$ и второго центрированного момента $Z_2 = \hat{M}_2/\hat{M}_0 - (\hat{M}_1/\hat{M}_0)^2$. Эти оценки являются случайными, статистически зависимыми величинами. В [27] показано, что при $N \geq 1$ характеристическая функция их совместного распределения равна

$$\chi(q_0, q_1, q_2) = \prod_{q=-N/2}^{N/2} \left[1 + iN(C_0 q_0 + C_1 q_1 q + C_2 q_2 q^2) \right]^{-1},$$

где $C_p = (2\pi/N)^{p+1}/N, p = 0, 1, 2$. Полученное выражение дает возможность вычислить математические ожидания (μ_0, μ_1, μ_2) и корреляционную матрицу $\mathbf{R} = (R_{pq})_{p,q=0}^2$ моментов $\hat{M}_0, \hat{M}_1, \hat{M}_2$. При этом условие $N \geq 1$ позволяет предположить, что совместное распределение оценок $\hat{M}_0, \hat{M}_1, \hat{M}_2$ будет близким к нормальному [27].

Таким образом, с высокой точностью можно считать, что статистика Z_0 имеет нормальное распределение с ПРВ $N(z_0; \mu_0, \sigma_0^2)$, а ПРВ статистик Z_1 и Z_2 вычисляются достаточно просто, как отношения коррелированных нормальных случайных величин. Однако получающиеся ПРВ сложны для практического применения, поэтому в [27] предложено использовать вместо статистик Z_0, Z_1, Z_2 статистики

$$V_0 = \frac{Z_0 - \mu_0}{\sqrt{2\sigma_0^2}}, V_1 = \frac{\mu_1}{\sqrt{2\sigma_1^2}} \frac{\zeta - d_1}{\sqrt{\zeta^2 - 2r_{10}s_1\zeta + s_1^2}}, V_2 = \frac{\mu_2}{\sqrt{2\sigma_2^2}} \frac{\zeta - d_2}{\sqrt{\zeta^2 - 2r_{20}s_2\zeta + s_2^2}}, \quad (3)$$

где $\sigma_j^2, j = 0, 1, 2$ - дисперсии случайных величин Z_0, Z_1, Z_2 , $d_j = \mu_j/\mu_0, s_j = \sigma_j/\sigma_0, j = 1, 2$, и $r_{j0} = R_{j0}/\sqrt{R_{jj}R_{00}}, j = 1, 2$ - коэффициенты корреляции. Использование статистик V_0, V_1, V_2 вместо Z_0, Z_1, Z_2 в многоканальном CFAR-обнаружителе имеет следующие преимущества: во-первых, эти статистики имеют

одинаковое стандартное нормальное распределение вероятностей $N(v_j; 0, 1)$, $j = 0, 1, 2$, и, следовательно, порог обнаружения T_V для них будет одним и тем же; во-вторых, значения статистик Z_0, Z_1, Z_2 в ячейке, где находится цель, могут быть как больше, так и меньше тех значений, которые характерны для ячеек, занятых помеховыми сигналами, и возвведение в квадрат статистик V_0, V_1, V_2 дает возможность получить устойчивый положительный выброс в ячейке, занятой сигналом от цели.

3. МНОГОКАНАЛЬНЫЙ SO-CFAR ОБНАРУЖИТЕЛЬ ЦЕЛИ

Алгоритм работы предлагаемого многоканального SO-CFAR обнаружителя в РСА реализуется последовательностью следующих шагов:

1. принимается двухмерный сигнальный массив $x[m, n]$ размера $M \times N$, где $m \in [0, M - 1]$ - «быстрое» время (номера элементов разрешения по дальности), $n \in [0, N - 1]$ - «медленное» время (номера элементов разрешения по азимуту);
2. для каждого m -го элемента дальности рассчитывается оценка КФ $\hat{R}_{x[m, :]}[n], n \in [-N + 1, N - 1]$ (уравнение (2));
3. на основании уравнения (1) вычисляются оценки моментов $\hat{M}_0[m], \hat{M}_1[m], \hat{M}_2[m], m = 0, \dots, M - 1$;
4. вычисляются статистики $Z_0[m] = \hat{M}_0[m], Z_1[m] = \hat{M}_1[m]/\hat{M}_0[m]$ и $Z_2[m] = \hat{M}_2[m]/\hat{M}_0[m] - (\hat{M}_1[m]/\hat{M}_0[m])^2, m = 0, \dots, M - 1$;
5. для тестируемого m -го элемента разрешения в контрольных окнах, содержащих по L элементов разрешения, оцениваются математические ожидания, среднеквадратические отклонения (СКО) и коэффициенты корреляции

$$\begin{aligned} \hat{\mu}_p^{(1)} &= L^{-1} \sum_{k=m-L}^{m-1} Z_p[k], \hat{\mu}_p^{(2)} = L^{-1} \sum_{k=m+1}^{m+L} Z_p[k], \\ \sigma_p^{(1)} &= \left[L^{-1} \sum_{k=m-L}^{m-1} (Z_p[k] - \hat{\mu}_p^{(1)})^2 \right]^{1/2}, \sigma_p^{(2)} = \left[L^{-1} \sum_{k=m+1}^{m+L} (Z_p[k] - \hat{\mu}_p^{(2)})^2 \right]^{1/2}, p = 0, 1, 2, \\ r^{(1)} &= \frac{1}{L \sigma_0^{(1)} \sigma_2^{(1)}} \sum_{k=m-L}^{m-1} (Z_0[k] - \hat{\mu}_0^{(1)}) (Z_2[k] - \hat{\mu}_2^{(1)}), r^{(2)} = \frac{1}{L \sigma_0^{(2)} \sigma_2^{(2)}} \sum_{k=m+1}^{m+L} (Z_0[k] - \hat{\mu}_0^{(2)}) (Z_2[k] - \hat{\mu}_2^{(2)}), \end{aligned}$$

где цифры в круглых скобках соответствуют номеру контрольного окна;

6. вычисляется единый для статистик $V_0^2[m], V_1^2[m], V_2^2[m]$ порог обнаружения по заданной вероятности ЛТ, которую обозначим P_{fa} :

$$T_V = \left[\operatorname{erfc}^{-1}(P_{fa}) \right]^2, \quad (4)$$

где $\operatorname{erfc}^{-1}(\cdot)$ - функция обратная комплементарной функции ошибок $\operatorname{erfc}(x)$;

7. рассчитываются пороги статистик Z_0, Z_1, Z_2 в контрольных окнах

$$T_{Z_0}^{(j)} = \sqrt{2}\sigma_0^{(j)}t_V^{(j)} + \mu_0^{(j)}, T_{Z_1}^{(j)} = s_1^{(j)}t_V^{(j)} / \sqrt{1 - (t_V^{(j)})^2},$$

$$T_{Z_2}^{(j)} = \frac{1}{1 - (t_V^{(j)})^2} \left[\left(d_2^{(j)} - r^{(j)}s_2^{(j)}(t_V^{(j)})^2 \right) + t_V^{(j)} \sqrt{\left(d_2^{(j)} - r^{(j)}s_2^{(j)} \right)^2 + \left(s_2^{(j)} \right)^2 \left(1 - (r^{(j)})^2 \right) \left(1 - (t_V^{(j)})^2 \right)} \right],$$

где $t_V^{(j)} = \sqrt{2}\sigma_0^{(j)}T_V/\mu_0^{(j)}$, $s_1^{(j)} = \sigma_1^{(j)}/\sigma_0^{(j)}$, $d_2^{(j)} = \mu_2^{(j)}/\mu_0^{(j)}$, $s_2^{(j)} = \sigma_2^{(j)}/\sigma_0^{(j)}$, $j = 1, 2$ - номер контрольного окна;

8. определяется номер окна $j_p, p = 0, 1, 2$ с минимальным значением соответствующего порога для каждой из статистик Z_0, Z_1, Z_2

$$j_p = \min_{j=1,2} T_{Z_p}^{(j)}, p = 0, 1, 2.$$

9. на основании уравнений (3) вычисляются статистики

$$V_0[m] = (Z_0[m] - \mu_0^{(j_p)}) / \sqrt{2}\sigma_0^{(j_p)}, V_1[m] = \frac{\mu_0^{(j_p)}}{\sqrt{2}\sigma_0^{(j_p)}} \frac{Z_1[m]}{\sqrt{Z_1^2[m] + (s_1^{(j_p)})^2}},$$

$$V_2[m] = \frac{\mu_0^{(j_p)}}{\sqrt{2}\sigma_0^{(j_p)}} \frac{Z_2[m] - d_2^{(j_p)}}{\sqrt{Z_2^2[m] - 2r^{(j_p)}s_2^{(j_p)}Z_2[m] + (s_2^{(j_p)})^2}},$$

10. реализуется пороговая процедура

$$V_p^2[m] \underset{\substack{D_p=1 \\ D_p=0}}{\underset{\substack{\geq \\ <}}{\underset{T_V, p = 0, 1, 2}{}}} T_V, p = 0, 1, 2,$$

в результате которой формируется вектор решений (D_0, D_1, D_2) ;

11. окончательное решение $D[m]$ об обнаружении сигнала цели в m -й ячейке может быть принято, например, на основе правила «2/3»:

$$(D_0 + D_1 + D_2) \underset{\substack{D[m]=1 \\ D[m]=0}}{\underset{\substack{\geq \\ >}}{\underset{2}{}}} 2,$$

т.е. для обнаружения цели достаточно двух положительных решений по итогам сравнения статистик $V_0^2[m]$, $V_1^2[m]$ и $V_2^2[m]$ с единим порогом T_V .

Необходимо отметить, что стратегия SO-CFAR реализуется на шаге 8 путем определения $j_p, p = 0, 1, 2$ - номера окна с минимальным значением порога для каждой статистики Z_0, Z_1, Z_2 .

4. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ОБНАРУЖИТЕЛЯ

Для оценки качества предлагаемого SO-CFAR обнаружителя в работе было проведено математическое моделирование при следующих сценарных параметрах: режим обзора - боковой; количество ячеек (элементов разрешения по дальности) $M = 256$; количество отсчетов сигнальной выборки по азимуту $N = 1024$; размер контрольного окна $L = 42$; длина волны РСА $\lambda = 5,6$ см; длина апертуры антенны $d = 0,3$ м; ширина спектра зондирующего импульса $\Delta f = 100$ МГц; скорость движения носителя $V = 30$ м/с; дальность до ближней границы зоны обзора $R_{\min} = 10$ км; время накопления $T_H = 2.5$ с; начальные координаты цели $X_{\Pi} = 487,51$ м, $Y_{\Pi} = 10055,66$ м;

вектор скорости цели $\mathbf{V}_{ц} = (4; 2)$ м/с; вероятность ложной тревоги $P_{fa} = 10^{-2}, \dots, 10^{-5}$; помеха - белый гауссовский шум; количество статистических испытаний $K = 10000$.

Оценка качества обнаружителя проводилась в два этапа. На первом исследовалась зависимость вероятности ложной тревоги обнаружителя F от вероятности P_{fa} , выбор которой определял единый порог обнаружения T_V для статистик V_0^2, V_1^2, V_2^2 (см. шаг 6 алгоритма, уравнение (4)). Результаты моделирования представлены на рис. 2. Сплошная линия соответствует синтезированному алгоритму (3M-алгоритму), использующему оценки всех трех моментов, пунктирная - алгоритму обнаружения, в котором используется только оценка нулевого момента M_0 (1M-алгоритму) и который, по сути, является стандартным SO-CFAR алгоритмом, основанным на энергетическом отличии сигнала цели от ПП.

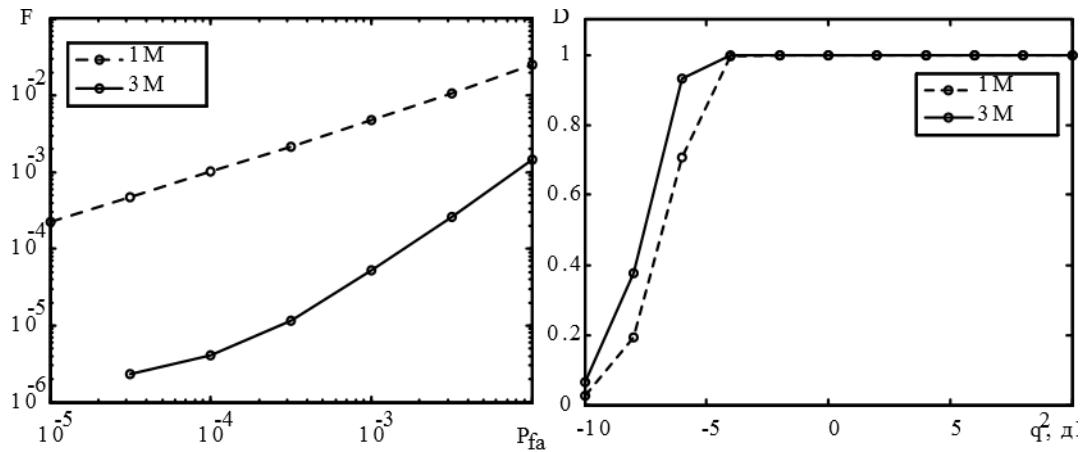


Рис. 2.

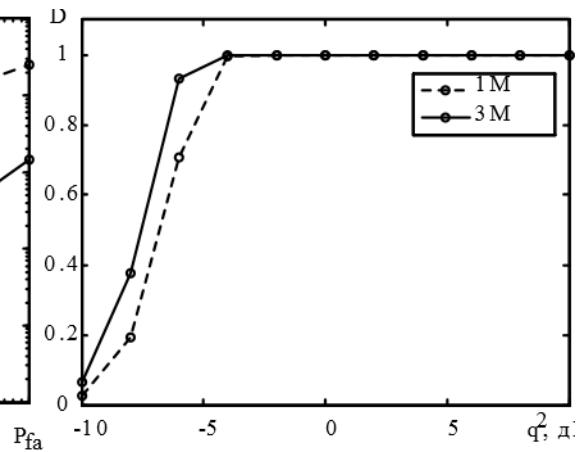


Рис. 3

Как следует из рисунка, при одной и той же вероятности P_{fa} синтезированный алгоритм имеет значительно меньшую вероятность ЛТ. Так при $P_{fa} = 10^{-4}$ $F = 2,75 \cdot 10^{-6}$ для 3M-алгоритма и $F = 1,74 \cdot 10^{-3}$ для 1M-алгоритма. Таким образом, по этому показателю 3M-алгоритм более чем на три порядка лучше по сравнению 1M-алгоритмом. Объясняется такое превосходство тем, что решение об обнаружении цели выносится не только на основании оценки мощности принимаемого сигнала, но более полного использования заключенной в нем информации.

На втором этапе моделирования проводилось исследование зависимости вероятности правильного обнаружения D от отношения сигнал/помеха (ОСП) q^2 . Полученные на первом этапе данные позволяют уравнять вероятности ЛТ F 3M-алгоритма и 1M-алгоритма выбором разных порогов обнаружения T_V . Для этого в работе зависимости логарифма ложной тревоги $\ln F$ от логарифма вероятности ЛТ $\ln P_{fa}$ были интерполированы полиномами второго порядка. Полученные в результате интерполяции оценки коэффициентов полиномов были использованы для расчетов значений P_{fa} при заданном значении F . По вычисленным таким образом P_{fa} на основании уравнения (4) определялись пороги T_V . Так при $F = 10^{-4}$ для 1M-алгоритма порог обнаружения оказался равным 10,992, а для алгоритма 3M - соответственно 4,902. Равенство вероятностей F для сравниваемых алгоритмов позволило объективно судить

о качестве их обнаружения. На рис. 3 представлены графики зависимостей $D = D(q^2)$ при $F = 10^{-4}$ для 3М-алгоритма (сплошная линия) и 1М-алгоритма (пунктирная линия).

Как следует из рисунка, 3М-алгоритм превосходит по качеству обнаружения 1М-алгоритм. Например, при ОСП $q^2 = -6$ дБ для 3М-алгоритма $D = 0,933$ против $D = 0,708$ для 1М-алгоритма. Таким образом, синтезированный алгоритм обнаружения в ходе математического моделирования показал хорошие результаты и может быть также использован для обнаружения движущихся целей в РСА.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье рассмотрен CFAR-обнаружитель цели для бортового когерентного радиолокатора. В отличие от известных обнаружителей принцип работы синтезированного обнаружителя основан на использовании разницы не только в мощности сигналов от цели и пассивной помехи, но и в спектральных свойствах этих сигналов. Это достигается путем оценки первых трех алгебраических моментов спектральной плотности мощности сигналов в тестируемом и контрольных элементах разрешения по дальности. Математическое моделирование показало, что предлагаемый обнаружитель обеспечивает вероятность правильного обнаружения $D = 0,933$ против $D = 0,708$ у стандартного SO-CFAR обнаружителя при выбранных сценарных параметрах, отношении сигнал/помеха -6 дБ и вероятности ложной тревоги 10^{-4} .

ЛИТЕРАТУРА

1. Gandhi P. P., Kassam S. A. Analysis of CFAR processors in non-homogeneous background // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1988, vol. 24, no. 4, pp. 427-445. doi: 10.1109/7.7185
2. Finn H. M., Johnson R. S. Adaptive detection mode with threshold control as a function of spatially sampled clutter level estimates // RCA Review, 1968, vol. 29, pp. 414-468.
3. Moore J. D., Lawrence N. B. Comparison of two CFAR methods used with square law detection of Swerling I targets // Proceedings of the IEEE International Radar Conference, 1980, pp. 403-409.
4. Weiss M. Analysis of some modified cell-averaging CFAR processors in multiple-target situations // Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1982, vol. I8, no. 1, pp. 102-113. doi: 10.1109/taes.1982.309210
5. Hansen V.G. Constant false alarm rate processing in search radars // Proceedings of the IEEE International Radar Conference, London, UK, 1973, pp. 325-332.
6. Trunk G. V. Range resolution of targets using automatic detectors // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1978, vol. 14, no. 5, pp. 750-755. doi: 10.1109/TAES.1978.308625.
7. Rohling H. Radar CFAR thresholding in clutter and multiple target situations // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1983, vol. 19, no. 4, pp. 608-621. doi: 10.1109/taes.1983.309350
8. Hansen V.G., Sawyers. J.H. Detectability loss due to greatest of selection in a cell-averaging CFAR // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1980, vol. 16, no. 1, pp. 115-118. doi: 10.1109/taes.1980.308885
9. El-Darymli K., McGuire P., Power D., Moloney C.R. Target detection in synthetic aperture radar imagery: a state-of-the-art survey // Journal of Applied Remote Sensing 2013, vol. 7, pp. 1-35. doi: 10.1117/1.jrs.7.071598

10. El-Darymli K., McGuire P., Power D., Moloney C.R. Automatic Target Recognition in Synthetic Aperture Radar Imagery: A State-of-the-Art Review // IEEE Access, 2016, vol. 4, pp. 6014-6058. doi: 10.1109/ACCESS.2016.2611492
11. Ai J., Yang X., Dong Z., Zhou F., Jia L. A New Two Parameter CFAR Ship Detector in Log-Normal Clutter. 2017 IEEE Radar Conference (RadarConf), Seattle, WA, USA, 2017, pp. 195-199. doi: 10.1109/RADAR.2017.7944196
12. Goldstein G. B. False-alarm regulation in log-normal and Weibull clutter // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1973, vol. AES-9, no. 1, pp. 84-92. doi: 10.1109/TAES.1973.309705
13. Kuttikkad S., Chellappa R. Non-Gaussian CFAR techniques for target detection in high resolution SAR images // Proceedings of the IEEE International Conference on Image Processing, Austin, Texas, USA, 1994, vol. 1, pp. 910-914. doi: 10.1109/icip.1994.413444
14. Smith M. E., Varshney P. K. Intelligent CFAR processor based on data variability // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2000, vol. 36, no. 3, pp. 837-847. doi: 10.1109/7.869503
15. Ji K., Xing X., Zou H., Sun J. A novel variable index and excision CFAR based ship detection method on SAR imagery. Journal of Sensors, 2015, article ID 437083. doi: 10.1155/2015/437083
16. Wang L., Wang D., Hao C. Intelligent CFAR Detector Based on Support Vector Machine. IEEE Access, 2017, vol. 5, pp. 26965-26972. doi: 0.1109/ACCESS.2017.2774262
17. Pham Q. H., Brosnan T. M., Smith J.M. Multistage algorithm for detection of targets in SAR image data // Proceedings of the SPIE, 1997, pp. 3070 66-75. doi: 10.1117/12.281583
18. Subotic N. S., Thelen B. J., Gorman J. D., Reiley M. F. Multiresolution detection of coherent radar targets // IEEE Transactions on Image Processing, 1997, vol. 6, no. 1, pp. 21-35. doi: 10.1109/83.552094
19. Kaplan L. M., Murenzi R., Namuduri K. R. Extended fractal feature for first-stage SAR target detection. Proceedings of the SPIE, 1999, pp. 3721 35-46. doi: 10.1117/12.357684
20. Kaplan L. M. Improved SAR target detection via extended fractal features // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2001, vol. 37, no. 2, pp. 436-451. doi: 10.1109/7.937460
21. Hatem G.M., Sadah J.W., Saeed T.R. Comparative Study of Various CFAR Algorithms for Non-Homogenous Environments. IOP Conference Series: Materials Science and Engineering, 2018, vol. 433. doi: 10.1088/1757-899x/433/1/012080
22. Novak L M., Burl M. C., Irving W. W. Optimal Polarimetric Processing for Enhanced Target Detection // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1993, vol. 29, no. 1, pp. 234-244. doi: 10.1109/7.249129
23. Монаков А. А. Наблюдение пространственно-протяженных целей в радиолокационных системах с фазированными антенными решетками // Радиотехника, 1999, т. 63, № 3, с. 3-9.
24. Monakov A. A. Radar Observation of Extended Targets with Antenna Arrays // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems., vol. 36, № 1, 2000, pp. 297-302. doi: 10.1109/7.826333
25. Монаков А. А. Оценка алгебраических моментов спектра случайных процессов в задачах радиолокации протяженных целей // Успехи современной радиоэлектроники, 2006, т. 60, №10, с. 36-50.
26. Монаков А. А., Монаков Ю. А. Наблюдение турбулентных атмосферных областей в бортовых метеорологических радиолокаторах: измерение параметров турбулентности // Успехи современной радиоэлектроники, 2012, т. 66, №5, с.14-28.
27. Монаков А. А. CFAR обнаружитель цели в радиолокаторе с синтезированной апертурой // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 3. с. 52-67.

REFERENCES

1. Gandhi P. P., Kassam S. A. Analysis of CFAR processors in non-homogeneous background // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1988, vol. 24, no. 4, pp. 427-445. doi: 10.1109/7.7185
2. Finn H. M., Johnson R. S. Adaptive detection mode with threshold control as a function of spatially sampled clutter level estimates // RCA Review, 1968, vol. 29, pp. 414-468.
3. Moore J. D., Lawrence N. B. Comparison of two CFAR methods used with square law detection of Swerling I targets // Proceedings of the IEEE International Radar Conference, 1980, pp. 403-409.
4. Weiss M. Analysis of some modified cell-averaging CFAR processors in multiple-target situations // Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1982, vol. I8, no. 1, pp. 102-113. doi: 10.1109/taes.1982.309210
5. Hansen V.G. Constant false alarm rate processing in search radars // Proceedings of the IEEE International Radar Conference, London, UK, 1973, pp. 325-332.
6. Trunk G. V. Range resolution of targets using automatic detectors // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1978, vol. 14, no. 5, pp. 750-755. doi: 10.1109/TAES.1978.308625.
7. Rohling H. Radar CFAR thresholding in clutter and multiple target situations // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1983, vol. 19, no. 4, pp. 608-621. doi: 10.1109/taes.1983.309350
8. Hansen V.G., Sawyers. J.H. Detectability loss due to greatest of selection in a cell-averaging CFAR // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1980, vol. 16, no. 1, pp. 115-118. doi: 10.1109/taes.1980.308885
9. El-Darymli K., McGuire P., Power D., Moloney C.R. Target detection in synthetic aperture radar imagery: a state-of-the-art survey // Journal of Applied Remote Sensing 2013, vol. 7, pp. 1-35. doi: 10.1117/1.jrs.7.071598
10. El-Darymli K., McGuire P., Power D., Moloney C.R. Automatic Target Recognition in Synthetic Aperture Radar Imagery: A State-of-the-Art Review // IEEE Access, 2016, vol. 4, pp. 6014-6058. doi: 10.1109/ACCESS.2016.2611492
11. Ai J., Yang X., Dong Z., Zhou F., Jia L. A New Two Parameter CFAR Ship Detector in Log-Normal Clutter. 2017 IEEE Radar Conference (RadarConf), Seattle, WA, USA, 2017, pp. 195-199. doi: 10.1109/RADAR.2017.7944196
12. Goldstein G. B. False-alarm regulation in log-normal and Weibull clutter // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1973, vol. AES-9, no. 1, pp. 84-92. doi: 10.1109/TAES.1973.309705
13. Kuttikkad S., Chellappa R. Non-Gaussian CFAR techniques for target detection in high resolution SAR images // Proceedings of the IEEE International Conference on Image Processing, Austin, Texas, USA, 1994, vol. 1, pp. 910-914. doi: 10.1109/icip.1994.413444
14. Smith M. E., Varshney P. K. Intelligent CFAR processor based on data variability // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2000, vol. 36, no. 3, pp. 837-847. doi: 10.1109/7.869503
15. Ji K., Xing X., Zou H., Sun J. A novel variable index and excision CFAR based ship detection method on SAR imagery. Journal of Sensors, 2015, article ID 437083. doi: 10.1155/2015/437083
16. Wang L., Wang D., Hao C. Intelligent CFAR Detector Based on Support Vector Machine. IEEE Access, 2017, vol. 5, pp. 26965-26972. doi: 0.1109/ACCESS.2017.2774262
17. Pham Q. H., Brosnan T. M., Smith J. M. Multistage algorithm for detection of targets in SAR image data // Proceedings of the SPIE, 1997, pp. 3070 66-75. doi: 10.1117/12.281583

18. Subotic N. S., Thelen B. J., Gorman J. D., Reiley M. F. Multiresolution detection of coherent radar targets // IEEE Transactions on Image Processing, 1997, vol. 6, no. 1, pp. 21-35. doi: 10.1109/83.552094
19. Kaplan L. M., Murenzi R., Namuduri K. R. Extended fractal feature for first-stage SAR target detection. Proceedings of the SPIE, 1999, pp. 3721 35-46. doi: 10.1117/12.357684
20. Kaplan L. M. Improved SAR target detection via extended fractal features // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2001, vol. 37, no. 2, pp. 436-451. doi: 10.1109/7.937460
21. Hatem G.M., Sadah J.W., Saeed T.R. Comparative Study of Various CFAR Algorithms for Non-Homogenous Environments. IOP Conference Series: Materials Science and Engineering, 2018, vol. 433. doi: 10.1088/1757-899x/433/1/012080
22. Novak L M., Burl M. C., Irving W. W. Optimal Polarimetric Processing for Enhanced Target Detection // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1993, vol. 29, no. 1, pp. 234-244. doi: 10.1109/7.249129
23. Monakov A. A. Observation of spatially extended targets in radar systems with phased antenna arrays // Radio Engineering, 1999, vol. 63, no. 3, pp. 3-9.
24. Monakov A. A. Radar Observation of Extended Targets with Antenna Arrays // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems., vol. 36, No. 1, 2000, pp. 297-302. doi: 10.1109/7.826333
25. Monakov A. A. Estimation of algebraic moments of the spectrum of random processes in problems of extended target radar // Successes of modern radio electronics, 2006, vol. 60, No. 10, pp. 36-50.
26. Monakov A. A., Monakov Yu. A. Observation of turbulent atmospheric regions in airborne weather radars: measurement of turbulence parameters // Advances in modern radio electronics, 2012, Vol. 66, No. 5, pp. 14-28.
27. Monakov A. A. CFAR target detector in a synthetic aperture radar // News of Russian Universities. Radio Electronics. 2024. Vol. 27, No. 3. pp. 52-67.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПСЕВДО ДОПЛЕРОВСКОГО ЭФФЕКТА ДЛЯ СИСТЕМЫ РАДИОПЕЛЕНГАЦИИ

А.А. Пирогов¹, М. В. Хорошайлова¹, А.В. Турецкий¹

¹Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В этой статье разработана методика пеленгации радиосигналов на основе псевдо доплеровского эффекта, заключающаяся в определении угла прихода (УП) входящего сигнала, поступающего на antennную решетку, переключение которой осуществляется с помощью схемы, управляющие сигналы которой поступают от приемника. При этом, для повышения точности пеленгации, осуществляется калибровка antennной решетки путем введения поправочных коэффициентов, учитывающих фазовые и амплитудные расхождения между antennными элементами. Эти коэффициенты предварительно определяются в ходе эталонных измерений с использованием источника сигнала с известными параметрами. Предложенный способ позволяет значительно снизить влияние многолучевого распространения радиосигналов и повысить устойчивость пеленгации в условиях зашумленности. Алгоритм обработки сигнала, реализованный в приемнике, включает в себя фильтрацию помех и адаптивную коррекцию фазовых искажений, что обеспечивает высокую точность определения угла прихода даже для слабых и кратковременных сигналов. Данная разработка может быть использована в различных областях, включая радиолокацию, радиомониторинг и системы навигации, где требуется точное определение местоположения источника радиоизлучения. Простота реализации и высокая эффективность делают этот способ привлекательным для применения в портативных и мобильных устройствах.

Ключевые слова: псевдо доплеровский эффект, фазовые искажения, радиопеленгация, antennная решетка

USING THE PSEUDO-DOPPLER EFFECT FOR A RADIO DIRECTION FINDING SYSTEM

A.A. Pirogov¹, M. V. Khoroshailova¹, A.V. Turetskiy¹

¹ Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. In this article, a method for direction finding of radio signals based on the pseudo-Doppler effect has been developed, which consists in determining the angle of arrival of the incoming signal (AOA) to the antenna array, which is switched using a circuit whose control signals come from the receiver. At the same time, in order to increase the accuracy of direction finding, the antenna array is calibrated by introducing correction factors that take into account phase and amplitude differences between the antenna elements. These coefficients are preliminarily determined during reference measurements using a signal source with known parameters. The proposed method makes it possible to significantly reduce the influence of multipath propagation of radio signals and increase the stability of direction finding in noisy conditions. The signal processing algorithm implemented in the receiver includes interference filtering and adaptive phase distortion correction, which ensures high accuracy in determining the angle of arrival even for weak and short-term signals. This development can be used in various fields, including radar, radio monitoring and navigation systems, where accurate location of the source of radio emission is required. The simplicity of implementation and high efficiency make this method attractive for use in portable and mobile devices.

Keywords: pseudo-Doppler effect, phase changes, radio direction finding, antenna array

1. ВВЕДЕНИЕ

Радиопеленгаторные системы (РПС) определяют азимут или угол прихода (УП) сигнала от удаленного передатчика. РПС широко используются в радионавигации, особенно в авиации и на водном транспорте. Эти системы работают с различными радиосигналами, но их производительность тесно связана с габаритами антенны. Для длинных волн требуются антенны большего размера, тогда как для коротких волн достаточно компактных антенн для эффективной пеленгации [1].

С появлением направленных антенн, определение УП стало ключевым элементом радионавигационных технологий. Обычно для этого применяются антенные решетки, которые работают как направленные антенны, усиливая сигнал в определенном направлении. Антennaя решетка функционирует как интегрированная антennaя система, хотя каждый её элемент имеет собственные характеристики направленности.

При обработке сигналов с нескольких антенн используется многоканальный метод, где каждая антenna работает на отдельном канале. Если сигнал принимается только по одному каналу, применяется одноканальный метод, при котором антены переключаются последовательно, и в любой момент времени активна только одна антenna.

Псевдо додлеровский метод предлагает эффективное решение благодаря своей конструкции антенной решетки с последовательным переключением антенн, при котором в любой момент времени активна только одна антenna. Это делает его особенно подходящим для бюджетных приложений.

2. РАЗРАБОТАННАЯ ПСЕВДО ДОДЛЕРОВСКАЯ СИСТЕМА РАДИОПЕЛЕНГАЦИИ

Предложен метод определения местоположения радиосигналов, основанный на вычислении угла прихода (УП) входящего сигнала, поступающего на антеннную систему, переключаемую посредством схемы, управляемой приемником.

На рисунке 1 представлена псевдо додлеровская система пеленгации.

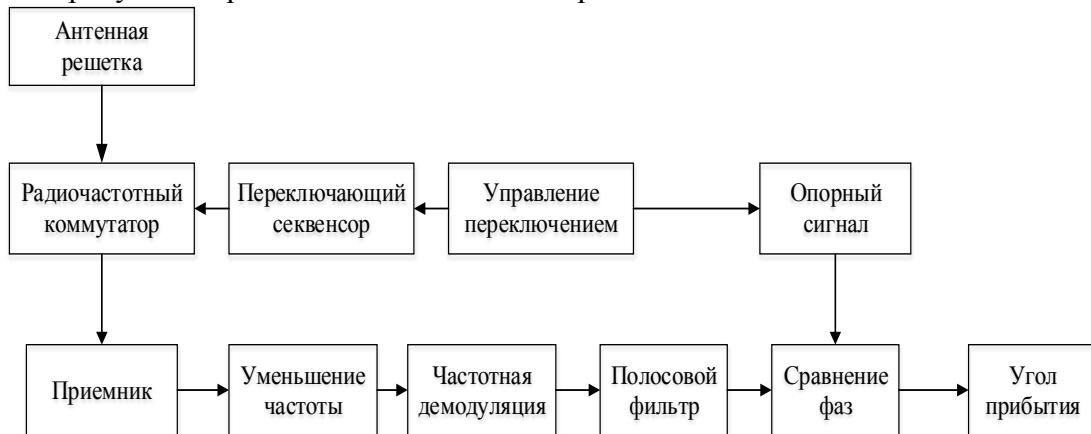


Рис.1. Разработанная псевдо додлеровская система радиопеленгации

Данная архитектура пеленгации эффективна для работы с целевым сигналом и имеет ограниченный радиус действия, что удобно для установки на беспилотных летательных аппаратах (БПЛА). Система совместима с антennыми решетками любого радиуса, не превышающего половину длины волны входящей частоты [2].

Антennaя решетка управляется радиочастотным сигналом от коммутатора, обеспечивая активность только одной антены в каждый момент времени.

Переключение антенн происходит по сигналу от приемника. Синхронизация переключения приемника и антенны критична, иначе возникнет смещение принимаемого сигнала относительно опорного. Принятый сигнал ослабляется и демодулируется квадратурным методом путем умножения на задержанную сопряженную версию, формируя однотональный синусоидальный сигнал. Полосовой фильтр очищает его от помех. Для выделения сигнала вращения используется узкая полоса низких частот. КИХ-фильтры имеют частоту среза на 10% выше частоты вращения. Отфильтрованный сигнал сравнивается с опорным, и измерение фазы относительно опорного сигнала дает значение угла прибытия.

Предлагаемый фазовый метод пеленгации прост в реализации и использует структуру антенной решетки с последовательным переключением антенн (активна только одна).

3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Конструкция антенны разработана для использования доплеровского сдвига частоты (Δf), который представляет собой разницу между частотой волны, воспринимаемой приемником, и частотой, излучаемой передатчиком при их относительном движении. Δf рассчитывается по формуле: $\Delta f = v f_{op}/c$, где f_{op} – рабочая частота передаваемого сигнала, v – относительная скорость наблюдателя, а c – скорость света. Следовательно, по мере приближения БПЛА к передатчику, регистрируемая частота становится выше, при удалении – ниже. Спектр частот полученного псевдо доплеровского сигнала представлен на рисунке 2.

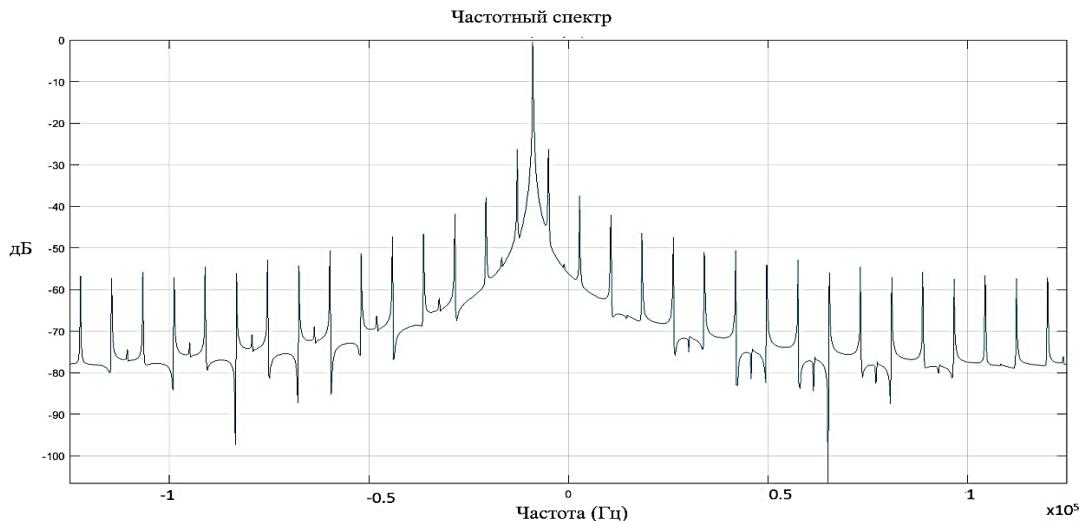


Рис. 2. Частотный спектр псевдо-доплеровского сигнала

В доплеровской антенне воспринимаемый сигнал модулируется по частоте относительно частоты вращения (f_r). После демодуляции этого сигнала восстанавливается f_r со сдвигом фазы, соответствующим углу прихода. Дискретизация сигналов с антенн происходит через регулярные промежутки времени, равные T_s секундам [3]. Это приводит к имитации доплеровского сигнала с периодом вращения $4T_s$.

Достигаемая точность измерения углов радиосигнала на базе псевдо-доплеровского метода радиопеленгации с разделением углов на 30° для скважности от 1.2% до 2%, подтверждается программно полученными данными вычислений, представленными на рисунке 3.

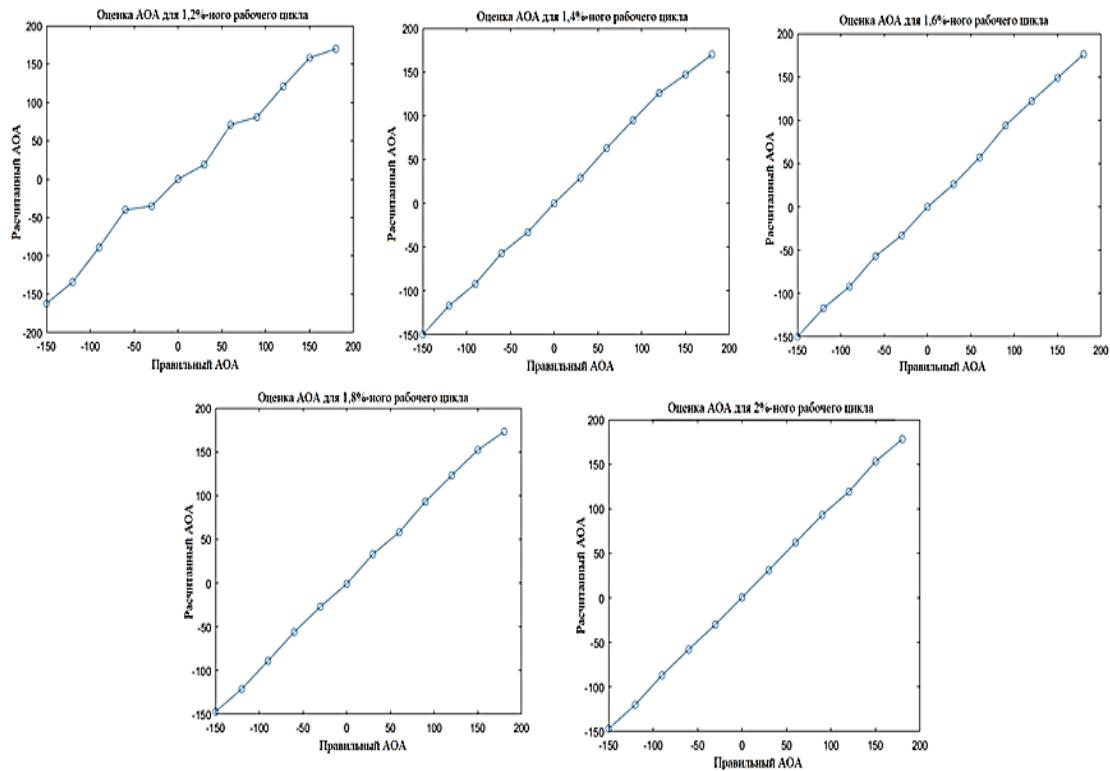


Рис.3 Оценка угла прихода сигнала для низкой скважности

Таким образом, система радиопеленгации обеспечивает приемлемые результаты при скважности, приближающейся к 1%. При скважности 1.2%, система способна предоставлять оценку в пределах от 20 до 30 градусов, в то время как при 2% точность находится в пределах 10 градусов [4].

Способ псевдо доплеровской радиопеленгации использует антеннную решетку, состоящую из некоторого числа всенаправленных монопольных антенн, при быстром переключении между которыми создается иллюзия вращающейся антенны, и физически вращающаяся система постепенно перемещается вдоль сигнала и удаляется от него, создавая плавный эффект Доплера, виртуальное вращение псевдо доплеровского метода вызывает дискретные фазовые скачки.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Псевдо доплеровская радиопеленгация представляет собой эффективный метод определения направления на источник радиосигнала, основанный на создании иллюзии вращающейся антенны. Несмотря на дискретные фазовые скачки, возникающие при виртуальном вращении, система способна обеспечивать приемлемую точность даже при низкой скважности сигнала.

Практическая ценность метода заключается в его способности работать с прерывистыми сигналами, что делает его востребованным в сценариях, где традиционные методы пеленгации оказываются неэффективными. Зависимость точности от скважности сигнала подчеркивает важность оптимизации алгоритмов обработки и выбора параметров системы для достижения лучших результатов.

В дальнейшем, исследования могут быть направлены на совершенствование методов фильтрации и обработки сигналов для повышения точности пеленгации при экстремально низких значениях скважности, а также на разработку адаптивных

алгоритмов, компенсирующих дискретные фазовые скачки и другие артефакты, возникающие в процессе имитации доплеровского эффекта.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания «молодежная лаборатория» № FZGM-2024-0003

ЛИТЕРАТУРА

1. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024692240 Российской Федерации. Программа определения угла прибытия радиосигнала при псевдодоплеровском методе пеленгования: заявл. 13.12.2024 : опубл. 26.12.2024 / М. В. Хорошайлова, А. А. Пирогов, А. В. Турецкий; заявитель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Воронежский государственный технический университет»
2. Хорошайлова, М. В. Оптимизация распределения сетевых ресурсов беспроводной сенсорной сети / М. В. Хорошайлова, А. А. Пирогов, А. В. Турецкий // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2024. – Т. 20, № 4. – С. 125-132.
3. N. E. Imane Bellili and K. Bekhouche. “Low Power Class D Audio Amplifier with High Performance and High Efficiency”. In: 2019 6th International Conference on Image and Signal Processing and their Applications (ISPA). 2019, pp. 1–4.
4. Yang, L., Fan, J., Liu, Y., Li, E., Peng, J., Liang, Z. A review on state-of-the-art power line inspection techniques. IEEE Trans. Instrum. Meas. 2020, 69, 9350–9365.

REFERENCES

1. Certificate of state registration of the computer program No. 2024692240 Russian Federation. The program for determining the angle of arrival of a radio signal using the pseudo-Doppler bearing method: application 13.12.2024: published 26.12.2024 / M. V. Khoroshailova, A. A. Pirogov, A.V. Turky; applicant Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education "Voronezh State Technical University"
2. Khoroshailova, M. V. Optimization of the distribution of network resources of a wireless sensor network / M. V. Khoroshailova, A. A. Pirogov, A.V. Turky // Bulletin of the Voronezh State Technical University. – 2024. – Vol. 20, No. 4. – pp. 125-132.
3. N. E. Imane Bellili and K. Behushe. “Low-power Class D audio amplifier with high performance and efficiency.” In: 2019, the 6th International Conference on Image and Signal Processing and Their Applications (ISPA). 2019, pp. 1-4.
4. Yang L., Fan J., Liu Y., Li E., Peng J., Liang Z. An overview of modern methods of control of power transmission lines. IEEE Trans. The tool. Safety precautions. 2020, 69, 9350-9365.

СТРУКТУРА ПРОГРАММНО-ОПРЕДЕЛЯЕМОГО УСТРОЙСТВА ФОРМИРОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

A. V. Azarov, A. V. Shpak

Российский технологический университет МИРЭА (РТУ МИРЭА), Москва, Россия

Аннотация. В работе рассмотрена архитектура программно-определенного устройства формирования и обработки радиолокационных сигналов, предназначенного для радиолокаторов с синтезированной апертурой. Программно-определенное устройство разработано для замены блока формирования частот и сигналов и отдельного блока цифровой обработки сигналов. Предлагаемое решение является моноблоком, который реализует возможность изменения алгоритмов цифровой обработки сигналов и параметров зондирующего сигнала методом архитектурного программирования.

Ключевые слова: радиолокатор с синтезированной апертурой; цифровая обработка сигналов; формирование зондирующих импульсов; программно-определенное устройство.

THE STRUCTURE OF A SOFTWARE-DEFINED DEVICE FOR GENERATING AND PROCESSING RADAR SIGNALS

A. V. Azarov, A. V. Shpak

Russian Technological University of MIREA (RTU MIREA), Moscow, Russia

Abstract. The paper considers the architecture of a software-defined device for generating and processing radar signals designed for synthetic aperture radars. The software-defined device is designed to replace the frequency and signal generation unit and a separate digital signal processing unit. The proposed solution is a monoblock that implements the possibility of changing digital signal processing algorithms and probing signal parameters using architectural programming.

Keywords. synthetic aperture radar; digital signal processing; generation of probing pulses; software-defined device.

1. ВВЕДЕНИЕ

Современные тенденции развития устройств формирования и обработки радиолокационных сигналов и глобализация принципов программно-реконфигурируемых устройств приводят к переосмыслению подхода проектирования составных частей радиолокационных систем. Усовершенствование производственных процессов и технологий систем на кристалле приводит к снижению себестоимости производства построенных на ней программируемых логических схем (ПЛИС) с большим количеством вентилей, что в свою очередь оказывает положительное влияние на доступность в применении и позволяет отказаться от ряда ограничений при проектировании, одним из которых является разделения блоков на функциональные отдельные части. Предлагаемое решение позволяет изменять функциональность системы без необходимости в полной переработке аппаратной части, таким образом путем перепрограммирования можно изменить архитектуру радиопередающей части, дополнить изменить или полностью заменить алгоритмы цифровой обработки сигналов во время эксплуатации.

2. СТРУКТУРА ПРОГРАММНО-ОПРЕДЕЛЯЕМОГО УСТРОЙСТВА

Актуальность и востребованность аппаратуры обусловлена набирающим популярность использовании малых космических аппаратов (МКА) с радиолокаторами с синтезированной апертурой (PCA), в классе миниспутников и микроспутников в соответствии с ГОСТ Р 56526-2005 [1] которые используют для задач мониторинга северного морского пути, дистанционного зондирования земли в том числе для решения научно-исследовательских задач, всепогодного мониторинга, наблюдением за состоянием лесного хозяйства и картографирования. Предшествующее исследование [2] показало, что имеется необходимость в МКА с PCA, работающих в нескольких диапазонах одновременно. Это обусловлено тем, что помимо разрешающей способности важным фактором является проникающая способность радиоволн, соответствующая различным длинам волн. Такое положение приводит к необходимости наличия возможности изменения алгоритмов работы PCA, в том числе и параметров зондирующих импульсов, на этапе активного существования техники, когда изменение аппаратной части не представляется возможным без перепроектирования изделия в целом. Соответственно накладываемые ограничения к массогабаритным показателям в классе минимспутников и микроспутников приводят к объединению основных составных частей PCA в моноблочное исполнение, благодаря возможности применения современных систем на кристалле (СнК) и росте их производительности с одновременным ростом объемов вентильных матриц.

Для решения задач радиолокационного наблюдения в арктических широтах, где 90% наблюданной поверхности круглогодично покрыто снегом и льдом, наиболее практическим является L-диапазон, он представляет наибольший интерес в связи с достаточной проникающей способностью под глубину льда до полуметра, а для наблюдения за экологической обстановкой и отслеживанием вырубки лесного хозяйства наиболее актуальным и практичным является S-диапазон из-за более высокого пространственного разрешения по сравнению с L-диапазоном. Применение СнК позволяет совместить диапазоны в одно устройство формирования и обработки радиолокационных сигналов на ПЛИС семейства Zynq 7000 производителя Xilinx, структурная схема SoC семейства Zynq 7000 [3] в общем виде представлена на рисунке 1.

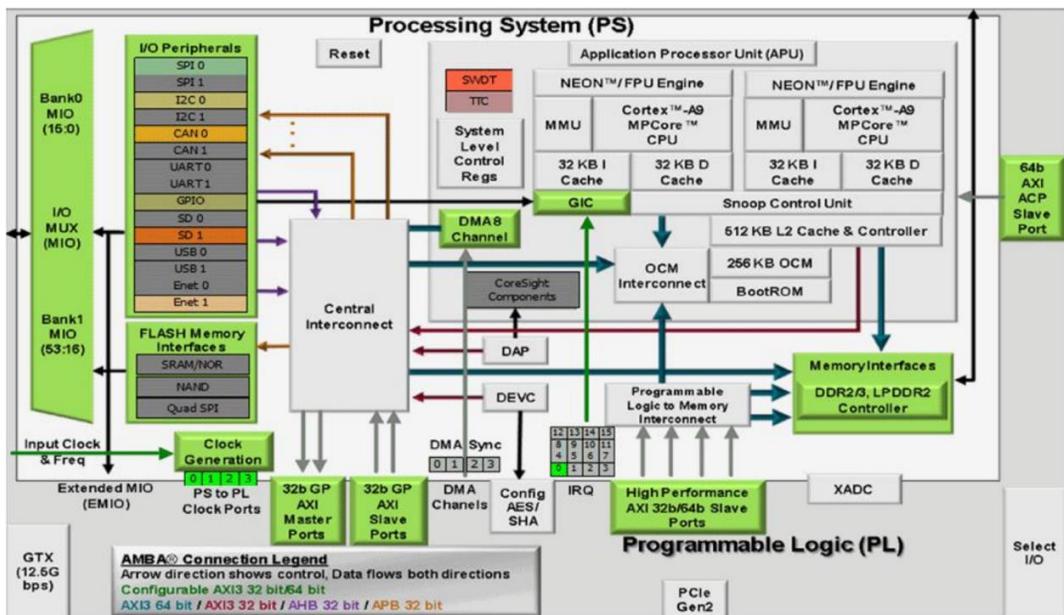


Рис. 1. Общая структурная схема ZYNQ 7000

Xilinx Zynq 7000 Family имеет архитектуру, в составе которой имеется двуядерный микропроцессор на основе ARM® Cortex™-A9 MPCore, а также ряд интерфейсов таких как i2c, SPI, CAN, MiO, PCIe, JESD204B, которые можно использовать для контроля периферийных систем, например, для управления предусилителями выходного тракта или малошумящими усилителями для входных трактов, переключателями каналов и управлением режимами трансивера.

Для достижения наибольшей информативности известно, что необходимо проводить радиолокационную съёмку в двух поляризациях, вертикальной (В) и горизонтальной (Г). Такое ограничение накладывает требования о наличии нескольких отдельных каналов для формирования радиолокационного зондирующего сигнала В и Г поляризаций в составе как части формирователя сигнала, так и в части приёмного тракта. Формирование зондирующего сигнала происходит с помощью прямого цифрового синтеза (Direct Digital Synthesis – DDS) и последующего его передачи в antennную систему (АС) для этого требуется перевод сигнала из цифрового в аналоговый вид с помощью цифро-аналогового преобразователя (ЦАП). Дополнительные требования для радиолокационной съёмки накладываются шириной пропускаемого сигнала в приёмном тракте, которая формирует разрешение получаемого изображения. По методикам расчётов, приведённым в [4], очевидно, что для успешной работы в S-диапазоне требуемая полоса пропускания приёмного тракта лежит в диапазоне 200 – 300 МГц, но в соответствии с требованиями международного союза электросвязи (МСЭ) для S-диапазона в приложениях радиолокации максимально разрешённая полоса составляет 200 МГц [5]. Таким образом из наиболее доступных и относительно недорогих трансиверов, решающих вышеописанные требования, был выбран трансивер Analog Devices ADRV9009, структурная схема микросхемы приведена на рисунке 2.

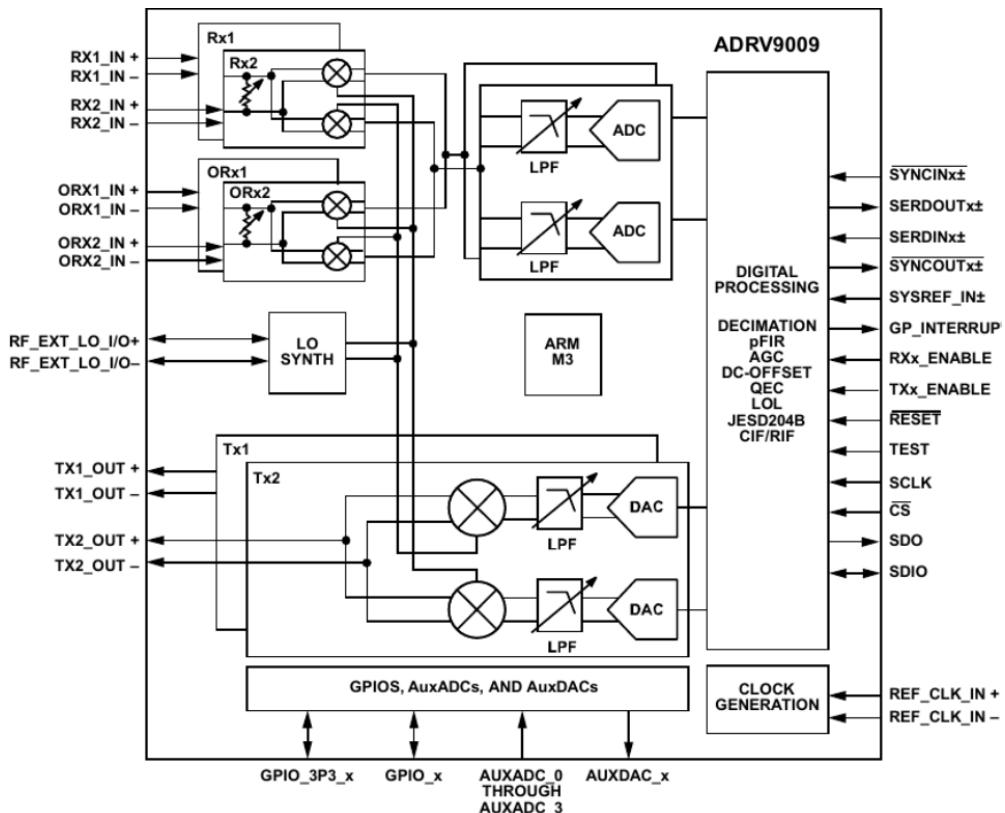


Рис. 2. Структурная схема микросхемы трансивера ADRV9009

Трансивер ADRV9009 имеет два передающих и два приёмных канала с диапазоном частот от 75 МГц до 6000 МГц таким образом выполняется требование для реализации нескольких диапазонов, ширина полосы приёма 200 МГц на один канал в режиме Rx и до 450 МГц на два канала в режиме ORx. Ширина полосы передачи до 450 МГц [6], что позволяет выполнить требования по ширине полосы для обеспечения необходимого разрешения при работе в S-диапазоне, интерфейс JESD204B, который необходим для связи с СнК.

Для обеспечения коррекции потерь в распределительной системе перед АС РСА необходимо предварительно усилить сигнал в передающем тракте. Для решения задачи в передающем тракте применяется широко известный и зарекомендовавший себя в программно-определенном радиосистемах усилитель производства Monolithic Amplifier PGA-102+ который имеет диапазон частот от 50 МГц до 6000 МГц, усреднённое усиление в требуемом диапазоне 14 dB [7].

Составленная на основе выбранных элементов структура программно-определенного устройства формирования и обработки радиолокационных приведена на рисунке 3.

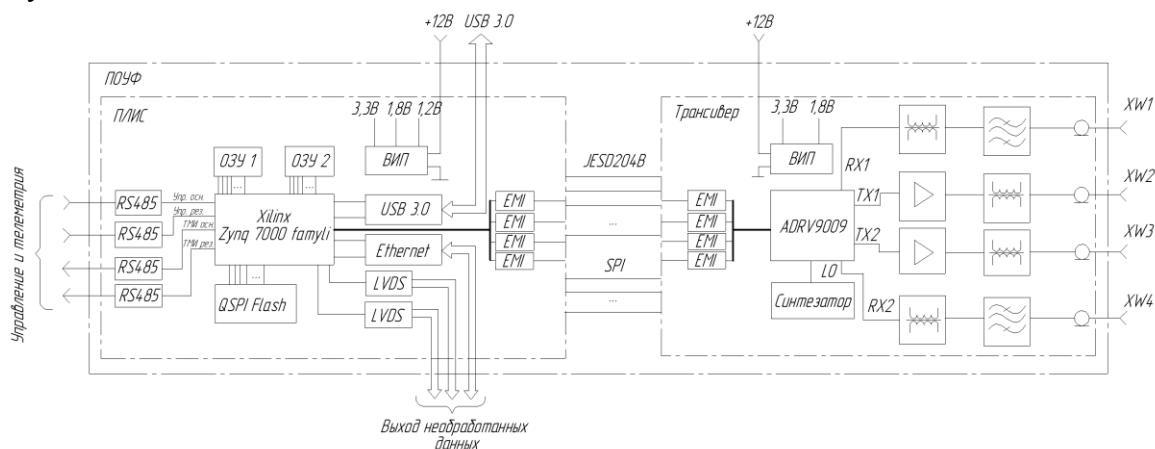


Рис.3. Структура программно-определенного устройства формирования и обработки радиолокационных сигналов

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Решение имеет ориентировочную массу 800 грамм, типоразмер моноблока 2U CubeSat 100×200×50 мм, ориентированная потребляемая мощность 60 Вт, что в сравнении с специализированными микросхемами из состава отдельных блоков формирования и обработки в 2 раза больше. Управление блоком осуществляется по двум резервированным шинам RS485 одна основная и одна резервная, съём телеметрической информации осуществляется по двум односторонним RS485 с задаваемым темпом от 1 до 60 секунд, вывод данных первичной обработки осуществляется по LVDS одна шина основная и одна резервная, так же вывод данных возможно осуществлять по Ethernet.

ЛИТЕРАТУРА

- [1. <https://docs.cntd.ru/document/1200123509>](https://docs.cntd.ru/document/1200123509)
2. Азаров А. В., Осипова В.О., Шплак А. В. Обзор малых космических аппаратов для решения задач дистанционного зондирования поверхности земли с использованием радиолокаторов с синтезированной апертурой. //Сборник научных статей VIII международной научно-практической конференции «Актуальные проблемы и

перспективы развития радиотехнических и инфокоммуникационных систем»
«РАДИОИНФОКОМ-2024», 2024, С. 11-15

3. https://www.amd.com/content/dam/xilinx/support/documents/data_sheets/ds190-Zynq-7000-Overview.pdf
4. https://lib.sevsu.ru/xmlui/bitstream/handle/123456789/9312/p_200163.pdf?sequence=1&isAllowed=y
5. Славянский, А. О. Создание двухдиапазонного радиолокатора // Вестник РАНН. – 2020. – Т. 20, № 4. – С. 38-42. – EDN MRIIRS.
6. <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/1312857/AD/ADRV9009.html>
7. <https://www.alldatasheet.com/html-pdf/804886/MINI/PGA-102/96/1/PGA-102.html>

REFERENCES

1. <https://docs.cntd.ru/document/1200123509>
2. 1. Azarov A.V., Osipova V.O., Shpak A.V. A Review of small spacecraft for solving problems of remote sensing of the Earth's surface using synthetic aperture radars. //Collection of scientific articles of the VIII International scientific and practical conference "Actual problems and prospects of development of radio engineering and infocommunication systems" RADIOINFOCOM-2024, 2024, pp. 11-15
3. https://www.amd.com/content/dam/xilinx/support/documents/data_sheets/ds190-Zynq-7000-Overview.pdf
4. https://lib.sevsu.ru/xmlui/bitstream/handle/123456789/9312/p_200163.pdf?sequence=1&isAllowed=y
5. Slavyansky, A. O. Creation of a dual–band radar // Bulletin of the Russian Academy of Natural Sciences. – 2020. – Vol. 20, No. 4. - pp. 38-42. – EDN MRIIRS.
6. <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/1312857/AD/ADRV9009.html>
7. <https://www.alldatasheet.com/html-pdf/804886/MINI/PGA-102/96/1/PGA-102.html>

ПРОГРАММА ДЛЯ АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГИСТРАЦИИ ДАННЫХ СО СТРАТОСФЕРНОГО РАДИОЗОНДА

А. С. Костюков¹, А. Г. Волостных¹, Н. А. Волочаев¹

¹Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Современное развитие такой науки, как метеорология невозможно представить без использования метеозондов, с помощью которых можно производить регистрацию различных климатических данных в верхних слоях атмосферы. В статье представлено описание программной прошивки стратосферного метеозонда, которая позволяет регистрировать климатические данные в автоматическом режиме с устройства, которое работает и снимает показания на высоте 25 – 30 км, и передавать их с помощью интернет сервиса на наземную станцию для последующей обработки. Сама программная прошивка состоит из четырех основных блоков, это блок для подключения необходимых библиотек, блок, отвечающий за установку связи метеозонда с наземной станцией, блок, отвечающий за внутренние циклы системы и блок, который отвечает за взаимосвязь всех выше описанных функций.

Ключевые слова: метеозонд, программа, климатические данные.

THE PROGRAM FOR AUTOMATIC RECORDING OF DATA FROM A STRATOSPHERIC RADIOSONDE

A. S. Kostyukov¹, A. G. Volostnih¹, N.A. Volochaev¹

¹Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. The modern development of such a science as meteorology cannot be imagined without the use of weather balloons, which can be used to record various climatic data in the upper atmosphere. The article describes the software firmware of the stratospheric weather balloon, which allows you to record climate data automatically from a device that takes readings at an altitude of 25-30 km, and transmit them via an Internet service to a ground station for subsequent processing. The software firmware itself consists of four main blocks, a block for connecting the necessary libraries, a block responsible for connecting the weather balloon to the ground station, a block responsible for the internal cycles of the system, and a block responsible for the interconnection of all the functions described above.

Keywords: weather balloon, program, climate data..

1. ВВЕДЕНИЕ

Метеозонд представляет собой аппарат, предназначенный для измерения метеорологических параметров в верхних слоях атмосферы. Метеозонды обычно состоят из набора датчиков, прикрепленных к гелиевому или гидрогеническому шару, который поднимается в атмосферу с помощью гелиевого или гидрогенического баллона. Во время подъема зонд регистрирует температуру, влажность, давление и другие параметры атмосферы на разных высотах. Полученные данные помогают метеорологам делать прогнозы погоды и изучать климатические процессы.

Обычно передача климатической информации с радиозонда на наземную станцию осуществляется с помощью радиопередающих устройств. Особенностью рассматриваемого в статье радиозонда является возможность передачи информации через интернет сервис [1].

При создании метеозонда, была разработана программная прошивка, которая обеспечивает установку связи с метеозондом и обмен данными. Программа разработана с использованием языка программирования C+ и выполняется в постоянном цикле, обеспечивая непрерывную работу системы. Сама программная прошивка для метеозонда разделена на несколько составляющих, каждая из которых отвечает за определенные функции.

2. ПОДКЛЮЧЕНИЕ БИБЛИОТЕК

```
<SoftwareSerial.h>
#include <Wire.h>
#include <Adafruit_Sensor.h>
#include <Adafruit_BME280.h>
#define SEALEVELPRESSURE_HPA (1013.25)
SoftwareSerial gprsSerial(3, 2);
Adafruit_BME280 bme;
```

В самом начале, подключаются необходимые библиотеки для работы всех основных систем метеозонда. В рамках данного блока рассматривается подключение необходимых библиотек для работы всех основных систем метеозонда. Сначала, происходит подключение библиотеки "Wire", которая используется для работы с шиной I2C и подключения устройств к метеозонду. Затем, осуществляется подключение Adafruit_Sensor - библиотеки, содержащей общий интерфейс для использования датчиков метеозонда. Для работы с датчиком температуры, влажности и давления BME280 от Adafruit, необходимо подключить библиотеку Adafruit_BME280 с использованием #include<Adafruit_BME280.h>. Для дальнейших расчетов, связанных с давлением на уровне моря, определяется константа SEALEVELPRESSURE_HPA, значение которой составляет 1013.25.

Для обмена данными с GPRS-модулем, создается объект gprsSerial типа SoftwareSerial с контактами. Последним создается объект bme типа Adafruit_BME280 для работы с датчиком BME280. Такой последовательный подход к подключению необходимых библиотек и определению констант позволяет обеспечить эффективную работу метеозонда и сбор детальной информации о погодных условиях.

3. БЛОК ОТВЕЧАЮЩИЙ ЗА УСТАНОВКУ СВЯЗИ С МЕТЕОЗОНДОМ

```
void setup()
{
    gprsSerial.begin(9600);
    Serial.begin(9600);
    if (!bme.begin())
    {
        Serial.println("датчик неисправен либо отсутствует");
        while (1) {}
    }
}
```

Представленная часть программного кода отвечает за инициализацию связи метеозонда с интернет сервисом, а так же за передачу собираемой метеозондом информации на сервис. Первоначально объявляется функция setup(), которая вызывается один раз при запуске программы. Эта функция используется для инициализации переменных, установки начальных параметров и настройки периферийных устройств.

Для обмена данными с метеозондом был инициализирован последовательный порт (SerialPort) с помощью строки кода gprsSerial.begin(9600). Этот порт представляет

объект gprsSerial и устанавливает скорость передачи данных на 9600 бит в секунду. Это необходимо для эффективной связи с метеозондом через последовательный интерфейс. Также был инициализирован еще один последовательный порт для связи с компьютером или другими устройствами через USB. Это позволяет отладить и мониторить работу программы через последовательный монитор IDE. Скорость передачи данных также установлена на 9600 бит в секунду с помощью строки кода Serial.begin(9600).

Для обеспечения надежной работы и сбора данных о погоде, был использован датчик ВМЕ. С помощью оператора if (!bme.begin()) происходит проверка успешной инициализации данного датчика. Если метод begin() вернет false, что указывает на неудачную инициализацию, выводится сообщение "датчик неисправен либо отсутствует". Для предотвращения дальнейшей работы программы в случае неудачной инициализации датчика ВМЕ, используется бесконечный цикл while (1) {}. Программа остается в этом цикле, и выполнение кода приостанавливается, пока проблема с датчиком не будет устранена.

4. ЦИКЛЫ СИСТЕМЫ

```
void loop()
{
if (gprsSerial.available())
Serial.write(gprsSerial.read());
gprsSerial.println("AT");
delay(1000);
gprsSerial.println("AT+CPIN?");
delay(1000);
gprsSerial.println("AT+CREG?");
delay(1000);
gprsSerial.println("AT+CGATT?");
delay(1000);
gprsSerial.println("AT+CIPSHUT");
delay(1000);
gprsSerial.println("AT+CIPSTATUS");
delay(2000);
gprsSerial.println("AT+CIPMUX=0");
delay(2000);
ShowSerialData();
gprsSerial.println("AT+CSTT=\"airtelgprs.com\"");
delay(1000);
ShowSerialData();
gprsSerial.println("AT+CIICR");
delay(3000);
ShowSerialData();
gprsSerial.println("AT+CIFSR");
delay(2000);
ShowSerialData();
gprsSerial.println("AT+CIPSPRT=0");
delay(3000);
ShowSerialData();
gprsSerial.println("AT+CIPSTART=\"TCP\",\"api.thingspeak.com\",\"80\"");
delay(6000);
ShowSerialData();
gprsSerial.println("AT+CIPSEND");
delay(4000);
```

```

ShowSerialData();
String str = "GET адрессайта" + String(bme.readTemperature()) + "&field2=" +
String(bme.readPressure() / 100.0F) + "&field3=" +
String(bme.readAltitude(SEALEVELPRESSURE_HPA));
Serial.println(str);
gprsSerial.println(str);
delay(4000);
ShowSerialData();
gprsSerial.println((char)26);
delay(5000);
gprsSerial.println();
ShowSerialData();
gprsSerial.println("AT+CIPSHUT");
delay(100);
ShowSerialData();
}

```

В этой части кода, выполняется последовательность АТ-команд для настройки и установки соединения с интернетом. Кроме того, происходит сбор данных с метеозонда, формируется строка запроса с последующей отправкой ее на сервер. После каждого выполнения команды присутствует задержка (delay), чтобы дать время на обработку информации. Также происходит вывод данных на последовательный порт с помощью функции ShowSerialData(), которая выводит данные, если они доступны.

Функция loop() является основным циклом программы, который выполняется бесконечно до выключения платы. В начале цикла происходит проверка доступности данных на последовательном порту, подключенном к метеозонду. Если данные доступны, оничитываются и передаются на последовательный порт, предназначенный для мониторинга через компьютер или другое устройство.

Сначала отправляется команда "AT" на метеозонд для установки связи. Затем следует задержка в 1 секунду для обработки команды. После этого отправляются дополнительные команды для проверки различных параметров и настроек метеозонда, такие как проверка SIM-карты ("AT+CPIN?") и регистрации в сети ("AT+CREG?"). После каждой команды вызывается функция ShowSerialData(), которая отображает ответ метеозонда в последовательном мониторе IDE.

Далее формируется строка запроса для отправки данных на веб-сервер. В этой строке включены адрес сайта и данные с датчика BME (температура, давление, высота). Сформированный запрос выводится в последовательный монитор IDE для отладки.

Сформированный запрос отправляется на метеозонд для передачи данных на веб-сервер. После этого отправляется символ ASCII 26 (CTRL+Z) для завершения отправки данных. Затем отправляется пустая строка на метеозонд, а также команда для закрытия интернет-соединения.

После выполнения последней команды происходит небольшая задержка в 100 миллисекунд перед повторением итерации цикла. Этот цикл продолжается бесконечно, обеспечивая непрерывную работу системы связи и передачи данных с метеозондом.

5. ЗАКЛЮЧИТЕЛЬНАЯ ЧАСТЬ КОДА

```

voidShowSerialData()
{
while (gprsSerial.available() != 0)
Serial.write(gprsSerial.read());
delay(5000);
}

```

Данная часть кода определяет функцию ShowSerialData(), которая выполняет проверку наличия внутренних команд и данных от ранее рассмотренных процессов. Представленная функция управляет временем, а также циклами выполнения поступаемых команд. ShowSerialData() - этот шаг, который включает в себя создание функции, которая будет отвечать за отображение данных, полученных через последовательный порт метеозонда.

С помощью условия while проверяется доступность данных для чтения на последовательном порту, подключенном к метеозонду. Цикл будет продолжаться, пока в буфере последовательного порта есть данные для чтения. Если данные доступны для чтения, оничитываются с последовательного порта метеозонда с помощью функции gprsSerial.read(), а затем отправляются на последовательный порт, подключенный к компьютеру или другому устройству мониторинга, с помощью функции Serial.write().

После того как все данные были считаны и отправлены, программа делает паузу в 5000 миллисекунд (5 секунд) с помощью функции delay(). Это необходимо для обеспечения времени для обработки и отображения данных до следующей итерации цикла.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При проектировании и использовании стратосферных радиозондов одной из главных проблем является необходимость разработки более доступных и высокоточных средств для определения координат данных устройств в пространстве, с помощью чего можно обеспечивать точные измерения метеорологических параметров атмосферы. Важной частью таких систем является надежная передача телеметрической информации с борта радиозонда на наземные радиолокационные станции в рамках их действия, особенно при возможных колебаниях радиозонда.

Представленная в статье программа позволяет обеспечить стабильную работу стратосферного зонда в самых отдаленных местах нашей планеты. Это достигается благодаря использованию в коде программы определенных циклов, а также использованию интернет сервиса для установки связи между наземной станцией и метеозондом. Данная особенность предоставляет возможность модернизации и разработки новых систем радиозондирования с ускоренной передачей телеметрической информации с борта радиозонда на наземную радиолокационную станцию, что является весомым преимуществом по сравнению с аналогичными устройствами.

С помощью разработанного метеозонда можно регистрировать ряд климатических параметров окружающей среды, которые могут быть полезны представителям метеорологических служб. Дальнейшее усовершенствование стратосферного радиозонда может идти по пути расширения функциональных возможностей, а также возможность вывода информации на малые мобильные станции. Предлагаемое устройство является компактным, надежным и максимально простым в использовании, благодаря продуманному интерфейсу. Оно выполнено из современных легких и недорогих материалов, на общедоступной элементной базе и не содержит дефицитных деталей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Костюков А.С., Кузнецов Д.А., Золкин Г.П., Кондратьев В.П., Санталов В.А. Разработка радиозонда для метеорологических измерений стратосферы. // Проблемы обеспечения надежности и качества приборов, устройств и систем. Сборник научных трудов, 2023. – С. 104 – 111.
2. Костюков А.С., Санталов В.А., Кондратьев В.П., Скокова Т.А. Программа для автоматического фиксирования климатических данных с метеозонда. Свидетельство

- о государственной регистрации программы для ЭВМ № RU 2023664884:№ 2023664161 заявл. 04.07.2023 : опубликовано 10.07.2023 Бюл. №7.
3. Костюков А.С., Мухин В.А., Слепченко В.Н., Нетяга А.С., Распопов А.В. Метеостанция // Проблемы обеспечения надежности и качества приборов, устройств и систем. Сборник научных трудов, 2023. – С. 143 – 148.
 4. Костюков А.С., Пишулин Д.А., Середин Б.А., Кущев Е.А., Пшеницина Ю.М. Метеостанция // Проблемы обеспечения надежности и качества приборов, устройств и систем. Сборник научных трудов, 2022. – С. 201 – 208.
 5. Азаров, М. А. Обработка сигналов зондов в системах аэрометрологического зондирования нового поколения: дис. ... канд. физико-математических наук ВАК РФ 25.00.29 // Азаров Михаил Александрович; науч. рук. Kochin A. V.; МФТИ, Москва, 2006. – 85 с
 6. Общее описание алгоритмов АП "ЭОЛ": официальный сайт. – Санкт-Петербург, 2009. – URL: http://caontcr.mipt.ru/all_doc/generaleolalgorithmsdescription.zip
 7. Блютен, И. География климатов - в 2 т. М.: Прогресс, 1972. Т. 1.– 428 с.; Т. 2. – 402 с.
 8. Иванов, В.Э., Фридзон М.Б., Ессяк С.П. Радиозондирование атмосферы. Технические и метрологические аспекты разработки и использования радиозондовых измерительных средств. РАН. Екатеринбург: УрО, 2004. - 596 с.
 9. Дремлюг, В.В., Шифрин Л.С. Навигационная гидрометеорология: учеб. для вузов. мор. трансп.: 2-е изд, перераб. и доп.; М.: Транспорт, 1978. - 304 с.

REFERENCES

1. Kostyukov A.S., Kuznetsov D.A., Zolkin G.P., Kondratyev V.P., Santalov V.A. Development of a radiosonde for meteorological measurements of the stratosphere. // Problems of ensuring the reliability and quality of instruments, devices and systems. Collection of scientific papers, 2023. - Pp. 104 - 111.
2. Kostyukov A.S., Santalov V.A., Kondratyev V.P., Skokova T.A. Program for automatic recording of climatic data from a weather balloon. Certificate of state registration of computer program No. RU 2023664884: No. 2023664161 declared. 04.07.2023 : published 10.07.2023 Bull. No. 7.
3. Kostyukov A.S., Mukhin V.A., Slepchenko V.N., Netyaga A.S., Raspopov A.V. Weather station // Problems of ensuring the reliability and quality of devices, devices and systems. Collection of scientific papers, 2023. - P. 143 - 148.
4. Kostyukov A.S., Pishchulin D.A., Seredin B.A., Kushchev E.A., Pshenitsyna Yu.M. Weather station // Problems of ensuring the reliability and quality of devices, devices and systems. Collection of scientific papers, 2022. - P. 201 - 208.
5. Azarov, M.A. Processing of probe signals in new-generation aerological sounding systems: dis. ... Cand. of Physical and Mathematical Sciences, Higher Attestation Commission of the Russian Federation 25.00.29 // Azarov Mikhail Aleksandrovich; scientific director Kochin A.V.; MIPT, Moscow, 2006. – 85 p
6. General description of the algorithms of the AP "EOL": official website. – St. Petersburg, 2009. – URL: http://caontcr.mipt.ru/all_doc/generaleolalgorithmsdescription.zip
7. Blutgen, I. Geography of climates - in 2 volumes. Moscow: Progress, 1972. Vol. 1. – 428 p.; Vol. 2. – 402 p.
8. Ivanov, V.E., Fridzon M.B., Essyak S.P. Radiosonde of the atmosphere. Technical and metrological aspects of the development and use of radiosonde measuring instruments. RAS. Ekaterinburg: Ural Branch, 2004. - 596 p.
9. Dremlyug, V.V., Shifrin L.S. Navigational hydrometeorology: textbook for universities. sea transport: 2nd ed., revised and enlarged; Moscow: Transport, 1978. - 304 p.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТОПОЛОГИИ РАЗМЕЩЕНИЯ СРЕДСТВ ОБНАРУЖЕНИЯ МАЛОРАЗМЕРНОГО БВС ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ВЛИЯНИЯ УСЛОВИЙ ВНЕШНЕЙ СРЕДЫ

А. Ф. Крячко¹, В. В. Ланцов^{1,2}

¹Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения» (ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения»), Санкт-Петербург, Россия

²Федеральное государственное унитарное предприятие «Государственный научно-исследовательский институт прикладных проблем» (ФГУП «ГосНИИПП»), Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. Рассмотрена задача обнаружения малоразмерного беспилотного воздушного судна (БВС) для его отведения от подвижного охраняемого объекта (ПОО) с ценными грузами. Поскольку дальность обнаружения малоразмерного БВС средствами обнаружения (СО) существенно ниже требуемой дальности для эффективного отведения БВС от ПОО, потребовалось построение многопозиционной системы с эшелонированным размещением СО. Для этого проведена предварительная оценка снижения дальности обнаружения БВС в сложных условиях плотной городской застройки и горного рельефа местности из-за затухания радиосигнала. Для расчета потерь мощности при распространении сигнала в сложных условиях использована модель Уолфиша-Икегами. Результаты расчетов показали, что сокращение дальности обнаружения БВС составило: на частоте 800 МГц – на 9 %, на 1800 МГц – на 17 %, на 5000 МГц – на 26 %. Для исключения зон, при нахождении в которых СО не способны обнаружить БВС, проведена оценка влияния внешних условий на степень покрытия защищаемой области. Для проведения оценок всю защищаемую область покрыли регулярной сеткой, и с использованием специально разработанной математической модели оценили попадания узлов сетки в пределы зон обзора СО. При благоприятных внешних условиях СО размещены так, что все узлы сетки попали в зоны обзора СО; при моделировании ухудшения внешних условий произошло сокращение дальности обнаружения, в результате чего не все узлы регулярной сетки попали в зоны обзора. Результаты численных экспериментов показали, что из-за сокращения дальности обнаружения, вызванного затуханием сигнала, степень покрытия снизилась от 1.0 до 0.35 при минимальном перекрытии зон обзора СО. С увеличением перекрытия зон обзора сокращение дальности обнаружения оказалось меньшее влияние: при перекрытии 40% снижение степени покрытия составило от 1.0 до 0.47, при перекрытии зон обзора 50% – от 1.0 до 0.68.

Ключевые слова: малоразмерное беспилотное воздушное судно, радиолокационная станция, сложные условия, затухание радиосигнала, степень покрытия, зона обзора, многопозиционная система.

DETERMINING THE TOPOLOGY OF PLACEMENT OF SMALL-SIZED UAV DETECTION MEANS BASED ON THE INFLUENCE OF ENVIRONMENTAL CONDITIONS

A. F. Kryachko¹, V.V. Lantsov^{1,2}

¹Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education “Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation” (FGAOU VO “Saint Petersburg

²State University of Aerospace Instrumentation”), Saint Petersburg, Russia

Abstract. The problem of detecting a small unmanned aerial vehicle (UAV) for its diversion from a mobile protected object (MPO) with valuable cargo is considered. Since the detection range of a small UAV by a detection means (DM) is significantly lower than the range required for effective UAV diversion from the MPO, it was necessary to build a multi-position system with echeloned placement of DM. For this purpose, a preliminary assessment of the decrease in the UAV detection range in difficult conditions of dense urban development and mountainous terrain due to radio signal attenuation was carried out. The Walfish-Ikegami model was used to calculate power losses during signal propagation in difficult conditions. The calculation results showed that the reduction in the UAV detection range was: at a frequency of 800 MHz – by 9%, at 1800 MHz – by 17%, at 5000 MHz – by 26%. To exclude zones in which the DM is unable to detect the UAV, an assessment of the influence of external conditions on the coverage of the protected area was carried out. To carry out the assessments, the entire protected area was covered with a regular grid, and using a specially developed mathematical model, the inclusion of grid nodes within the DM coverage zones was assessed. Under favorable external conditions, the DM were placed so that all grid nodes were within the DM coverage zones; when modeling deterioration of external conditions, the detection range was reduced, as a result of which not all nodes of the regular grid were within the coverage zones. The results of numerical experiments showed that due to the reduction in detection range caused by signal attenuation, the coverage degree decreased from 1.0 to 0.35 with minimal overlap of the DM coverage zones. With increasing coverage overlap, the reduction in detection range had a smaller impact: with 40% coverage, the reduction in coverage was from 1.0 to 0.468, with 50% coverage, from 1.0 to 0.68.

Keywords: small unmanned aerial vehicle, detection device, difficult conditions, radio signal attenuation, coverage, coverage area, multi-position system.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время широкое распространение малоразмерных беспилотных воздушных судов (БВС) привело к возможности их использования для ведения несанкционированной фото- и видеосъемки или доставки полезной нагрузки, способной привести к ущербу, особенно если это касается подвижных охраняемых объектов (ПОО) с ценными грузами. Для предотвращения сближения малоразмерного БВС с ПОО требуется своевременное обнаружение БВС и отведение его от ПОО путем подавления сигналов, по которым происходит навигация БВС. Сложность обнаружения БВС заключается в подвижности охраняемого объекта. В связи с этим средства обнаружения (СО) БВС и средства подавления (СП) его сигналов требуется размещать либо вдоль трассы движения ПОО, либо на самом ПОО или движущемся рядом носителе. Второй вариант практически нереализуем, поскольку загромождение охраняемого объекта СО и СП может нарушить его скоростные качества, сопряжено с риском обнаружения источника излучения и при подавлении – способно повлиять на работоспособность самого ПОО. Использование рядом с ПОО синхронно движущегося средства – БВС или еще одного автомобиля также может оказаться небезопасным. В связи с этим целесообразнее вариант размещения СО и СП на некотором расстоянии от ПОО, чтобы на подступах к трассе движения ПОО обнаружить БВС и начать воздействие на его навигационную систему СП для отведения его с направления на ПОО. Для этого требуется определить топологию размещения СО и СП в зависимости от требуемой дальности обнаружения БВС на подступах к трассе движения ПОО, обеспечивающих отведение БВС от ПОО. В связи с отсутствием публикаций по решению данной задачи

целью работы явилось определение топологии размещения СО и СП для отведения БВС от ПОО. Поскольку дальность обнаружения БВС в сложных условиях плотной городской застройки и горного рельефа местности существенно зависит от влияния условий внешней среды, потребовалось проведение исследований по влиянию условий внешней среды на топологию размещения СО и СП.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Пусть ПОО в виде автомобиля движется по заданному маршруту (рисунок 1).

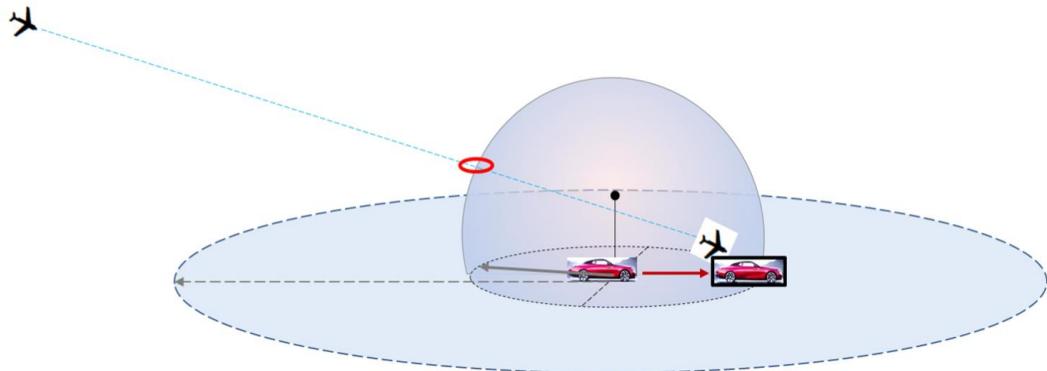


Рис. 1. Тактический эпизод движения БВС по направлению к ПОО

Пусть имеется СО и СП. В некоторый случайный момент времени на горизонте появляется БВС и движется в направлении точки встречи с ПОО. Предполагается, что ПОО не имеет возможности менять параметры движения и уклоняться от БВС.

Необходимо так разместить СО и СП, чтобы отвести БВС от ПОО.

3. АНАЛИЗ НАВИГАЦИИ БВС

Отведение БВС от ПОО означает отведение БВС с его маршрута. Для этого требуется нарушение его навигации по текущим ориентирам, которыми являются сигналы СНС или команды оператора, передаваемые на борт БВС с наземной станции управления (НСУ) [1]. По сигналам СНС БВС движется в режиме радиомолчания по маршрутному заданию. В этом случае обнаружение БВС возможно активной радиолокацией, а для нарушения навигации требуется подавление сигналов СНС. При движении БВС по командам оператора с НСУ обнаружение БВС происходит по сигналу обмена данными БВС с НСУ. Соответственно, для нарушения ориентиров для навигации БВС требуется подавление командного канала БВС.

При потере ориентиров навигации БВС переходит на навигацию по бортовой инерциальной навигационной системе (БИНС), которая имеет свойство накапливать погрешность определения местоположения с течением времени [1]. Предварительные расчеты показали, что для отведения БВС на безопасное для ПОО расстояние требуются дальности обнаружения БВС в 10-20 км. При этом СО и СП должны быть сопоставимы по стоимости с малоразмерным БВС, малогабаритны, малозаметны, переносимы и перевозимы.

Рассмотрим подробнее способы повышения дальности обнаружения и дальности подавления БВС.

4. Способы повышения дальности обнаружения

Дальность обнаружения БВС в режиме активной радиолокации определяется возможностью выделения приемником полезного сигнала P_r над шумами P_n , то есть необходимостью выполнения условия:

$$P_r/P_n > K_{\text{CO}}, \quad (1)$$

где K_{CO} – пороговое значение отношения сигнал/помеха, при котором происходит обнаружение отраженного от БВС сигнала.

Мощность принимаемого отклика радиосигнала на входе антенны СО определяется основным уравнением радиолокации [2] и описывается уравнением:

$$P_r = \frac{P_t G_t A_r \sigma F_r F^4}{(4\pi)^2 \cdot R_r^4}, \quad (2)$$

где P_t – мощность излучения зондирующего сигнала; P_r – мощность отраженного сигнала на входе приемной антенны СО; G_t – коэффициент усиления передающей антенны излучателя; G_r – коэффициент усиления приемника; A_r – эффективная площадь (апертура) приемной антенны; σ – эффективная площадь рассеяния БВС-цели в зависимости от ракурса; F – коэффициент потерь при распространении сигнала; R_r – расстояние от БВС-цели до приемной антенны; $P_{r,\min}$ – чувствительность приемника; F_r – коэффициент потерь в изоляторе, комбайнере и фильтре приемника, в фидере и соединителях приемника.

Мощность излучения P_t определяется зависимостью:

$$P_t = F(\alpha, \beta, S), \quad (3)$$

где α, β – углы полурасщора сектора излучения в горизонтальной и вертикальной плоскостях; S – ширина полосы излучаемого сигнала.

Минимальная чувствительность приемника определяется минимальной мощностью, при которой приемник может обнаружить отраженный от БВС-цели сигнала:

$$P_{r,\min} = kT \cdot \Delta f_r k_n k_d, \quad (4)$$

где k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура; Δf_r – полоса пропускания приемника; k_n – коэффициент шума приемника; k_d – коэффициент различимости (отношение энергий сигнал/шум на входе приемника, при котором обеспечивается прием сигналов с заданными параметрами).

Тогда дальность обнаружения отраженного сигнала определяется выражением:

$$D_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 P_{r,\min}}}, \quad (5)$$

где λ – длина волны, определяемая частотой сигнала; σ – эффективная площадь рассеяния БВС-цели, для малоразмерного БВС составляет сотые м².

Из выражений (1)-(5) видно, что при активной локации повысить дальность обнаружения можно за счет: изменения порогового значения отношения сигнал/помеха приемника, увеличения мощности зондирующего сигнала, направленности излучения, направленности приема.

Однако указанные и аналогичные меры повышения дальности обнаружения БВС не способны привести к многократному ее увеличению.

5. Способы повышения дальности подавления сигнала НСУ

Для подавления сигнала НСУ излучаемый СП сигнал должен быть таким, чтобы на входе приемной антенны БВС превысить мощности сигнала НСУ на входе приемника БВС.

$$P_{\text{СП}}/P_{\text{НСУ}} > K_{\text{БВС}}, \quad (6)$$

где $K_{\text{БВС}}$ – пороговое значение отношения сигнала средства подавления к сигналу, излучаемому с НСУ; $P_{\text{СП}}$ – мощность сигнала, излучаемого СП, на входе приемника БВС; $P_{\text{НСУ}}$ – мощность сигнала на входе приемника БВС, излучаемого НСУ с командами управления БВС.

Мощность сигнала, излучаемая СП $P_{\text{СП}}$, на входе приемника БВС, определяется выражением:

$$P_{\text{СП}} = \frac{P_{\text{СП}} G_{\text{СП}} A_{\text{СП}} F_{\text{СП}}^4}{(4\pi)^2 \cdot R_{\text{СП}}^2}, \quad (7)$$

где $P_{\text{СП}}$ – мощность излучения; $G_{\text{СП}}$ – коэффициент усиления передающей антенны излучателя СП; $A_{\text{СП}}$ – эффективная площадь (апертура) излучаемой антенны; $F_{\text{СП}}$ – коэффициент потерь при распространении сигнала СП; $R_{\text{СП}}$ – расстояние от СП до БВС-цели.

Мощность излучения $P_{\text{СП}}$ определяется зависимостью:

$$P_{\text{СП}} = F(\alpha, \beta, S), \quad (8)$$

где α, β – углы полурасстояния сектора излучения в горизонтальной и вертикальной плоскостях; S – ширина полосы излучаемого сигнала.

Мощность сигнала, излучаемого НСУ $P_{\text{НСУ}}$, на входе приемника БВС, определяется выражением:

$$P_{\text{НСУ}} = \frac{P_{\text{НСУ}} G_{\text{НСУ}} A_{\text{НСУ}} F_{\text{НСУ}}^4}{(4\pi)^2 \cdot R_{\text{НСУ}}^2}, \quad (9)$$

где $P_{\text{НСУ}}$ – мощность излучения НСУ; $G_{\text{НСУ}}$ – коэффициент усиления передающей антенны излучателя НСУ; $A_{\text{НСУ}}$ – эффективная площадь (апертура) излучаемой антенны НСУ; $F_{\text{НСУ}}$ – коэффициент потерь при распространении сигнала НСУ; $R_{\text{НСУ}}$ – расстояние от НСУ до БВС.

При подавлении повысить дальность можно за счет: увеличения мощности зондирующего сигнала так, чтобы на входе антенны БВС он превысил сигнал от НСУ, сужения частотной полосы, направленности излучения. Однако этим меры, как и при активной локации, не способны многократно увеличить дальность подавления сигнала НСУ.

Выходом из положения является формирование многопозиционной системы с эшелонированным размещением СО и СП вокруг подвижного ПОО [3] с эшелонированным построением системы защиты, как это схематично представлено на рисунке 2.

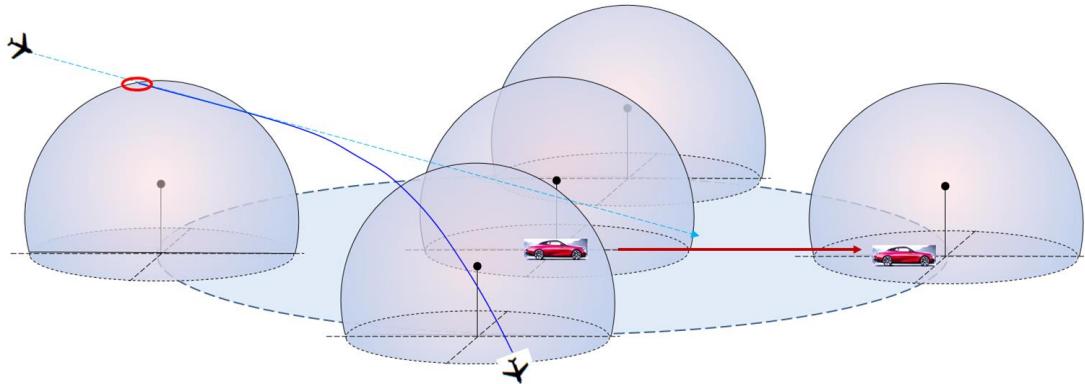


Рис. 2. Схема предлагаемого эшелонированного размещения системы средств обнаружения

Эшелонированное размещение СО и СП позволит иметь полное покрытие защищаемой области вокруг ПОО тотальным подавлением сигналов командного канала и СНС, а также – обнаружение БВС.

Последовательное друг за другом размещение СО с перекрытием позволяет многократно увеличить дальность обнаружения $D_{\text{обн}}$ БВС, представляемые в виде суммы:

$$D_{\text{обн}} = \sum_{m=1}^M R_{COm}, \quad (10)$$

где M – количество следующих друг за другом эшелонов, определяемое выражением:

$$M = \left[\frac{D_{ZO} - R_{CO}}{2 \cdot k_p \cdot R_{CO}} \right] + 1, \quad (11)$$

где D_{ZO} – радиус защищаемой области вокруг ПОО; R_{CO} – дальность обнаружения БВС; R_{CP} – дальность подавления сигнала НСУ на борту БВС.

Однако, как следует из выражения (2), (9), (7), дальности обнаружения и подавления каждого СО и СП зависят от условий распространения сигнала в сложных условиях плотной городской застройки и горного рельефа. В связи с этим для уточнения количества эшелонов потребовалось проведение исследований влияния условий распространения сигнала на степень покрытия зоны обзора.

6. ВЛИЯНИЕ ПЛОТНОЙ ГОРОДСКОЙ ЗАСТРОЙКИ И ГОРНОГО РЕЛЬЕФА НА ЗАТУХАНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННОГО СИГНАЛА

В сложных условиях горного рельефа или плотной городской застройки возникает затухание радиосигнала: в городских условиях – из-за зданий и сооружений; в горных районах – из-за перепада высот. Возникают препятствия прохождению радиосигнала, в результате чего происходит потеря мощности и затухание сигнала.

Для расчета потерь наиболее точной признана модель Уолфиша-Икегами [4], которая учитывает возможность прихода сигнала в точку приема несколькими маршрутами с последующим сложением, и которая хорошо подходит для густонаселенной урбанистической местности и учитывает направления прихода радиоволн. Согласно модели Уолфиша-Икегами [4], медианное значение затухания определяется по эмпирической формуле, как сумма потерь распространения волн в свободном пространстве, потеря за счет отражений от зданий и потеря за счет дифракции, а также потеря, обусловленных ориентацией улиц относительно направления прихода сигнала.

Для оценки влияния условий распространения сигнала в сложных условиях рассмотрены следующие значения частот рассматриваемых каналов:

- частота модема 900 МГц и 1800 МГц;
- частота СНС 1.500 ГГц;
- частота видео-данных 5 ГГц.

При проведении расчетов рассмотрены три варианта сложных условий, отличающихся высотой близлежащих к передающей антенне БВС зданий, расстоянием между домами и шириной улиц.

По результатам расчетов оказалось, что сокращение дальности обнаружения составило: на частоте 800 МГц – на 9 %, на 1800 МГц – на 17 %, на 5000 МГц – на 26 %. Аналогичные результаты получены для дальностей подавления.

На следующем этапе исследований для полученных сокращений дальностей оценивалась степень влияния на покрытие защищаемой области.

7. ВЛИЯНИЕ ВНЕШНИХ УСЛОВИЙ НА СТЕПЕНЬ ПОКРЫТИЯ ЗАЩИЩАЕМОЙ ОБЛАСТИ

Из-за сокращения дальности обнаружения СО и дальности подавления размер зоны обзора на полностью покрытой зонами обзора защищаемой области в благоприятных условиях – появляются зоны, находясь в которых СО неспособно обнаружить БВС и подавить сигналы, обеспечивающие его навигацию.

При проведении численных экспериментов рассматривалась защищаемая область, покрытая зонами обзора СО-СП, размещенных на параллельных эшелонах вдоль дороги, по которой двигался ПОО (рисунок 3 слева). Для оценки влияния внешних условий на изменение дальности обнаружения вся рассматриваемая область была покрыта регулярной сеткой, узлы сетки на рисунке 3 выделены синим цветом. В ходе проведения численного эксперимента анализировалось попадание каждого узла сетки в зону обзора, и в случае попадания цвет узла сетки менялся с синего на красный.

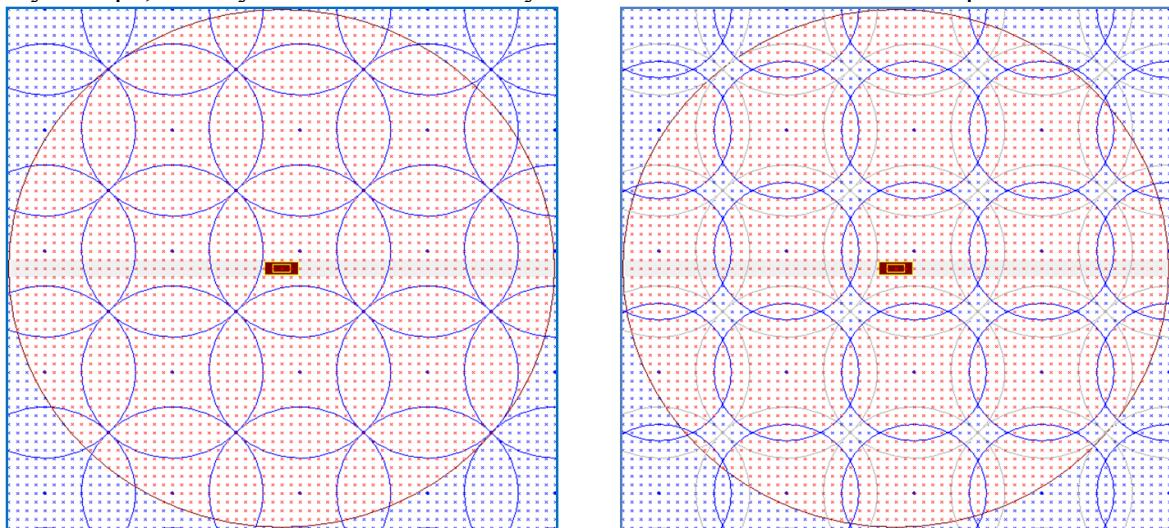


Рис. 3. Схема взаимного положения зон обзора с перекрытием, полностью покрывающие защищаемую область (слева); схема положения зон обзора с уменьшенной дальностью обнаружения (справа) из-за влияния внешних условий

Для оценки степени ухудшения покрытия защищаемой области определялось отношение количества узлов сетки в пределах зоны обзора, к общему количеству узлов в защищаемой области. Слева на рисунке 3 приведен вариант полного покрытия защищаемой области зонами обзора, справа – покрытия с наличием неосматриваемых участков, выделенных синим цветом. Зона вокруг ПОО в виде круга показывает положение защищаемой области. При проведении численного эксперимента защищаемая область вокруг ПОО покрыта зонами обзора СО, при этом зоны обзора имели перекрытия, которые характеризовались коэффициентом перекрытия K_p . Значение коэффициента определялось процентным отношением радиуса зоны обзора и принимало значения от 0.3 до 0.5 с шагом 0.05; значение 0.5 означало перекрытие в половину радиуса зоны обзора. Рассматривались сокращения дальностей обнаружения и подавления от 0 % (отсутствие сокращения) до 50% (сокращение вдвое). Результаты исследований приведены на рисунке 4 в виде серии кривых: по горизонтальной оси отложено значение сокращения дальностей, вызванное затуханием в сложных условиях; по вертикальной оси – степень покрытия защищаемой области.

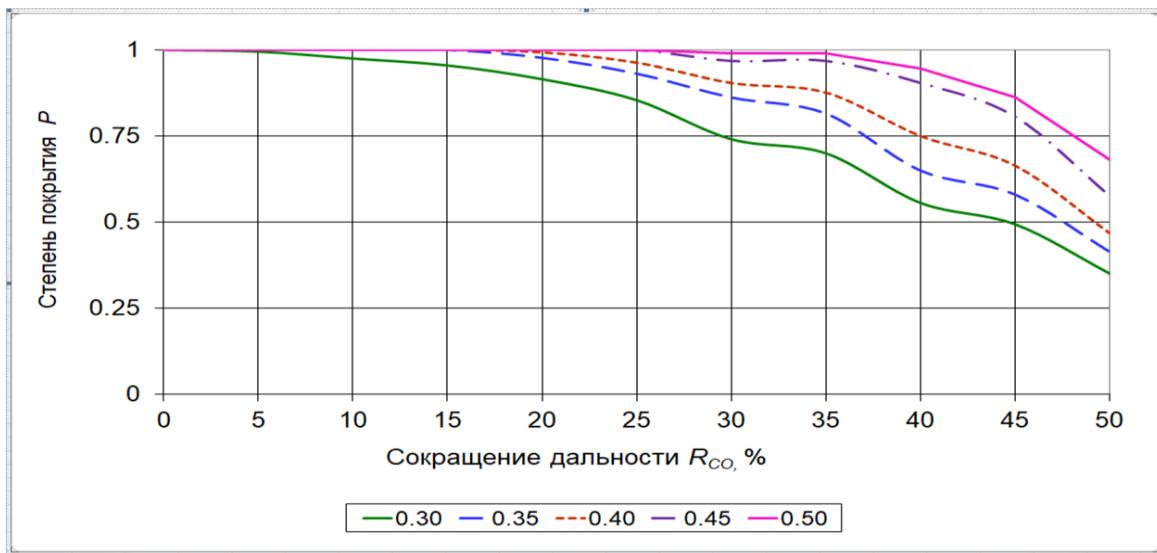


Рис. 4. Зависимость степени покрытия защищаемой области зонами обзора в условиях ухудшения внешней обстановки

Из результатов, приведенных на рисунке 4, видно, что:

- из-за сокращения дальности обнаружения, вызванного затуханием сигнала, степень покрытия сокращается от 1.0 до 0.35 при минимальном перекрытии зон обзора СО;
- с увеличением перекрытия зон обзора сокращение дальности обнаружения оказывает меньшее влияние: при перекрытии 40% сокращение степени покрытия составило от 1.0 до 0.47, при коэффициенте перекрытия 50% – от 1.0 до 0.68.

8. ТОПОЛОГИЯ РАЗМЕЩЕНИЯ СРЕДСТВ ОБНАРУЖЕНИЯ

Результаты численных экспериментов позволяют определить топологию размещения СО для защиты ПОО от малоразмерного БВС.

Общий подход к определению топологии размещения СО-СП в защищаемой области основан на формализации задачи топологии размещения как задачи о покрытии множества. Для гарантированного покрытия защищаемой области вокруг ПОО необходимо рассматривать зоны обзора с минимальной дальностью, которая соответствует неблагоприятным условиям внешней среды. Первоначальное покрытие представляет собой положение СО в узлах сетки: в этом случае защищаемая область будет полностью покрыта зонами обзора. На втором этапе определим минимально необходимое количество СО, полностью покрывающих защищаемую область. Для этого осуществим перебор всевозможных комбинаций зон обзора из сформированного множества в узлах сетки, и в результате перебора определим минимальное количество зон обзора, необходимое для полного покрытия защищаемой области. Для сокращения времени перебора необходимо использовать перебор «с отсечением», заключающийся в исключении из рассмотрения вариантов, в которых текущее количество СО оказывается больше найденного в предыдущих вариантах перебора.

9. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотрена задача обнаружения малоразмерного беспилотного воздушного судна при защите подвижного охраняемого объекта с ценными грузами. Сложность обнаружения заключается в малых дальностях, существенно уступающих дальности обнаружения одиночным средством обнаружения. Предложено перейти от обнаружения одиночным средством к построению многопозиционной радиолокационной систем с

эшелонированным размещением средств обнаружения. Для определения положения размещения средств обнаружения потребовалась оценка сокращения дальности обнаружения при ухудшении внешних условий при плотной городской застройке и горном районе с перепадом высот. Для проведения исследований по оценке влияния ухудшения внешних условий на защищаемую область вокруг ПОО покрыли регулярной сеткой, а для оценки влияния внешних условий на степень покрытия разработана математическая модель. По результатам численных экспериментов выявлено, что из-за сокращения дальности обнаружения, вызванного затуханием сигнала, степень покрытия сократилась от 1.0 до 0.35 при минимальном перекрытии зон обзора СО. С увеличением перекрытия зон обзора сокращение дальности обнаружения оказывает меньшее влияние: при перекрытии 40% сокращение степени покрытия составило от 1.0 до 0.47, при коэффициенте перекрытия 50% – от 1.0 до 0.68. Полученные результаты позволяют более обоснованно подходить к топологии размещения средств обнаружения так, чтобы многопозиционная система эффективно функционировала как в благоприятных, так и в неблагоприятных условиях внешней среды.

ЛИТЕРАТУРА

1. Макаренко С. И. Противодействие беспилотным летательным аппаратам. Монография. СПб.: Наукомкие технологии, 2020. - 204 с.
2. Бакулов П. А. Радиолокационные системы: Учебник для вузов. М.: Радиотехника, 2004. - 320 с.
3. Черняк В. С. Многопозиционная радиолокация. М.: Радио и связь, 1993. - 416 с.
4. Сундучков К. С., Мальчук М. А., Кобзарь Л. С. Методика определения оптимальной топологии сети GSM для городского микрорайона. <https://pandia.ru/text/77/132/891.php>, 03.11.2022.

REFERENCES

1. Makarenko S. I. Counteraction to unmanned aerial vehicles. Monograph. SPb.: Science-intensive technologies, 2020. - 204 p.
2. Bakulev P. A. Radar systems: Textbook for universities. Moscow: Radio Engineering, 2004. - 320 p.
3. Chernyak V. S. Multiposition radar. Moscow: Radio and communication. 1993. - 416 p.
4. Sunduchkov K. S., Malchuk M. A., Kobzar L. S. Methodology for determining the optimal GSM network topology for an urban microdistrict. <https://pandia.ru/text/77/132/891.php>, 03.11.2022.p.

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ФОРМИРОВАНИЯ ПОЛЯРИМЕТРИЧЕСКИХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

В. А. Кузнецов^{1,2}, А. С. Артюх²

¹ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е.Жуковского и Ю.А.Гагарина»,
Воронеж, Российская Федерация

²МГТУ им. Н.Э. Баумана,
Москва, Российская Федерация

Аннотация. Предложена новая имитационная модель формирования поляриметрических радиолокационных изображений, основанная на реализации поляризационной анизотропии объектов сложной формы за счет неструктурированной локально измельченной по краям анизотропно адаптированной фацетной поверхности объектов, а также применения многолучевой модели с многократным переотражением и зеркально-диффузионным характером рассеяния электромагнитных волн в различных частотных диапазонах. Фацетной поверхности объекта ставится в соответствие точечная модель, при этом реализуются алгоритмы проверки видимости, формирования радиолокационной тени, вычисления частотных и угловых зависимостей поляризационных параметров на основе проекций максимальных медиан фацетов на вектор напряженности электрического поля. Приведены структура имитационной модели и рисунки, поясняющие результаты реализации новых функций.

Ключевые слова: поляриметрическое радиолокационное изображение; имитационная модель; поляризационная анизотропия; радиолокационная тень; многократные переотражения; зеркально-диффузное рассеяние.

SIMULATION MODEL OF POLARIMETRIC RADAR IMAGE FORMATION

V. A. Kuznetsov^{1,2}, A. S. Artyukh²

¹N. E. Zhukovsky and U. A. Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia

²N. E. Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russia

Abstract. A new simulation model for polarimetric radar imaging is proposed, based on the implementation of polarization anisotropy of complex-shaped objects through unstructured, locally fragmented at the edges, anisotropically adapted faceted surfaces of objects, as well as the application of a multi-ray model with multiple reflections and specular-diffuse scattering of electromagnetic waves in various frequency ranges. The faceted surface of the object is represented by a point model, while algorithms for visibility checking, radar shadow formation, and computation of frequency and angular dependencies of polarization parameters are implemented based on the projections of the maximum medians of the facets onto the electric field strength vector. The structure of the simulation model and illustrative figures explaining the results of the new functions are provided

Keywords: polarimetric radar images; simulation model; polarization anisotropy; radar shadow; multiple reflections; specular diffuse scattering.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время одним из эффективных в смысле информативности средств дистанционного зондирования Земли космического и воздушного базирования являются

радиолокационные станции с синтезированной апертурой (РСА). Благодаря возможности обеспечения с помощью РСА непрерывности съемки подстилающей поверхности на больших дальностях, такие системы применяются для решения задач мониторинга подстилающей поверхности и достоверного обнаружения объектов военного и гражданского назначения. Современный уровень развития радиолокационных систем позволяет одновременно получать радиолокационные изображения (РЛИ) сразу в нескольких частотных диапазонах электромагнитных волн (ЭМВ) на любых типах поляризации, с возможностью интерферометрической обработки принимаемых эхо-сигналов. Одновременный прием множества отраженных от подстилающей поверхности и объектов на ней сигналов обуславливает необходимость и актуальность разработки модели формирования изображений поляриметрических РСА. При этом для повышения адекватности формируемых РЛИ интерес представляет возможность реализации поляризационной анизотропии объектов сложной формы на основе многолучевого подхода к описанию процессов распространения ЭМВ и перестроении произвольных треугольных поверхностных сеток фасетных моделей итерационным алгоритмом Делоне с последующим локальным измельчением с помощью базовых алгоритмов и анизотропной адаптации сеток на основе тензорной метрики.

2. СПОСОБЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Известные подходы к моделированию РЛИ можно условно разделить на три группы по методам расчета эффективной площади рассеяния (ЭПР) объектов или элементов разрешения: строгие, статистические и асимптотические (приближенные). Наиболее подходящими для решения задачи имитационного моделирования РЛИ являются асимптотические методы, включающие в себя методы геометрической (ГО) и физической оптики, геометрической и физической теории дифракции. При этом самым распространенным подходом к их реализации остается лучевое представление процессов распространения ЭМВ с вычислением ЭПР методами ГО или ФО. Варианты многолучевых моделей формирования РЛИ представлены на рисунке 1.

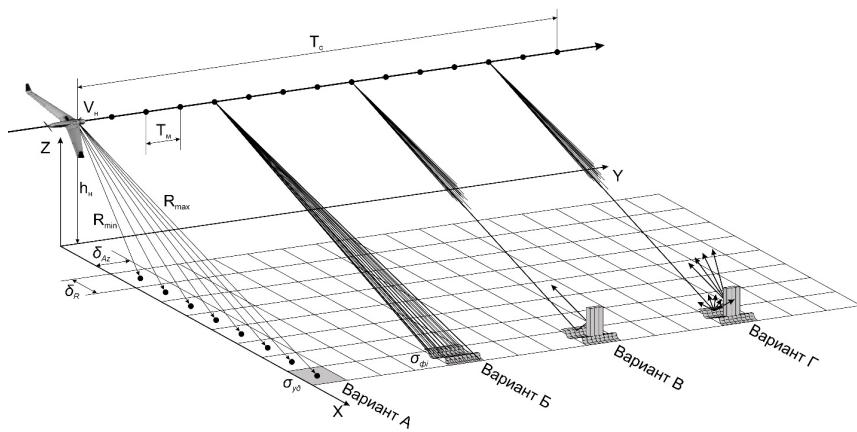


Рис. 1. Варианты моделей формирования РЛИ на основе многолучевого подхода.

Как видно из рисунка 1, подстилающая поверхность представляет собой сетку с шагом разрешающей способности РСА по дальности и азимуту $\delta_R \times \delta_{Az}$. В самом простейшем случае (Вариант А), лучи, соединяющие местоположение носителя РСА с элементами разрешения РЛИ в каждом канале дальности («fast time»), определяют ракурс облучения элемента разрешения. ЭПР элемента разрешения в этом случае будет определяться удельной ЭПР σ_{y0} по площади подстилающей поверхности,

соответствующей элементу разрешения. Если элемент разрешения состоит из совокупности элементарных площадок (фацетов) (рисунок 1, Вариант Б), значение его ЭПР будет определяться известным соотношением – суммой ЭПР видимых с данного ракурса фацетов σ_{ϕ_i} . Следует отметить, что проверка видимости фацетов – отдельная научно-техническая задача, которая в [1] эффективно (как в смысле вычислительной сложности, так и достоверности) впервые в радиолокации решается с помощью алгоритма Hidden Point Removal (HPR) на основе точечного описания поверхности сложного объекта. В Варианте В (рисунок 1) учитываются переотражения ЭМВ. Для этого в [2] предложен итерационный алгоритм решения задачи проверки факта пересечения каждого луча с большим массивом (более 10^6) треугольных фацетов и нахождения координат точки пересечения, с возможностью ограничения числа переотражений. На каждой такой итерации определяется мощность отраженного луча с учетом ЭПР фацета, определяемой с помощью любого известного метода (например, модификации метода ГО в [3]). Для повышения адекватности формирования поляриметрических РЛИ в работе предложен Вариант Г (рисунок 1), реализованный по аналогии с Вариантом В и отличающийся от него учетом зеркально-диффузного характера рассеяния ЭМВ. Такой подход позволяет реализовать угловые и частотные зависимости поляризационных свойств объекта сложной формы за счет формирования из каждого луча, попадающего на плоскость объекта, множества рассеянных лучей. Кроме того, лучевая модель распространения и рассеяния ЭМВ является наиболее подходящей для реализации режимов функционирования РСА и способов обзора земной поверхности.

3. ПОЛЯРИЗАЦИОННАЯ АНИЗОТРОПИЯ ОБЪЕКТОВ НА РЛИ

Поляризация является общим свойством векторных поперечных волн, в том числе – ЭМВ. Это свойство устанавливает характер изменения во времени пространственной взаимосвязи между направлением распространения волны и направлением вектора её электрической или магнитной напряженности, наблюдаемое в фиксированной точке пространства. Для анализа поляризационных свойств электромагнитного поля (ЭМП) достаточно рассмотреть поведение вектора электрического поля. Основанием для этого служит тот факт, что при взаимодействии между ЭМВ и веществом, сила, действующая на электроны, определяется вектором электрической напряженности поля с точностью до бесконечно малой поправки.

Видимая область объекта, которая определяет характер рассеянного поля, может представлять собой как идеально проводящую поверхность, так и включать в себя диэлектрические материалы, что может обуславливать электрическую анизотропию этой области. Свойство электрической анизотропии области вторичного излучения («точечного» рассеивателя) определяет связь между векторами электрической напряженности \vec{E}_I , падающей и \vec{E}_S рассеянной волн в форме матричного уравнения, которое для случая однопозиционной радиолокации имеет вид:

$$\begin{vmatrix} \dot{\vec{E}}_S \\ \dot{\vec{E}}_S \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \dot{\vec{S}}_{!!} & \dot{\vec{S}}_{!!} \\ \dot{\vec{S}}_{!!} & \dot{\vec{S}}_{!!} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \dot{\vec{E}}_I \\ \dot{\vec{E}}_I \end{vmatrix}, \quad (2.51)$$

где матрица $\begin{vmatrix} \dot{\vec{S}}_{jl} \end{vmatrix}$ есть матрица обратного рассеяния «точечного» рассеивающего объема, или просто «матрица рассеяния».

В силу «квадратичности» собственных значений матрицы может быть введена некоторая инвариантная мера, характеризующая поляризационные свойства объекта, идентичная по смыслу степени поляризации частично поляризованной волны. Поэтому целесообразно назвать этот параметр степенью поляризационной анизотропии по

мощности, поскольку он характеризует анизотропию рассеяния мощности некоторым объектом [3, 4]. В случае поляризационно-изотропного объекта, характеризуемого условием $\lambda_1 = \lambda_2$, степень анизотропии равна нулю (т. е. интенсивность не изменяется в зависимости от ориентации θ), а для объекта типа линейного вибратора ($\lambda_2^2 = 0$) (анизотропный объект) степень анизотропии равна единице. Таким образом, степень поляризационной анизотропии может быть определена в диапазоне $0 \leq \mu_p \leq 1$.

Поскольку величина собственных чисел λ_1, λ_2 определяется как геометрией объекта, так и его электрическими свойствами, степень поляризационной анизотропии по мощности является более содержательной характеристикой, чем ЭПР на фиксированной поляризации. Однако, как следует из проведенного в работе анализа, для определения величины μ_p необходимо найти экстремумы плотности потока мощности рассеянной волны, что означает непрерывное изменение ориентации линейной поляризации излучения до её совпадения с первой и второй собственными поляризациями объекта. Последнее требует, естественно, значительного времени анализа. Поэтому, предполагая, что степень поляризационной анизотропии является одним из параметров объекта, определяемых радиолокатором, необходимо в дальнейшем найти алгоритмы измерения, требующие минимальных затрат времени.

Процесс формирования поляризационных параметров ЭМВ при рассеянии распределенными случайными объектами подробно рассмотрен в работах В.Н. Татаринова, С.В. Татаринова, Л.П. Лихарта [5, 6]. Адаптируем основную идею этих работ применительно к фацетным моделям сложных объектов и подстилающей поверхности. Введем понятие множества систем отражателей, каждая реализация которой есть совокупность большого числа N точечных отражателей (рассеивающих центров). В реальности наличие множества систем отражателей можно пояснить следующим образом: если имеется объект, обладающий сложной формой и характеризуемый случайно распределенными рассеивающими центрами, то изменение позиционного (ракурсного) угла этого объекта относительно радиолокатора при движении или вращении приводит к изменению как расположения рассеивающих центров относительно радара, так и состава при уходе в радиолокационную тень одних центров и выходе из радиолокационной тени других центров. Представление объекта сложной формы в виде совокупности центров вторичного рассеяния подтверждается результатами как модельных, так натурных экспериментов [7, 8].

Поляризационные свойства некоторого сложного объекта, представляющего собой совокупность жестко связанных рассеивающих центров, отображаются не только (и не столько) в абсолютных значениях поляризационных параметров рассеянного поля, но и в характере зависимости этих параметров от угловой или частотной переменной. Проведенный в работе анализ показывает, что частотная зависимость поляризационных параметров поля, рассеянного сложным объектом, определяется проекциями координат рассеивающих центров на ось, совпадающую с направлением падения облучающей волны. Иными словами, частотная зависимость определяется протяженностью сложного объекта вдоль направления облучения. В то же время, угловая зависимость поляризационных параметров на рабочей частоте определяется набором величин, представляющих собой проекции положения рассеивающих центров на ось, перпендикулярную направлению падения облучающей волны. Таким образом, протяженность сложного объекта по оси, перпендикулярной направлению падения облучающей волны, обуславливает угловую зависимость поляризационных параметров поля, рассеянного сложным объектом.

В работе сформулированы принципиальные требования к фацетным моделям динамических пространственно-распределенных объектов, позволяющим формировать

поляриметрические РЛИ. Для описания поверхности таких объектов предложено использовать неструктурированные локально измельченные анизотропно адаптированные фацетные поверхности [9], пример которых представлен на рисунке 2.

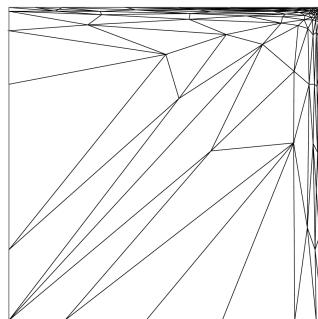


Рис. 2. Пример неструктурированной локально измельченной по краям анизотропно адаптированной фацетной поверхности.

Такой подход к описанию поверхности объектов позволяет реализовать поляризационно-анизотропные фацетные поверхности объектов для исследования частотных и угловых зависимостей поляризационных параметров и моделирования поляриметрических РЛИ подстилающей поверхности и объектов на ней.

4. СТРУКТУРА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ ФОРМИРОВАНИЯ ПОЛЯРИМЕТРИЧЕСКИХ РЛИ

Для повышения адекватности формируемых поляриметрических РЛИ подстилающей поверхности и, в особенности, объектов на ней, в данной работе предложена соответствующая имитационная модель, в общем случае, состоящая из известных блоков и представленная на рисунке 3. Под блоками в данном случае понимаются библиотеки встроенных и авторских функций, реализованные в работе в среде MATLAB с применением Phased Array System Toolbox.

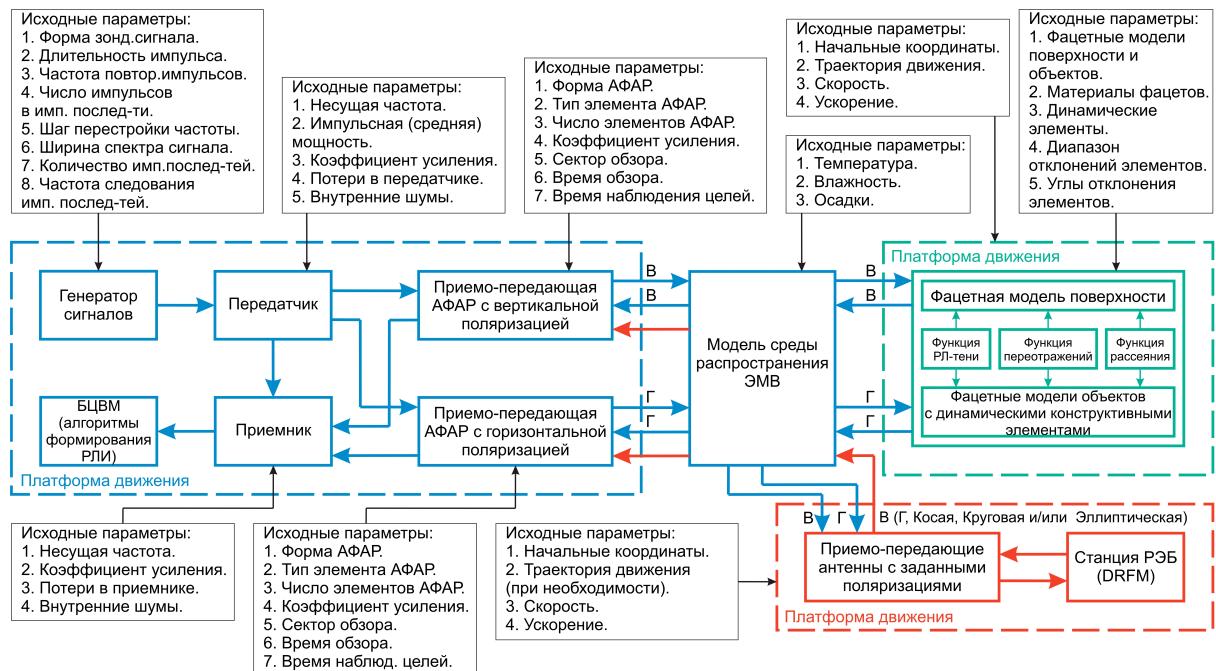


Рис. 3. Структура имитационной модели формирования РЛИ.

В каждом из поляризационных каналов РСА используются встроенные функции формирования зондирующих сигналов (как импульсных, так и непрерывных), например, `phased.LinearFMWaveform`, и диаграмм направленности антенных решеток `phased.CosineAntennaElement`, функционирования РСА (`phased.Transmitter`, `phased.ReceiverPreamp`), движения носителя МД РСА `phased.Platform`, среди распространения ЭМВ (`phased.Radiator`, `phased.FreeSpace`, `phased.Collector`) и синтеза РЛИ известными методами (`phased.RangeResponse`, `getMatchedFilter`, `pulseCompression`, RMA – `helperRangeMigration` или ВРА – `helperBackProjection`) в бортовой цифровой вычислительной машине (БЦВМ). Авторские функции реализуют формирование радиолокационной (РЛ-) тени, многократные переотражения и зеркально-диффузное рассеяние ЭМВ в различных частотных диапазонах на основе предложенной в работе многолучевой модели [10]. Кроме того, разработанная имитационная модель позволяет исследовать вопросы формирования поляриметрических РЛИ в условиях воздействия преднамеренных помех различного типа (заградительных, имитационных и т.д.) как наземных, так и авиационных средств радиоэлектронной борьбы (РЭБ).

Поскольку в работе используются фацетные модели подстилающей поверхности и объектов сложной формы, для проверки видимости фацетов и формирования РЛ-тени применяется алгоритм НРР на основе точечного представления поверхностей, для чего используются точки-вершины фацетов или, в целях существенного снижения размера массива данных, – центральные точки фацетов (рисунок 4).

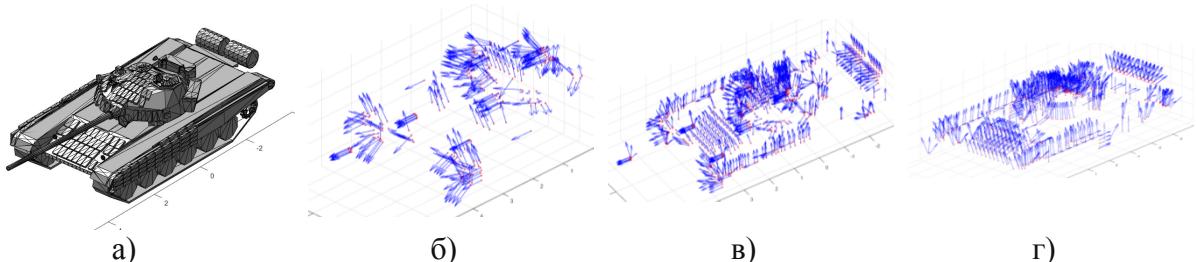


Рис. 4. Фацетная (а) и соответствующие ей точечные модели (б–г) танка Т-72 при разных ракурсах облучения (синими векторами показаны нормали видимых фацетов)

Поскольку MATLAB весьма чувствителен к изменению размеров массивов внутри исполняемых циклов, для сохранения размера в массив координат центральных точек дополнительно введен столбец «флагов» видимости

Для реализации учета частотных и угловых зависимостей поляризационных параметров в работе предложено использовать в вычислениях максимальные (из трех имеющихся) медианы фацетов – их проекции на вектор электрического поля, в случае предварительно преобразованной неструктурированной локально измельченной по краям анизотропно адаптированной фацетной поверхности, позволяют это реализовать с достаточной для практики точностью [11]. В том случае, если точечный объект поверхности (по сути, центральная точка фацета) является поляризационно-изотропным, искомый фацет имеет равнобедренную форму.

Эффект «переполяризации» ЭМВ, обеспечивающий ненулевые кросс-поляризационные составляющие матрицы рассеяния, реализован в функции многократного переотражения (рисунок 5, б) путем отслеживания углов падения и отражения лучей на двух соседних итерациях указанной функции.

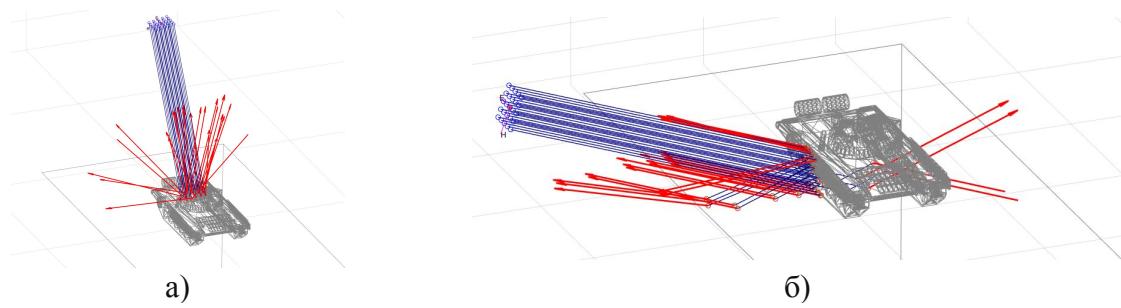


Рис. 5. Пример визуализации результатов функции переотражения в случаях однократного (а) и многократного (б) отражений.

В том случае, если оба угла составляют $\pi/2$, выполняется соответствующее изменение вектора напряженности электрического поля. Следует отметить, что эффект «переполяризации» ЭМВ в предложенной имитационной модели достаточно адекватно проявляется при комплексном использовании с функцией зеркально-диффузного рассеяния ЭМВ.

Для снижения вычислительных затрат при моделировании поляризационных РЛИ в работе предложено использовать модифицированный метод ГО, в котором поляризационная анизотропия объектов проявляется за счет вычисления проекций максимальных медиан фасетов неструктурированной локально измельченной по краям анизотропно адаптированной фасетной поверхности. Результат формирования поляриметрических РЛИ объекта сложной формы представлен на рисунке 6.

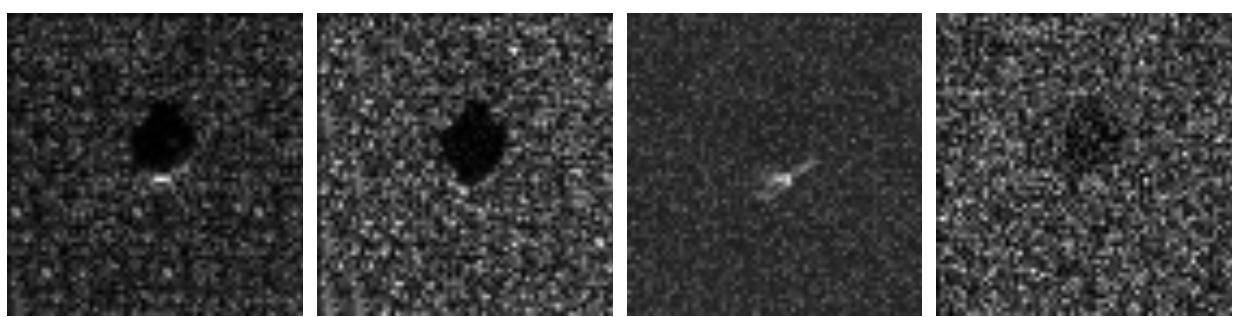


Рис. 6. Пример результатов формирования поляриметрических РЛИ с помощью предложенной имитационной модели: а) ГГ; б) ΒΒ; в) ГΒ или ΒΓ; г) результат воздействия активной шумовой маскирующей помехи

Вместе с тем, значительного снижения вычислительной нагрузки удалось достичь за счет вычисления и отслеживания (помимо поляризации, времени распространения и числа переотражений) мощности каждого луча многолучевой модели на каждой итерации процесса рассеяния (отражения).

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложена новая имитационная модель формирования поляриметрических изображений РСА на основе многолучевого подхода с учетом многократного переотражения ЭМВ, радиолокационных теней и зеркально-диффузного характера рассеяния ЭМВ, позволяющая повысить адекватность РЛИ, формируемых в различных частотных диапазонах. Разработанная модель может применяться для оценки эффективности методов, способов и алгоритмов поляризационной селекции, обнаружения и распознавания объектов, а также для исследования условий применения и обоснования требований к перспективным РСА беспилотных летательных аппаратов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кузнецов В. А., Амбросов Д. В. Алгоритмы проверки видимости модели воздушной цели в задачах оценки её эффективной площади рассеяния // Успехи современной радиоэлектроники, 2019, № 8. – С. 56–68.
2. Кузнецов В. А., Амбросов Д. В. Динамическая модель пространственно-распределенной воздушной цели // Системы управления, связи и безопасности, 2019, № 2. – С. 215–235.
3. Канарайкин Д.Б., Павлов Н.Ф., Потехин В.А. Поляризация радиолокационных сигналов. – М.: Сов. радио, 1966. – 440 с.
4. Богородский В.В., Канарайкин Д.Б., Козлов А.И. Поляризация рассеянного и собственного радиоизлучения земных покровов. – Л.: Гидрометеоиздат, 1981. – 280 с.
5. Татаринов С.В. Поляризационные параметры радиолокационных сигналов при рассеянии сложными объектами: дис. канд. техн. наук / С.В. Татаринов. – Томск, 2002.
6. Tatarinov V. Polarization properties of complex radar objects / V. Tatarinov, S. Tatarinov, L. Ligthart // Proc. of the 4-th international workshop on radar polarimetry. – Nantes, France, 1998. – P. 419–428.
7. Штагер Е.А. Методы расчета радиолокационных характеристик объектов, находящихся вблизи неровной земной или морской поверхности // Зарубежная радиоэлектроника, 1994, № 4–5. – С. 22–40.
8. Steinberg B.D. Experimental Localized Radar Cross Section of Aircraft / B.D. Steinberg, L. Donald, Lee Woosung // Proc. of the IEEE, 1989, Vol. 77, No. 5. – P. 663–669.
9. Васильевский Ю.В., Данилов А.А., Липников К.Н., Чугунов В.Н. Автоматизированные технологии построения неструктурированных расчетных сеток. Том 4. – М.: Физматлит, 2016. – 216 с.
10. Кузнецов В. А., Гончаров С. А. Имитационная модель рассеяния электромагнитных волн с учетом зеркально-диффузного отражения от объектов сложной формы // Радиолокация, навигация, связь, 2023, Т. 4. – С. 48–55.
11. Потапов А.А., Кузнецов В.А. Текстурно-фрактальный анализ поляриметрических изображений, формируемых радиолокационными станциями с синтезированной апертурой // Радиотехника и электроника, 2023, Т. 68, № 10. – С. 941–953.

REFERENCES

1. Kuznetsov V. A., Ambrosov D. V. Air target model visibility checking algorithms in radar cross section estimation // Telecommunications and Radio Engineering, 2019, No 8. – Pp. 56–68.
2. Kuznetsov V. A., Ambrosov D. V. The dynamic model of a spatially distributed air target // Systems of control, communication and security, 2019, No 2. – Pp. 215–235.
3. Kanareikin D.B., Pavlov N.F., Potekhin V.A. Polarization of radar signals. – M.: Sov. radio, 1966. – 440 p.
4. Bogorodskiy V.V., Kanareikin D.B., Kozlov A.I. Polarization of scattered and intrinsic radio emission of earth's covers. – L.: Gidrometeoizdat, 1981. – 280 p.
5. Tatarinov S.V. Polarization parameters of radar signals scattered by complex objects: dis. candidate of technical sciences / S.V. Tatarinov. – Tomsk, 2002.
6. Tatarinov V. Polarization properties of complex radar objects / V. Tatarinov, S. Tatarinov, L. Ligthart // Proc. of the 4-th international workshop on radar polarimetry. – Nantes, France, 1998. – Pp. 419–428.

7. Shtager E.A. Methods for calculating radar characteristics of objects located near an uneven earth or sea surface // Foreign Radio Electronics, 1994, No. 4–5. – Pp. 22–40.
8. Steinberg B.D. Experimental Localized Radar Cross Section of Aircraft / B.D. Steinberg, L. Donald, Lee Woosung // Proc. Of the IEEE, 1989, Vol. 77, No. 5. – Pp. 663–669.
9. Vasilevsky Yu.V., Danilov A.A., Lipnikov K.N., Chugunov V.N. Automated technologies for constructing unstructured computational grids. Vol. 4. – Moscow: Fizmatlit, 2016. – 216 p.
10. Kuznetsov V. A., Goncharov S. A. Simulation model of electromagnetic wave scattering taking into account specular-diffuse reflection from objects of complex shape // Radar, navigation, communications, 2023, Vol. 4. – Pp. 48–55.
11. Potapov A. A., Kuznetsov V. A. Texture-fractal analysis of polarimetric images formed by synthesized aperture radar stations // Journal of the Russian universities. Radioelectronics, 2023, Vol. 68, No 10. – Pp. 941–953.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ СЕЛЕКЦИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ОБЪЕКТОВ В Х-ДИАПАЗОНЕ РАДИОВОЛН НА ОСНОВЕ СВЕРТОЧНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ РАЗЛИЧНОЙ АРХИТЕКТУРЫ

В. Б. Сучков, А. Ю. Перов, Иванов В.М.

Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана (МГТУ им. Н.Э. Баумана), Москва, Россия

Аннотация. Работа посвящена оценке эффективности свёрточных нейронных сетей в области поляризационной селекции радиолокационных объектов. Новизна подхода заключается в применение многоточечного представления цели для формирования базы данных поляризационных радиолокационных портретов радаром с синтезированием апертуры X-диапазона при различных ракурсах визирования. В работе рассмотрены различные архитектуры свёрточных нейронных сетей, их преимущества и недостатки, а также результаты их применения при решении задачи автоматической классификации целей на основе поляризационных радиолокационных изображений. Проведена оценка времени формирования обучающего набора данных и обучения нейронных сетей, верификация на тестовом наборе изображений.

Ключевые слова: многоточечная цель; поляризационные радиолокационные изображения; свёрточная нейронная сеть; классификация; радар с синтезированием апертуры; X-диапазон.

INVESTIGATION OF POLARIZATION SELECTION IN X-BAND RADAR OBJECTS ON THE BASIS WITH CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORKS OF DIFFERENT ARCHITECTURE

V.B. Suchkov, A.Y. Perov, Ivanov V.M.

Bauman Moscow State Technical University (BMSTU), Moscow, Russia

Abstract. This work is focused on evaluating the efficiency of convolutional neural networks in the field of polarization selection applied to radar objects. This paper explores various architectures of convolutional neural networks (CNNs), their advantages and drawbacks, as well as their performance in automatically classifying targets based on polarized radar images. We also estimate the time required to generate the training dataset, train the neural networks, and verify their performance on a test set of images.

Keywords: multi-point target; polarization radar images; convolutional neural network; classification; aperture synthesis radar; X-band.

1. ВВЕДЕНИЕ

В последние годы активно развиваются методы автоматического распознавания наземных и воздушных объектов на основе их радиолокационных сигнатур [1, 2]. Особое внимание уделяется анализу данных радаров с синтезированной апертурой и поляризационным характеристикам рассеянного сигнала. Использование поляризационных параметров позволяет: производить селекцию искусственных объектов на фоне естественных помех (растительность, рельеф); идентифицировать цели простой формы (тела вращения, углковые отражатели и др.) за счёт анализа их рассеивающих свойств. Основой для моделирования таких объектов служит поляризационная матрица рассеяния, описывающая отклик «точечной» цели в разных поляризационных каналах.

Особое внимание в современных исследованиях уделяется нейросетевым алгоритмам. В [3] предложен метод распознавания объектов на основе характеристик их радиолокационных изображений (РЛИ). В статье [4] предложены алгоритмы автоматической классификации транспортных средств по РЛИ. Эксперименты показали, что такие изображения позволяют определять ключевые характеристики объектов: размер, траекторию движения и даже количество колёс. В исследовании [5] рассмотрена классификация морских целей путём сравнения дальномерно-доплеровских изображений с 3D-моделями кораблей. Авторы использовали метод машин опорных векторов для извлечения признаков и обучения классификатора.

Главная сложность при разработке алгоритмов автоматической классификации – недостаток размеченных обучающих данных. Проведение натурных экспериментов для сбора поляризационных сигнатур часто затруднено из-за ограниченного доступа к реальным объектам и необходимости учитывать разнообразные условия зондирования (ракурс, частота, поляризация). В статье [6] рассмотрено решение проблемы генерации реалистичных РЛИ для обучения свёрточных нейронных сетей при недостатке реальных данных.

В представленной работе предлагается решение проблемы нехватки обучающих данных путём использования многоточечного представления цели для формирования обучающего набора радиолокационных портретов. Для снижения вычислительной сложности для решения задачи классификации объектов по радиолокационным портретам использовались компактные архитектуры свёрточных нейронных сетей: GoogleNet, ResNet-50, AlexNet.

2. МЕТОДИКА ФОРМИРОВАНИЯ ОБУЧАЮЩЕГО НАБОРА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Для решения задачи создания обучающего набора различных типов целей была разработана имитационная модель расчета отраженных сигналов. Традиционный метод моделирования радиолокационного отклика основан на точном геометрическом представлении объекта в виде совокупности плоских треугольных элементов (рисунок 1). В данном случае точность моделирования напрямую зависит от детализации геометрической модели (количества треугольных элементов), процесс расчета характеризуется значительными временными затратами.

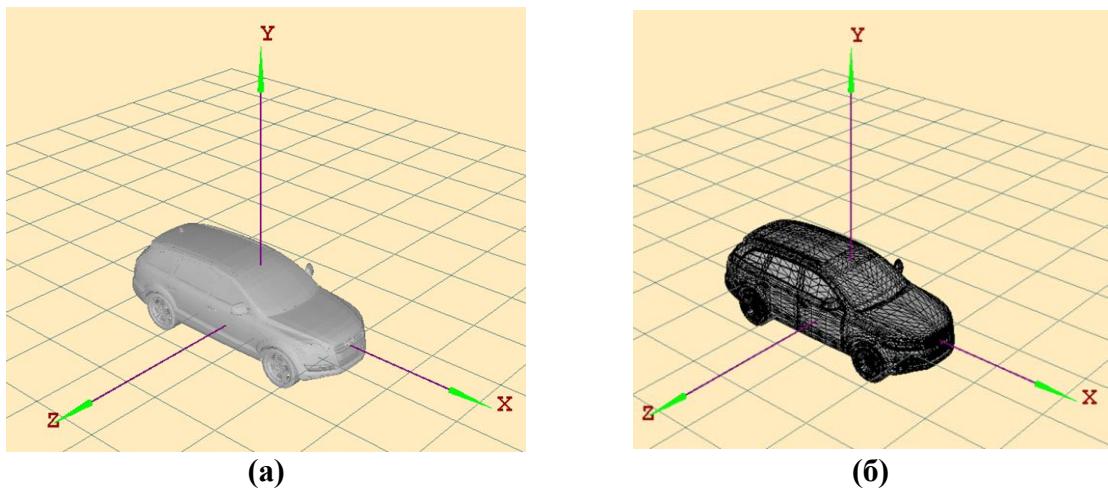
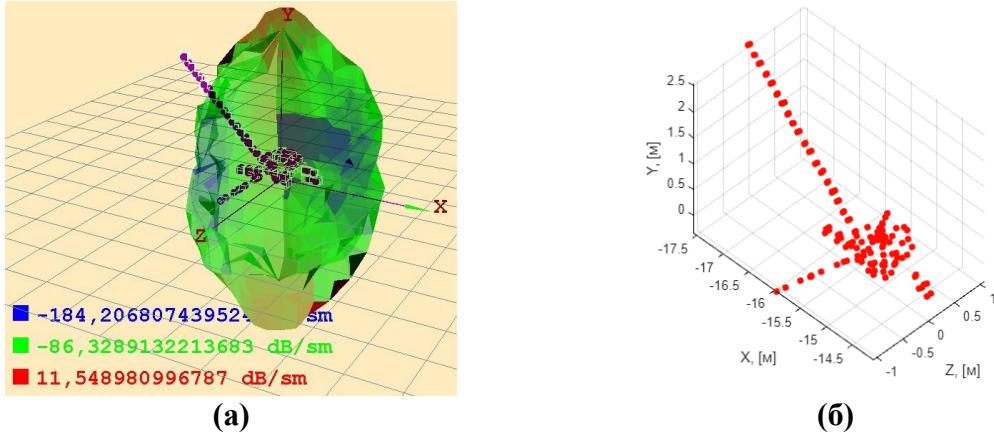


Рис. 1. Модель автомобиля Ауди

В качестве альтернативы предлагается использование эффективной многоточечной модели объекта [7-9] (рисунок 2), которая обеспечивает:

- существенное сокращение времени вычисления отраженных сигналов;
- ускорение процесса формирования обучающей выборки;
- сохранение приемлемой точности моделирования.



a) Многоточечная (диаграмма ЭПР точки в X-диапазоне на согласованной вертикальной поляризации); б) Многоточечная

Рис. 2. Модель спутника Вояджер-1

Такой подход особенно актуален при необходимости генерации больших объемов данных для обучения современных алгоритмов машинного обучения.

Радиолокационное изображение в системах с синтезированной апертурой (СА) формируется как двумерная проекция дальностного и азимутального профилей объекта на картинную плоскость. Эта плоскость задается опорной точкой, обычно совпадающей с центром наблюдаемого объекта и нормалью, проведенной из этой точки.

Процесс формирования изображения включает накопление отраженных сигналов на несущей частоте f_0 в полосе зондирующего ЛЧМ-сигнала $\Delta f = f_{\max} - f_{\min}$ при азимутальных (α) и угломестных (β) углах обзора цели.

При моделировании радиолокационного сигнала для получения четкого изображения с определенного ракурса использовались рассчитанные ранее значения ЭПР многоточечной модели объекта [10]. Каждый локальный отражатель в такой модели характеризуется комплексным коэффициентом отражения, вычисляемым по соотношению (1):

$$\dot{\rho}_k = \sqrt{\frac{\sigma_k}{4\pi}} \exp\left(-i2\frac{2\pi}{\lambda}R_k\right), \quad (1)$$

где $\dot{\rho}_k$ – комплексный коэффициент отражения;

σ_k – ЭПР k -й точки, которая вычисляется за счет интерполяционных соотношений для соседних значений диаграммы ЭПР;

R_k – дальность от k -й точки модели до антенны радиолокатора, [м].

Характеристики рассеяния точечного отражателя определяются поляризационной матрицей рассеивания, представленной в виде соотношения (2):

$$\begin{pmatrix} E_\Gamma^s \\ E_B^s \end{pmatrix} = e^{j2\vec{r}_a \cdot \vec{r}_k} \cdot \begin{pmatrix} \dot{\rho}_k^{RR} & \dot{\rho}_k^{RB} \\ \dot{\rho}_k^{BR} & \dot{\rho}_k^{BB} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} E_\Gamma^i \\ E_B^i \end{pmatrix}, \quad (2)$$

где E_Γ^s , E_B^s – напряженность поля обратного рассеяния на горизонтальной и вертикальной поляризациях соответственно, [В/м];

\vec{r}_a – векторное волновое число в направлении распространения зондирующего сигнала;

\vec{r}_k – радиус-вектор до точечного отражателя с координатами (x_k, z_k, y_k) в системе координат цели, [м];

$\dot{\rho}_k^{IG}, \dot{\rho}_k^{GB}, \dot{\rho}_k^{BG}, \dot{\rho}_k^{BB}$ – элементы поляризационной матрицы рассеивания, представляющие комплексные коэффициенты отражения.

Напряжённость электрического поля обратного рассеяния от объекта можно аппроксимировать как сумму значений поля обратного рассеяния от k конечного числа точечных отражателей многоточечной модели и отобразить на картинную плоскость в следующем виде [11]:

$$E^s(x, z) \equiv |\dot{\rho}_k| \cdot \mathbf{F}_1^{-1} \left\{ e^{-j2\pi \left(\frac{2f}{c} \right) \cdot x_k} \right\} \cdot \mathbf{F}_1^{-1} \left\{ e^{-j2\pi \left(\frac{k_0 \alpha}{\pi} \right) \cdot z_k} \right\}, \quad (3)$$

где $E^s(x, z)$ – радиолокационный портрет в пространстве картинной плоскости при полном поляризационном зондировании;

$k_0 = 2\pi / \lambda_0$ – волновое число, соответствующее длине волны λ_0 на частоте f_0 ;

$f = [f_1, f_2, f_3, \dots, f_N]$ – вектор частот для формирования дальностного профиля;

$\alpha = [\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_M]$ – вектор углов для формирования азимутального профиля;

N, M – количество отсчётов преобразования Фурье по дальности и азимуту соответственно;

\mathbf{F}_1^{-1} – операция обратного преобразования Фурье.

Когда выполняется условие достаточно широкой полосы пропускания Δf и малых углов визирования α , пространственная сетка данных $E^s(x, z)$ приближается к равномерно распределённой линейной конфигурации, тем самым исключается ресурсоёмкая операция преобразования нелинейной сетки в линейную. Это допущение позволяет использовать быстрое обратное преобразование Фурье (БПФ) при формировании РЛИ, что значительно сокращается время формирования радиолокационного изображения, но вызывает вопрос о физической реализуемости системы. В реальных системах полоса сигнала Δf всегда конечна и требуется накопление сигнала в течение определённого временного интервала в связи с тем что угловой сектор α не может быть произвольно малым. В данном случае необходим компромисс между вычислительной эффективностью, физической корректностью модели и требуемым качеством изображения.

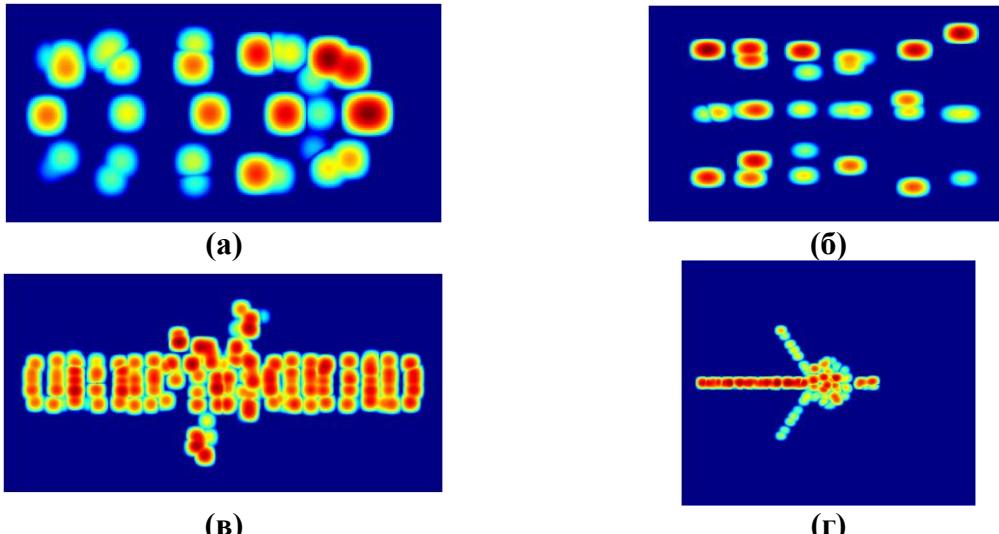
Для разработки и верификации алгоритма выделения целей на радиолокационных изображениях была создана база данных для следующих параметров моделирования:

- использован X-диапазон (длина волны 3 см);
- полное поляризационное зондирование;
- вариация углов обзора по азимуту от 0° до 360° и месту от 0° до 45° с шагом в 10° .

Такие значения позволяют сохранить приемлемую точность при использовании БПФ, хотя и требуют дополнительной коррекции фазовых ошибок в алгоритме обработки. Для расчётных параметров радиолокационного изображения и зондирующего сигнала (таблица 1) была сформирована обучающая выборка радиолокационных сигналов для четырёх объектов: автомобиль Ауди, трактор, спутник, Вояджер-1 (рисунки 3).

Таблица 1. Расчетные параметры РЛИ

Параметры радиолокатора с инверсным СА	$N = M = 64$	$N = M = 128$
Разрешающая способность по дальности Δx , [см]	9,4	4,7
Разрешающая способность по азимуту Δz , [см]	9,4	4,7
Полоса частот зондирующего ЛЧМ сигнала Δf , [ГГц]	1,5	3,17



a) Ауди; б) Трактор; в) Спутник; г) Вояджер-1

Рис. 3. РЛИ из обучающего набора

Полный объём выборки для четырёх типов объектов составил 2220 изображений, по 555 изображений на один объект. На один поляризационный канал приходится 185 РЛИ. Процесс формирования полной выборки РЛИ занял один час двадцать минут на ПК с процессором Intel(R) Core(TM) i7-4770K CPU @3.50 ГГц, 3701 МГц, ядер: 4, логических процессоров: 8.

Все радиолокационные изображения (РЛИ) предварительно преобразуются к стандартному формату GoogLeNet: размер изображений 224x224 пикселей, цветовая модель RGB и значения пикселей в диапазон [0,1]. Для разделения данных использовался стратифицированный подход, обеспечивающий равномерное распределение классов между обучающей и тестовой выборками, каждая из которых составила 50% от исходного набора. Для увеличения разнообразия к обучающему набору данных применяется процедура аугментации, которая включает:

1. Геометрические преобразования: случайное вращение ($\pm 15^\circ$); горизонтальное и вертикальное отражение; масштабирование (диапазон $\pm 10\%$);
2. Яркостные преобразования: коррекция контраста ($\pm 20\%$); добавление гауссова шума ($\sigma=0,01$);
3. Специфичные для РЛИ преобразования: имитация изменения ЭПР цели (± 3 дБ); добавление синтетических помех.

Для тестовой выборки аугментация не применялась, а валидационная выборка выделяется из обучающей (20%). Такой подход позволяет увеличить эффективность обучения, повысить обобщающую способность модели, уменьшить риск переобучения и адаптировать архитектуру GoogLeNet для работы с РЛИ.

3. ОБУЧЕНИЕ СВЁРТОЧНОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ GOOGLENET

Общая архитектура свёрточной нейронной сети GoogLeNet, представленная на рисунке 4, имеет глубину в 22 слоя. Архитектура была разработана с учетом вычислительной эффективности. Идея заключается в том, что архитектура может работать на отдельных устройствах даже с низкими вычислительными ресурсами. Вся архитектура GoogLeNet состоит из предварительных свёрточных слоёв, за которыми применяется 9 Inception-блоков (с разными весами), как показано ниже [12]

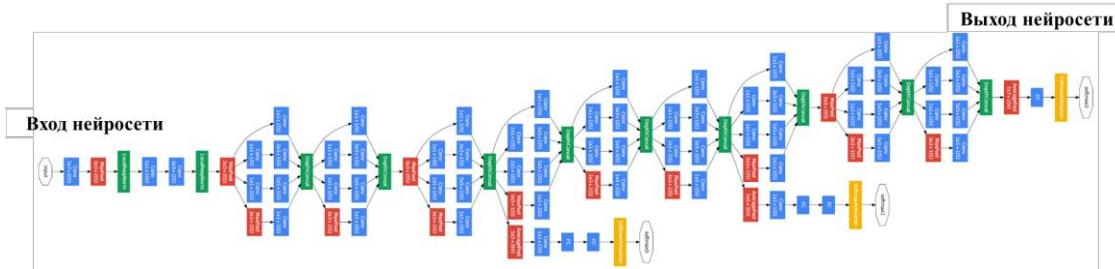


Рис. 4. Архитектура свёрточной нейронной сети GoogLeNet [12]

Архитектура также содержит два вспомогательных слоя классификатора, подключенных к выходу слоев. В стандартном Inception-блоке свёртки разных размеров действуют параллельно, после чего их результаты объединяются. Такой блок приводит к сильному разрастанию числа выходных каналов, содержащих выходы всех свёрток. Также если число входных каналов велико, то свёртки будут работать медленно. Поэтому в GoogLeNet использовались усовершенствованные Inception-блоки, в которых перед применением свёрток 3×3 и 5×5 предварительно уменьшается число каналов за счёт вычислительно эффективных свёрток 1×1 .

Обучение производилось по методу трансферного обучения. Архитектура выходного слоя была изменена для четырёх выходных классов. В качестве параметров обучения была задана начальная скорость 0,0001, период валидации каждые три итерации, 100 эпох (рисунок 5).

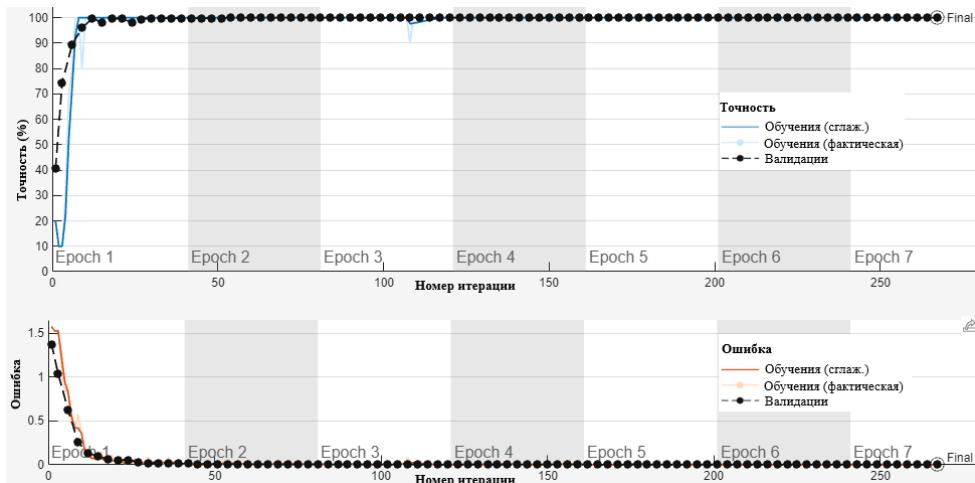


Рис. 5. График результатов обучения GoogLeNet

Согласно графикам, модель достигла точности классификации более 97% уже к 100-й итерации. Полный процесс обучения занял 239 итераций и 20 минут, после чего были получены успешные результаты валидации.

4. ОБУЧЕНИЕ СВЁРТОЧНОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ RESNET-50

Классификатор на базе остаточной сверточной нейронной сети глубокого обучения ResNet-50 имеет 50 скрытых слоёв. Ключевая особенность архитектуры – использование обходных связей, за счет этого становится возможным обучать нейронные сети глубиной 20 и более слоёв. Архитектура сети начинается с входного блока, состоящего из слоя свертки 7×7 , слоя пакетной нормализации, активации ReLU и слоя максимального пулинга. В этом блоке происходит выделение низкоуровневых признаков и предварительное уменьшение размерности. В ResNet-50 используется версия Bottleneck остаточных блоков, которая состоит из следующих слоёв: слой сжатия (свертка 1×1), слой пространственной свертки 3×3 , слой расширения (свертка 1×1), слой обходного соединения, слой суммирования результата сверток и входного сигнала и слои пакетной нормализации и активации ReLU. Последним является выходной блок, включающий в себя глобальный усредняющий пулинг, полносвязный классификационный слой и функцию активации Softmax.

Обучение производилось по методу трансферного обучения. Архитектура выходного слоя была изменена для четырёх выходных классов. В качестве параметров обучения была задана начальная скорость 0,0001, период валидации каждые три итерации, 30 эпох. Итоговое количество итераций 1200. На рисунке 6 представлены графики результатов обучения.

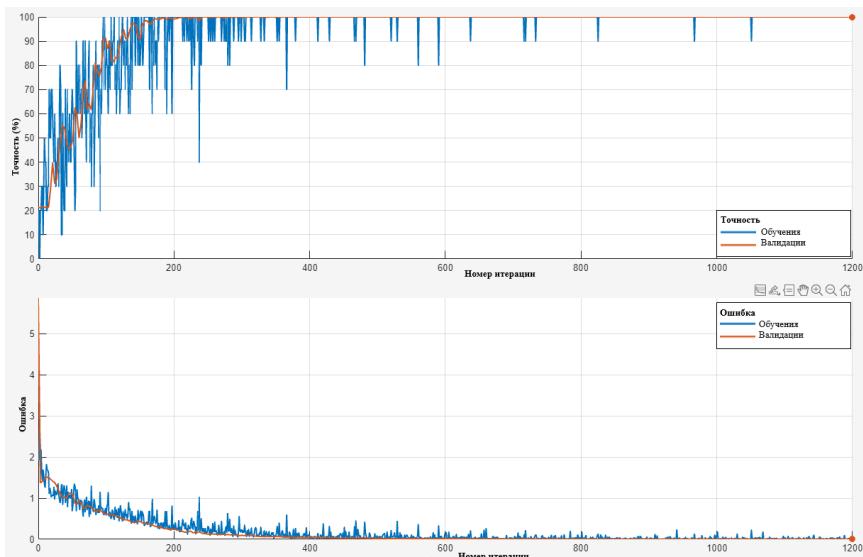


Рис. 6. Результат обучения нейронной сети ResNet-50

Общее время обучения составило 4 часа 5 минут, причем точность валидации превысила 95% к 40 минутам обучения. По графику точности обучения видна сильная девиация точности, особенно в первые 400 итераций, затем отрицательные всплески становятся редкими. Ошибки обучения имеют резкий спад в начале, также видны девиации. К 40 минутам обучения ошибка валидации не превышает 0,3.

5. ОБУЧЕНИЕ СВЁРТОЧНОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ ALEXNET

Базовая архитектура сверточной нейронной сети AlexNet, представленная на рисунке 7, имеет глубину в 8 слоёв (5 сверточных и 3 полносвязных). В архитектуру нейронной сети также входят дополнительные необучаемые слои (ReLU, Pooling, LRN, Dropout), увеличивающие общее число уровней обработки до 25. Архитектура обрабатывает входные изображения формата 227×227 пикселей в трёхканальном RGB-

представлении. Данные случайным образом разделены на обучающую и тестовую выборки в соотношении 50% на 50%.

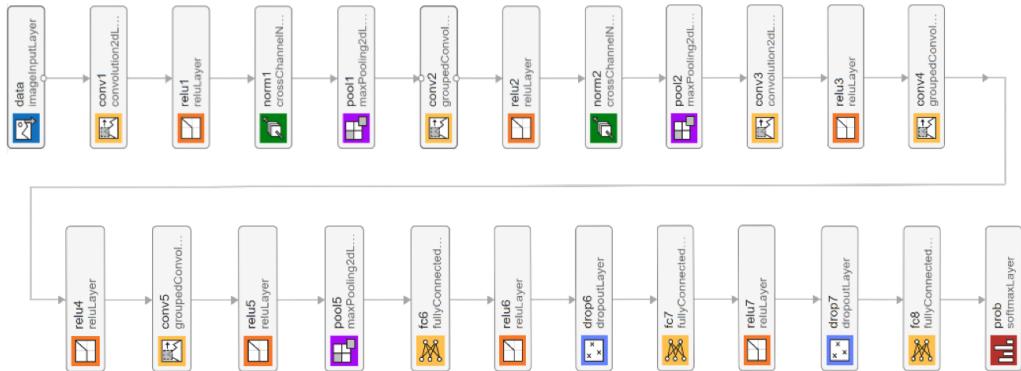


Рис. 7. Архитектура свёрточной нейронной сети AlexNet

Ключевые изменения архитектуры для адаптации к решению задачи классификации объектов на РЛИ заключалась в замене последних трёх слоев. Был изменён последний полносвязный слой (fc8) и Softmax таким образом, чтобы выходной размер соответствовал четырём выходным классам. Скорость обучения была задана 0,0001, количество эпох обучения 10. На рисунке 8 представлены графики результатов обучения нейронной сети AlexNet.

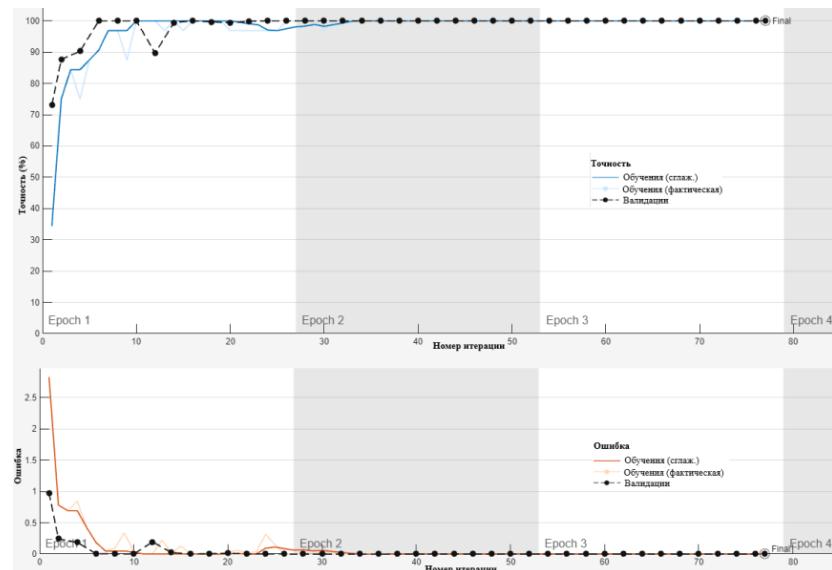


Рис. 8. График результатов обучения AlexNet

Как видно из графиков, модель преодолела порог точности 98% уже на 36-й итерации. Весь процесс обучения занял 77 итераций и 13 минут, продемонстрировав стабильные результаты валидации.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе проведено исследование эффективности применения сверточных нейронных сетей (CNN) для классификации радиолокационных объектов на основе поляризационных изображений в X-диапазоне. Основной акцент был сделан на преодоление проблемы недостатка размеченных данных за счет использования многоточечных моделей целей, что позволило значительно ускорить процесс формирования обучающей выборки при сохранении приемлемой точности

моделирования. Были рассмотрены три архитектуры CNN – GoogLeNet, ResNet-50 и AlexNet, – каждая из которых продемонстрировала высокую точность классификации, достигающую 95% на тестовых данных. Среднее время обучения составляет около 20 минут, что позволяет с минимальными временными затратами проводить обучение сетей.

Ключевые результаты работы включают:

1. Разработку методики генерации поляризационных радиолокационных портретов на основе многоточечных моделей, что сократило время создания обучающей выборки и обеспечило ее достаточный объем для обучения нейронных сетей.
2. Адаптацию архитектур CNN для работы с радиолокационными изображениями, включая изменение выходных слоев и параметров обучения, что позволило достичь высокой точности классификации даже при ограниченных вычислительных ресурсах.
3. Демонстрацию эффективности трансферного обучения, которое ускорило процесс тренировки моделей и улучшило их обобщающую способность.

Проведенная работа подтверждает перспективность использования свёрточных предварительно обученных нейронных сетей в задачах автоматической классификации радиолокационных объектов и открывает новые возможности для разработки более эффективных алгоритмов в этой области. Полученные результаты могут быть полезны для создания систем автоматического распознавания целей в реальных условиях, включая военные и гражданские приложения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ghio S., Giusti E., Martorella M. Low-cost database-free automatic target classification using 3D-ISAR //2022 23rd International Radar Symposium (IRS). – IEEE, 2022. – Pp. 178-183.
2. Pui C. Y. et al. Robust 3D ISAR Ship Classification, IEEE Radar Conference (RadarConf23). – IEEE, 2023. – Pp. 1-6.
3. Yang H., Zhang Y., Xu C. Space target recognition based on trace feature of ISAR image //ACTA ELECTRONICA SINICA. – 2020. – Vol. 48. – No. 3. – Pp. 431.
4. Pandey N., Ram S. S. Classification of automotive targets using inverse synthetic aperture radar images //IEEE Transactions on Intelligent Vehicles. – 2022. – Vol. 7. – No. 3. – Pp. 675-689.
5. Sánchez Pedroche D. et al. Architecture for trajectory-based fishing ship classification with AIS data //Sensors. – 2020. – Vol. 20. – No. 13. – Pp. 3782.
6. Wen, Z., Liu, Z., Zhang, S. and Pan, Q., 2021. Rotation awareness based self-supervised learning for SAR target recognition with limited training samples. IEEE Transactions on Image Processing, 30, Pp.7266-7279.
7. Борзов А. Б. и др. Миллиметровая радиолокация: методы обнаружения и наведения в условиях естественных и организованных помех //М.: Радиотехника. – 2010. – С. 376.
8. Сучков В. Б. Методика создания многоточечной модели аэродинамической цели для определения входных сигналов бортовых радиолокационных датчиков //Электромагнитные волны и электронные системы. – 2013. – Т. 18. – №. 6. – С. 45-53.
9. Borzov A. B. et al. Mathematical modeling and simulation of the input signals of short-range radar systems //Journal of Communications Technology and Electronics. – 2014. – Vol. 59. – Pp. 1356-1368.
10. Лихоеденко К.П., Серегин Г.М., Сучков В.Б., Перов А.Ю. Математическое моделирование поляризационных радиолокационных портретов объектов сложной

- формы на основе их многоточечных моделей в радиолокаторах с инверсным синтезированием апертуры. Успехи современной радиоэлектроники. 2024;78(2):13.
11. Ozdemir C., Inverse Synthetic Aperture Radar Imaging with MATLAB Algorithms // John Wiley & Sons. – 2012, – Vol. 416.
 12. Szegedy, Christian, Wei Liu, Yangqing Jia, Pierre Sermanet, Scott Reed, Dragomir Anguelov, Dumitru Erhan, Vincent Vanhoucke, and Andrew Rabinovich. «Going deeper with convolutions» In Proceedings of the IEEE conference on computer vision and pattern recognition, 2015 Pp. 1-9.

REFERENCES

1. Ghio S., Giusti E., Martorella M. Low-cost database-free automatic target classification using 3D-ISAR //2022 23rd International Radar Symposium (IRS). – IEEE, 2022. – Pp. 178-183.
2. Pui C.Y. et al. Robust 3D ISAR Ship Classification //2023 IEEE Radar Conference (RadarConf23). – IEEE, 2023. – Pp. 1-6.
3. Yang H., Zhang Y., Xu C. Space target recognition based on trace feature of ISAR image //ACTA ELECTRONICA SINICA. – 2020. – Vol. 48. – No. 3. – Pp. 431.
4. Pandey N., Ram S. S. Classification of automotive targets using inverse synthetic aperture radar images //IEEE Transactions on Intelligent Vehicles. – 2022. – Vol. 7. – No. 3. – Pp. 675-689.
5. Sánchez Pedroche D. et al. Architecture for trajectory-based fishing ship classification with AIS data //Sensors. – 2020. – Vol. 20. – No. 13. – Pp. 3782.
6. Wen, Z., Liu, Z., Zhang, S. and Pan, Q., 2021. Rotation awareness based self-supervised learning for SAR target recognition with limited training samples. IEEE Transactions on Image Processing, No. 30, Pp.7266-7279.
7. Borzov A. B. et al. Millimetre radar: methods of detection and guidance in the conditions of natural and organised interference // M.: Radiotekhnika. - 2010. – Pp. 376.
8. Suchkov, V. B. Methodology for creating a multi-point model of an aerodynamic target to determine the input signals of airborne radar sensors // Electromagnetic Waves and Electronic Systems. – 2013. – Vol. 18. – No. 6. – Pp. 45-53.
9. Borzov A. B. et al. Mathematical modeling and simulation of the input signals of short-range radar systems //Journal of Communications Technology and Electronics. – 2014. – Vol. 59. – Pp. 1356-1368.
10. Likhoedenco K.P., Seregin G.M., Suchkov V.B., Perov A.Yu. Mathematical modelling of polarization radar portraits of objects of complex shape on the basis of their multipoint models in radars with inverse aperture synthesis. Advances in Modern Radio Electronics. 2024, Vol. 78. – No. 2, Pp. 13.
11. Ozdemir C., Inverse Synthetic Aperture Radar Imaging with MATLAB Algorithms // John Wiley & Sons. – 2012, – Vol. 416.
12. Szegedy, Christian, Wei Liu, Yangqing Jia, Pierre Sermanet, Scott Reed, Dragomir Anguelov, Dumitru Erhan, Vincent Vanhoucke, and Andrew Rabinovich. «Going deeper with convolutions» In Proceedings of the IEEE conference on computer vision and pattern recognition, 2015, Pp. 1-9.

ПОВЫШЕНИЕ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ РЛС ПО ДАЛЬНОСТИ БЕЗ ИЗМЕНЕНИЯ ПОЛОСЫ ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА

В.В. Дмитриев, И.Н. Замятин

Акционерное общество «Федеральный Научно-производственный центр
«Нижегородский Научно-Исследовательский Институт Радиотехники» (АО «ФНПЦ
«ННИИРТ»), Нижний Новгород, Российская Федерация

Аннотация. Показано, что в моностатических радиолокационных станциях, использующих линейно-частотно модулированные зондирующие сигналы, межпериодное расширение суммарной полосы отраженного сигнала перестройкой его промежуточной частоты в пределах нескольких тактов и последующая обработка составного отраженного сигнала на основе согласованного фильтра сжатия, позволит, не меняя параметры приемо-передающего тракта, уменьшить элемент разрешения по дальности.

Ключевые слова: **ЛЧМ** сигнал, согласованный фильтр, гетеродин, когерентное накопление, рабочая частота, несущая частота, промежуточная частота, составной сигнал.

IMPROVING A RADAR'S RANGE RESOLUTION WITHOUT CHANGING THE BANDWIDTH OF ITS TRANSMITTED WAVEFORM

V.V. Dmitriev, I.N. Zamyatina

Federal Research and Production Centre “Nizhniy Novgorod Research Institute of Radio Engineering” Joint-Stock Company (NNIIRT), Nizhniy Novgorod, Russian Federation

Abstract. It is shown that in monostatic radars using **LFM** (chirp) waveforms, inter-period expansion of the aggregate bandwidth of the echo signal by tuning its intermediate frequency within several clock cycles and subsequent processing of the composite echo signal based on a matched compression filter will permit of a smaller resolution cell to be achieved without changing the parameters of the transmit-receive path.

Keywords: **LFM** waveform, matched filter, local oscillator, coherent integration, operating frequency, carrier frequency, intermediate frequency, composite signal.

1. ВВЕДЕНИЕ

Анализ существующих и перспективных разработок показывает, что одним из главных направлений развития и совершенствования радиолокационных станций (**РЛС**) является поиск новых видов сложных сигналов, к которым можно отнести сигналы с комбинированными видами модуляции, программно-изменяемыми параметрами, межпериодным расширением спектра и шумоподобные радиосигналы, применение которых позволит увеличить разрешающую способность **РЛС**. К главному направлению при модернизации **РЛС** стоит отнести поиск методов увеличения разрешающей способности по дальности при неизменных параметрах приемо-передающего тракта.

Известно [1], что при существующих принципах построения **РЛС** ее потенциальная разрешающая способность по дальности обратно пропорциональна ширине спектра

зондирующего сигнала (**ЗС**). Использование сложных сигналов в радиолокации обеспечивает высокую разрешающую способность и по дальности, и по скорости, позволяет существенно повысить информативность радиосистем. Сигналы на базе линейно-частотной модуляции (**ЛЧМ**) появились одними из первых и широко используются в зарубежных и отечественных **РЛС**. Они имеют определенные преимущества перед другими сложными сигналами: возможность достижения больших девиаций частоты (1ГГц и более) и значительной скорости перестройки; сравнительная простота изменения формы огибающей сигнала и скорости частотной модуляции улучшают параметры сжатого сигнала, простоту оценки, измерения и коррекции искажений [2]. Известно [3], что использование в качестве **ЗС** в каждом периоде повторения **ЛЧМ** сигнала длительностью $\tau_{имп}$ в полосе Δf , позволяет получить на выходе обработки на основе согласованного фильтра (**СФ**) сжатый сигнал, длительность которого по уровню 0,7 (разрешающая способность) определяется его полосой. На применении такого **ЗС** основана работа многих **РЛС**.

Уменьшение элемента разрешения по дальности достигается увеличением полосы **ЗС** [1, 4]. При фиксированной длительности сигнала увеличить полосу **ЗС** Δf можно внутриимпульсной модуляцией (**ЛЧМ** сигналы, коды Баркера и т.д.) [1] или межимпульсной (межпериодной) модуляцией, например, ступенчато изменяя, с фиксированным шагом частоту заполнения каждого последующего импульса длительностью $\tau_{имп}$ относительного предыдущего из пачки, состоящей из N сигналов [1].

О понятии «многочастотная радиолокация» известно давно [1, 4, 5]. В частности, **РЛС** с перестройкой от импульса к импульсу несущей частоты получили большое распространение из-за расширения их информационных возможностей в следующих направлениях: повышение разрешающей способности по дальности; обеспечение распознавания воздушных целей (**ВЦ**) и селекции ложных целей; измерение радиальной протяженности **ВЦ**; определение состава групповой цели.

Известны способы формирования **ЗС** со ступенчатым изменением частоты (**СИЧ**) [1], позволяющие повысить разрешающую способность **РЛС** по дальности. В частности, применение ступенчатых **ЛЧМ** сигналов, представляющих собой последовательность из N **ЛЧМ** импульсов со скачкообразно изменяющейся несущей частотой, такой, что частота каждого импульса в последовательности увеличивается от импульса к импульсу с фиксированным шагом Δf (Δf – полоса одиночного импульса), позволяет получить высокий диапазон разрешения, в отличие от традиционных **СИЧ** сигналов. Для излучения сигналов на разных несущих частотах необходимо использовать приемник с шириной полосы пропускания, соответствующей ширине спектра группы излучаемых сигналов. Для достижения значительного увеличения разрешающей способности по дальности необходимо использовать не менее четырех несущих частот, поэтому приемник **РЛС** придется заменить на широкополосный.

Формировать **ЗС** с **СИЧ** можно за счет его излучения на литерных частотах [6]. Для защиты от постановки помехи со стороны противника, в современных **РЛС** предусмотрена смена рабочих частот. **РЛС** имеет сетку из M рабочих частот (литеров), которые расставлены через полосу **ЗС** Δf . Их количество ограничено полосой пропускания приемо-передающего тракта **РЛС**. Работа на литерных частотах позволяет межпериодно расширить спектр **ЗС** за счет: формирования серии из M узкополосных импульсов с шириной спектра Δf на разных несущих частотах (литерах), величина которых кратна шагу Δf между импульсами, излучении последовательности импульсов, приеме отраженных импульсов, переносе несущих частот принятых импульсов на промежуточную частоту, обработке за счет когерентного накопления

принятых M импульсов и, как следствие, синтезе суммарного широкополосного спектра сигнала шириной $\Delta f_{\Sigma} = M \Delta f$. В результате данной обработки происходит сжатие сигнала по дальности, т.е. уменьшение элемента разрешения по дальности в M раз. Работа на литерных частотах позволяет повысить разрешающую способность РЛС без изменения параметров приемо-передающего тракта. Недостатками данного способа излучения являются: увеличение разрешающей способности ограничено количеством литерных частот, так же, РЛС лишается защиты от помех со стороны противника.

Целью настоящего сообщения показать, что в моностатических РЛС, использующих ЛЧМ зондирующие сигналы, можно повысить разрешающую способность по дальности без изменения полосы ЗС, а, следовательно, без изменения параметров приемо-передающего тракта, за счет межпериодного расширения суммарной полосы отраженного сигнала (ОС) за четное число N периодов повторения (тактов), перестройкой промежуточной частоты ОС в пределах N тактов, с последующей обработкой составного ОС за N тактов на основе СФ сжатия.

2. ОПИСАНИЕ МЕТОДА

Предлагается при формировании ЛЧМ ЗС перестраивать его промежуточную частоту в пределах N периодов повторения (тактов) скачком на величину, равную полосе сигнала в одном такте Δf , начиная с $f_{\text{пром1}} = -(N-1)/2 \cdot \Delta f$, при этом N должно быть четное. Далее, для организации излучения сформированных ЗС, промежуточные частоты в пределах N периодов повторения с помощью гетеродина переносят на одну и ту же несущую частоту $f_{\text{нес}}$. Таким образом, излучаемые ЗС имеют полосу Δf и согласованы с трактом приемопередающего модуля в каждом такте излучения. При приеме ОС в пределах N периодов повторения с помощью гетеродина несущую частоту переносят обратно на промежуточные частоты, соответствующие N периоду повторения. Далее, формируют составной отраженный ЛЧМ сигнал с непрерывным законом изменения частоты в полосе $N \Delta f$ состыковкой с точностью до фазы ЛЧМ ОС за N тактов, результирующий спектр которого сложится из взаимно смешенных парциальных спектров и расширится до величины $N \Delta f$. Обработка составного отраженного ЛЧМ сигнала на основе СФ повышает разрешающую способность РЛС в N раз.

Составной ЛЧМ сигнал с межпериодным расширением суммарной полосы за N периодов повторения описывается математическим выражением:

$$S(t) = \sum_{n=1}^N S_n(t - n \cdot T_{\text{Пов}}), \quad (1)$$

где $T_{\text{Пов}}$ – период повторения импульсов пачки, N – количество периодов повторения (четное), $S_n(t)$ – функция, описывающая ЛЧМ сигнал в n периоде повторения на n промежуточной частоте:

$$S_n(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \exp \left[j2\pi \left(f_{\text{пром_}n} \cdot t \right) + \frac{\nu}{2} t^2 \right] = \sum_{n=0}^{N-1} \exp \left[j2\pi \left((f_{\text{пром1}} + n \cdot \Delta f) \cdot t \right) + \frac{\nu}{2} t^2 \right], \quad (2)$$

где $f_{\text{пром_}n}$ – промежуточная частота ЛЧМ сигнала в n периоде повторения, $f_{\text{пром1}} = -(N-1)/2 \cdot \Delta f$ – промежуточная частота ЛЧМ сигнала в первом периоде повторения, $\nu = \pi \cdot f_{\text{дев}} / \tau_{\text{им}}$ – скорость девиации частоты ЛЧМ сигнала, $f_{\text{дев}} = \Delta f / 2$ – девиация частоты ЛЧМ сигнала.

Для понимания сути метода число тактов выбрано $N = 4$.

На рисунке 1 показан закон изменения частоты **ЛЧМ** сигналов в 4 соседних тактах, за 4 такта показан закон изменения частоты составного **ЛЧМ** сигнала. На рисунке 3а показан вид **ЛЧМ** сигналов в 4 соседних тактах, на рисунке 3б – вид составного **ЛЧМ** сигнала за 4 такта. На рисунке 2 показан закон изменения частоты **ЛЧМ** сигнала, используемого в качестве **ЗС** во многих **РЛС**, а на рисунке 4 – его вид. На рисунке 5 показаны спектры: **ЛЧМ** сигналов в 4 соседних тактах, составного **ЛЧМ** сигнала, излучаемых **ЛЧМ** сигналов.

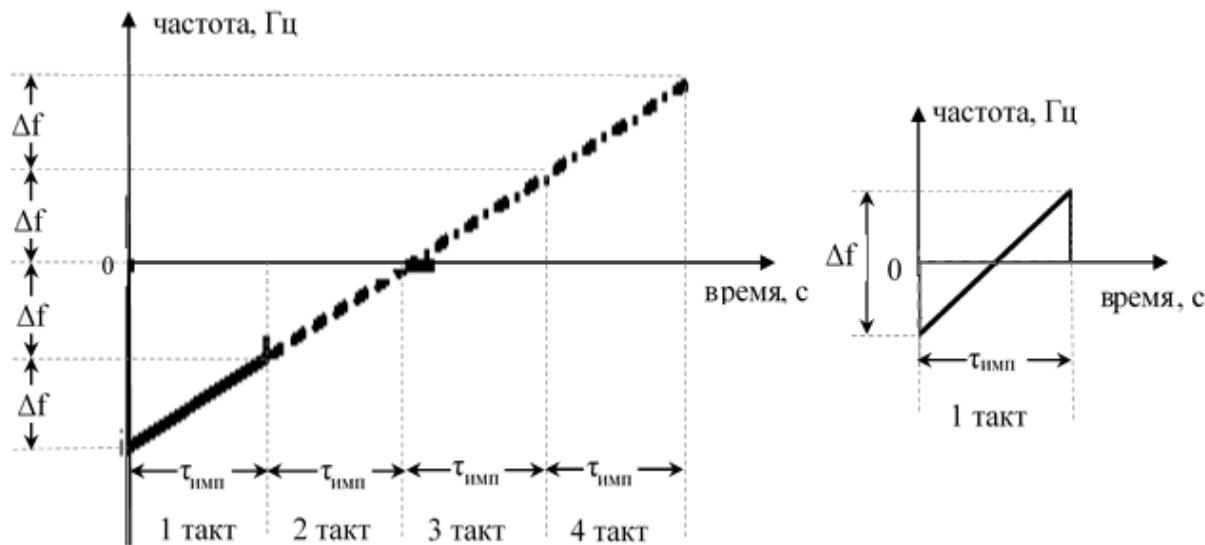


Рис.1. Закон изменения частоты **ЛЧМ** сигнала за 4 такта

Рис.2. Закон изменения частоты обычного **ЛЧМ** сигнала за такт

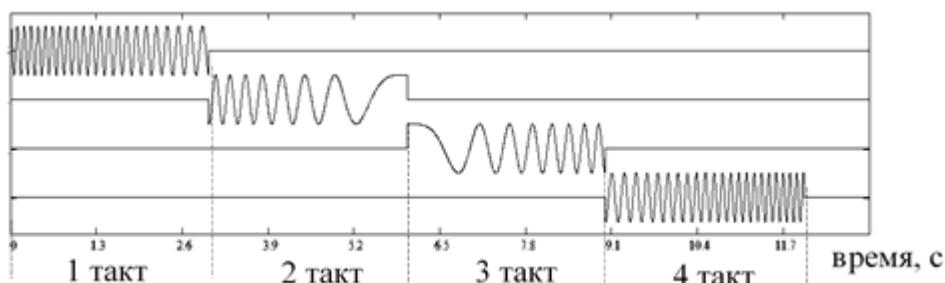


Рис.3а. Вид **ЛЧМ** сигналов в полосе Δf в четырех соседних тактах

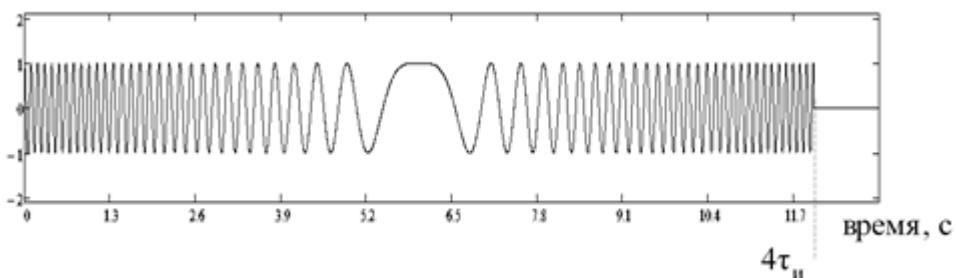


Рис.3б. Вид составного **ЛЧМ** сигнала в полосе $4\Delta f$ за четыре такта

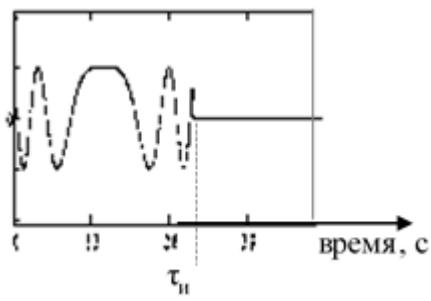


Рис.4. Вид обычного ЛЧМ сигнала в полосе Δf

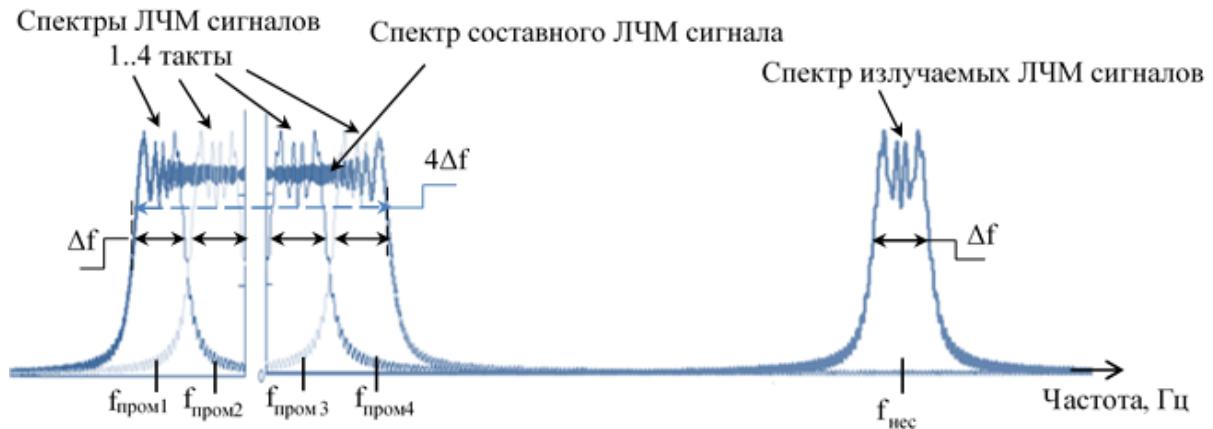


Рис.5. Спектры ЛЧМ сигналов

3. ТЕХНИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ

Структурная схема формирования ЗС и приема ОС показана на рисунке 6, структурная схема блока ЦОС – на рисунке 7.

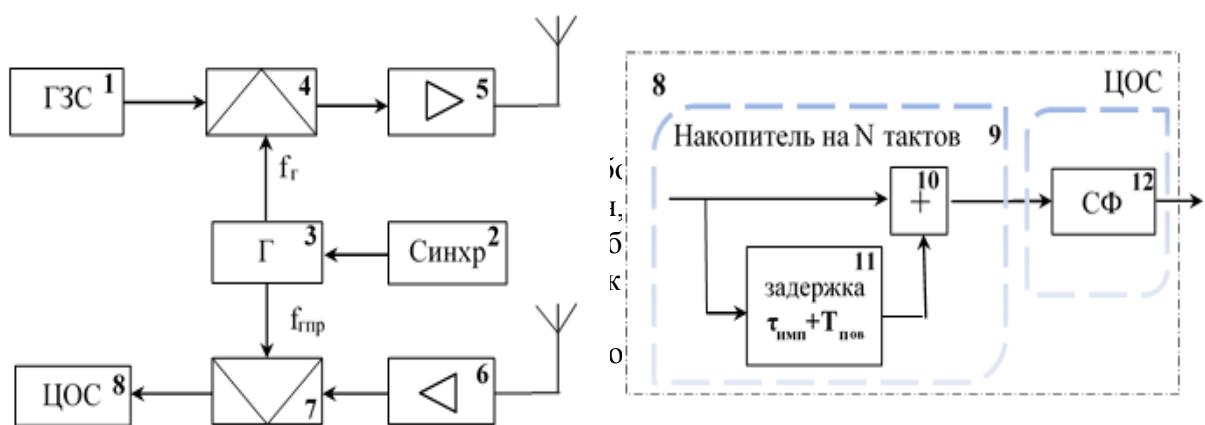


Рис.6. Структурная схема формирования ЗС и приема

Рис.7. Структурная схема блока

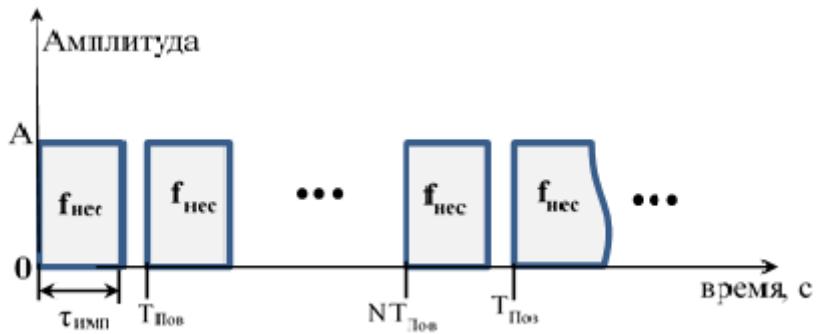


Рис.8. Последовательность излучаемых сигналов

Метод повышения разрешающей способности по дальности реализуется следующим образом.

ГЗС за N тактов (за N периодов повторения) через $T_{Пов}$ формирует ЛЧМ сигналы полосой Δf на промежуточных частотах $f_{пром_n} = f_{пром1} + n \cdot \Delta f$ ($n = 0 \dots N-1$), причем $f_{пром1} = -(N-1)/2 \cdot \Delta f$. Закон изменения частоты сформированных ЛЧМ сигналов для $N = 4$ в каждом такте показан на рисунке 2, их вид – на рисунке 4а, спектры – на рисунке 5. Спектр ЗС, сформированного в первом такте, расположен в частотном диапазоне $(-2\Delta f \dots -\Delta f)$ Гц, во втором такте – $(-\Delta f \dots 0)$ Гц, в третьем такте – $(0 \dots \Delta f)$ Гц, в четвертом такте – $(\Delta f \dots 2\Delta f)$ Гц (рисунок 1, 5). Далее, для излучения сформированных ЗС на несущей частоте $f_{неч}$ (рабочей частоте РЛС), опорные частоты Γ перестраиваются подачей сигнала на его вход с выхода синхронизатора 2 следующим образом $f_e = f_{неч} - f_{пром_n}$ и подаются на вход смесителя 4. Для $N=4$ тактов опорные частоты Γ следующие: в первом такте $f_e = f_{неч} + 3\Delta f/2$, во втором такте $f_e = f_{неч} + \Delta f/2$, в третьем такте $f_e = f_{неч} - \Delta f/2$, в четвертом такте $f_e = f_{неч} - 3\Delta f/2$. Таким образом, на выходе смесителя 4 в каждом такте излучения ЛЧМ сигналы имеют полосу Δf и одинаковую $f_{неч}$, т.е. согласованы с трактом приемопередающего модуля. Далее, ЛЧМ ЗС усиливаются в усилителе 5 и излучаются в пространство. Спектр излучаемых ЛЧМ сигналов показан на рисунке 5, последовательность излучаемых сигналов – на рисунке 8.

При приеме ОС, осуществляется супергетеродинный принцип обработки сигнала. Смена опорных частот гетеродина осуществляется так же блоком синхронизации. Отраженные от цели сигналы на несущей частоте $f_{неч}$ за N тактов принимаются приемной антенной, усиливаются в усилителе 6 и переносятся обратно на промежуточные частоты $f_{пром_n}$ с помощью смесителя 7, на другой вход которого поступают опорные частоты Γ $f_{енр}$. Перестройка опорных частот Γ в пределах N тактов осуществляется подачей сигнала на его вход с выхода синхронизатора 2 следующим образом $f_{енр} = f_{пром_n} - f_{неч}$. Для $N=4$ тактов опорные частоты Γ следующие: в первом такте $f_{енр} = -3\Delta f/2 - f_{неч}$, во втором такте $f_{енр} = -\Delta f/2 - f_{неч}$, в третьем такте $f_{енр} = \Delta f/2 - f_{неч}$, в четвертом такте $f_{енр} = 3\Delta f/2 - f_{неч}$. Таким образом, на выходе смесителя 7 отраженные ЛЧМ сигналы имеют полосу Δf и те же $f_{пром_n}$, на которых формировались в ГЗС. Далее ОС поступают в блок ЦОС.

В блоке **ЦОС** происходит межпериодное накопление **ОС** за N тактов, с предварительным смещением во времени на $T_{Пов} + \tau_{имп}$ **ОС** текущего такта по отношению к предыдущему. Таким образом, за N тактов ступенчато формируется составной **ЛЧМ ОС** сигнал с непрерывным законом изменения частоты в полосе $N\Delta f$, который далее подается на **СФ** для обработки.

В **СФ** происходит свертка составного **ЛЧМ ОС** сигнала и его импульсной характеристики (составного **ЛЧМ** сигнала за N тактов, сформированного согласно (1) и (2)).

3. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Метод повышения разрешающей способности **РЛС** по дальности моделировался в программной среде Mathcad.

Исходные данные для моделирования: длительность **ЗС** в одном такте $\tau_{имп} = 3c$, полоса **ЗС** $\Delta f = 5Гц$ ($f_{дев} = \Delta f/2 = 2,5Гц$ – девиация **ЗС**), частота дискретизации $f_d = 600Гц$, $N = 4$ – количество периодов повторения (число тактов).

Для сравнения в качестве **ЗС** используются:

1. Базовый **ЛЧМ** сигнал длительностью $\tau_{имп}$ в полосе Δf , закон изменения частоты которого показан на рисунке 2, его вид – на рисунке 4.

2. Составной **ЛЧМ** сигнал длительностью $4\tau_{имп}$ в полосе $4\Delta f$, полученный из четырех базовых **ЛЧМ** сигналов длительностью $\tau_{имп}$ в полосе Δf , закон изменения частоты которых в пределах $N = 4$ тактов показан на рисунке 1, его вид – на рисунке 3б.

На рисунке 9 показан вид сжатого сигнала на выходе блока **ЦОС** при использовании составного **ЛЧМ** сигнала и на выходе **СФ** при использовании обычного **ЛЧМ** сигнала.

На рисунке 10 показан вид сжатого сигнала на выходе блока **ЦОС** (рисунок 6) при использовании составного **ЛЧМ** сигнала и на выходе **СФ** при использовании обычного **ЛЧМ** сигнала для двух объектов поиска, задержанных друг относительно друга на $\Delta t_{зад} = 0,2c$, которое составляет 6,67% от длительности **ЗС** в одном такте $\tau_{имп} = 3c$.

Анализ сжатых сигналов (рисунок 9) показывает, что при использовании составного **ЛЧМ** сигнала за $N = 4$ такта длительность сжатого сигнала по уровню 0,7 меньше в 4 раза, чем при использовании обычного **ЛЧМ** сигнала.

Из рисунка 10 следует, объекты поиска, задержанные друг относительно друга не менее чем на 6,67% от длительности **ЗС** в одном такте, хорошо разрешаются.

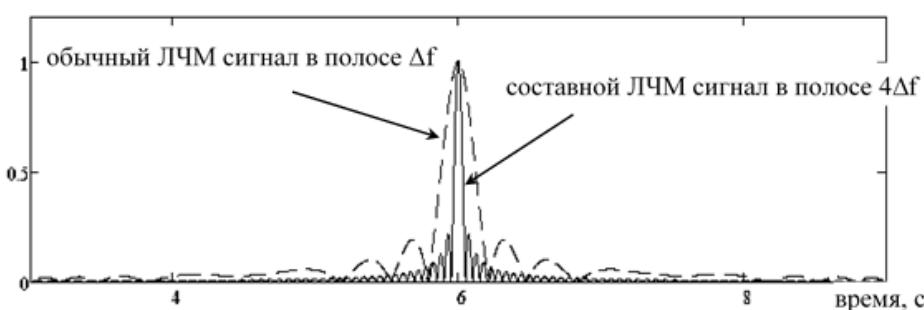


Рис.9. Вид сжатого сигнала на выходе блока **ЦОС** при использовании составного **ЛЧМ** сигнала и на выходе **СФ** при использовании обычного **ЛЧМ** сигнала

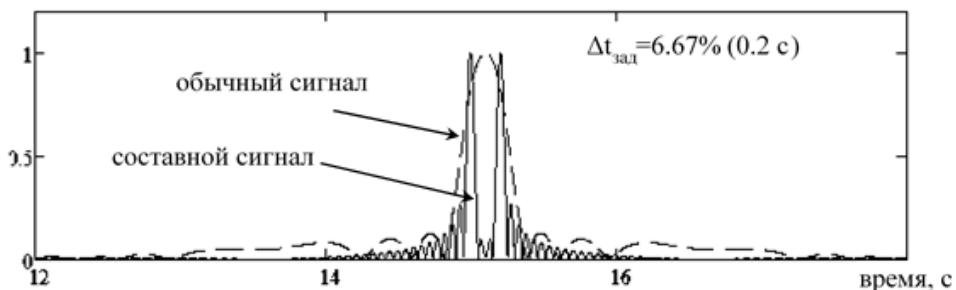


Рис.10. Вид сжатого сигнала при использовании составного ЛЧМ сигнала и при использовании обычного ЛЧМ сигнала для двух объектов поиска

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в моностатических РЛС, использующих ЛЧМ ЗС, межпериодное расширение суммарной полосы ОС за четное число N периодов повторения (тактов), перестройкой промежуточной частоты ОС в пределах N тактов, и последующая обработка составного ОС за N тактов на основе СФ сжатия, позволяет получить на выходе обработки сжатый сигнал, длительность которого по уровню 0,7 определяется полосой составного ЛЧМ ОС $N\Delta f$ за N тактов обработки, т.е. повысить разрешающую способность в N раз без изменения полосы ЗС.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ширман Я.Д. Теоретические основы радиолокации. М.: Советское радио, 1970. - 559с.
2. Кочемасов В.Н., Белов Л.А. Формирование сигналов с линейной частотной модуляцией. М.: Радио и связь, 1983. - 193 с.
3. Лезин Ю.С. Введение в теорию и технику радиотехнических систем. М.: Радио и связь, 1986. - 280 с.
4. Галкин Н.К., Голов Н.А. Методы синтеза зондирующих сигналов со ступенчатым изменением частоты. // Радиоэлектроника, 2021, № 6, ISSN 1684-1719.
5. Вишин Г.М. Многочастотная радиолокация. М.: Воениздат, 1973. - 89 с.
6. Бекирбаев Т.О., Бабокин М.И., Толстов Е.Ф. и др. Бортовая радиолокационная станция. RU152358U1, опубл. 27.05.2015.

REFERENCES

1. Shirman Ya. D. Teoreticheskie osnovy radiolokatsii [Theoretical Bases of Radar]. Moscow: Sovetskoe radio, 1970. - 559 p.
2. Kochemasov V. N., Belov L. A. Formirovaniye signalov s lineinoi chastotnoi modulyatsiei [Generation of Signals with Linear Frequency Modulation]. Moscow: Radio i Svyaz, 1983. - 193 p.
3. Lezin Yu. S. Vvedenie v teoriyu i tekhniku radiotekhnicheskikh sistem [Introduction to the Theory and Engineering of Radio Technical Systems]. Moscow: Radio i Svyaz, 1986. - 280 p.
4. Galkin N. K., Golov N.A. Metody sinteza zondiruyushchikh signalov so stupenchatym izmeneniem chastoty [Synthesis Methods for Step-Frequency Waveforms]. // Radioelectronika, 2021, No. 6, ISSN 1684-1719.
5. Vishin G. M. Mnogochastotnaya radiolokatsiya [Multi-Frequency Radar]. Moscow: Voenizdat, 1973. - 89 p.
6. Bekirbaev T. O., Babokin M. I., Tolstov Ye. F. et al. Bortovaya radiolokatsionnaya stantsiya [Airborne Radar]. RU152358U1, published 27.05.2015.

ОБЗОР СИГНАЛЬНЫХ КЛАССИФИКАЦИОННЫХ ПРИЗНАКОВ РАДИОЛОКАЦИОННОГО РАСПОЗНАВАНИЯ МАЛОРАЗМЕРНЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

В.Г. Чиграй, А.С. Храменков

Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»,
Минск, Республика Беларусь

Аннотация. В данной работе рассматриваются основные сигнальные классификационные признаки, используемые для радиолокационного распознавания малоразмерных беспилотных летательных аппаратов. Приведен перечень признаков, формируемых в результате первичной обработки принятого радиолокационного сигнала. Полученные результаты могут быть использованы при разработке алгоритмов радиолокационного распознавания и селекции малоразмерных беспилотных летательных аппаратов.

Ключевые слова: сигнальные классификационные признаки, радиолокационное распознавание малоразмерных беспилотных летательных аппаратов, спектральный радиолокационный портрет.

AN OVERVIEW OF THE SIGNAL CLASSIFICATION FEATURES OF RADAR RECOGNITION OF SMALL UNMANNED AERIAL VEHICLES

V. G. Chyhrai, A. S. Khramiankou

The Educational Establishment «Military Academy of the Republic of Belarus»,
Minsk, Republic of Belarus

Abstract. In this work the main alarm classification signs used for radar recognition of small-sized unmanned aerial vehicles are considered. The list of the signs formed as a result of preprocessing of the accepted radar signal is provided. The received results can be used when developing algorithms of radar recognition and selection of small-sized unmanned aerial vehicles.

Keywords: alarm classification signs, radar recognition of small-sized unmanned aerial vehicles, spectral radar portrait.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время наблюдается стремительный рост использования малоразмерных беспилотных летательных аппаратов (МБЛА) в различных сферах деятельности, включая гражданские, промышленные и военные области. Однако их широкое распространение порождает новые вызовы, связанные со сложностью радиолокационного обнаружения и распознавания таких объектов. Одной из ключевых проблем является высокая вероятность ошибочного принятия птиц за МБЛА, что может приводить к ложным тревогам и снижению эффективности работы радиолокационных систем.

Задача распознавания МБЛА является сложной и предполагает анализ особенностей отраженного радиолокационного сигнала с последующим выделением информативных классификационных признаков. Данные признаки могут быть получены в результате первичной обработки принятого сигнала за несколько контактов

с целью. Актуальность данной задачи обусловлена необходимостью повышения точности классификации объектов и минимизации вероятности ложных срабатываний систем обнаружения. Настоящий обзор направлен на рассмотрение основных сигнальных классификационных признаков, используемых в радиолокационном распознавании МБЛА.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

В результате анализа открытых зарубежных литературных источников [1 – 6] были выбраны признаки, позволяющие количественно оценить отличия в отраженных сигналах от различных МБЛА и птиц. Значение классификационного признака, полученное на текущем k -м контакте с целью, может подвергаться усреднению в пределах K контактов, предшествующих текущему.

1. **Ширина спектра отраженного сигнала Δf_k (Spectrum width)** [1]. Ширина спектра отраженного сигнала является одним из базовых признаков, позволяющих отличить МБЛА от других объектов, таких как птицы. Вращающиеся элементы дронов (лопасти винтов) создают характерные спектральные компоненты, которые увеличивают ширину спектра отраженного сигнала (вторичная модуляция).

2. **Ширина планерной составляющей спектра $\Delta f_{\text{пл}(k)}$** [1]. Планерная составляющая спектра отраженного сигнала определяется движением корпуса объекта. Для МБЛА характерны специфические частотные компоненты, зависящие от типа и конструкции аппарата.

3. **Частота следования спектральных составляющих, обусловленных наличием вторичной модуляции $F_{\text{вм}(k)}$ (Frequency distance between spectrum diracs)** [1]. Частота появления спектральных составляющих, обусловленных движением лопастей, позволяет выделять типичные характеристики МБЛА. У различных дронов данная характеристика может отличаться в зависимости от конструкции роторов.

4. **Количество модуляционных составляющих $N_{\text{вм}(k)}$** в спектре принятого сигнала (*Number of peaks over threshold*) [1]. Количество выраженных пиков в спектре принятого сигнала указывает на степень модуляции радиолокационного сигнала вращающимися элементами объекта. Для МБЛА характерно большее число таких составляющих по сравнению с естественными объектами.

5. **Отличие доплеровской частоты (*Doppler frequency difference*)** [5, 6]:

$$f_{DFD(k)} = \left\| f_{\text{пл}(k)} - f_{\text{вм1}(k)} \right\|, \quad (1)$$

где $f_{\text{пл}(k)}$ – оценка частоты Доплера планерной составляющей, полученная на k -м контакте с целью;

$f_{\text{вм1}(k)}$ – оценка частоты первой спектральной составляющей, обусловленной наличием вторичной модуляции, полученная на k -м контакте с целью.

Доплеровская частота движения корпуса объекта отличается от частоты, вызванной вращением лопастей. Этот параметр может использоваться для идентификации типов МБЛА.

6. **Коэффициент энергии цели (*target energy*)** [3, 5, 6]:

$$R_{\sigma(k)} = \frac{\hat{\sigma}_{\text{пл}(k)}^2}{\hat{\sigma}_{\text{вм}(k)}^2}, \quad (2)$$

где $\hat{\sigma}_{\text{пл}(k)}^2$ – оценка мощности планерной составляющей, полученная на k -м контакте;

$\hat{\sigma}_{\text{вм}(k)}^2$ – оценка мощности составляющих, обусловленных наличием вторичной модуляции, полученная на k -м контакте.

Этот параметр характеризует соотношение мощностей планерной составляющей принятого сигнала и составляющих, обусловленных наличием вторичной модуляции.

7. Среднее значение коэффициента энергии (*Mean of the changing micro-Doppler degree with time respectively*) [3]:

$$\bar{R}_{\sigma(k)} = \frac{1}{K} \sum_{i=k-K+1}^k R_{\sigma(i)}, \quad (3)$$

где K – количество контактов с целью в пределах, которых осуществляется усреднение.

8. Дисперсия коэффициента энергии (*Variance of the changing micro-Doppler degree with time respectively*) [3]:

$$\sigma_{R_{\sigma(k)}} = \frac{1}{K-1} \sum_{i=k-K+1}^k (R_{\sigma(i)} - \bar{R}_{\sigma(k)})^2. \quad (4)$$

9. Среднее значение амплитуд планерной составляющей принятого сигнала (*Mean of the mean amplitude of the plots*) [4]:

$$a_{1(k)} = \frac{1}{K} \sum_{i=k-K+1}^k \hat{\sigma}_{\text{пл}(i)} r_i^2, \quad (5)$$

где $\hat{\sigma}_{\text{пл}(k)}$ – оценка амплитуды планерной составляющей принятого сигнала, полученная на k -м контакте;

r_k – оценка дальности до объекта, полученная на k -м контакте.

Среднее значение амплитуды принятого сигнала позволяет различать объекты по их эффективной поверхности рассеяния.

10. Среднее значение амплитуды составляющих принятого сигнала, обусловленных наличием вторичной модуляции (*Mean of the peak amplitudes of the plots*) [4]:

$$a_{2(k)} = \frac{1}{K} \sum_{i=k-K+1}^k \hat{\sigma}_{\text{вм}(i)} r_i^2; \quad (6)$$

где $\hat{\sigma}_{\text{вм}(k)}$ – оценка амплитуды составляющей принятого сигнала, обусловленной наличием вторичной модуляции, полученная на k -м контакте.

11. Средняя разность отличия максимальных от средних амплитуд принятого сигнала (*Mean of the difference between peak and mean amplitudes of the plots*) [4]:

$$a_3 = \frac{1}{K} \sum_{i=k-K+1}^k (\hat{\sigma}_{\text{пл}(k)} - \langle \hat{\sigma}_{\text{пл}(k)} \rangle) r_k^2. \quad (7)$$

где $\hat{\sigma}_{\text{пл}(k)}$ – оценка амплитуды планерной составляющей принятого сигнала, полученная на k -м контакте;

$\langle \hat{\sigma}_{\text{пл}(k)} \rangle$ – оценка среднего значения амплитуды планерной составляющей принятого сигнала, полученная на k -м контакте.

12. Относительный период доплеровских колебаний (relative period of Doppler variances) [2, 3]:

$$T_{R_\sigma} = \frac{T(G'_R(1))}{K}, \quad (8)$$

где $G'_R(k)$ – коэффициенты дискретного косинусного преобразования, отсортированные по убыванию, $k = 0, 1, \dots, K - 1$;

$$G_R(k) = \frac{2}{K} \sum_{i=1}^K \hat{\sigma}'_{\text{пл}(i)}^2 \cos\left(\frac{(2i+1)\pi k}{2K}\right) \quad – \quad \text{коэффициенты дискретного}$$

косинусного преобразования;

$\hat{\sigma}'_{\text{пл}(k)}^2$ – нормированная оценка мощности планерной составляющей, полученная на k -м контакте.

13. Отношение сигнал-помеха (signal-to-clutter ratio (SCR)) [5, 6]:

$$a_{SCR} = \frac{\hat{\sigma}_{\text{пл}(k)}^2}{\hat{\sigma}_{\text{ш}(k)}^2}, \quad (9)$$

где $\hat{\sigma}_{\text{пл}(k)}^2$ – оценка мощности планерной составляющей, полученная на k -м контакте;

$\hat{\sigma}_{\text{ш}(k)}^2$ – оценка средней мощности пассивной помехи, как правило, находится вблизи частоты 0 Гц, полученная на k -м контакте.

14. Отношение сигнал-шум (signal-to-noise ratio (SNR)) [5, 6]:

$$a_{SNR} = \frac{\hat{\sigma}_{\text{пл}(k)}^2}{\hat{\sigma}_{\text{ш}(k)}^2}, \quad (10)$$

где $\hat{\sigma}_{\text{пл}(k)}^2$ – оценка мощности планерной составляющей, полученная на k -м контакте;

$\hat{\sigma}_{\text{ш}(k)}^2$ – оценка мощности шума, полученная на k -м контакте.

Оценивание перечисленных сигнальных признаков может осуществляться как на основе анализа реальных радиолокационных данных, так и с помощью математического моделирования. Эти методы позволяют построить эффективные алгоритмы классификации объектов, снижая вероятность ошибочных срабатываний.

Для оценки эффективности выделенных классификационных признаков используются как реальные радиолокационные записи, так и искусственные данные, полученные в результате математического моделирования. В открытых источниках доступны датасеты с записями радиолокационных сигналов, содержащие информацию о МБЛА, птицах и других объектах [7]. На рисунке 1, в качестве примера, представлен вид матрицы дальность-скорость, а также спектр сигнала принятого от МБЛА DJI Inspire 2, полученный с помощью импульсного радара.

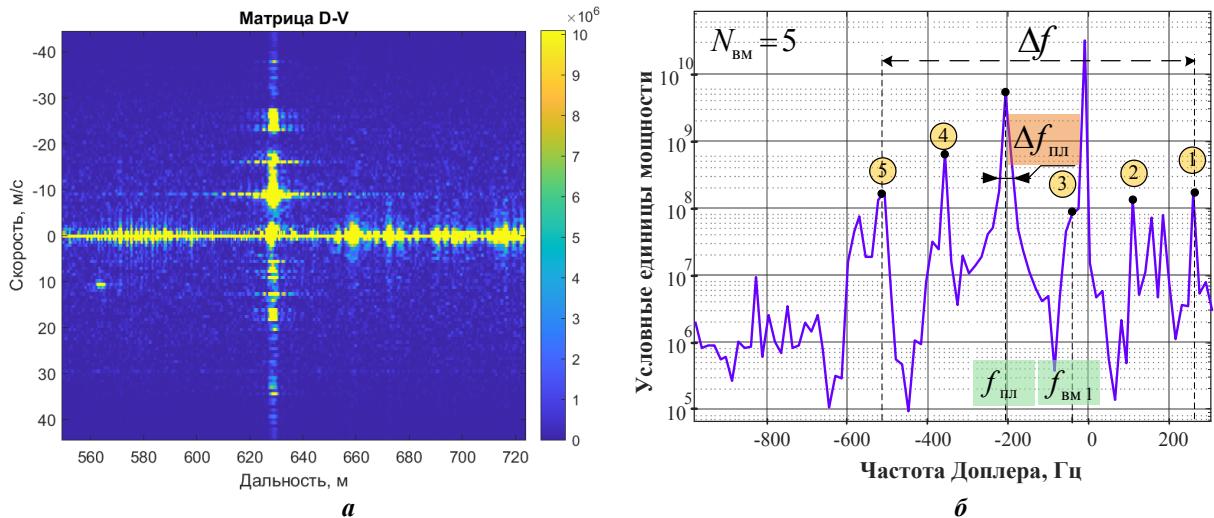


Рис. 1. Матрица дальность-скорость (а) и спектр сигнала (б) МБЛА DJI Inspire 2

Использование таких данных позволяет тестировать и совершенствовать алгоритмы распознавания, адаптируя их к различным условиям наблюдения и типам целей. Анализ реальных записей помогает оценить устойчивость признаков к изменению параметров радиолокационной системы, помехам и погодным условиям. В качестве альтернативы реальным записям могут использоваться математические модели, позволяющие синтезировать данные отраженных сигналов с заданными характеристиками, что особенно полезно при исследовании новых методов классификации.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе обзора были рассмотрены основные сигнальные классификационные признаки, применяемые для радиолокационного распознавания МБЛА. Перечисленные характеристики отраженного сигнала могут быть использованы при распознавании МБЛА от птиц и других объектов. Выделение этих признаков, полученных из радиолокационных сигналов, играет ключевую роль в повышении качества распознавания и снижении вероятности ложных тревог.

Следует отметить, что использование машинного обучения открывает новые возможности для повышения эффективности радиолокационного распознавания. В частности, методы машинного обучения позволяют автоматически обучать модели на основе больших объемов данных, включая реальные записи и результаты математического моделирования. Это дает возможность системе «самостоятельно» выделять наиболее значимые признаки. Использование технологий машинного обучения в сочетании с выделенными сигнальными признаками может значительно повысить надежность и эффективность работы систем радиолокационного распознавания МБЛА. Дальнейшее развитие и интеграция этих методов в реальные радиолокационные системы будут иметь решающее значение для обеспечения безопасности воздушного пространства и предотвращения несанкционированного использования беспилотных летательных аппаратов.

Таким образом, внедрение методов машинного обучения в процесс обработки и решения задачи классификации, а также их использование для динамического выбора классификационных признаков, представляет собой перспективное направление для совершенствования систем радиолокационного распознавания и повышения их адаптивности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Leonardi, M. Drones Classification by the Use of a Multifunctional Radar and Micro-Doppler Analysis / M. Leonardi, G. Ligresti, E. Piracci // Drones. – 2022. – Vol. 6, 124. – 19 p.
2. Dai, T. Extraction of Micro-Doppler Feature Using LMD Algorithm Combined Supplement Feature for UAVs and Birds Classification / T. Dai, S. Xu, B. Tian, J. Hu, Y. Zhang, Z. Chen // Remote Sens. – 2022, – № 14 (2196).
3. Duan, J., Classification of birds and drones by exploiting periodical motions in Doppler spectrum series /J. Duan, L. Zhang, Y. Wu // Journal of Systems Engineering and Electronics. – Vol. 34. – № 1. – February 2023. – pp.19 – 27.
4. Mohajerin N. Feature Extraction and Radar Track Classification for Detecting UAVs in Civilian Airspace / N. Mohajerin, J. Histon, R Dizaji, Steven L. Waslander// IEEE Access. – 2014. – Vol. 20. – P. 674 –679.
5. Yan, J. Exploring Radar Micro-Doppler Signatures for Recognition of Drone Types / J. Yan, H. Hu, J. Gong, D. Kong, D. Li // Drones 2023, 7, 280.
6. Kretzschniar, R. A Comparison of Feature Sets and Neural Network Classifiers on a Bird Removal Approach for Wind Profiler Data/ R. Kretzschniar, Nicolaos B. Karayiannis, H. Richner // //IEEE. – 2000. – Vol. 4. – P. 279 –286.
7. LIN, Qianqiang. Ground-based radar detection dataset of “low slow small” unmanned aerial vehicles under simple field background conditions / LIN Qianqiang, QIN Zhengyang, JIANG Libing et al // Journal of Signal Processing. – 2024, № 40(11). P. – 2095-2104.

REFERENCES

1. Leonardi, M. Drones Classification by the Use of a Multifunctional Radar and Micro-Doppler Analysis / M. Leonardi, G. Ligresti, E. Piracci // Drones. – 2022. – Vol. 6, 124. – 19 p.
2. Dai, T. Extraction of Micro-Doppler Feature Using LMD Algorithm Combined Supplement Feature for UAVs and Birds Classification / T. Dai, S. Xu, B. Tian, J. Hu, Y. Zhang, Z. Chen // Remote Sens. – 2022, – № 14 (2196).
3. Duan, J., Classification of birds and drones by exploiting periodical motions in Doppler spectrum series /J. Duan, L. Zhang, Y. Wu // Journal of Systems Engineering and Electronics. – Vol. 34. – № 1. – February 2023. – pp.19 – 27.
4. Mohajerin N. Feature Extraction and Radar Track Classification for Detecting UAVs in Civilian Airspace / N. Mohajerin, J. Histon, R Dizaji, Steven L. Waslander// IEEE Access. – 2014. – Vol. 20. – P. 674 –679.
5. Yan, J. Exploring Radar Micro-Doppler Signatures for Recognition of Drone Types / J. Yan, H. Hu, J. Gong, D. Kong, D. Li // Drones 2023, 7, 280.
6. Kretzschniar, R. A Comparison of Feature Sets and Neural Network Classifiers on a Bird Removal Approach for Wind Profiler Data/ R. Kretzschniar, Nicolaos B. Karayiannis, H. Richner // //IEEE. – 2000. – Vol. 4. – P. 279 –286.
7. LIN, Qianqiang. Ground-based radar detection dataset of “low slow small” unmanned aerial vehicles under simple field background conditions / LIN Qianqiang, QIN Zhengyang, JIANG Libing et al // Journal of Signal Processing. – 2024, № 40(11). P. – 2095-2104.

МОДЕЛИ И АЛГОРИТМЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ В МНОГОПОЗИЦИОННЫХ СИСТЕМАХ РАДИОЛОКАЦИИ

В.К. Епанчинцев¹, А.П. Чеботарёва¹, И.А. Чебышев¹, А. С. Костюков¹

¹Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж,
Россия

Аннотация. Проведен анализ существующих моделей и алгоритмов определения координат в многопозиционных системах радиолокации. Определены основные методы проведения оценки точности координат радиолокационных целей.

Ключевые слова: радиолокационная система, радиотехническая разведка, многопозиционная система, местоопределение, источник радиоизлучения, комплексирование.

MODELS AND ALGORITHMS FOR DETERMINING COORDINATES IN MULTI-POSITION RADAR SYSTEMS

V.K. Epanchintsev¹, A.P. Chebotareva¹, I.A. Chebyshev¹, A. S. Kostyukov¹

¹ Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Annotation. The analysis of existing models and algorithms for determining coordinates in multi-position radar systems is carried out. The main methods for assessing the accuracy of coordinates of radar targets are defined.

Keywords: radar system, radio engineering intelligence, multi-position system, location, radio source, integration.

1. ВВЕДЕНИЕ

В последние годы появилось большое количество разработок в области многопозиционных радиолокационных систем. Это обусловлено качественным скачком в развитии элементной базы вычислительных систем и бурным развитием аппаратных средств цифровой обработки сигналов. Технологический прогресс в указанных направлениях позволил проектировщикам впервые применить аппарат корреляционного анализа для выделения в реальном масштабе времени отраженных от цели сигналов на фоне внутреннего шума приемников, переотражений от неподвижных предметов и т.д.

В отличие от совмещенных (моностатических) РЛС, зона обнаружения целей МПРЛС, кроме энергетического потенциала и условий радиолокационного наблюдения, в значительной степени зависит от геометрии их построения, количества и взаимного положения передающих и приемных пунктов. Понятие «максимальная дальность обнаружения» здесь является величиной, которую нельзя однозначно определить энергетическим потенциалом, как это имеет место для совмещенных РЛС.

Площадь зоны обнаружения МПРЛС, состоящей из одного передающего и нескольких приемных пунктов (либо наоборот), может как значительно превосходить площадь зоны обнаружения эквивалентной совмещеннной РЛС, так и уступать ей.

Целью данной работы является определение возможных методов оценки точности измерения координат для существующих алгоритмов местоопределения.

Для оценки местоположения с помощью радиотехнического оборудования может быть использован один из известных методов определения координат: угломерный (пеленгационный), дальномерный, суммарно-дальномерный, разностно-дальномерный методы, а также их комбинации [4].

Угломерно-дальномерный, суммарно-дальномерный и угломерно-суммарно-дальномерный методы применяются, как правило, в системах радиолокации. Угломерно-дальномерный метод обычно используется в активной моностатической радиолокации, когда радар излучает свой собственный зондирующий сигнал и принимает его отражённым от цели [4]. В зависимости от задержки приема отраженного сигнала и направления излучения определяются дальность до цели, ее азимут и угол места. Дальность действия таких радиолокаторов составляет, как правило, десятки километров для РЛС малой дальности и сотни километров для РЛС большой дальности [4].

Суммарно-дальномерный и угломерно-суммарно-дальномерный методы используется в бистатических радиолокационных системах с «подсветом» целей сторонними источниками радиоизлучений [5]. Рабочая зона бистатических систем, в зависимости от мощности и характеристик сигнала «подсвета» цели, обычно составляет от единиц до десятков километров [5].

Для однозначного определения в трехмерном пространстве координат цели в перечисленных системах местоопределения может быть использован следующий минимальный состав измерителей:

один угломерно-дальномерный пункт (угломерный пеленгатор должен измерять азимут и угол места цели);

три разнесенных в пространстве бистатических пары измерителей суммы расстояний от цели до приемника и передатчика «подсвета»;

один угломерный пеленгатор, измеряющий азимут и угол места цели, и одна бистатическая пара в составе приёмника и передатчика «подсвета» цели, измеряющая сумму расстояний (пеленгатор и приемник бистатической пары могут располагаться в одном позиционном районе);

В системах РТР наибольшее распространение получили два метода местоопределения: угломерный и суммарно дальномерный [2]. Для однозначного определения в трехмерном пространстве координат цели – носителя ИРИ в перечисленных системах может быть использован следующий минимальный состав измерителей:

два разнесенных в пространстве угломерных пеленгатора, измеряющих азимут и угол места ИРИ;

четыре разнесенных в пространстве разностно-дальномерных приемных поста, измеряющих разности времени распространения радиоволны от ИРИ до приемников этих постов;

один угломерный пеленгатор, измеряющий азимут и угол места ИРИ, и два приемных поста, измеряющих разность времени распространения радиоволны от ИРИ до приемников этих постов (один разностно-дальномерный приемный пост может находиться в одном позиционном районе с пеленгатором).

2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ В МПРЛС

Простейшая радиолокационная бистатическая пара состоит из приемника и передатчика, разнесенных в пространстве, как это показано на рисунке 1.

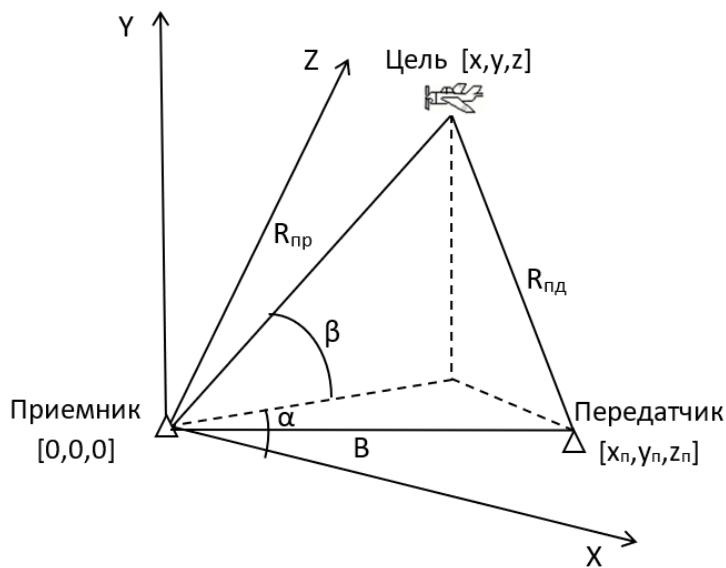


Рис. 1. Расположение бистатической пары в прямоугольной системе координат

Первичные измерения одной бистатической пары, состоящей из передающей и приемной станций [6 - 9] дают оценки дальности и доплеровского сдвига:

$$z_R = R_{\text{пр}} + R_{\text{пд}} - B, \quad (1)$$

$$z_f = \frac{V_{r,\text{пр}} + V_{r,\text{пд}}}{\lambda}, \quad (2)$$

где $R_{\text{пр}}$, $R_{\text{пд}}$ – расстояние, соответственно, от цели до приемника и от передатчика до цели; B – известное расстояние от передатчика до приемника, $V_{r,\text{пр}}$ – радиальная скорость цели относительно приемника, $V_{r,\text{пд}}$ – радиальная скорость цели относительно передатчика, λ – длина волны.

Измерения одной бистатической пары не позволяют однозначно определить местоположение (координаты) обнаруженной цели и ее параметры. Точки возможного расположения цели представляют собой пространственную фигуру – эллипс вращения, фокусах которого располагаются приемник и передатчик (рисунок 2).

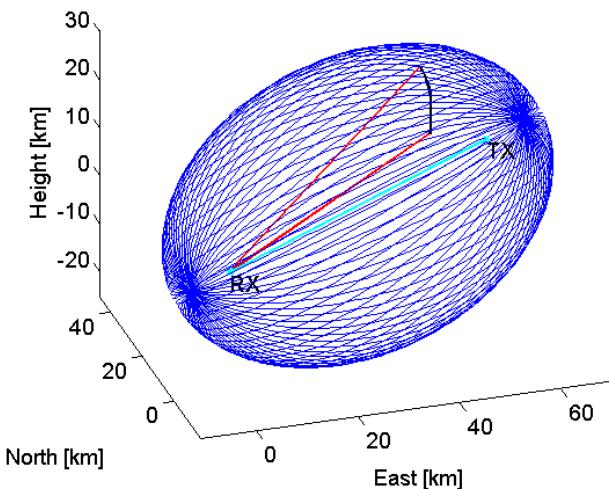


Рис. 2. Эллипс вращения, в фокусах которого располагаются приемник и передатчик

Это приводит к необходимости использовать систему из нескольких приемников и передатчиков или комплексировать измерения с другими средствами определения координат, такими, например, как пеленгатор. В связи с этим, измерения бистатических пар и данные других средств приводятся к единой системе координат, как правило, прямоугольной. В прямоугольной системе координат (рисунок 1) уравнения (1) и (2) можно представить в виде:

$$z_R = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} + \sqrt{(x_n - x)^2 + (y_n - y)^2 + (z_n - z)^2} - \sqrt{x_n^2 + y_n^2 + z_n^2}, \quad (3)$$

$$\begin{aligned} z_f &= \frac{1}{\lambda \sqrt{(x_n - x)^2 + (y_n - y)^2 + (z_n - z)^2}} \begin{bmatrix} V_x \\ V_y \\ V_z \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} (x_n - x) \\ (y_n - y) \\ (z_n - z) \end{bmatrix} + \\ &+ \frac{1}{\lambda \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} \begin{bmatrix} V_x \\ V_y \\ V_z \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (4)$$

где $[x_n, y_n, z_n]$ – известные координаты передатчика (в рассматриваемом случае относительно приемника), скорость цели $V = \sqrt{V_x^2 + V_y^2 + V_z^2}$.

Если на приемной станции имеется пеленгатор, измеряющий угол азимута цели (например, относительно направления на передатчик) и угол места, то возможно однозначное измерение координат цели. В этом случае вектор измерений включает в себя четыре компоненты:

$$\mathbf{z} = [z_R, z_f, z_\alpha, z_\beta]^T, \quad (5)$$

где $-z_\alpha = \alpha, z_\beta = \beta$.

Из выражений (4) и (5) получаем:

$$R_{np} = \frac{1}{2} \frac{z_R^2 + 2z_R B}{z_R + B + x_n \cos(z_\beta) \cos(z_\alpha) + z_n \cos(z_\beta) \sin(z_\alpha) + y_n \sin(z_\beta)}, \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} x \\ z \\ y \end{bmatrix} = R_{np} \begin{bmatrix} \cos(z_\beta) \cos(z_\alpha) \\ \cos(z_\beta) \sin(z_\alpha) \\ \sin(z_\beta) \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Определение составляющих скорости в рассматриваемом случае производится во вторичной обработке на основе двух и более временных отсчетов выражения первой производной (5), при учете, что цель в промежутке между временными отсчетами движется с постоянной скоростью и не совершает маневров. Такой способ измерения координат цели называется углерно-суммарно-дальномерным.

При отсутствии пеленгатора для определения координат цели и ее параметров используют суммарно-дальномерный метод. При суммарно-дальномерном методе определения координат необходимо иметь три приемных позиции и одну передающую или три передающих и одну приемную. В этом случае в точке расположения цели пересекаются три эллипсоида вращения, образованные тремя бистатическими парами (рисунок 3).

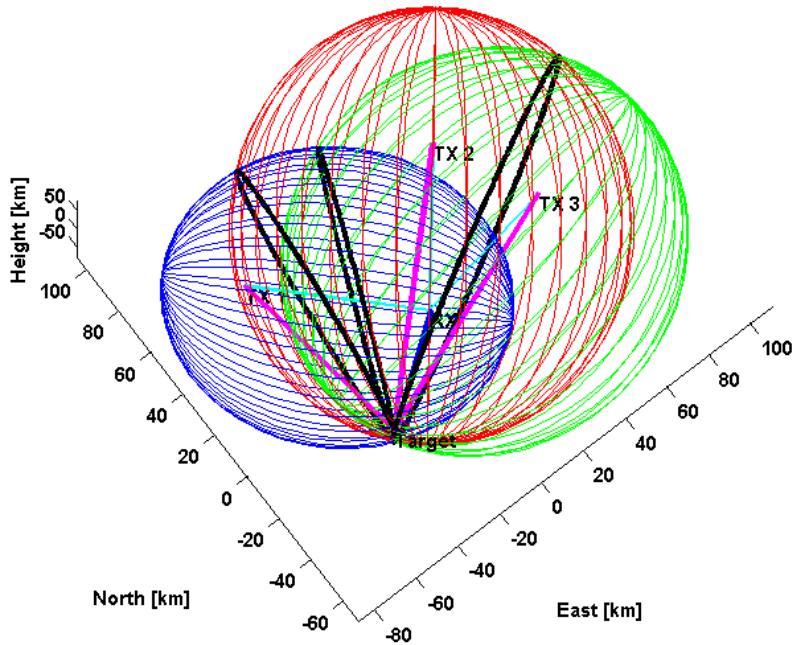


Рис. 3. Пересечение эллипсов вращения трех бистатических пар

Уравнение (3) при использовании трех бистатических пар имеет вид:

$$z_{Ri} = R_{\text{пр}} + \sqrt{(x_{ni} - x)^2 + (y_{ni} - y)^2 + (z_{ni} - z)^2} - B_i, i = (1, 2, 3); \quad (8)$$

где известными величинами являются базы бистатических пар B_i и их координаты $[x_{ni}, y_{ni}, z_{ni}]$.

Система уравнений (8) преобразуется к виду [6]:

$$A_i - C_i R_{np} = x_{ni}x + y_{ni}y + z_{ni}z, \quad (9)$$

где

$$A_i = 0.5z_{Ri}^2 + z_{Ri}B_i, \quad C_i = z_{Ri} + B_i, \quad (10)$$

известные величины.

Решение системы (9) можно найти в виде:

$$x(R_{np}) = a_x + b_x R_{np}, \quad y(R_{np}) = a_y + b_y R_{np}, \quad z(R_{np}) = a_z + b_z R_{np}; \quad (11)$$

где $a_x, a_y, a_z, b_x, b_y, b_z$ – рассчитанные из системы (8) коэффициенты.

Подставляя (11) в уравнение для R_{np} :

$$R_{np} = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}, \quad (12)$$

решаем его относительно R_{np} .

Следует отметить, что (11) имеет два решения – одно из них действительное, другое мнимое. Выбирая действительный корень полученного решения из (12), находим координаты.

Определив координаты цели, можно найти ее скоростные параметры из системы уравнений аналогичных (8), которые, в свою очередь, можно представить в следующем виде:

$$z_{fi} = V_x S_{xi} + V_y S_{yi} + V_z S_{zi}, i = (1, 2, 3); \quad (13)$$

где известные коэффициенты S_i определяются из решений систем (9) – (12):

$$S_{xi} = \frac{x_{ni}R_{\text{пр}} + x(R_{\text{пд}i} - R_{\text{пр}})}{\lambda R_{\text{пд}i} R_{\text{пр}}},$$

$$S_{yi} = \frac{y_{pi}R_{\text{пр}} + y(R_{\text{пdi}} - R_{\text{пр}})}{\lambda R_{\text{пdi}} R_{\text{пр}}},$$

$$S_{zi} = \frac{z_{pi}R_{\text{пр}} + z(R_{\text{пdi}} - R_{\text{пр}})}{\lambda R_{\text{пdi}} R_{\text{пр}}},$$
(14)

Таким образом, при использовании суммарно-дальномерного метода могут быть определены как координаты цели, так и параметры вектора скорости без дополнительной обработки. Недостатком метода является использование всенаправленных диаграмм направленности антенн приемной и передающей станций, что ограничивает размеры зоны обнаружения РЛС, построенной базе рассматриваемой системы.

3. ОЦЕНИВАНИЕ КООРДИНАТ ЦЕЛИ (ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ) УГЛОМЕРНОЙ РАДИОСИСТЕМОЙ В ТРЕХМЕРНОМ ПРОСТРАНСТВЕ

Пусть имеется угломерная система РЛС, состоящая из N приемных пунктов (пеленгаторов) с известными координатами $X_{pm} = (x_{pm}, y_{pm}, z_{pm})^T$, $m = \overline{1, N}$, каждый из которых измеряет значения азимута α_m , $m = \overline{1, N}$ и угла места β_m , $m = \overline{1, N}$ на цель (ИРИ), координаты которой $X = (x, y, z)^T$ подлежат оцениванию. При отсутствии ошибок измерения значения азимута и угла места связаны с координатами цели (ИРИ) и пеленгаторов следующими зависимостями

$$\alpha_m = \arctg \left\{ \frac{y - y_{pm}}{x - x_{pm}} \right\}, \quad \beta_m = \arctg \left\{ \frac{z - z_{pm}}{\sqrt{(x - x_{pm})^2 + (y - y_{pm})^2}} \right\}, \quad m = \overline{1, N}, \quad (15)$$

поясняемыми рисунком 4, где показано взаимное расположение ИРИ и m -го приемного пункта, размещенного в начале координат.

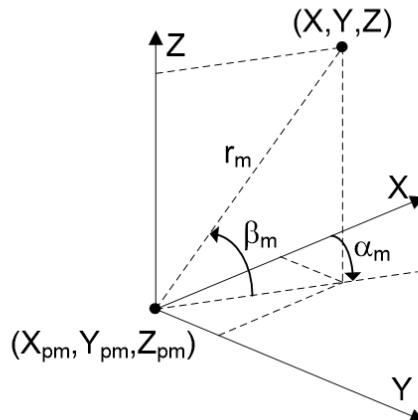


Рис. 4. Геометрия системы местоопределения

Для оценивания потенциальной точности местоопределения введем вектор измеряемых параметров положения

$$\Theta = (\alpha_1, \dots, \alpha_N, \beta_1, \dots, \beta_N)^T$$

и ковариационную матрицу ошибок его измерения

$$K_{\theta} = \begin{bmatrix} \sigma_{\alpha_1}^2 & \cdot & 0 & 0 & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & \cdot & \sigma_{\alpha_N}^2 & 0 & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & 0 & \sigma_{\beta_1}^2 & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & \cdot & 0 & 0 & \cdot & \sigma_{\beta_N}^2 \end{bmatrix}, \quad (16)$$

где σ_{α_m} и σ_{β_m} - среднеквадратические ошибки измерения m -го азимута и угла места, выраженные в радианах, $m = \overline{1, N}$.

Соответствующая границе Рао-Крамера ковариационная матрица ошибок вычисления координат ИРИ, согласно [4], будет определяться выражением (16)

$$K_X = [H^T(X)K_{\theta}^{-1}H(X)]^{-1} = \begin{bmatrix} D_x & K_{xy} & K_{xz} \\ K_{yx} & D_y & K_{yz} \\ K_{zx} & K_{zy} & D_z \end{bmatrix},$$

где

$$H(x) = \begin{vmatrix} \frac{\partial \alpha_1(X)}{\partial x} & \frac{\partial \alpha_1(X)}{\partial y} & \frac{\partial \alpha_1(X)}{\partial z} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \alpha_N(X)}{\partial x} & \frac{\partial \alpha_N(X)}{\partial y} & \frac{\partial \alpha_N(X)}{\partial z} \\ \frac{\partial \beta_1(X)}{\partial x} & \frac{\partial \beta_1(X)}{\partial y} & \frac{\partial \beta_1(X)}{\partial z} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \beta_N(X)}{\partial x} & \frac{\partial \beta_N(X)}{\partial y} & \frac{\partial \beta_N(X)}{\partial z} \end{vmatrix} \quad (17)$$

- матрица частных производных, элементы которой равны

$$\begin{aligned} \frac{\partial \alpha_m(X)}{\partial x} &= -\frac{(y-y_{pm})}{(x-x_{pm})^2+(y-y_{pm})^2}, \quad \frac{\partial \alpha_m(X)}{\partial y} = \frac{(x-x_{pm})}{(x-x_{pm})^2+(y-y_{pm})^2}, \quad \frac{\partial \alpha_m(X)}{\partial z} = 0, \\ \frac{\partial \beta_m(X)}{\partial x} &= -\frac{(x-x_{pm})(z-z_{pm})}{[(x-x_{pm})^2+(y-y_{pm})^2+(z-z_{pm})^2]\sqrt{(x-x_{pm})^2+(y-y_{pm})^2}}, \\ \frac{\partial \beta_m(X)}{\partial y} &= -\frac{(y-y_{pm})(z-z_{pm})}{[(x-x_{pm})^2+(y-y_{pm})^2+(z-z_{pm})^2]\sqrt{(x-x_{pm})^2+(y-y_{pm})^2}}, \\ \frac{\partial \beta_m(X)}{\partial z} &= \frac{\sqrt{(x-x_{pm})^2+(y-y_{pm})^2}}{[(x-x_{pm})^2+(y-y_{pm})^2+(z-z_{pm})^2]}, \quad m = \overline{1, N}. \end{aligned}$$

4. ОЦЕНИВАНИЕ КООРДИНАТ ЦЕЛИ В БИСТАТИЧЕСКОЙ РСЛ СУММАРНО-ДАЛЬНОМЕРНЫМ МЕТОДОМ В ТРЕХМЕРНОМ ПРОСТРАНСТВЕ

Пусть имеется суммарно - дальномерная многопозиционная радиосистема, состоящая из N бистатических пар приемников с координатами $X_{pm} = (x_{pm}, y_{pm}, z_{pm})^T$ и передатчиков с координатами $X_{im} = (x_{im}, y_{im}, z_{im})^T$, каждая из которых измеряет сумму расстояний от цели до приемника и передатчика $R_{\Sigma m}$, $m = \overline{1, N}$, координаты которой $X = (x, y, z)^T$ подлежат оцениванию. При отсутствии ошибок измерений суммы расстояний связаны с координатами цели, приемников и передатчиков следующей зависимостью

$$\begin{aligned} \Theta = R_{\Sigma m}(X) &= \sqrt{(x-x_{pm})^2 + (y-y_{pm})^2 + (z-z_{pm})^2} + \\ &+ \sqrt{(x-x_{im})^2 + (y-y_{im})^2 + (z-z_{im})^2}, \quad m = \overline{1, N}. \end{aligned} \quad (18)$$

Для оценивания потенциальной точности местоопределения введем вектор измеряемых параметров положения $\boldsymbol{\Theta} = (R_{\Sigma_1}, \dots, R_{\Sigma_N})^T$ и ковариационную матрицу ошибок его измерения

$$\mathbf{K}_{\boldsymbol{\Theta}} = \begin{bmatrix} \sigma_{R_{\Sigma_1}}^2 & \bullet & \bullet \\ \bullet & \bullet & \bullet \\ \bullet & \bullet & \sigma_{R_{\Sigma_N}}^2 \end{bmatrix}, \quad (19)$$

где $\sigma_{R_{\Sigma_m}}$ среднеквадратическая ошибка измерения m -ой суммы расстояний, $m = \overline{1, N}$.

Соответствующая границе Рао-Крамера ковариационная матрица ошибок вычисления координат ИРИ, согласно [4], будет определяться выражением

$$\mathbf{K}_X = [\mathbf{H}^T(\mathbf{X}) \mathbf{K}_{\boldsymbol{\Theta}}^{-1} \mathbf{H}(\mathbf{X})]^{-1} = \begin{bmatrix} D_x & K_{xy} & K_{xz} \\ K_{yx} & D_y & K_{yz} \\ K_{zx} & K_{zy} & D_z \end{bmatrix},$$

где

$$\mathbf{H}(\mathbf{X}) = \begin{bmatrix} \frac{\partial R_{\Sigma_1}(\mathbf{X})}{\partial x} & \frac{\partial R_{\Sigma_1}(\mathbf{X})}{\partial y} & \frac{\partial R_{\Sigma_1}(\mathbf{X})}{\partial z} \\ \bullet & \bullet & \bullet \\ \frac{\partial R_{\Sigma_N}(\mathbf{X})}{\partial x} & \frac{\partial R_{\Sigma_N}(\mathbf{X})}{\partial y} & \frac{\partial R_{\Sigma_N}(\mathbf{X})}{\partial z} \end{bmatrix} \quad (20)$$

- матрица частных производных, элементы которой равны:

$$\begin{aligned} \frac{\partial R_{\Sigma_m}(\mathbf{X})}{\partial x} &= \frac{(x - x_{pm})}{\sqrt{(x - x_{pm})^2 + (y - y_{pm})^2 + (z - z_{pm})^2}} + \frac{(x - x_{im})}{\sqrt{(x - x_{im})^2 + (y - y_{im})^2 + (z - z_{im})^2}}, \\ \frac{\partial R_{\Sigma_m}(\mathbf{X})}{\partial y} &= \frac{(y - y_{pm})}{\sqrt{(x - x_{pm})^2 + (y - y_{pm})^2 + (z - z_{pm})^2}} + \frac{(y - y_{im})}{\sqrt{(x - x_{im})^2 + (y - y_{im})^2 + (z - z_{im})^2}}, \\ \frac{\partial R_{\Sigma_m}(\mathbf{X})}{\partial z} &= \frac{(z - z_{pm})}{\sqrt{(x - x_{pm})^2 + (y - y_{pm})^2 + (z - z_{pm})^2}} + \frac{(z - z_{im})}{\sqrt{(x - x_{im})^2 + (y - y_{im})^2 + (z - z_{im})^2}}, \\ m &= \overline{1, N}. \end{aligned}$$

5. ОЦЕНИВАНИЕ КООРДИНАТ ЦЕЛИ РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНОЙ РАДИОСИСТЕМОЙ В ТРЕХМЕРНОМ ПРОСТРАНСТВЕ

Зафиксируем в пространстве $N+1$ приемных пунктов с координатами $\mathbf{X}_{pm} = (x_{pm}, y_{pm}, z_{pm})^T$, $m = \overline{0, N}$. Без потери общности поместим опорный приемный пункт с нулевым индексом в начало системы координат. Цель (ИРИ) расположим в точке с координатами $\mathbf{X} = (x, y, z)^T$. Определим расстояние от цели (ИРИ) до m -го приемного пункта: $R_m(\mathbf{X}) = \sqrt{(x - x_{pm})^2 + (y - y_{pm})^2 + (z - z_{pm})^2}$ и расстояние до опорного приемного пункта: $R_0(\mathbf{X}) = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$. При отсутствии ошибок измерений каждому из приемных пунктов с номерами $m = \overline{1, N}$ сопоставим число $\Delta R_m^0(\mathbf{X})$, равное расстоянию от цели (ИРИ) до m -го приемного пункта минус расстояние от цели (ИРИ) до опорного приемного пункта [1]:

$$\Delta R_m^0(\mathbf{X}) = R_m(\mathbf{X}) - R_0(\mathbf{X}) = \sqrt{(x - x_{pm})^2 + (y - y_{pm})^2 + (z - z_{pm})^2} - \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}, \quad m = \overline{1, N} \quad (21)$$

Для оценивания потенциальной точности местоопределения введем вектор измеряемых параметров положения $\boldsymbol{\Theta} = (\Delta R_1^0, \dots, \Delta R_N^0)^T$. В общем случае эти параметры взаимозависимы. Положим, что каждый приемный пункт измеряет дальность до цели (ИРИ) со среднеквадратическим отклонением

σ_m , $m = \overline{0, N}$. Тогда ковариационная матрица ошибок измерения разностей расстояний $\boldsymbol{\Theta} = (\Delta R_1^0, \dots, \Delta R_N^0)^T$ имеет вид:

$$\boldsymbol{K}_{\boldsymbol{\Theta}} = \begin{bmatrix} \sigma_0^2 + \sigma_1^2 & \sigma_0^2 & \cdot & \sigma_0^2 & \sigma_0^2 \\ \sigma_0^2 & \sigma_0^2 + \sigma_2^2 & \cdot & \sigma_0^2 & \sigma_0^2 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \sigma_0^2 & \sigma_0^2 & \cdot & \sigma_0^2 + \sigma_{N-1}^2 & \sigma_0^2 \\ \sigma_0^2 & \sigma_0^2 & \cdot & \sigma_0^2 & \sigma_0^2 + \sigma_N^2 \end{bmatrix} \quad (22)$$

Соответствующая границе Рао-Крамера ковариационная матрица ошибок вычисления координат цели (ИРИ), согласно [4], будет определяться выражением

$$\boldsymbol{K}_X = [\boldsymbol{H}^T(\boldsymbol{X}) \boldsymbol{K}_{\boldsymbol{\Theta}}^{-1} \boldsymbol{H}(\boldsymbol{X})]^{-1} = \begin{bmatrix} D_x & K_{xy} & K_{xz} \\ K_{yx} & D_y & K_{yz} \\ K_{zx} & K_{zy} & D_z \end{bmatrix},$$

где

$$\boldsymbol{H}(\boldsymbol{X}) = \begin{bmatrix} \frac{\partial \Delta R_1^0(\boldsymbol{X})}{\partial x} & \frac{\partial \Delta R_1^0(\boldsymbol{X})}{\partial y} & \frac{\partial \Delta R_1^0(\boldsymbol{X})}{\partial z} \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \frac{\partial \Delta R_N^0(\boldsymbol{X})}{\partial x} & \frac{\partial \Delta R_N^0(\boldsymbol{X})}{\partial y} & \frac{\partial \Delta R_N^0(\boldsymbol{X})}{\partial z} \end{bmatrix} \quad (23)$$

- матрица частных производных, элементы которой равны:

$$\begin{aligned} \frac{\partial R_{\Sigma m}(\boldsymbol{X})}{\partial x} &= \frac{(x - x_{pm})}{\sqrt{(x - x_{pm})^2 + (y - y_{pm})^2 + (z - z_{pm})^2}} - \frac{x}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}}, m = \overline{1, N}; \\ \frac{\partial R_{\Sigma m}(\boldsymbol{X})}{\partial y} &= \frac{(y - y_{pm})}{\sqrt{(x - x_{pm})^2 + (y - y_{pm})^2 + (z - z_{pm})^2}} - \frac{y}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}}, m = \overline{1, N}; \\ \frac{\partial R_{\Sigma m}(\boldsymbol{X})}{\partial z} &= \frac{(z - z_{pm})}{\sqrt{(x - x_{pm})^2 + (y - y_{pm})^2 + (z - z_{pm})^2}} - \frac{z}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}}, m = \overline{1, N}. \end{aligned}$$

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе проведенного исследования были рассмотрены различные способы определения координат объектов в многопозиционных системах радиолокации, в частности были рассмотрены следующие методы:

1. Определение координат в МПРЛС с помощью математической модели;
2. Определение координат объекта угломерной радиосистемой в трехмерном пространстве;
3. Определение координат объекта угломерной радиосистемой в трехмерном пространстве;
4. Определение координат объекта в бистатической РСЛ суммарно-дальномерным методом в трехмерном пространстве;
5. Определение координат объекта разностно-дальномерной радиосистемой в трехмерном пространстве.

Были рассмотрены особенности каждого из приведенного способа, определены их математические модели, изучены достоинства и недостатки. На основе проведенного анализа были даны рекомендации об использовании данных методов в тех или иных условиях.

ЛИТЕРАТУРА

1. Cherniakov M. Bistatic radar: emerging technology, University of Birmingham, UK, April 2008. Cherniakov M. Bistatic radar: emerging technology, University of Birmingham, UK, April 2008.

2. Черняк В. С. Многопозиционная радиолокация. Москва : Радио и связь, 1993. – 416 с.
3. Пархоменко, Н.Г., Семашко П. Г. Потенциальные характеристики полуактивных радиолокационных систем с посторонним подсветом. Автоматизация процессов управления. 2010. №4. – С. 85-89.
4. Ширман, Я.Д. Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. Москва : Радио и связь, 1981. – 416 с.
5. Бархатов А.В., Веремьев В.И., Воробьев Е.Н. Пассивная когерентная радиолокация. Санкт-Петербург: СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2016. – 163 с.
6. Шербашевич В.С., Дмитриев П.П., Иванцевич Н.В. Сетевые спутниковые радионавигационные системы. Москва : Радио и Связь, 1982. – 272 с.
7. Ковалев, А.Н., Ковалев Ф.Н. Определение направления на цель по измерению доплеровских частот в системах радиолокации на просвет. Вестник СГТУ. 2013. – № 3 (72). – С. 40-42.
8. Nicholas J. Willis Hugh D. Griffiths Advances in Bistatic Radar. SciTech Publishing, Inc Raleigh, NC.
9. Mikhail Cherniakov. Bistatic Radar: Emerging Technology. Copyright 2008 John Wiley & Sons Ltd, The Atrium, Southern Gate, Chichester, West Sussex PO19 8SQ, England.

REFERENCES

1. Cherniakov M. Bistatic radar: emerging technology, University of Birmingham, UK, April 2008. Cherniakov M. Bistatic radar: emerging technology, University of Birmingham, UK, April 2008.
2. Chernyak V. S. Multiposition radar. Moscow: Radio i svyaz, 1993. – 416 p.
3. Parkhomenko, N. G., Semashko P. G. Potential characteristics of semi-active radar systems with extraneous illumination. Automation of control processes. 2010. No. 4. – P. 85-89.
4. Shirman, Ya. D. Manzhos V. N. Theory and technology of processing radar information against the background of interference. Moscow: Radio i svyaz, 1981. – 416 p.
5. Barkhatov A. V., Veremyev V. I., Vorobyov E. N. Passive coherent radar. St. Petersburg: ETU "LETI", 2016. – 163 p.
6. Sherbashevich V.S., Dmitriev P.P., Ivantsevich N.V. Network satellite radio navigation systems. Moscow: Radio i Svyaz, 1982. – 272 p.
7. Kovalev, A.N., Kovalev F.N. Determining the direction to the target by measuring Doppler frequencies in radar systems on transmission. Bulletin of SSTU. 2013. – No. 3 (72). – P. 40-42.
8. Nicholas J. Willis Hugh D. Griffiths Advances in Bistatic Radar. SciTech Publishing, Inc Raleigh, NC.
9. Mikhail Cherniakov. Bistatic Radar: Emerging Technology. Copyright 2008 John Wiley & Sons Ltd, The Atrium, Southern Gate, Chichester, West Sussex PO19 8SQ, England.

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМА ОЦЕНКИ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОРИЕНТАЦИИ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ КИНЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ В ИНЕРЦИАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

В. П. Тавунов, А. А. Костоглотов, А. С. Пеньков

ФГУП «РНИИРС», Ростов-на-Дону, Россия

Аннотация. В работе рассмотрена задача оценки эффективности алгоритма определения угловой ориентации подвижных объектов по данным бортовых инерциальных датчиков. Рассматриваемый алгоритм получен с применением теории нелинейной фильтрации на основе кинематической модели движения в углах Эйлера-Крылова. Проведено математическое моделирование процесса обработки данных акселерометра и гироскопа, установленных на борту макета автономного транспортного средства в составе испытательного стенда. Анализ полученных результатов позволяет сделать вывод о повышении точности оценки углов крена, тангла и курса с применением рассматриваемого алгоритма в сравнении с широко используемым в практических задачах комплементарным фильтром, что достигается за счет учета кинематических зависимостей в структуре фильтра.

Ключевые слова: расширенный фильтр Калмана, оценка, ориентация, модель движения, комплементарный фильтр, автономные транспортные средства, инерциальная навигация.

ANALYSIS OF THE EFFICIENCY OF THE ALGORITHM FOR ESTIMATION OF SPATIAL ORIENTATION OF MOVING OBJECTS BASED ON THE KINEMATIC MODEL IN INERTIAL NAVIGATION SYSTEMS

V.P. Tavunov, A.A. Kostoglotov, A.S. Penkov

FSUE «RNIIRS», Rostov-on-Don, Russia

Abstract. The paper considers the problem of assessing the efficiency of the algorithm for determining the angular orientation of moving objects based on data from onboard inertial sensors. The algorithm under consideration is obtained using the theory of nonlinear filtering based on the kinematic model of motion in Euler-Krylov angles. Mathematical modeling of the process of processing data from an accelerometer and a gyroscope installed on board a model of an autonomous vehicle as part of a test bench is carried out. Analysis of the obtained results allows us to conclude that the accuracy of estimating the angles of roll, pitch and heading using the algorithm under consideration is increased in comparison with the complementary filter widely used in practical problems, which is achieved by taking into account the kinematic dependencies in the filter structure.

Keywords: extended Kalman filter, estimation, orientation, motion model, complementary filter, autonomous vehicles, inertial navigation.

1. ВВЕДЕНИЕ

Задача навигации подвижных объектов в широком смысле состоит в определении координат его центра масс в системе координат, связанной с поверхностью Земли. В настоящее время для решения данной задачи используются различные источники

информации, основными из которых являются сигналы спутниковой навигационной системы (СНС), данные о базовых станциях сотовой связи, точках Wi-Fi и др. Однако, такие источники могут быть недоступны в следствии ряда причин (подавление, искажение, отсутствие). В таких случаях целесообразно использование инерциальных навигационных систем (ИНС), где определение текущих координат объекта осуществляется на основе показаний совокупности бортовых датчиков, основными из которых являются триады акселерометров, гироскопов и магнитометров.

Основным принципом функционирования ИНС является интегрирование линейных ускорений, полученных умножением показаний трехосевого акселерометра на матрицу поворота, отражающую угловое положение связанной системы координат относительно земной на основании углов Эйлера-Крылова (курс, тангаж, крен). При расчете текущих значений углов ориентации используются все доступные данные (показания акселерометра, гироскопа, магнитометра, компаса, барометра, термометра, виброметра и другие), поскольку от точности определения матрицы поворота критически зависит точность функционирования ИНС в целом.

Существенное влияние на точность определения углов Эйлера-Крылова оказывают погрешности первичных измерителей, обусловленные как конструктивными особенностями, так и принципом работы. Кроме того, измерительная система подвержена воздействию различного рода шумов, создаваемых другим установленным на борту оборудованием и внешними возмущениями. Дополнительные ограничения на точность вычислений накладывает необходимость обработки информации в режиме реального времени с учетом доступной вычислительной мощности бортовых ЭВМ. Перечисленные факторы определяют актуальность задачи поиска алгоритма оценки ориентации, обеспечивающего рациональный компромисс между точностью получаемых данных и величиной вычислительных затрат на его реализацию [1].

Одним из возможных подходов к решению задачи является применение рекуррентного фильтра Калмана, обеспечивающего оценку вектор состояния динамической системы по результатам зашумленных измерений.

Классический фильтр Калмана представляет собой систему линейных дифференциальных уравнений в форме Коши. Его составной частью является модель прямолинейного равномерного движения, что приводит к возникновению динамических ошибок в условиях маневрирования, а также не позволяет учитывать взаимовлияния между степенями свободы подвижного объекта, что критически важно при оценке пространственной ориентации [2].

Для нелинейных систем используется расширенный фильтр Калмана, получаемый с помощью линеаризации посредством разложения в ряд Тейлора. Такой подход обеспечивает возможность применения модели движения вуглах Эйлера-Крылова в процедуре синтеза дискретного алгоритма оценки ориентации.

2. АЛГОРИТМ РАСШИРЕННОГО НЕПРЕРЫВНОГО ФИЛЬТРА КАЛМАНА

Модель системы:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}[\mathbf{x}(t), t] + \mathbf{G}[\mathbf{x}(t), t]\mathbf{w}(t). \quad (1)$$

где $\mathbf{x}(t)$ – вектор состояния,

$\mathbf{f}[\mathbf{x}(t), t]$ – переходная функция состояния,

$\mathbf{G}[\mathbf{x}(t), t]$ – переходная функция возмущения,

$\mathbf{w}(t)$ – вектор шума возмущения.

Модель наблюдений:

$$\mathbf{z}(t) = \mathbf{h}[\mathbf{x}(t), t] + \mathbf{v}(t).$$

где $\mathbf{z}(t)$ – вектор наблюдения,

$\mathbf{h}[\mathbf{x}(t), t]$ – переходная функция наблюдения,

$\mathbf{v}(t)$ – вектор ошибок наблюдения.

Априорная статистика:

$$\mathbf{M}\{\mathbf{x}(t_0)\} = \mathbf{\mu}_{\mathbf{x}_0}, \quad \mathbf{D}\{\mathbf{x}(t_0)\} = \mathbf{V}_{\mathbf{x}_0},$$

$$\mathbf{M}\{\mathbf{w}(t)\} = \mathbf{M}\{\mathbf{v}(t)\} = 0,$$

$$\mathbf{R}\{\mathbf{w}(t), \mathbf{w}(\tau)\} = \mathbf{\Psi}_w(t) \delta_D(t - \tau),$$

$$\mathbf{R}\{\mathbf{v}(t), \mathbf{v}(\tau)\} = \mathbf{\Psi}_v(t) \delta_D(t - \tau).$$

где $\mathbf{\Psi}_w$ – ковариационная матрица шума возмущения,

$\mathbf{\Psi}_v$ – ковариационная матрица шума наблюдения,

$\delta_D(t - \tau)$ – дельта-функция.

Алгоритм фильтрации принимает следующий вид

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) = \mathbf{f}[\hat{\mathbf{x}}(t), t] + \mathbf{P}(t) \frac{\partial \mathbf{h}^T[\hat{\mathbf{x}}(t), t]}{\partial \hat{\mathbf{x}}(t)} \mathbf{\Psi}_v^{-1}(t) \{ \mathbf{z}(t) - \mathbf{h}[\hat{\mathbf{x}}(t), t] \}.$$

Уравнение для дисперсии ошибок:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{P}}(t) = & \mathbf{G}[\hat{\mathbf{x}}(t), t] \mathbf{\Psi}_w(t) \mathbf{G}^T[\hat{\mathbf{x}}(t), t] + \mathbf{P}(t) \frac{\partial \mathbf{f}^T[\hat{\mathbf{x}}(t), t]}{\partial \hat{\mathbf{x}}(t)} + \frac{\partial \mathbf{f}[\hat{\mathbf{x}}(t), t]}{\partial \hat{\mathbf{x}}(t)} \mathbf{P}(t) - \\ & - \mathbf{P}(t) \frac{\partial}{\partial \hat{\mathbf{x}}(t)} \left[\frac{\partial \mathbf{h}^T[\hat{\mathbf{x}}(t), t]}{\partial \hat{\mathbf{x}}(t)} \mathbf{\Psi}_v^{-1}(t) \{ \mathbf{z}(t) - \mathbf{h}[\hat{\mathbf{x}}(t), t] \} \right] \mathbf{P}(t). \end{aligned}$$

Однако, непрерывный фильтр Калмана имеет скорее теоретическое значение, алгоритмы оптимальной фильтрации реализуют с помощью цифровых вычислительных машин, где большее значение представляет дискретный фильтр Калмана [3].

Для определения углов ориентации объекта удобно использовать модель, основанную на кинематических уравнениях в углах Эйлера-Крылова.

Переход от векторно-матричному дифференциальному уравнению к разностному векторно-матричному уравнению происходит на основе конечноразностной аппроксимации решения дифференциального уравнения (1).

Модель системы:

$$\mathbf{X}_{i+1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\cos \theta_i} [\omega_Y^{omn}_i \cos \gamma_i - \omega_Z^{omn}_i \sin \gamma_i] \\ \omega_Y^{omn}_i \sin \gamma_i + \omega_Z^{omn}_i \cos \gamma_i \\ \omega_X^{omn}_i - \operatorname{tg} \theta_i [\omega_Y^{omn}_i \cos \gamma_i - \omega_Z^{omn}_i \sin \gamma_i] \end{bmatrix} \cdot \Delta t + \begin{bmatrix} \psi_i \\ \theta_i \\ \gamma_i \end{bmatrix} + \mathbf{W}_i,$$

$$\Phi(\mathbf{X}_i) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\cos \theta_i} [\omega_Y^{omn}_i \cos \gamma_i - \omega_Z^{omn}_i \sin \gamma_i] \\ \omega_Y^{omn}_i \sin \gamma_i + \omega_Z^{omn}_i \cos \gamma_i \\ \omega_X^{omn}_i - \operatorname{tg} \theta_i [\omega_Y^{omn}_i \cos \gamma_i - \omega_Z^{omn}_i \sin \gamma_i] \end{bmatrix} \cdot \Delta t + \begin{bmatrix} \psi_i \\ \theta_i \\ \gamma_i \end{bmatrix}, \quad \mathbf{W}_i = \begin{bmatrix} w^1_i \\ w^2_i \\ w^3_i \end{bmatrix},$$

где $\mathbf{X}_i = [\psi_i, \theta_i, \gamma_i]^T$ – дискретный вектор состояния,

$\psi_i, \theta_i, \gamma_i$ – текущие значения курса, тангажа и крена соответственно в земной системе координат,

$\omega_X^{omn}, \omega_Y^{omn}, \omega_Z^{omn}$ – угловая скорость вращения подвижного объекта вокруг соответственно осей X, Y и Z связанной системы координат,

Δt – период дискретизации,

$\Phi(\mathbf{X}_i)$ – дискретная переходная матрица состояния,

\mathbf{W}_i – дискретный вектор возмущения.

Модель наблюдений:

$$\mathbf{Z}_i = \mathbf{H}(\mathbf{X}_i) + \mathbf{V}_i, \mathbf{H}(\mathbf{X}_i) = \mathbf{X}_i,$$

где $\mathbf{Z}_i = [z_i^1, z_i^2, z_i^3]^T$ – дискретный вектор наблюдения.

Одношаговое предсказание:

$$\hat{\mathbf{X}}_{i|i+1} = \Phi_i(\mathbf{X}_i), \hat{\mathbf{X}}_{i|i+1} = [\hat{x}_{i|i+1}^1, \hat{x}_{i|i+1}^2, \hat{x}_{i|i+1}^3]^T.$$

где символ $\hat{\cdot}$ означает оценку.

Алгоритм фильтрации принимает следующий вид

$$\hat{\mathbf{X}}_{i+1} = \hat{\mathbf{X}}_{i|i+1} + \mathbf{P}_{i+1} \Psi_{\mathbf{V}}^{-1} \{ \mathbf{Z}_{i+1} - \hat{\mathbf{X}}_{i|i+1} \},$$

Уравнение для априорной дисперсии:

$$\mathbf{P}_{i|i+1} = \Psi_{\mathbf{W}}^{-1} + \frac{\partial \Phi(\mathbf{X}_i)}{\partial \mathbf{X}_i} \mathbf{P}_i \frac{\partial \Phi(\mathbf{X}_i)}{\partial \mathbf{X}_i}^T.$$

Уравнение для дисперсии ошибок:

$$\mathbf{P}_{i+1} = \left\{ \mathbf{I} + \frac{\partial \mathbf{M}_{i+1}}{\partial \mathbf{X}_{i+1}} \mathbf{P}_{i|i+1} \right\}^{-1} \mathbf{P}_{i|i-1},$$

$$\mathbf{M}_{i+1} = \Psi_{\mathbf{V}}^{-1} \{ \mathbf{Z}_{i+1} - \hat{\mathbf{X}}_{i|i+1} \},$$

где \mathbf{I} – единичная матрица размерности 3×3 .

3. ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

В рамках работы проведено математическое моделирование полученного алгоритма расширенного фильтра Калмана при оценке углового положения в ИНС автономного транспортного средства (ТС), оборудованного трехосевыми акселерометром и гироскопом. Рассмотрен случай изменения ориентации ТС, вызванного внешними воздействиями на наблюдаемый объект.

Для сравнения оценка ориентации объекта произведена двумя способами:

1. Полученным алгоритмом расширенного фильтра Калмана с использованием модели движения, основанной на кинематических уравнениях в углах Эйлера-Крылова.

2. Типовой алгоритм комплексирования предварительно сглаженных показаний датчиков (комплémentарный фильтр).

Коэффициент комплексирования β принят равным 0,1 как универсальный для работы с большинством датчиков углового положения. Параметры ковариационных матриц состояния и наблюдения подобраны эмпирическим способом.

В качестве критерия эффективности функционирования алгоритмов оценки принято СКО [4] относительно эталонных значений углов тангажа, крена и курса, полученных с использованием отладочного стенда (таблица 1).

Таблица 1. СКО оценок угловой ориентации БПЛА

	Расширенный фильтр Калмана	Комплексирование показаний датчиков
СКО оценки тангажа	1,8°	5,3°
СКО оценки курса	1,2°	6,7°
СКО оценки крена	1,66°	5,5°

На рисунках 1–3 представлены результаты математического моделирования пространственного движения автономного ТС на интервале маневра, где точками показаны эталонные данные, сплошной линией – оценка расширенного фильтра Калмана, пунктирной линией – результат работы комплементарного фильтра.

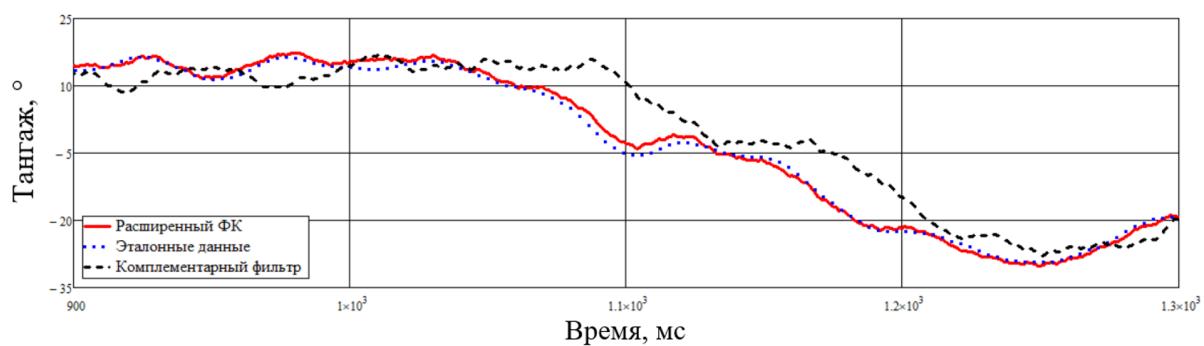


Рис. 1 Оценки тангажа

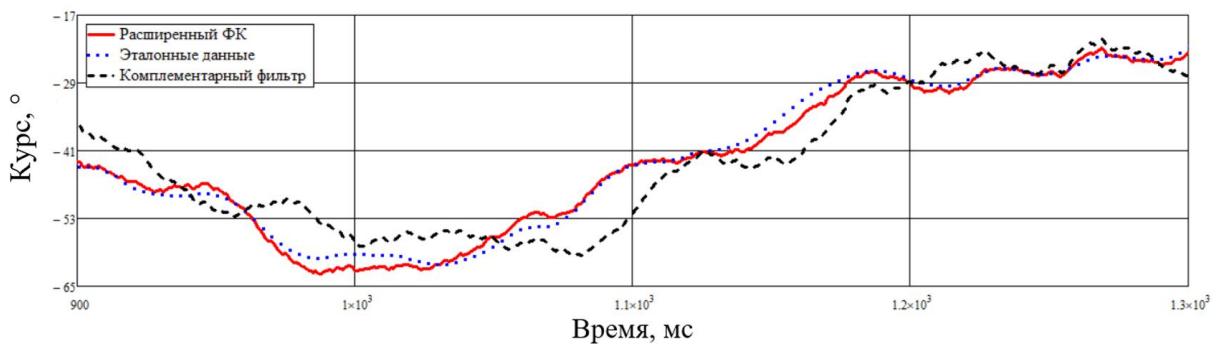


Рис. 2 Оценки курса

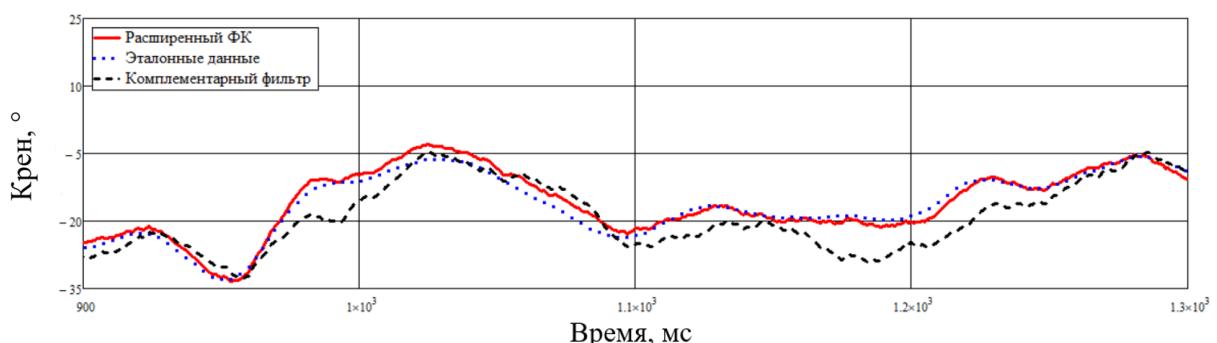


Рис. 3 Оценки крена

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенный в работе анализ позволяет сделать вывод о том, что алгоритм расширенного фильтра Калмана на основе кинематической модели в углах Эйлера-Крылова обеспечивает повышение точности оценки угловой ориентации за счет учета взаимовлияния степеней свободы подвижного объекта. Полученные результаты подтверждаются проведенным численным моделированием.

ЛИТЕРАТУРА

1. Костоглотов, А. А. Метод синтеза адаптивных алгоритмов оценки параметров динамических систем на основе принципа декомпозиции и методологии объединенного принципа максимума / А. А. Костоглотов, А. С. Пеньков, С. В. Лазаренко // Известия высших учебных заведений. Северо-Кавказский регион. Серия: Естественные науки. – 2020. – № 4(208). – С. 22-28. – DOI 10.18522/1026-2237-2020-4-22-28.
2. Sage A.P., Husa G.W. Adaptive filtering with unknown prior statistics // Proc. of Joint Automatic Control Conference. 1969. pp. 760–769.
3. Матвеев В.В., Распопов В.Я. Основы построения беспилотных инерциальных навигационных систем. СПб. 2009. 280 с.
4. Синтез интеллектуального алгоритма оценки ориентации подвижных объектов транспортной инфраструктуры на базе многопараметрического идентификатора / А. А. Костоглотов, С. В. Лазаренко, А. С. Пеньков, В. О. Зекцер, Х.Ш. Кульбикаян // Вестник Ростовского государственного университета путей сообщения. – 2023. – № 1(89). – С. 144-151. – DOI 10.46973/0201-727X_2023_1_144.

REFERENCES

1. Kostoglotov, A. A. Method of synthesis of adaptive algorithms for estimating parameters of dynamic systems based on the decomposition principle and the methodology of the combined maximum principle / A. A. Kostoglotov, A. S. Penkov, S. V. Lazarenko // News of higher educational institutions. North Caucasian region. Series: Natural sciences. - 2020. - No. 4 (208). - P. 22-28. - DOI 10.18522/1026-2237-2020-4-22-28.
2. Sage A.P., Husa G.W. Adaptive filtering with unknown prior statistics // Proc. of Joint Automatic Control Conference. 1969. pp. 760–769.
3. Matveev V.V., Raspopov V.Ya. Fundamentals of constructing strapdown inertial navigation systems. St. Petersburg. 2009. 280 p.
4. Synthesis of an intelligent algorithm for assessing the orientation of moving objects of transport infrastructure based on a multiparameter identifier / A. A. Kostoglotov, S. V. Lazarenko, A. S. Penkov, V. O. Zekhtser, H. Sh. Kulbikayan // Bulletin of the Rostov State University of Railway Engineering. - 2023. - No. 1 (89). - P. 144-151. - DOI 10.46973/0201-727X_2023_1_144.

ИССЛЕДОВАНИЕ РАЗРЕЖЕННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

В. Ю. Волков

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического
приборостроения (ГУАП);

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет (ЛЭТИ),
Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. Рассмотрено влияние разрежения элементов линейной антенной решетки на разрешающую способность по углу при использовании алгоритмов MUSIC и MVDR. Исследована потенциальная способность сверхразрешения путем анализа свойств ко-решетки. Проведено моделирование одной из разреженных структур и получены характеристики для сравнения с однородной решеткой.

Ключевые слова: разрешающая способность; алгоритмы сверхразрешения; MUSIC; MVDR; минимальная избыточность; ко-решетка; псевдоспектр.

INVESTIGATION OF A SPARSE ANTENNA ARRAY

V. Yu. Volkov

Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation (SUA);
Saint-Petersburg State Electrotechnical University (LETI), Saint-Petersburg, Russia

Abstract. The effect of the rarefaction of the elements of a linear antenna array on the angular resolution when using the MUSIC and MVDR algorithms is considered. The potential of superresolution is investigated by analyzing the properties of the co-array. One of the sparse structures is modeled and the characteristics for comparison with a homogeneous array are obtained.

Keywords: resolution; super-resolution algorithms; MUSIC; MVDR; minimum redundancy; co-array; pseudospectrum.

1. ВВЕДЕНИЕ

Разрешающая способность по углу классических методов определяется линейным размером апертуры или количеством активных элементов в антенной решетке (AP), причем дальнейшее увеличение апертуры приводит к незначительному приросту разрешающей способности. В практике разработчику приходится выбирать между размерами AP и возможным разрешением. Таким образом, обычно задача сводится либо к размещению конечного числа излучателей на поверхности неограниченных размеров, либо к размещению неограниченного числа излучателей на поверхности фиксированных размеров.

Классические методы пеленгации заключаются в когерентном накоплении сигналов со всех элементов и позволяют получить максимальное отношение сигнал/шум [1], однако их разрешающая способность по критерию Рэлея ограничена шириной диаграммы направленности (ДН) θ_{\min} . Для линейной апертуры L рэлеевский предел в радианах $\theta_{\min} \sim \lambda/L$, где λ – длина волны излучения. Для линейной однородной решетки с числом элементов M и межэлементным расстоянием $d = \lambda/2$ имеем $\theta_{\min} \sim 2/M$, что часто не удовлетворяет современным требованиям к бортовым радиолокаторам.

В связи с этим развитие получили алгоритмы сверхразрешения, такие как MVDR [2], MUSIC [3], ESPRIT [4] и их вариации [5].

Ввиду ограничения на количество используемых излучателей особое внимание получили разреженные (sparse) (в линейном варианте неоднородные или неэквидистантные) антенные решетки [6-8].

2. ТЕОРИЯ РАЗРЕЖЕННЫХ РЕШЕТОК И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассмотрим линейную решетку с числом всенаправленных элементов M и их расположением на позициях $\{x_m\}$, $m = 0, \dots, M-1$. Обычно позиции располагаются с некоторым шагом сетки d , который выбирается равным или меньшим половины длины волны λ принимаемого излучения. В таких случаях набор позиций представляется числами $\{k_m\}$, так что $x_m = k_m d$. Числа $\{k_m\}$ могут быть как целыми, так и дробными.

Для набора M антенных элементов общее число пар равно $M(M-1)/2$. Если все разности позиций различны, решетка не имеет избыточности (non-Redundant) [9] и ее относительная апертура равна $L/d = M(M-1)/2$. Минимальная избыточность заключается в отсутствии повторяющихся лагов (разностей позиций) в так называемой ко-решетке (co-array) C [10,11]. Для линейной решетки, состоящей из M элементов с весами $\{w_m\}$, которые равны нулю или единице, элементы ко-решетки равны

$$C_k = \sum_{m=0}^{N_k} w_m w_{m+|k|}, \quad N_k = M - |k| - 1,$$

где число k называется лагом.

Для идеальной решетки (perfect) в ко-решетке представлены все лаги, причем только один раз. Если какой-нибудь лаг встречается более одного раза, решетка содержит избыточность (redundancy), если же какой-нибудь лаг отсутствует (gap), решетка имеет дырку (hole) в этом месте.

Пусть $M = 4$, тогда вариант АР с минимальной избыточностью (MRA – minimum redundancy array) [3] представлен набором целочисленных позиций $\{0, 1, 4, 6\}$, которые представлены на рис. 1,*a* в верхнем ряду. При этом апертура антенны составляет $A = 6d$.

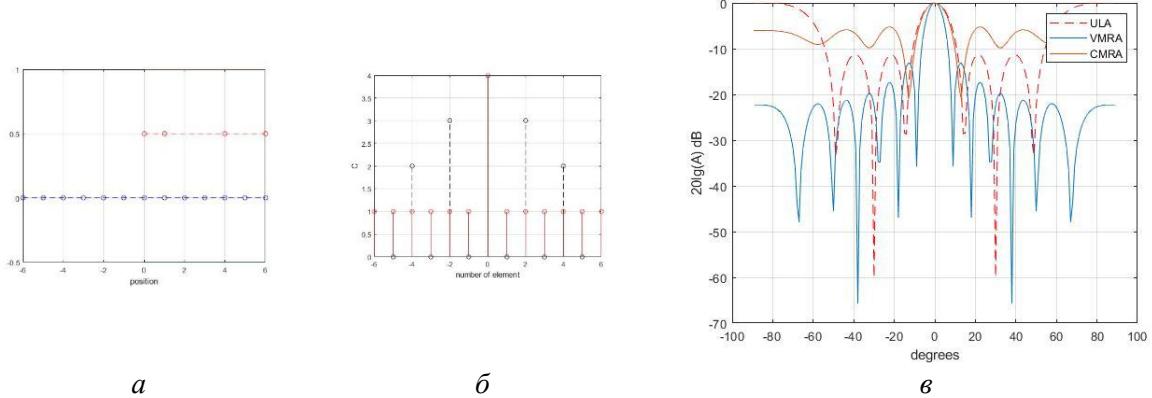


Рис. 1. Позиции MRA решетки $M=4$ и ее диаграмма направленности: *a* – позиции $\{0, 1, 4, 6\}$ разреженной решетки и ее виртуальная ко-решетка; *б* – лаги ко-решетки разреженной решетки и однородной решетки с тем же числом элементов; *в* – амплитудные диаграммы направленности разреженной MRA решетки: ULA – однородная АР с межэлементными расстояниями λ ; VMRA – виртуальная решетка; CMRA – MRA АР с обычным формированием ДН.

Такая виртуальная решетка для MRA с $M = 4$ изображена на рис. 1,*a* снизу от позиций самой разреженной решетки. Как видно, виртуальная решетка содержит $M_V = 13$ элементов, что существенно больше физических четырех. Таким образом, число

степеней свободы разреженной решетки больше, чем у однородной. Этот факт является привлекательным и обещающим получение существенного выигрыша в точности и разрешающей способности АР без увеличения апертуры и числа элементов.

Подставляя в формулу вектор коэффициентов $w = [1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1]$, получаем распределение лагов разреженной решетки, представленное на рис. 1,б. Как видно, разные ненулевые лаги ко-решетки встречаются только один раз, причем отсутствуют пропуски лагов (holes). Если четыре элемента расставить с одинаковыми расстояниями (для той же апертуры расстояния будут равны $2d$), то ненулевые лаги ко-решетки для однородной АР будут иметь кратность, что и говорит об избыточности. На рис. 1,б они показаны пунктиром.

Число различных элементов (число степеней свободы) в ко-решетке целиком определяется геометрией решетки. Для однородной линейной решетки (ULA) это число равно $2M-1$ (в данном примере ULA для $M = 4$ – это семь), тогда как для разреженных решеток оно может быть существенно большим, порядка $O(M^2)$. Наличие различных лагов дает возможность представить виртуальную решетку, причем в идеальном случае она не будет содержать повторяющихся или пропущенных элементов, т. е. окажется однородной.

На рис. 1,в изображены амплитудные диаграммы направленности (ДН) для разреженной MRA, рассчитанные при различных предположениях. Если предположить взвешивание с постоянными коэффициентами и суммирование, то ДН разреженной решетки (CMRA) оказывается гораздо хуже той, которую можно получить в случае однородной решетки (ULA – штриховая линия) с той же апертурой и таким же числом элементов. Однако если бы оказалось возможным использовать виртуальную решетку (VMRA), то при том же числе физических элементов ее ДН была бы существенно лучше двух предыдущих.

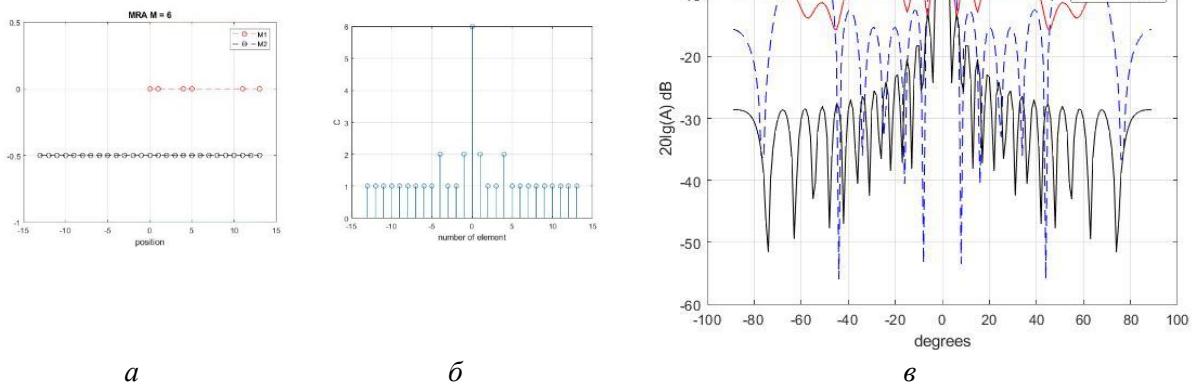


Рис. 2. Позиции MRA решетки $M = 6$ и ее диаграмма направленности: *а* – позиции $\{0,1,4,5,11,13\}$ разреженной решетки и ее виртуальная ко-решетка; *б* – лаги ко-решетки разреженной решетки; *в* – амплитудные диаграммы направленности разреженной MRA решетки: ULA – однородная АР с межэлементными расстояниями λ ; VMRA – виртуальная решетка; CMRA – MRA АР с обычным формированием ДН.

В рассматриваемом примере ULA обеспечивает рэлеевский предел углового разрешения $\theta_{\min} \sim \lambda/L \approx 28^\circ$, а виртуальная решетка позволила бы уменьшить его вдвое, что не кажется большим достижением. Однако уже для $M = 6$ выигрыш может быть значительно.

Амплитудные ДН представлены на рис. 2,в для трех АР. Однородная ULA решетка с 6 элементами, расположенными через $2,17\lambda$ (что дает ту же апертуру, что и разреженная) может обеспечить разрешение $\theta_{\min} \approx 26^\circ$. Поскольку межэлементные расстояния больше $\lambda/2$, на диаграмме видны боковые лепестки (grating lobes).

Виртуальная решетка VMRA с 27 элементами при шести физических элементах могла бы обеспечить $\theta_{\min} \approx 4,4^\circ$. Однако реализовать алгоритмы сверхразрешения с помощью линейного взвешивания не удается. Обычное суммирование приводит к ухудшению ДН по сравнению с однородной решеткой (рис. 2, СМРА).

Основным способом получения оценок направлений и разрешения по углу в разреженных решетках становится формирование выборочной корреляционной матрицы с последующей нелинейной обработкой наблюдаемого массива данных. Наиболее используемым подходом является формирование сигнального и шумового подпространств путем приведения корреляционной матрицы к диагональному виду и исследования поведения собственных чисел.

В работе проводится анализ возможностей измерения направления на источник излучения и разрешения нескольких источников при использовании известных алгоритмов получения оценок направлений для выбранной структуры разреженной АР. Исследуются два алгоритма получения псевдоспектров: алгоритм MUSIC (Multiple Signal Classification) [7,12] и алгоритм Кэйпона MVDR (Minimum Variance Distortionless Response) [12]. Сравнение этих алгоритмов в целях сверхразрешения представлено в работе [13], но только для однородных решеток.

3. АЛГОРИТМ MUSIC

Рассмотрим разреженную линейную антеннную решетку (АР), которая включает M изотропных приемных элементов, расположенных на позициях $\{x_m\}$. Пусть АР принимает сигналы $s_j(t)$ от J некоррелированных источников излучения, расположенных под различными углами $\{\theta_j\}, j = 1, \dots, J$ к нормали решетки в дальней зоне. Считаем, что принятые каждым элементом узкополосные сигналы фильтруются, дискретизируются и преобразуются по Фурье, так что в дальнейшей обработке участвуют узкополосные сигналы, соответствующие одному частотному диапазону этого дискретного отсчета (snapshot), содержащие соответствующие компоненты сигнала за k -й интервал времени, $k = 1, \dots, K$.

Модель принимаемого сигнала в k -м интервале времени представляется в виде вектора размерности $M \times 1$:

$$Y = \alpha S + N,$$

где $\alpha = (\alpha_1, \dots, \alpha_J)^H$ – матрица комплексных амплитуд; N – вектор некоррелированных шумов. Здесь матрица S размером $M \times J$ состоит из элементов $\{s_{m,j}\}$, соответствующих j -ой плоской волне, принимаемой m -м приемным элементом. Каждый ее M -мерный столбец $s(\theta_j)$ есть направляющий вектор АР (steering vector) для соответствующего направления [7,12].

Корреляционная матрица принимаемых сигналов $R = M\{YY^H\}$ размера $M \times M$

$$R = R_s + R_n = S P S^H + p_0 I$$

полагается эрмитовой. Квадратная матрица $P = \text{diag}(\{p_j\})$ является диагональной и включает мощности каждого из сигналов $p_j = M \left\{ |\alpha_j|^2 \right\}$, а p_0 – мощность шума в каждом канале. Если число приходящих сигналов J меньше числа элементов решетки, то сигнальная часть корреляционной матрицы $R_s = S P S^H$ имеет ранг J . Следовательно, она имеет $M-J$ собственных векторов, соответствующих нулевым собственным

значениям. Для каждого из таких векторов q_m размерности $M-J$ получаем $R_s q_m = 0$, откуда $S^H q_m = 0$. Обозначим Q_n матрицу $Mx(M-J)$ этих собственных векторов.

Оценка корреляционной матрицы R записывается в виде [7,12]

$$\hat{R} = (1/K) \sum_{k=1}^K Y_k Y_k^*. \quad (1)$$

Статистика (1) подвергается сингулярному разложению $Q[\Lambda + p_0 I]Q^H$, из которого выделяется матрица Q_n соответствующая шумовому подпространству. Конечный результат, представляющий собой псевдоспектр, записывается следующим образом [7,12]:

$$P_{MUSIC}(\theta) = 1 / \left(\sum_{m=J+1}^M |Q_n^H s(\theta_j)|^2 \right). \quad (2)$$

Слабым местом алгоритма является необходимость задания числа J принимаемых излучений. Если это число неизвестно, то возникает задача оценивания значения J . Влияние качества оценки неизвестного числа сигналов на точность и разрешающую способность исследовано слабо. Если число сигналов J превышает число элементов решетки M , возникает проблема неоднозначности оценок, которая для частного случая линейной разреженной решетки с четырьмя элементами исследовалась в работе [7].

4. Алгоритм MVDR (CAPON)

Исходным выражением является взвешенное суммирование входных сигналов Y

$$z = \sum_{m=1}^M w_m^* y_m = W^H Y.$$

Для формирования вектора весовых коэффициентов вводится следящий (steering) вектор [12] $A(\theta) = (a_1, a_2, \dots, a_M)^H$ с компонентами $a_m = \exp(-j\varphi_m)$, настроенными на некоторое направление θ прихода излучения. Здесь $\varphi_m = kd_m \sin \theta$, $k = 2\pi/\lambda$, $d_m = x_m - x_{m-1}$ – разности позиций антенных элементов.

Тогда матрица наблюдений Y содержит сигнальную часть $A(\theta)^H s(\theta)$ для направления θ . В случае прихода сигнала с этого направления требуется минимизировать мощность помеховой составляющей путем выбора соответствующих коэффициентов фильтра.

Критерием оптимизации весовых коэффициентов является минимум мощности выходного сигнала фильтра $P = M \{z\}^2 = W^H R W$ при ограничении $W^H A(\theta) = 1$. Решением является вектор весовых коэффициентов [12] $W = R^{-1} A / R^{-1} A^H A$. Выходная мощность как функция от углового направления принимает вид

$$P_{CAPON}(\theta) = 1 / A(\theta)^H R^{-1} A(\theta). \quad (3)$$

При подстановке вместо матрицы R ее оценки (1) выходная мощность образует угловой спектр, пики которого являются оценками направлений прихода излучения. Впервые этот метод описан в [2] для оценивания частотного спектра.

5. АЛГОРИТМ MUSIC ПРИ РАСШИРЕНИИ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ МАТРИЦЫ ДЛЯ РАЗРЕЖЕННОЙ РЕШЕТКИ

В случае разреженной АР имеется возможность получения элементов корреляционной матрицы для эквивалентной ко-решетки. При этом размерность новой корреляционной матрицы оказывается существенно большей, чем для исходной. Платой за такое расширение будет значительное ухудшение качества оценивания элементов новой матрицы в связи с уменьшением числа выборочных значений. Эффект улучшения оценок направлений и разрешения объектов возможен только при организации дополнительного накопления и усреднения выборочных оценок. Теоретически разреженная решетка с M физическими элементами оказывается эквивалентной однородной ко-решетке с M_a элементами, число которых может достигать порядка M^2 .

На практике этот положительный эффект трудно реализовать из-за проблем с неоднозначностью. Ряд ситуаций различных угловых расположений нескольких источников может приводить к одинаковым выборочным корреляционным матрицам, и давать неверные оценки направлений [7]. Кроме того, такие схемы приводят к росту дисперсий оценок направлений и к неустойчивому оцениванию, когда оценки некоторых направлений в ряде измерений попросту пропадают.

6. МОДЕЛИРОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ

Рассматривались две структуры антенных решеток: эквидистантная решетка с $M = 10$ элементами и разреженная (sparse) структура вида $[0 \ 1 \ 4 \ 7 \ 9]d$ с пятью элементами $M_{\text{sparse}} = 5$. Амплитудные диаграммы направленности обеих решеток приведены на рис. 3, а. Из них следует, что при использовании стандартных методов оценивания (ФАР) разреженная структура при одинаковой апертуре существенно уступает однородной.

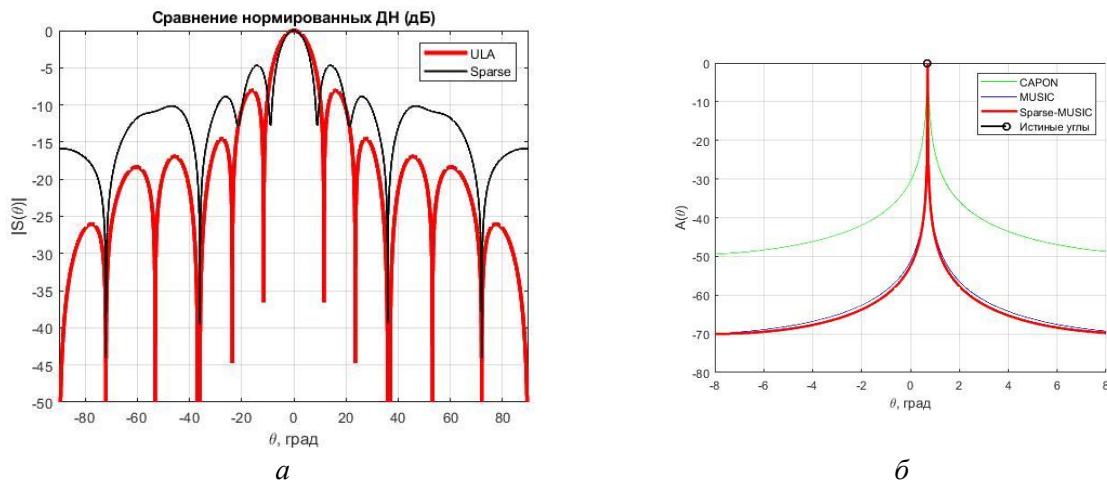


Рис. 3. Характеристики антенных решеток: а - диаграммы направленности однородной решетки (ULA) с числом элементов $M = 10$ и разреженной решетки (Sparse) с числом элементов $M_{\text{sparse}} = 5$ при одинаковых апертурах; б – угловые спектры при приеме сигнала о одного источника.

Применение нелинейных методов формирования подпространств позволяет исследовать ситуации, когда разреженность решетки является преимуществом. Для первой структуры (ULA) применялись алгоритмы MVDR (Capon) и MUSIC, для второй – только Sparse-MUSIC. Межэлементный интервал $d = \lambda/2$ был выбран одинаковым, и апертуры решеток также были одинаковы. Использовалась модель

квазидетерминированного сигнала с постоянной амплитудой и случайной начальной фазой. На рис. 3,б показаны угловые спектры алгоритмов при приеме сигналов от одного источника ($0,7^\circ$) при отношении сигнал/шум ОСШ = 20 дБ. В данном случае при обработке не использовалось расширение выборочной корреляционной матрицы с учетом свойств ко-решетки [7,12]. Такой метод требует дополнительных мер по усреднению оценок.

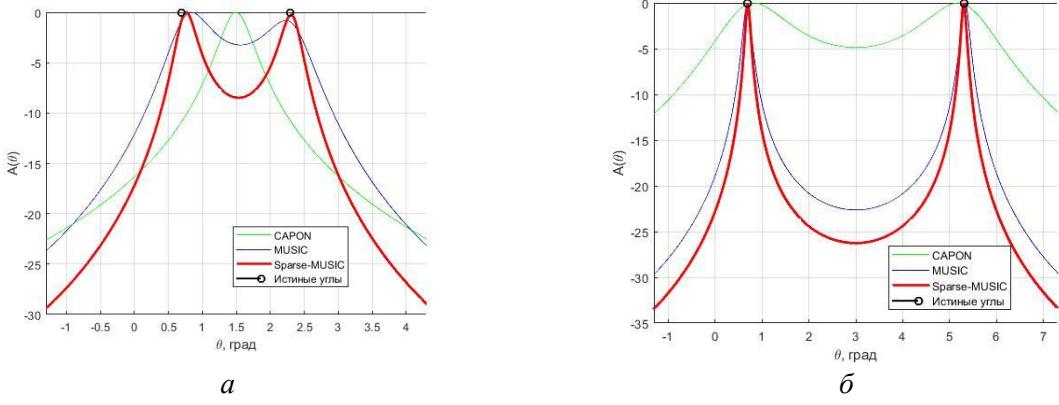


Рис. 4. Угловые спектры для алгоритмов Capon (MVDR) (зеленая линия), MUSIC (синяя) и sparse-MUSIC (красная линии) для двух источников излучения: а – $0,7^\circ$ и $2,3^\circ$; б – $0,7^\circ$ и $5,3^\circ$; ОСШ = 20 дБ, $M = 10$, $M_{\text{sparse}} = 5$.

Моделирование приема сигналов от двух некогерентных источников одинаковой мощности также показало положительные качества разреженной структуры с точки зрения высокого разрешения. На рис. 4 приведены две ситуации, в которых разреженная структура превосходила по характеристикам однородную. В то же время наблюдалась определенная нестабильность получаемых угловых спектров. В ряде случаев угловые спектры существенно искажались. Возможной причиной такого явления могут быть фазовые флуктуации сигналов, которые приводят к вырождению выборочной корреляционной матрицы, формируемой алгоритмом. Это явление отмечалось для всех алгоритмов, использующих подпространства сигналов, связанные с корреляционными свойствами.

Для характеристики этой нестабильности было проведено $N_r = 200$ испытаний для заданных значений углового расстояния $\Delta\theta$ между двумя источниками излучения. Оценивалось отношение сигнал/шум, при котором разрешение имело место в половине случаев. Связь углового расстояния $\Delta\theta$ и отношения сигнал/шум ОСШ представлена на рис. 5. Заметно, что разреженная структура в данном случае не уступала однородной.

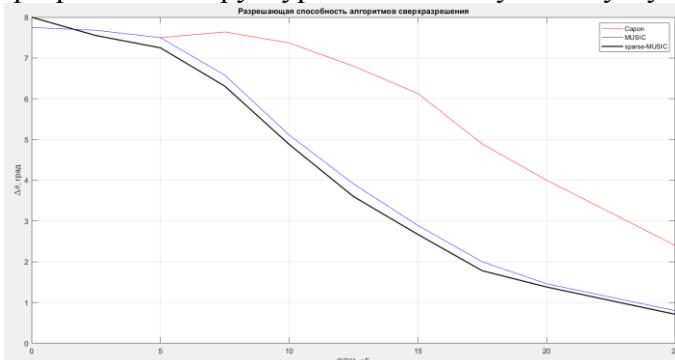


Рис. 5. Связь минимального углового расстояния между источниками с отношением сигнал/шум для алгоритмов MVDR-Capon (красная линия), ULA-MUSIC (синяя линия) и Sparse-MUSIC (черная линии), $N_r = 200$, $M = 10$, $M_{\text{sparse}} = 5$.

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Применение разреженных линейных решеток в задаче разрешения источников излучения по угловой координате представляется перспективным. Реализация преимуществ разреженных структур возможно при нелинейной обработке, основанной на формировании выборочной корреляционной матрицы, как это происходит в алгоритмах сверхразрешения MUSIC и MDVR. При заданной апертуре разрешение позволяет уменьшить число антенных элементов и сохранить или даже улучшить разрешающую способность при некоторых потерях в отношении сигнал/шум.

ЛИТЕРАТУРА

1. Далматов А. Д., Елисеев А. А., Лукошкин А. П., Оводенко А. А., Устинов Б. В. Обработка сигналов в радиотехнических системах: Учеб. Пособие; Под ред. А.П. Лукошкина. Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1987. -400 с.
2. Capon J. High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis // Proc. IEEE. 1969. V. 57, August. -P. 1408-1418.
3. Krim H., Viberg M. Two Decades of Array Signal Processing Research: The Parametric Approach // IEEE Signal Processing Magazine. 1996. V. 13 (4), July. -P. 67-94.
4. Roy R., Kailath T. ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques // IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 1989. V. 37 (7), July. -Pp. 984-995.
5. Pesavento M., Gershman A. B., Haard M. Unitary Root-MUSIC with a Real-Valued Eigendecomposition: A Theoretical and Experimental Performance Study // IEEE Trans. on Signal Processing. 2000. V. 48 (5), May.
6. Van Trees H. L. Optimum array processing. Part IV. Detection, Estimation, and Modulation Theory, Wiley, 2002.
7. Abramovich Y. I., Spencer N. K., Gorokhov A. DOA estimation for noninteger linear antenna arrays with more uncorrelated sources than sensors // IEEE Trans. on Signal Processing. 2000. V. 48 (4), May. -Pp. 943-955.
8. Schmidt R. Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 1986. V. 34 (3), March. -Pp. 276-280.
9. Linebarger D. A., Sudborough I. H., Tollis I. G. Difference bases and sparse sensor arrays // IEEE Trans. Inf. Theory. 1993. V. 39, Mar. -Pp. 716–721.
10. Moffet A. T. Minimum redundancy linear arrays // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1968. V. AP-16, Mar. -Pp. 172–175.
11. Hoctor R. T., Kassam S. A. The unifying role of the coarray in aperture synthesis for coherent and incoherent imaging // Proc. IEEE. 1990. V. 78, Apr. -Pp. 735–752.
12. Bhupenmewada, Niwaraia K., Jain M. Performance analysis of MUSIC and MVDR DOA estimation algorithm // Int. J. of Engineering and Management Research. 2018. V. 8(2), April, -Pp. 2394-6962.
13. Манохин Г. О., Гельцер А. А., Рогожников Е. В. Увеличение разрешающей способности радиолокационной системы за счёт параметрических методов обработки сигналов // Вестник СибГУТИ. 2015. №1. -С. 15-23.

REFERENCES

1. Dalmatov A. D., Eliseev A. A., Lukoshkin A. P., Ovodenko A. A., Ustinov B. V. Signal processing in radio engineering systems: Ucheb. Posobie; A. P. Lukoshkin Eds. L.: Izd. Leningrad University, 1987. -400 p.
2. Capon J. High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis // Proc. IEEE. 1969. V. 57, August. -P. 1408-1418.

3. Krim H., Viberg M. Two Decades of Array Signal Processing Research: The Parametric Approach // IEEE Signal Processing Magazine. 1996. V. 13 (4), July. -P. 67-94.
4. Roy R., Kailath T. ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques // IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 1989. V. 37 (7), July. -Pp. 984-995.
5. Pesavento M., Gershman A. B., Haard M. Unitary Root-MUSIC with a Real-Valued Eigendecomposition: A Theoretical and Experimental Performance Study // IEEE Trans. on Signal Processing. 2000. V. 48 (5), May.
6. Van Trees H. L. Optimum array processing. Part IV. Detection, Estimation, and Modulation Theory, Wiley, 2002.
7. Abramovich Y. I., Spencer N. K., Gorokhov A. DOA estimation for noninteger linear antenna arrays with more uncorrelated sources than sensors // IEEE Trans. on Signal Processing. 2000. V. 48 (4), May. -Pp. 943-955.
8. Schmidt R. Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 1986. V. 34 (3), March. -Pp. 276-280.
9. Linebarger D. A., Sudborough I. H., Tollis I. G. Difference bases and sparse sensor arrays // IEEE Trans. Inf. Theory. 1993. V. 39, Mar. -Pp. 716–721.
10. Moffet A. T. Minimum redundancy linear arrays // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1968. V. AP-16, Mar. -Pp. 172–175.
11. Hoctor R. T., Kassam S. A. The unifying role of the coarray in aperture synthesis for coherent and incoherent imaging // Proc. IEEE. 1990. V. 78, Apr. -Pp. 735–752.
12. Bhupenmewada, Niwaraia K., Jain M. Performance analysis of MUSIC and MVDR DOA estimation algorithm // Int. J. of Engineering and Management Research. 2018. V. 8(2), April, -Pp. 2394-6962.
13. Manochin G. O., Gelcer A. A., Rogozhnikiv E. V. Increasing the resolution of the radar system through parametric signal processing methods // Vestnik SibGUTI. 2015. №1. -Pp. 15-23.

ОДНОПОЗИЦИОННОЕ МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЕ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ ИЗМЕРЕНИЙ ЗАДЕРЖКИ И УГЛОВ ПРИХОДА РАССЕЯННОГО РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ НЕКООПЕРАТИВНЫХ ПЕРЕДАТЧИКОВ

В. Ю. Нестеров, Г. Г. Вертуграшов

Южный федеральный университет, г. Ростов-на-Дону, Российской Федерации

Аннотация. Представлены результаты однопозиционного местоопределения воздушных объектов, движущихся в атмосфере Земли, полученные с помощью обработки результатов измерений ЛЧМ-ионозонда радиопеленгатора. Предложенный алгоритм обработки данных основан на упрощённой имитационной модели, работающей в реальном времени. Приводятся экспериментальные оценки траекторий объектов, подтвержденные разработанной ранее структурно-физической моделью.

Ключевые слова: КВ-диапазон, пассивная когерентная радиолокация, ЛЧМ-ионозонд радиопеленгатор, имитационное моделирование ионосферного радиоканала.

SINGLE-POSITION LOCATION OF AERIAL OBJECTS BASED ON DELAY AND ARRIVAL ANGLES MEASUREMENTS OF SCATTERED RADIATION FROM ILLUMINATORS OF OPPORTUNITY

V. Y. Nesterov, G. G. Vertogradov

Southern federal university, Rostov-on-Don, Russia

Abstract. The results of a single-position location of aerial objects based on measurements of the delay and arrival angles of scattered radiation from HF band illuminators-of-opportunity are presented. An algorithm for processing data from an LFM ionosonde direction finder based on a simplified real-time simulation model of an ionospheric radio channel is presented. The comparison of the obtained estimates of the aerial objects coordinates with those obtained earlier using more accurate dynamic adaptive physical model are shown.

Keywords: SW-band, passive coherent location, chirp ionosonde direction finder, ionospheric channel simulation.

1. ВВЕДЕНИЕ

Задачи однопозиционного местоопределения в настоящее время стали особенно актуальны в связи с постоянным движением в тропосфере и ионосфере Земли объектов различных размеров. В КВ-диапазоне применение систем пассивной когерентной радиолокации представляется особенно перспективным ввиду особенностей распространения коротких волн в ионосферном канале и наличия существенного количества некооперативных передатчиков подсвечивающего излучения [1,2]. Ранее была предложена динамическая адаптивная структурно-физическая модель (ДАСФМ), основанная на решении лучевых уравнений для получения характеристик радиоволн декаметрового диапазона при их распространении в ионосфере Земли, и позволявшая по результатам рассеяния восстанавливать пространственные траектории движущихся объектов [3]. Вычисления в ДАСФМ производились на основе измерений разработанного программно-аппаратного комплекса – ионозонда радиопеленгатора с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ ИР) [4-5]. Такая модель позволяла получить достаточно точные оценки координат и скоростей, однако была сопряжена с высокими

вычислительными затратами и использовалась для обработки данных завершившихся экспериментов. В связи с этим целью настоящей работы являлся сравнительный анализ данных, получаемых двумя различными способами оценки координат объектов, движущихся в атмосфере Земли, первый из которых был основан на использовании ДАСФМ, а второй – на упрощённой имитационной модели, работающей в реальном масштабе времени.

2. ОПИСАНИЕ ЛЧМ РАДИОПЕЛЕНГАТОРА И ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ

В состав ЛЧМ ИР [4] входила антенная решётка из 16 ненаправленных штыревых антенн высотой 2.5 м, 16-канальное РПУ, четыре когерентных 4-канальных модуля цифровой обработки сигналов (ЦОС) с аналогово-цифровым преобразователем (АЦП) в каждом канале, синтезатор и разветвитель тактовой частоты, приёмник GPS для временной синхронизации, рубидиевый стандарт частоты и многопоточный вычислитель на базе ПК. Разработанный программно-аппаратный комплекс обеспечивал одновременное измерение дальностно-частотных (ДЧХ), амплитудно-частотных (АЧХ) и угло-частотных характеристик (УЧХ) ионосферного радиоканала по данным наклонного ЛЧМ зондирования ионосферы. Принцип его работы был подробно описан в [4-5] и основывался на анализе парциальных лучей, формирующих интерференционное поле в зоне приёма. Разностный сигнал при этом получали благодаря применению перестраиваемых ЛЧМ-фильтров, реализованных в модулях ЦОС.

После автоматического выделения временных треков рассеянных сигналов [6] строилась упрощённая имитационная модель (УИМ) лучевой траектории в виде многоскаковой моды ионосферной волны, причём предполагаемое число скачков вычислялось на основе результатов наклонного зондирования прямой волны и уточнялось с помощью модели IRI [7]. При заданной геометрии на каждой итерации для пробных значений начальных географических координат, вектора скорости, ускорения и величины эффективной площади рассеяния (ЭПР) вычислялись координаты и скорости как функции времени на интервале [0:T], где T – длительность наблюдения за объектом. Затем, при помощи метода наименьших квадратов осуществлялась минимизация невязки L между измеренными временными зависимостями азимута $\hat{\alpha}^t$, угла места $\hat{\varepsilon}^t$, относительной задержки $\hat{\tau}^t$ и амплитуды \hat{E}^t с соответствующими моделируемыми зависимостями α^t , ε^t , E^t , τ^t , вычисленными на основе пробных траекторий. Невязка вычислялась с применением масштабирующих коэффициентов w₁, w₂, w₃, w₄ по формуле:

$$L = w_1 \sum_{t=0}^T ((\hat{\alpha}^t)^2 - (\alpha^t)^2) + w_2 \sum_{t=0}^T ((\hat{\varepsilon}^t)^2 - (\varepsilon^t)^2) + w_3 \sum_{t=0}^T ((\hat{E}^t)^2 - (E^t)^2) + w_4 \sum_{t=0}^T ((\hat{\tau}^t)^2 - (\tau^t)^2). \quad (1)$$

Следует отметить, что, хотя обработка результатов выполнялась спустя значительное время после проведения измерений, использование УИМ позволяет, благодаря низким вычислительным затратам, применять предложенный метод в реальном масштабе времени непосредственно после выделения временного трека рассеянного сигнала.

Как было показано в предыдущих работах, при измерениях встречались объекты, обладающие как положительной относительной задержкой τ_m , так и отрицательной [3]. В разработанной УИМ мы предполагали, что в случае отрицательной τ_m мода прямой волны отличалась от моды рассеянной волны, а именно, количество ионосферных скачков принималось меньшим на 1. Например, если из результатов моделирования следовало, что прямая волна распространялась модой 3F, то при $\tau_m < 0$ делалось допущение, что рассеянная волна распространялась модой 2F.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ И ИЗМЕРЕНИЙ

Измерения с применением описанного ЛЧМ ИР, расположенного в г. Ростове-на-Дону ($47^{\circ}14'N$, $39^{\circ}38'E$), проводились в промежуток с 2011 г. по 2020 г. В качестве некооперативного источника подсвечивающего излучения использовался загоризонтный радар, размещенный на острове Кипр ($35^{\circ}10'N$, $33^{\circ}23'E$) на удалении около полутора тысяч километров от пункта приёма. Передатчик радара непрерывно работал в режиме излучения периодического ЛЧМ сигнала с шириной полосы 24 МГц и периодом 5 минут. Для демонстрации результатов моделирования был выбран сеанс от 06:30 06.08.2017 г., поскольку в это время наблюдались рассеянные следы объектов как с положительной (объект 1), так и с отрицательной относительной задержкой (объект 2).

Результаты измерения временной зависимости относительной задержки изображены на рис. 1. сплошной линией, результаты моделирования - штриховой.

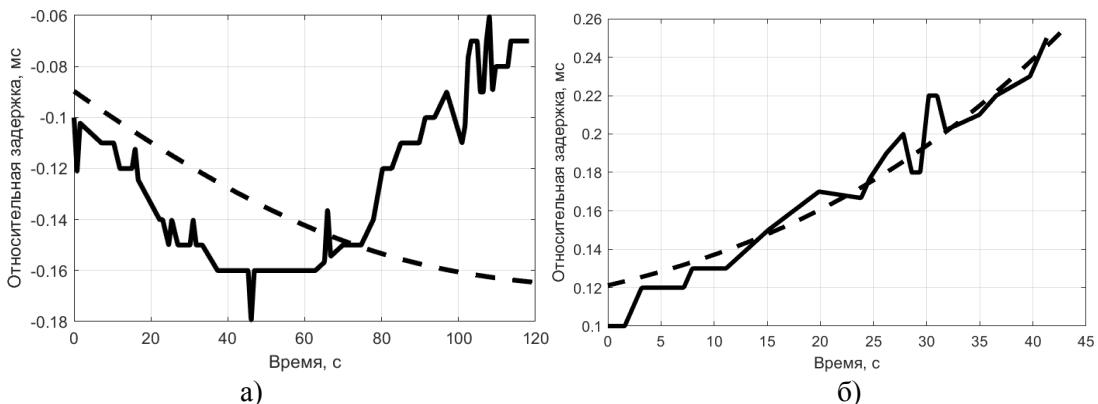


Рис. 1. Зависимость относительной задержки от времени, а) объект 1, б) объект 2

Как видно из рис. 1., в то время как для объекта 2 результаты измерений и моделирования находятся в полном согласии с точностью до флуктуаций, обусловленных погрешностью измерительной аппаратуры и составляющих не более 0.02 мс, для объекта 1 характер зависимости отличается, в особенности ближе к концу интервала наблюдения (модуль разницы не более 0.1 мс). В связи с этим было сделано предположение, что различия в характере временной зависимости относительной задержки обусловлены упрощениями при построении УИМ, однако минимизация совокупной невязки, в том числе по углам прихода рассеянного излучения, позволит нивелировать этот недостаток и получить достоверные оценки траектории объектов. Результаты измерений и моделирования углов прихода для обоих объектов изображены на рис. 2.

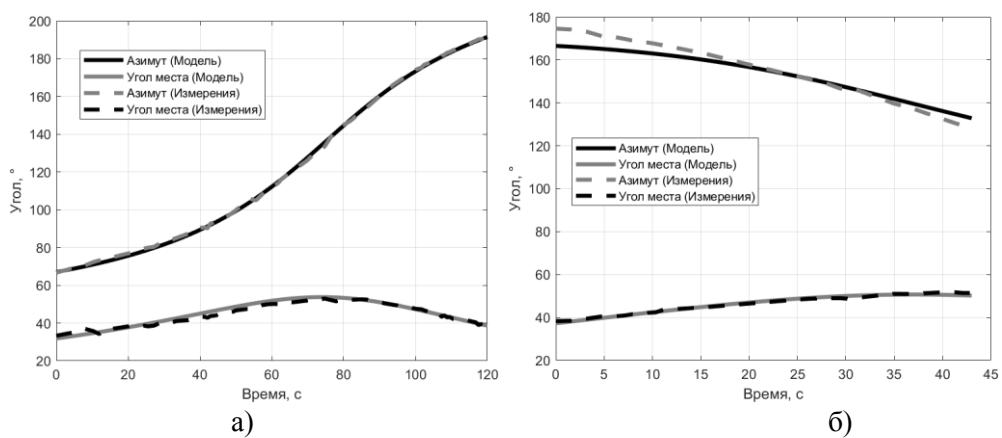


Рис. 2. Зависимость углов прихода от времени, а) объект 1, б) объект 2

Максимальная абсолютная разность между измеренными и смоделированными временными зависимостями углов прихода рассеянного излучения составляет 3° и 5.5° для объектов 1 и 2, соответственно.

Для удобства интерпретации пространственно-временные треки, полученные с помощью простейшей имитационной модели, нанесены на географическую карту на рис. 4 в виде сплошных линий, а треки, соответствующие структурно-физической модели ионосферы и считающиеся достоверными – в виде штриховых. Чёрными и серыми цветами обозначены траектории объекта 1 и 2, соответственно. Объект 1 с отрицательной относительной задержкой двигался на юго-запад, его скорость и высота полёта, определённые с помощью УИМ, составили 185 м/с и 8.5 км. Траектория, полученная с применением ДАСФМ, располагается ближе к приёмному пункту, скорость и высота соответственно равны 159 м/с и 6 км. Объект 2 с положительной относительной задержкой двигался на северо-восток, скорость и высота полёта соответственно равны 2098 м/с и 88.4 км для УИМ и 2193 м/с и 105 км для ДАСФМ. Из рис. 3 можно заключить, что для объекта 2 траектория подбирается более точно, тем не менее для столь простой модели, работающей в режиме реального времени, можно считать задачу решённой.



Рис. 3. Результаты пространственного позиционирования объектов

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенные измерения с применением ЛЧМ ионозонда-радиопеленгатора позволили выполнить обнаружение и оценку траектории объектов, движущихся на различных удалениях от зоны приёма, с применением простейшей имитационной модели, работающей в режиме реального времени. Результаты моделирования позволяют вычислить оценки траекторий воздушных объектов, сопоставимые с полученными ранее результатами более точной структурно-физической модели, основанной на решении лучевых уравнений.

ЛИТЕРАТУРА

- Бархатов А. В., Веремьев В. И. Воробьев Е. Н., Коновалов А. А., Ковалев Д. А., Кутузов В. М., Михайлов В. Н. Пассивная когерентная радиолокация. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2016. – 163 с.

2. Ткачев Г. Н., Готовчиц И. В., Крылов Б. Н. Результаты исследований по проблеме полуактивной радиолокации в диапазоне коротких волн // Радиолокация и радиосвязь : доклады IV Всероссийской конференции (Москва, 29 ноября – 3 декабря 2010 г.) М. : ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН, 2010. С. 264–268.
3. Вертоградов Г. Г., Вертоградов В. Г., Нестеров В. Ю. // Применение ЛЧМ-радиопеленгатора декаметрового диапозона волн для оценки параметров объектов, движущихся в атмосфере Земли / Радиотехника. – 2023. – Т. 87, № 12. – С. 32-40. – DOI 10.18127/j00338486-202312-04. – EDN UESQZU.
4. Вертоградов Г. Г., Урядов В. П., Скляревский М. С., Валов В. А. // Наклонное зондирование ионосферы с помощью ионозонда-радиопеленгатора с линейной частотной модуляцией сигнала / Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 2016. – Т. 59, № 11. – С. 991-1003. – EDN XHASLZ.
5. Валов В. А., Вертоградов Г. Г., Вертоградов В. Г. [и др.] // ЛЧМ ионозонд-радиопеленгатор и его применение в ионосферных исследованиях / Физические основы приборостроения. – 2012. – Т. 1, № 4(5). – С. 24-43. – EDN QIQISN.
6. Вертоградов Г. Г., Нестеров В. Ю. // Решение задачи пассивной когерентной радиолокации по результатам одноканальных измерений характеристик рассеянного КВ-излучения / Техника радиосвязи. – 2022. – № 4(55). – С. 7-15. – EDN YXONXC.
7. Bilitza D., Altadill D., Zhang Y., Mertens C., Truhlik V., Richards P., McKinnell L., Reinisch B. The International Reference Ionosphere 2012 – a model of international collaboration, J. Space Weather Space Clim. 4 A07 (2014), DOI: 10.1051/swsc/2014004

REFERENCES

1. Barkhatov, A. V., Veremyev, V. I., Vorobyev, E. N., Konovalov, A. A., Kovalev, D. A., Kutuzov, V. M., Mikhailov, V. N. Passive coherent radar. St. Petersburg: Izv-in SPbGETU "LETI". 2016. – 163 p.
2. Tkachev, G. N., Gotovchits, I. V., Krylov, B. N. Results of research on the problem of semi-active radar in the shortwave range // Reports of the IV All-Russian Conference "Radiolocation and Radio Communication" – IRE RAS, November 29 - December 3, 2010., Moscow. Edition JRE IRE them. V.A. Kotelnikov RAS, Moscow 2010. - Pp. 264-268.
3. Vertogradov G.G., Vertogradov V.G., Nesterov V.Yu. Of the LFM radio direction finder of the HF-wave to assess the parameters of the use objects moving in the earth's atmosphere / Radioengineering 2023. – V. 87, № 12. – P. 32-40.
4. Vertogradov G.G., Uryadov V.P., Sklyarevsky M.S., Valov V.A. Oblique sounding of the ionosphere by means of an ionosonde-direction finder with chirp signal // Radiophysics and Quantum Electronics. – 2016. – V. 59, № 11. – P. 991-1003.
5. Valov V.A., Vertogradov G.G., Vertogradov V.G., and others. LFM ionosonde- radiodirection finder and its application in the ionospheric researches / Physical principles of instrument engineering. – 2012. – V. 1, № 4(5). – P. 24-43.
6. Vertogradov G. G., Nesterov, V. Yu. Solving the problem of passive coherent radar based on the results of single-channel measurements of the characteristics of scattered HF radiation// Radio Communication Technology, 2022, No. 4 (55). – Pp. 7-15.
7. Bilitza D., Altadill D., Zhang Y., Mertens C., Truhlik V., Richards P., McKinnell L., Reinisch B. The International Reference Ionosphere 2012 – a model of international collaboration, J. Space Weather Space Clim. 4 A07 (2014), DOI: 10.1051/swsc/2014004

**ИЗМЕРЕНИЕ ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ
ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА
ДИСКРИМИНАТОРОМ В КВАДРАТУРНОМ ПРИЕМНИКЕ С
УЧЕТОМ ИСКАЖЕНИЙ, ВНОСИМЫХ ВХОДНЫМИ ЦЕПЯМИ**

Г. А. Бакаева¹

¹Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина
(ВУНЦ ВВС ВВА), Воронеж, Россия

Аннотация. Рассматривается измерение времени задержки фазоманипулированного широкополосного сигнала дискриминатором в квадратурном корреляционном приемнике с учетом искажений, вносимых одноконтурной входной цепью. Получены аналитические выражения для среднего значения и дисперсии оценки времени задержки фазоманипулированного широкополосного сигнала, формируемой дискриминатором. Анализируется зависимость статистических характеристик оценки от параметров входной цепи приемника.

Ключевые слова: фазоманипулированный широкополосный сигнал, псевдослучайная последовательность, квадратурный приемник, входная цепь, дискриминатор, среднее значение, дисперсия.

MEASUREMENT OF THE DELAY TIME OF A PHASE-MANIPULATED BROADBAND SIGNAL BY A DISCRIMINATOR IN A QUADRATURE RECEIVER, TAKING INTO ACCOUNT THE DISTORTIONS INTRODUCED BY THE INPUT CIRCUITS

G. A. Bakaeva¹

¹Air Force Military Academy named after Professor N.E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin
(VUNTS VVS VVA), Voronezh, Russia

Abstract. The measurement of the delay time of a phase-manipulated broadband signal by a discriminator in a quadrature correlation receiver is considered, taking into account the distortions introduced by a single-circuit input circuit. Analytical expressions are obtained for the average value and variance of the estimate of the delay time of the phase-manipulated broadband signal generated by the discriminator. The dependence of the statistical characteristics of the estimate on the parameters of the receiver input circuit is analyzed.

Keywords: phase-manipulated broadband signal, pseudorandom sequence, quadrature receiver, input circuit, discriminator, average value, variance.

1. ВВЕДЕНИЕ

В современных системах связи и радиолокации применяются фазоманипулированные широкополосные сигналы (ФМШПС) с манипуляцией фазы по закону псевдослучайной последовательности (ПСП) [1]. Одной из основных операций, осуществляемых в таких системах, является определение времени задержки начала модулирующей ПСП. Приемное устройство для получения оценки времени задержки должно иметь большое число каналов, в каждом из которых формируется выходной сигнал пропорциональный функции корреляции принимаемого и опорного сигналов при различных значениях временной задержки. Так как реализация подобной системы сложна, то для оценки времени задержки широкое применение находят

дискриминаторы. Эффективность оценивания времени задержки ФМШПС в приемниках с дискриминатором с учетом ограничения спектра во входной цепи рассматривалась в [2], однако при этом не учитывался вид частотной характеристики входной цепи. Рассмотрим измерение времени задержки ФМШПС дискриминатором в квадратурном приемнике с учетом искажений, вносимых одноконтурной входной цепью.

2. СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОЦЕНКИ ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ

На вход избирательной цепи приемника поступает аддитивная смесь ФМШПС и шума

$$x(t) = a_0 s(t - \varepsilon_0) + n(t), \quad (1)$$

где

$$s(t) = \sum_{k=1}^L p_k \operatorname{rect}\left[\frac{t - (k-1)\tau_u}{\tau_u}\right] \cdot \cos(w_0 t + \varphi_0) \text{ - ФМШПС с бинарной модуляцией фазы}$$

ПСП и единичной амплитудой, a_0 – амплитуда принимаемого сигнала, $w_0 = 2\pi f_0$, f_0 – несущая частота; φ_0 – случайная начальная фаза, подчиняющаяся равномерному распределению на интервале $[-\pi, \pi]$; ε_0 – время задержки принимаемого сигнала относительно выбранного начала отсчета; $n(t)$ – шумы аппаратуры, аппроксимируемые гауссовским стационарным шумом с нулевым средним значением и функцией корреляции $\langle n(t_1)n(t_2) \rangle = \frac{N_0}{2} \delta(t_1 - t_2)$, где N_0 – спектральная плотность шума;

$$\operatorname{rect}\left(\frac{t - (k-1)\tau_u}{\tau_u}\right) = \begin{cases} 1, & (k-1)\tau_u \leq t \leq k\tau_u \\ 0, & t < (k-1)\tau_u, \quad t > k\tau_u, \end{cases} \quad k=1, \dots, L \text{ - огибающая элементарного}$$

импульса ФМШПС, имеющая прямоугольную форму с длительностью τ_u ; p_1, \dots, p_L – элементы кода ПСП, принимающие значения $+1$ или -1 , причем $p_k = p_{k+L}$.

Сигнальную и помеховую составляющие после прохождения входной цепи можно представить как

$$x_{np}(t) = s_{np}(t - \varepsilon_0) + n_{np}(t), \quad (2)$$

$$\hat{s}_{np}(t) = \begin{cases} p_1 \int_0^t \cos(w_0 \tau + \varphi_0) h(t - \tau) d\tau, & 0 < t < \tau_u, \\ p_v \int_{(v-1)\tau_u}^t \cos(w_0 \tau + \varphi_0) h(t - \tau) d\tau + \sum_{k=1}^{v-1} p_k \int_{(k-1)\tau_u}^{k\tau_u} \cos(w_0 \tau + \varphi_0) h(t - \tau) d\tau, & (v-1)\tau_u < t < v\tau_u, \quad 2 \leq v \leq L \end{cases} \quad (3)$$

$$n_{np}(t) = \int_0^t n(\tau) h(t - \tau) d\tau, \quad (4)$$

где $h(t) = k_0 \Omega \exp[-\Omega \cdot |t|] \cdot \cos w_0 t$ – импульсная характеристика одноконтурной входной цепи приемника, настроенной на несущую частоту ФМШПС f_0 и полосой пропускания $\Omega = 2\pi\Delta f \ll 2\pi f_0$, соизмеримой с шириной спектра элемента кода ПСП.

Рассмотрим измерение времени задержки принимаемого сигнала дискриминатором, рассмотренным в [2]. Дискриминатор формирует сигнал, пропорциональный разности выходных сигналов двух каналов обработки, в которых

опорные сигналы сдвинуты на $2\mu\tau_u$ ($\mu \leq 1$). Выражение, определяющее структурную схему дискриминатора примет вид

$$\varepsilon_m = \varepsilon_\phi - k_d [M(\varepsilon_\phi + \mu\tau_u) - M(\varepsilon_\phi - \mu\tau_u)], \quad (5)$$

где ε_ϕ - время задержки, относительно которого опорные сигналы в каналах обработки дискриминатора сдвинуты между собой; k_d – коэффициент усиления, определяемый как

$$k_d = \left(\frac{16}{a_0^2 k_0^2 L^2 \tau_u} \right); \quad \text{выходной} \quad \text{сигнала} \quad \text{канала} \quad \text{обработки}$$

$$M(\varepsilon_{on}) = \left[\int_{\varepsilon_{on}}^{T+\varepsilon_{on}} \hat{x}(t) s_c(t - \varepsilon_{on}) dt \right]^2 + \left[\int_{\varepsilon_{on}}^{T+\varepsilon_{on}} \hat{x}(t) s_s(t - \varepsilon_{on}) dt \right]^2; \quad (6)$$

ε_{on} – время задержки опорного сигнала; $T = L\tau_u$ - интервал интегрирования, определяемый длительностью сигнала;

$$\begin{cases} s_c(t) \\ s_s(t) \end{cases} = \sum_{v=1}^L p_v rect \left[\frac{t - (v-1)\tau_u}{\tau_u} \right] \begin{cases} \cos w_0 t \\ \sin w_0 t \end{cases} \text{ – опорные сигналы квадратурных каналов,}$$

сдвинутые по фазе друг относительно друга на $\frac{\pi}{2}$.

Для надежного оценивания выходное отношение сигнал/шум квадратурного приемника должно быть достаточно большим, поэтому выражение выходного сигнала квадратурного приемника можно представить в виде, аналогичном [2]

$$M(\varepsilon) = a_0^2 G^2(\varepsilon) + 2a_0 G(\varepsilon) N_1 \quad (7)$$

где

$$G(\varepsilon) = \frac{k_0 L \tau_u}{4} \cdot \begin{cases} 1 - \gamma + \frac{\exp[-c(1-\gamma)] - 1}{c}, & 0 < \gamma < 1, \quad (0 < \varepsilon < \tau_u), \\ 1 + \gamma + \frac{1 - 2 \exp[cy] + \exp[-c(1-\gamma)]}{c}, & -1 < \gamma < 0, \quad (-\tau_u < \varepsilon < 0). \end{cases} \quad (8)$$

- выражение для сигнальной составляющей на выходе квадратурного приемника, $c = \Omega\tau_u$ - параметр пропорциональный полосе пропускания входной цепи на уровне 0,707, нормированный на активную ширину спектра элементарного импульса, $\gamma = \varepsilon/\tau_u = (\varepsilon_0 - \varepsilon_{on})/\tau_u$ - величина временной задержки принимаемого сигнала относительно начала ПСП опорного сигнала, нормированная на длительность элементарного импульса;

$$N_1(\varepsilon_{on}) = k_0 \sum_{k=1}^N p_k \int_{(k-1)\tau_u}^{k\tau_u} dt \int_0^{t+\varepsilon_{on}} n(\tau) \exp[-\Omega(t + \varepsilon_{on} - \tau)] \cos(w_0\varepsilon_0 - w_0\tau - \varphi_0) d\tau - \quad (9)$$

помеховая составляющая на выходе квадратурного приемника; $M(\varepsilon_\phi - \mu\tau_u)$, $M(\varepsilon_\phi + \mu\tau_u)$ - выходные функции сигналов, отличающиеся друг от друга постоянным сдвигом на $2\mu\tau_u$.

Среднее значение и дисперсия сигнала на выходе схемы в соответствии с (5) определяются как

$$\langle z(\varepsilon_m, \mu) \rangle = k_d [\langle M(\varepsilon_\phi - \mu\tau_u) \rangle - \langle M(\varepsilon_\phi + \mu\tau_u) \rangle], \quad (10)$$

$$\sigma_z^2(\varepsilon_m, \mu) = k_d^2 [\langle \{M(\varepsilon_\phi - \mu\tau_u) - M(\varepsilon_\phi + \mu\tau_u)\}^2 \rangle - \langle z(\varepsilon_m, \mu) \rangle^2]. \quad (11)$$

Учитывая (7) и пренебрегая членами малости $(L)^{-1}$, выражения (10) и (11) примут вид соответственно

$$\langle z(\varepsilon_m, \mu) \rangle = \frac{1}{2\mu\tau_u} [\hat{G}^2(\varepsilon_\phi - \mu\tau_u) - \hat{G}^2(\varepsilon_\phi + \mu\tau_u)] \quad (12)$$

$$\sigma_z^2(\varepsilon_m, \mu) = \frac{1}{Q\mu^2\tau_u^2} \cdot [\langle \hat{N}_1^2(\varepsilon_\phi - \mu\tau_u) \rangle \hat{G}^2(\varepsilon_\phi - \mu\tau_u) + \langle \hat{N}_1^2(\varepsilon_\phi + \mu\tau_u) \rangle \hat{G}^2(\varepsilon_\phi + \mu\tau_u)] \quad (13)$$

где $\hat{G}(\varepsilon) = \frac{G(\varepsilon)}{k_0 L \tau_u / 4}$, $Q = \frac{a_0^2 \tau_u}{N_0} L$ - отношение сигнал/шум, а выражения $\langle \hat{N}_1^2(\varepsilon_0 - \mu\tau_u) \rangle$,

$\langle \hat{N}_1^2(\varepsilon_0 + \mu\tau_u) \rangle$ - получаются из (9) используя свойства δ -функции, ПСП, нормировкой на коэффициент κ_δ

$$\langle \hat{N}_1^2 \rangle = \langle \hat{N}_1^2(\varepsilon_\phi + \mu\tau_u) \rangle = \langle \hat{N}_1^2(\varepsilon_\phi - \mu\tau_u) \rangle = 1 - \frac{1}{c} + \frac{\exp(-c)}{c}. \quad (14)$$

На рис 1 и 2 представлены зависимости среднего значения $\langle z(\varepsilon, \mu) \rangle / \tau_u$ (рис. 1) и дисперсии $Q\sigma_z^2(\varepsilon, \mu) / \tau_u^2$ выходного эффекта приемника с дискриминатором как функции от временной задержки принимаемого сигнала относительно опорного, нормированной на длительность элемента кода ПСП. Кривые построены при различных значениях нормированной полосы входной цепи на активную ширину спектра элементарного импульса $c = \Omega\tau_u$ ($c = 3\pi$ - кривая 1, $c = 4\pi$ - кривая 2, $c = 5\pi$ - кривая 3) и различных сдвигов опорных последовательностей дискриминатора друг относительно друга μ (рис. 1, 2 а - $\mu=0,9$; рис. 1, 2 б - $\mu=0,7$).

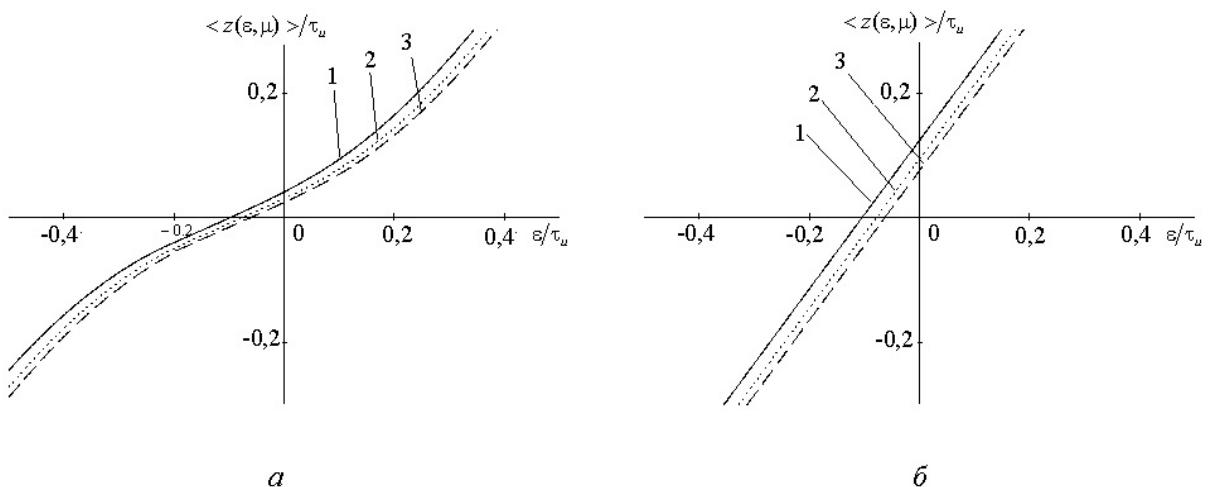


Рис. 1. Зависимости среднего значения выходного сигнала дискриминатора от нормированной на длительность элемента кода ПСП временной задержки принимаемого сигнала относительно опорного для сдвигов опорных последовательностей относительно друг друга: а - $\mu = 0,9$; б - $\mu = 0,7$

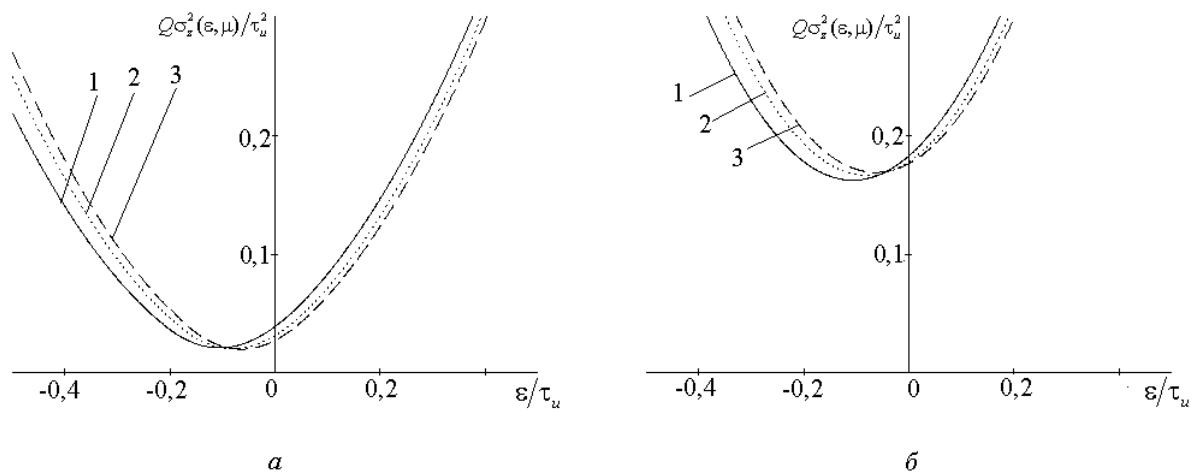


Рис. 2. Зависимости дисперсии выходного сигнала дискриминатора от нормированной на длительность элемента кода ПСП временной задержки принимаемого сигнала относительно опорного для сдвигов опорных последовательностей относительно друг друга: $a - \mu = 0,9$; $b - \mu = 0,7$

Из хода кривых на рис 1 следует, что нулевое рассогласование обеспечивается в случаях когда принимаемый ФМШПС опережает опорную последовательность на величину $(0,05 \div 0,15)\tau_u$, причем с увеличением полосы пропускания входной цепи $c = \Omega\tau_u$ абсолютное значение времени задержки уменьшается. Из хода кривых на рис 2 видно, что дисперсия измерения времени задержки зависит от полосы пропускания входной цепи и величины сдвига опорных последовательностей μ . Так при $\mu = 0,9$ увеличение полосы пропускания входной цепи от $c = 3\pi$ до $c = 5\pi$ приводит к уменьшению минимального значения дисперсии, соответствующей нулевому рассогласованию. Уменьшение величины сдвига опорных последовательностей дискриминатора до $\mu = 0,7$ приводит к увеличению минимального значения дисперсии, причем с увеличением полосы пропускания входной цепи значение дисперсии, соответствующей нулевому рассогласованию увеличивается.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, полученные результаты показывают, что характеристики дискриминатора, оценивающего время задержки принимаемого ФМШПС в квадратурном приемнике, существенным образом зависят от величины временного сдвига опорных последовательностей, вида и параметров входной цепи приемника. Дискриминационная характеристика приближается к линейной с уменьшением сдвига опорных последовательностей в каналах дискриминатора, однако при этом возрастает дисперсия оценки времени задержки. Вид и параметры частотной характеристики входной цепи приемника с дискриминатором оказывают влияние на эффективность оценивания времени задержки ФМШПС и приводят, в отличие от случая оптимального приема, к тому, что нулевое рассогласование обеспечивается когда принимаемый ФМШПС опережает опорный на $0,05 \div 0,15\tau_u$. С увеличением полосы пропускания входной цепи величина запаздывания опорного сигнала относительно принимаемого по модулю уменьшается.

ЛИТЕРАТУРА

1. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью/ Под ред. В. И. Борисова. – М.: Радио и связь, 2003. – 640 с.
2. Нахмансон Г.С. Оценка времени задержки фазоманипулированного широкополосного сигнала дискриминатором в квадратурном приемнике с входным полосовым фильтром / Нахмансон Г.С., Бакаева Г.А. // Теория и техника радиосвязи, 2009, № 3. С.70-75.
3. Г. А. Бакаева. Влияние характеристик входных цепей приемника на сигнальную составляющую при приеме фазоманипулированного широкополосного сигнала // Радиолокация, навигация, связь: труды XXX международной научно-технической конференции, 16-18 апреля 2024 г. – Воронеж, 2024. – Т.3. – С. 14-20.

REFERENCES

1. Noise immunity of radio communication systems with signal spectrum expansion by carrier pseudorandom sequence modulation/ Edited by V. I. Borisov, Moscow: Radio and Communications, 2003, 640 p.
2. Nakhmanson G.S., Bakaeva G.A. Estimation of the delay time of a phase-manipulated broadband signal by a discriminator in a quadrature receiver with an input bandpass filter // Theory and technology of radio communications, 2009, No. 3. pp.70-75.
3. G. A. Bakaeva. The influence of receiver input circuit characteristics on the signal component when receiving a phase-manipulated broadband signal // Radar, navigation, communications: Proceedings of the XXX International Scientific and Technical Conference, April 16-18, 2024 – Voronezh, 2024. – Vol. 3. – pp. 14-20.

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА МОМЕНТОВ В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ ДЛЯ РАСЧЕТА РАССЕЯННОГО ПОЛЯ ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ МЕРЫ ЭПР

Д. Б. Михайлов, А. В. Чадин, Т. К. Анфиногентова

ФГБУ «ГНМЦ» Минобороны России, Мытищи, Россия

Аннотация. Рассмотрен алгоритм создания цифровой геометрической модели цилиндрического объекта для измерений эффективной площади рассеяния с помощью радиолокационных измерительных комплексов и вторичных эталонов, на основе использования метода моментов при расчете рассеянного поля.

Ключевые слова: метод моментов, фасеточная модель, эффективная площадь рассеяния, метрологическое обеспечение, этalon.

APPLICATION OF THE METHOD OF MOMENTS IN THE FREQUENCY DOMAIN TO CALCULATE THE SCATTERED FIELD OF A CYLINDRICAL EPR MEASURE

D. B. Mihailov, A. V. Chadin, V. K. Anfinogentova

FSBI «MSMC» of the Ministry of Defense of the Russian Federation, Mytishchi, Russia

Abstract. An algorithm for creating a digital geometric model of a cylindrical object for measuring the effective scattering area using radar measuring systems and secondary standards based on the use of the method of moments in the calculation of the scattered field is considered.

Keywords: method of moments, faceted model, effective scattering area, metrological support, standard.

1. ВВЕДЕНИЕ

Измерения эффективной площади рассеяния (ЭПР) занимают одно из ведущих мест среди основных видов радиоизмерений в области сверхвысоких частот. Точность измерений ЭПР в значительной степени определяет возможность получения (за счет системы мер, включающих увеличение количества и улучшения качества) информации при решении задач идентификации и классификации объектов.

Передача единицы ЭПР осуществляется методом замещения. Данный метод заключается в сравнении откликов сигналов, излучаемых поочередно на измеряемый объект и на калибровочную меру с известным значением ЭПР, полученным расчетным путем.

При разработке различного рода объектов (наземная техника, летательные аппараты, морские суда) к ним предъявляются требования по радиолокационной заметности. Радиолокационная заметность определяется величиной ЭПР, которая непосредственно влияет на предельную дальность обнаружения объекта.

Повышение требований к точности измерений обуславливает необходимость проведения постоянных исследований по повышению точности и совершенствованию методов воспроизведения и передачи единицы ЭПР.

2. АЛГОРИТМ СОЗДАНИЯ ЦИФРОВОЙ ГЕОМЕТРИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ

Одним из возможных вариантов решения данной задачи является использование современных средств и методов моделирования мер ЭПР с последующим учетом полученных результатов при передаче единицы ЭПР с высокой точностью с помощью радиолокационных измерительных комплексов (РИК).

Несмотря на то, что уже достаточно давно известно множество аналитических методов решения задач рассеяния электромагнитной волны проводящими поверхностями, как такого универсального в широком смысле аналитического подхода не существует [1]. Практически же, до настоящего времени наличие строгого метода решения есть только для сферы, сферида, диска.

Необходимость учета множества факторов намного усложняет и без того громоздкие аналитические выражения, которые определяются рядом допущений и упрощений, что как следствие, приводит к дополнительным составляющим погрешности измерений ЭПР.

Современный уровень развития вычислительной техники и программного обеспечения позволяет успешно решать перечисленные проблемы.

Одним из наиболее перспективных направлений совершенствования методов измерения ЭПР является использование существующих и разработка новых более совершенных методов математического и цифрового моделирования рассеяния электромагнитных волн.

Одним из важнейших этапов предлагаемого метода является создание единой структуры цифровой геометрической модели, состоящей из уникального набора электрофизических параметров, характеризующих ее как радиолокационный объект. Структурная схема алгоритма создания цифровой геометрической модели представлена на рисунке 1.

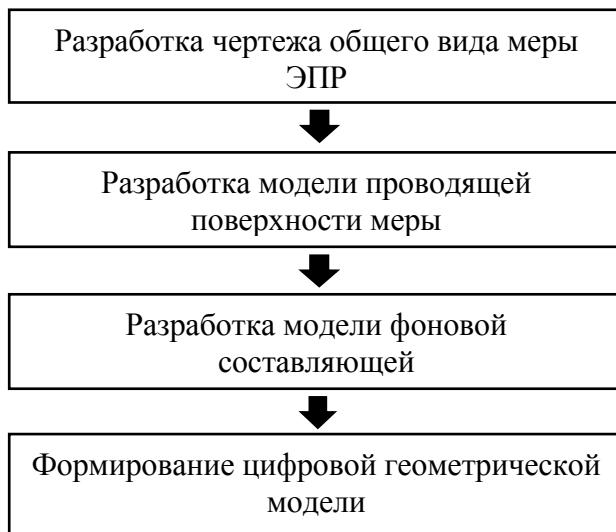


Рис. 1. Структурная схема алгоритма создания цифровой геометрической модели

3. ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА МОМЕНТОВ ПРИ РАСЧЕТЕ ПОЛЯ

Для решения задачи нахождения поля рассеяния электромагнитных волн эталонных мер ЭПР предлагается использовать метод моментов, принципиально отличающийся от метода конечных элементов тем, что при его использовании в качестве неизвестного выступает распределение плотности поверхностного тока на идеально проводящей поверхности. Найденный поверхностный ток рассматривается как источник, возбуждающий поле во всей расчетной области. Таким образом, метод

моментов позволяет дискретизировать интегральное уравнение и решить его численно, получая распределение токов, а затем вычисляя рассеянное поле и эффективную площадь.

Для вычисления отражательных характеристик мер ЭПР исходная геометрическая модель формируется на основе аппроксимации поверхности исследуемого объекта треугольными панелями (элементарными отражателями).

Расчетный алгоритм заключается в следующем: выбор базисных функций, проекция интегрального уравнения на эти функции, преобразование уравнений Максвелла к интегральной форме с помощью функции Грина, формирование матричной системы уравнений, решение для коэффициентов разложения токов, расчет рассеянного поля и сечения.

В качестве базисной функции для аппроксимации поверхностного тока использовалась триангулированная (фасеточная) модель, учитывающая тангенциальную непрерывность токов.

Схема моностатического облучения эталонной меры ЭПР в форме цилиндра представлена на рисунке 2.

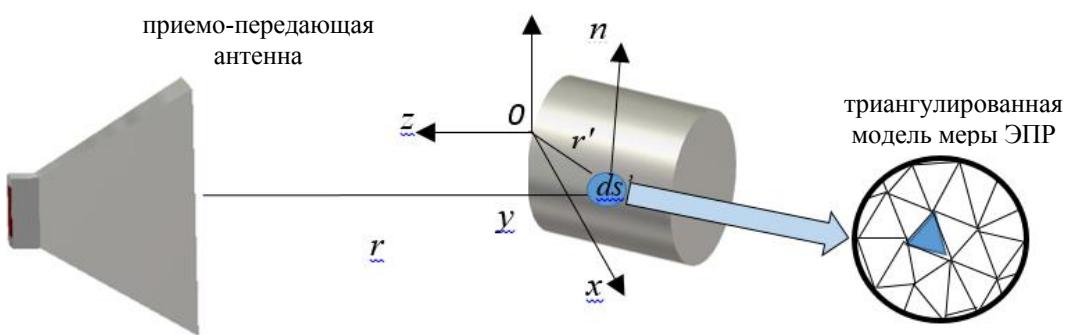


Рис. 2. Схема моностатического облучения меры ЭПР

Площадь исследуемой меры ЭПР определяется через интегрирование i -й фасеты [2] следующим образом:

$$I_i = \frac{1}{\lambda} \int_{s'_i} (kn) e^{2jk(kr')} ds' \quad (1)$$

где s'_i - освещенный участок поверхности тела, r' - вектор, соединяющий начало координат и точку на i -й фасете, n - единичный вектор нормали в этой точке, ds' - фасета, k - момент случайной величины.

Для проверки предлагаемого метода проведено цифровое геометрическое моделирование существующей эталонной меры (сфера радиусом 18 мм в диапазоне частот от 1 до 12 ГГц) из состава РИК закрытого типа, произведен аналитический расчет (строгими методами) и выполнен натурный эксперимент на РИК закрытого типа.

Результаты аналитического расчета, математического моделирования и натурного эксперимента представлены на рисунке 3.

Из рисунка 3 видно, что используемые строгие методы решения дифракционных задач для меры в форме сферы показали высокую сходимость с экспериментальными данными, что позволяет использовать их при проверке адекватности результатов цифрового моделирования для цилиндрической меры.

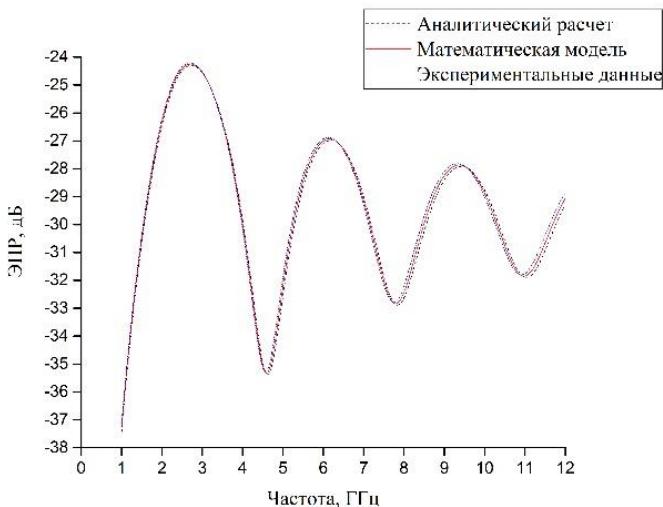


Рис. 3. Результаты моделирования эталонной меры ЭПР

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, полученная сходимость результатов моделирования и измерений в пределах $\pm 0,5$ дБ на примере сферы позволяет распространить предлагаемый алгоритм расчета рассеянного поля для эталонных мер других форм (цилиндров, двугранных уголковых отражателей и т.д.). Кроме того, метод моментов не требует ограничения расчетной области искусственной поглощающей поверхностью при решении внешних задач электродинамики.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кобак В. О. Радиолокационные отражатели. / Под ред. О. Н. Леонтьевского. М.: Сов. радио, 1975. – 248 с.
2. Григорьев А.Д. Методы вычислительной электродинамики. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2012. – 432 с.

REFERENCES

1. Kobak, V. O. Radar reflectors. / Edited by O. N. Leontievsky. M.: Soviet Radio, 1975. – 248 p.
2. Grigoriev A.D. Methods of computational electrodynamics. Moscow: FIZMATLIT, 2012. – 432 p.

ОСОБЕННОСТИ НЕЙРОСЕТЕВОЙ РЕАЛИЗАЦИИ СОГЛАСОВАННОГО ФИЛЬТРА ОДНОЧНЫХ СИГНАЛОВ

Д. С. Нефёдов¹, Д. Д. Сарнацкий², В. О. Ильин²

¹Военная академия Республики Беларусь, Минск, Беларусь

²Республиканская НПУП «Центр радиотехники НАН Беларуси», Минск, Беларусь

Аннотация. В докладе представлены результаты синтеза и анализа эффективности согласованного фильтра (СФ) одиночного сигнала и СФ, реализованного на основе искусственной полносвязанной нейронной сети – нейросетевого согласованного фильтра (НСФ), для одиночного линейно-частотно-модулированного (ЛЧМ) импульса. Сравнение эффективности СФ и НСФ осуществлялось по выигрышу в отношении сигнал / шум (ОСШ) на выходе фильтра, коэффициенту сжатия по времени и уровню боковых лепестков сечения функции неопределенности вдоль оси времени. Оценка эффективности НСФ проведена при обучении на ограниченной выборке, зашумленным и незашумленным сигналом. В рамках рассмотрения согласованной фильтрации на базе искусственной нейронной сети предложен метод реализации НСФ с функцией подавления боковых лепестков (ПБЛ), объединяющем свойства СФ и оконного преобразования.

Ключевые слова: согласованный фильтр, искусственная нейронная сеть, линейно-частотно-модулированный импульс, отношение сигнал / шум, коэффициент сжатия, уровень боковых лепестков, разрешающая способность по дальности, подавление боковых лепестков.

FEATURES OF THE SINGLE SIGNAL MATCHED FILTER NEURAL NETWORK IMPLEMENTATION

S. M. Kostromitsky¹, D. S. Nefedov², D. D. Sarnatski¹, V.O. Ilyin¹

¹Radio Engineering Center of the National Academy of Sciences of Belarus, Minsk, Belarus

²Military Academy of the Republic of Belarus, Minsk, Belarus

Abstract. The report presents the results of synthesis and analysis of the effectiveness of a matched filter (MF) of single signal and MF implemented on the basis of an artificial fully connected neural network – neural-network matched filter (NMF) for a single linear frequency-modulated (LFM) pulse. The efficiency of MF and NMF was compared based on the signal-to-noise ratio gain at the filter output, the time compression ratio, and the level of the side lobes of the uncertainty function section along the time axis. The evaluation of the effectiveness of NMF was carried out when training on a limited sample, with a noisy and noiseless signal. As part of the implementation of matched filtering based on artificial neural network, a method for implementing NMF with the side lobe suppression function is proposed, combining the properties of MF and window transformations.

Keywords: matched filter, artificial neural network, linear-frequency-modulated pulse, signal-to-noise ratio, compression ratio, side lobe level, range resolution, side lobe suppression.

1. ВВЕДЕНИЕ

Этап внутрипериодной обработки является составной частью процесса выделения отраженного сигнала на фоне помех в импульсно-доплеровских радиолокационных станциях (РЛС). Для сигналов со сложными законами внутриимпульсной модуляции,

характеризующимися значением базы больше единицы, внутрипериодная обработка наряду с существенным повышением отношения сигнал / шум (ОСШ) позволяет улучшить разрешающую способность РЛС [1].

Алгоритмы внутрипериодной обработки, реализованные в предположении, что отраженный сигнал, представляющий собой неслучайный сигнал со случайными параметрами, наблюдается на фоне гауссовой помехи, предусматривают формирование квадрата модуля (модуля) корреляционного интеграла. При фильтровой реализации формирование корреляционного интеграла осуществляется СФ, импульсная характеристика (ИХ) которой является зеркальным отображением ожидаемого полезного сигнала.

На практике могут иметь место нелинейные искажения формы полезного сигнала, который наблюдается на фоне нестационарных негауссовых помех, что приводит к априорной неопределенности и препятствует достижению предельной эффективности фильтрации [2]. Для решения указанной проблемы применяются адаптивные фильтры, одним из перспективных вариантов реализации которых являются искусственные нейронные сети (ИНС). Положительный эффект от применения ИНС в задачах согласованной фильтрации можно ожидать за счет меньшей вычислительной сложности, большей скорости сходимости, по сравнению с другими процедурами адаптации, способности ИНС параллельно обрабатывать информацию [3].

Целью доклада является рассмотрение вопроса применения ИНС для решения задачи согласованной фильтрации одиночного сигнала. В докладе показано, что в случае обработки сигнала известной формы на фоне гауссовых помех, простейшая нейронная сеть является полным эквивалентом СФ, обеспечивая идентичные показатели эффективности фильтрации. На примере одиночного ЛЧМ импульса исследован вопрос влияния размера и зашумленности обучающей выборки на эффективность синтезируемого НСФ. Кратко рассмотрен вопрос возможности реализации НСФ с функцией подавления боковых лепестков сечения функции неопределенности вдоль оси времени.

2. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ НЕЙРОСЕТЕВОГО СОГЛАСОВАННОГО ФИЛЬТРА. ПОКАЗАТЕЛИ ЭФФЕКТИВНОСТИ

a. Структурная схема и программная реализация нейросетевого согласованного фильтра

Рассматривая структурную схему СФ, реализованного в виде фильтра с конечной импульсной характеристикой (КИХ), можно отметить его схожесть с полно связанный однослойной НС прямого распространения (рисунок 1) [3–5].

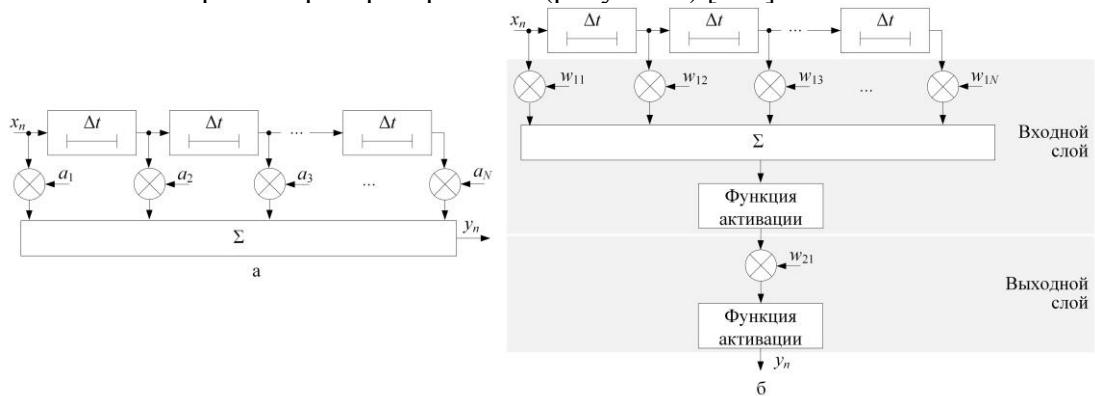


Рис. 1. Структурная схема СФ с КИХ (а) и НСФ (б)

При таком рассмотрении на базе НС можно реализовать СФ, аналогичный изображеному на рисунке 1, а, для чего весовые коэффициенты входного слоя $w_{11} \dots w_{1N}$

задаются равными отсчетам импульсной характеристики (ИХ) СФ $a_1 \dots a_N$, а функции активации входного и выходного слоя выбираются линейными функциями вида $k_{fa}x_{1\Sigma}$, где k_{fa} – постоянный коэффициент, $x_{1\Sigma}$ – сигнал на выходе сумматора входного слоя НСФ. Весовой коэффициент выходного слоя w_{21} может принимать любое значение, выбранное, например, с учетом необходимости нормировки выходного сигнала НСФ.

Для программной реализации НСФ использован язык программирования Python, имеющий библиотеки для реализации работы с ИНС. Возможность работы НСФ с комплексными сигналами реализована с помощью двух квадратурных каналов, каждый из которых представляет собой полно связанный однослойную нейронную сеть прямого распространения, изображенную на рисунке 1, б.

Простейшую структурную схему НСФ, представленную на рисунке 1, б, можно усложнить добавляя дополнительные скрытые слои нейронов. Как известно [5], добавление скрытых слоев обеспечивает большую гибкость настройки НСФ, что может повысить эффективность функционирования фильтра при выделении искаженного сигнала на фоне коррелированных негауссовых помех. К негативным факторам многослойного построения можно отнести существенное усложнение процесса обучения, выражющееся в необходимости увеличения размеров обучающих данных и времени на обучение [5], что может ограничить возможность применения такого НСФ в практических приложениях реального времени с адаптацией к нестационарным условиям наблюдения.

6. Процесс обучения и показатели эффективности нейросетевого согласованного фильтра

Настройка весовых коэффициентов НСФ осуществляется в процессе обучения с использованием метода обратного распространения ошибки. В качестве входных данных для обучения использовалась матрица \mathbf{X} , сформированная из отсчетов полезного сигнала со сдвигом во времени, размерности $2f_sT_0 \times f_sT_0$, где f_s – частота дискретизации, T_0 – длительность импульса. Каждая строка матрицы входных данных подается на входы НСФ, формирующего выходной сигнал. В процессе обучения оценивается соответствие выходного сигнала НСФ ожидаемому и корректируются значения весовых коэффициентов. Ожидаемый выходной сигнал НСФ (\mathbf{Y} – вектор отсчетов размерности $2f_sT_0$) определяется значением выхода оптимального СФ для текущего временного сдвига входного сигнала. Процесс обучения НСФ, на примере одного квадратурного канала, поясняется рисунком 2.

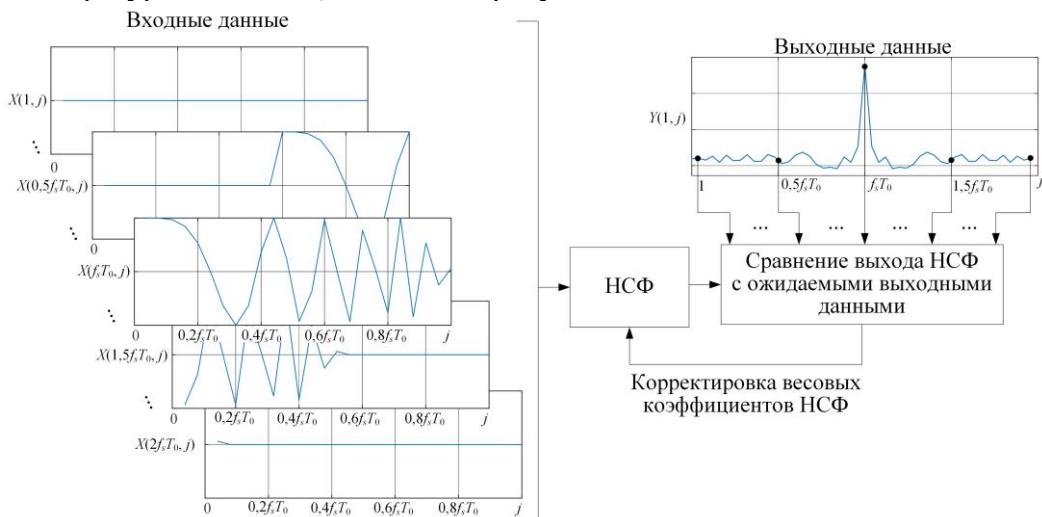


Рис. 2. Пояснение процесса обучения НСФ

В данном случае процесс обучения можно трактовать как решение нейронной сетью задачи регрессии. Решение такой задачи сводится к определению весовых коэффициентов, требуемых для получения сигнала, описанного экспериментальными данными, которые в рассматриваемом случае являются выходным сигналом СФ.

После обучения оценивается эффективность НСФ с помощью тестовых сигналов, представляющих собой аддитивную смесь отсчетов ЛЧМ импульса и реализаций помехи. В качестве помехи использовался некоррелированный гауссовский шум. Эффективность СФ и НСФ оценивалась по следующим показателям:

- выигрыш в ОСШ на выходе фильтра $\Delta\gamma$;
- коэффициент сжатия выходного сигнала во времени $k_{c,jc}$;
- уровень боковых лепестков сигнала на выходе фильтра, эквивалентный уровню боковых лепестков сечения функции неопределенности вдоль оси времени A_{δ_l} .

Реализуемые фильтрами показатели эффективности сравниваются с теоретическими значениями, расчет которых осуществлялся по выражениям [1]:

$$\Delta\gamma = f_s T_0;$$

$$k_{c,jc} = T_0 \Delta F_c,$$

где ΔF_c – ширина спектра входного ЛЧМ импульса.

В качестве примера на рисунке 3 представлены результаты обучения и функционирования НСФ в виде значений весовых коэффициентов и квадрата модуля временной структуры выходного сигнала для ЛЧМ импульса длительностью 5 мкс с шириной спектра 2,5 МГц.

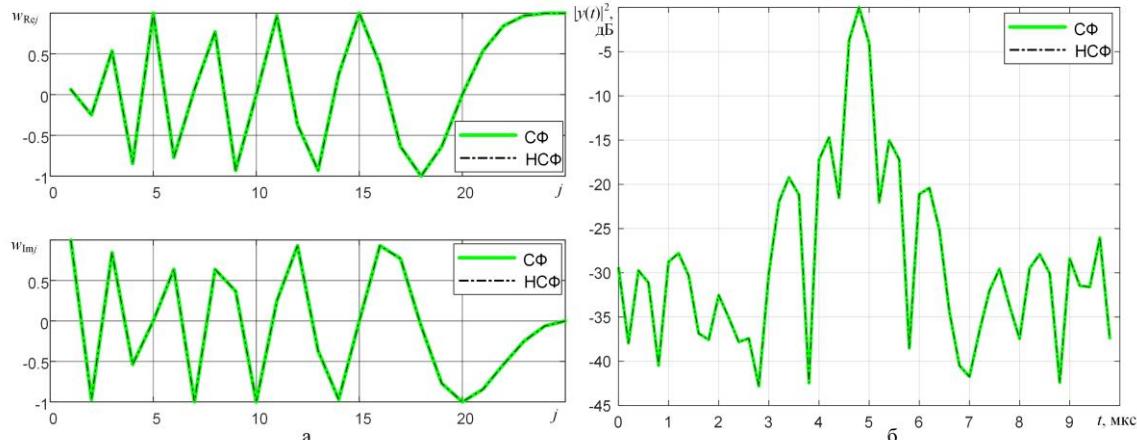


Рис. 3. Результат обучения и функционирования НСФ:
а – весовые коэффициенты входного слоя квадратурных каналов НСФ
и отсчеты ИХ СФ; б – результат согласованной фильтрации ЛЧМ импульса

Как видно из рисунка 3, в результате обучения весовые коэффициенты НСФ принимают значения отсчетов ИХ СФ и представляют собой зеркальное отображение квадратурных составляющих ожидаемого ЛЧМ импульса. Оба устройства демонстрируют одинаковую эффективность выделения ЛЧМ импульса на фоне помех, что является очевидным по причине равенства весовых коэффициентов НСФ и отсчетов ИХ СФ.

3. ОЦЕНКА РЕЗУЛЬТАТОВ ОБУЧЕНИЯ НЕЙРОСЕТЕВОГО СОГЛАСОВАННОГО ФИЛЬТРА ПРИ ОГРАНИЧЕНИИ И ЗАШУМЛЕНИИ ВХОДНЫХ ДАННЫХ

С точки зрения практической реализации НСФ важным является вопрос скорости обучения, которая определяется структурой фильтра и объемом обучающих данных.

Для получения НСФ, соответствующего оптимальному фильтру, НСФ необходимо обучить выборкой данных, размеры которой равны удвоенной длительности ожидаемого сигнала. С целью оценки возможности повышения быстродействия процедуры обучения исследован вопрос эффективности НСФ при обучении данными ограниченного объема. Рассмотрены два подхода к сокращению размерности входных и выходных данных: первый – прореживание во времени или уменьшение частоты дискретизации (рисунок 4, а), второй – усечение (рисунок 4, б).

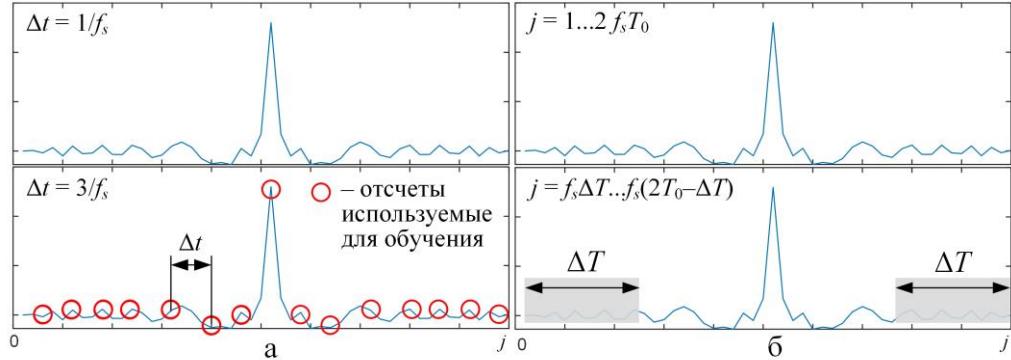


Рис. 4. Пояснение сокращения размерности данных для обучения:
а – прореживание во времени; б – усечение

Зависимости показателей эффективности НСФ при сокращении размерности входных и выходных данных представлены на рисунках 5 и 6. Рисунок 5 иллюстрирует зависимость от коэффициента k , увеличивающего интервал дискретизации ($\Delta t = k/f_s$, где $k = \overline{1,4}$), а рисунок 6 – зависимость от интервала усечения ΔT , нормированного к удвоенному количеству отсчетов фильтруемого импульса.

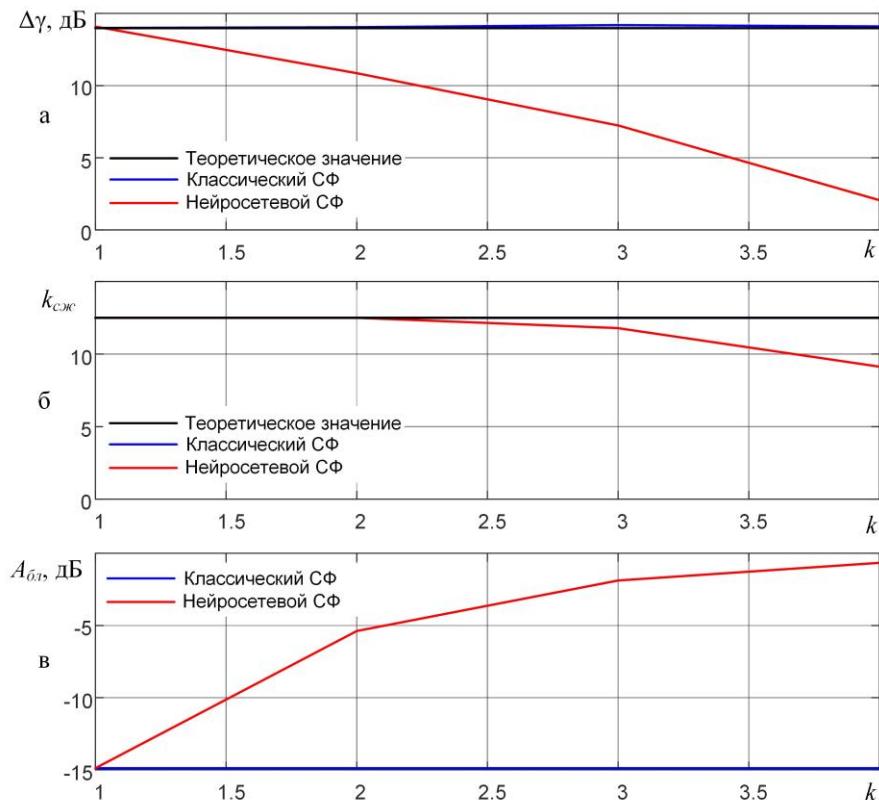


Рис. 5. Зависимости показателей эффективности НСФ от коэффициента, увеличивающего интервал дискретизации: а – выигрыш в ОСШ; б – коэффициент сжатия; в – уровень боковых лепестков

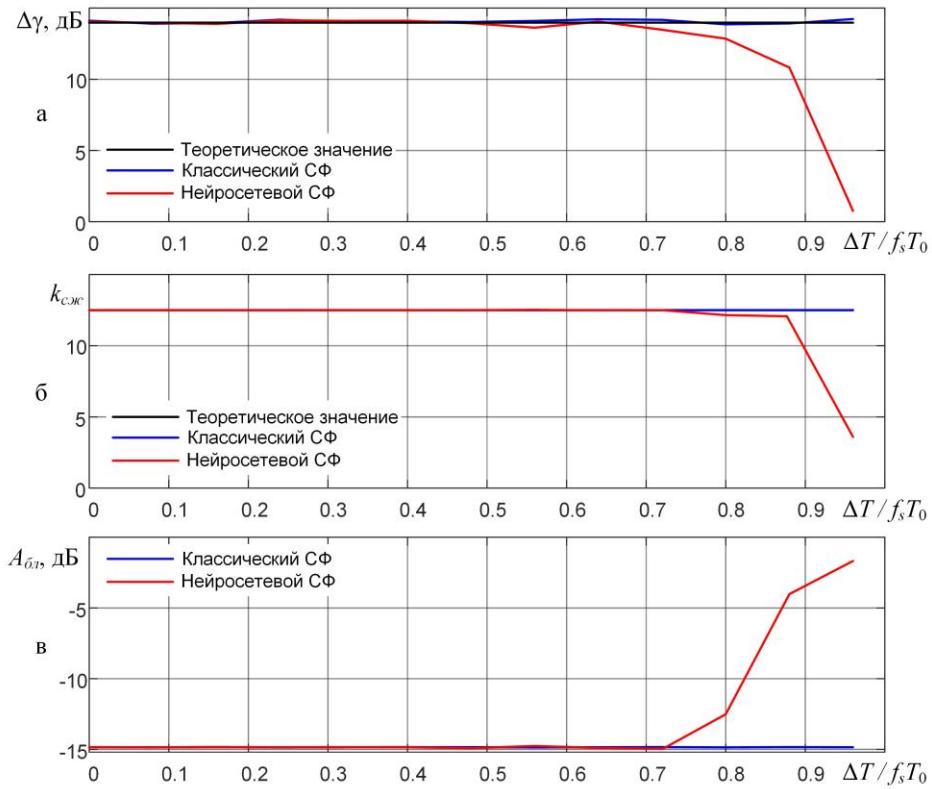


Рис. 6. Зависимости показателей эффективности НСФ от интервала усечения:
а – выигрыш в ОСШ; б – коэффициент сжатия; в – уровень боковых лепестков

Представленные на рисунках 5 и 6 результаты свидетельствуют о существенном влиянии объема обучающих данных на эффективность обучения НСФ. Наиболее критичным при этом является интервал дискретизации. Увеличение интервала дискретизации входных данных в два раза приводит к снижению выигрыша в ОСШ и росту уровня боковых лепестков на 3 и 10 дБ соответственно, что говорит о неприменимости данного подхода для ограничения размеров обучающей выборки. Такой результат является вполне ожидаемым и объясняется теоремой отсчетов, предписывающей минимально необходимое значение частоты дискретизации, равное удвоенному значению ширины спектра воспроизводимого сигнала. Так как изменение интервала дискретизации ограничивает спектр сигнала, воспроизвести который должна нейронная сеть, эффективность ее обучения снижается.

Меньшее влияние на эффективность НСФ оказывает усечение обучающих данных. Анализируя представленные на рисунке 6 результаты, можно сделать вывод, что наибольшее значение для процесса обучения имеют отсчеты главного корреляционного пика и первых боковых лепестков выходного сигнала, содержащие большую часть его энергии. Усечение (вплоть до половины используемых данных), в результате которого указанные отсчеты выходного сигнала сохраняются в выборке обучающих данных, позволяют добиться эффективности НСФ близкой к оптимальной. Физически такой эффект можно трактовать следующим образом – малое расхождение между выходным сигналом НСФ и ожидаемым сигналом, характерное для близких к нулю значений выходного сигнала СФ, приводит к менее существенным изменениям весовых коэффициентов и для обучения не представляет существенного интереса. Аналогом данного эффекта является снижение скорости сходимости метода градиентного спуска к оптимальному решению по мере приближения к нулю сигнала рассогласования [2].

Следующим исследуемым вопросом является оценка влияния зашумления выборки обучающих данных на эффективность обучения НСФ. С этой целью проведен эксперимент по обучению НСФ данными, в которые наряду с отсчетами полезного

сигнала добавлены отсчеты некоррелированного гауссовского шума, мощность которого задавалась в соответствии с выражением:

$$\sigma_w^2 = P_s / \rho_w ,$$

где P_s – мощность входного импульса; ρ_w – требуемое ОСШ входных данных для обучения.

Зависимости показателей эффективности НСФ от ОСШ изображены на рисунке 7.

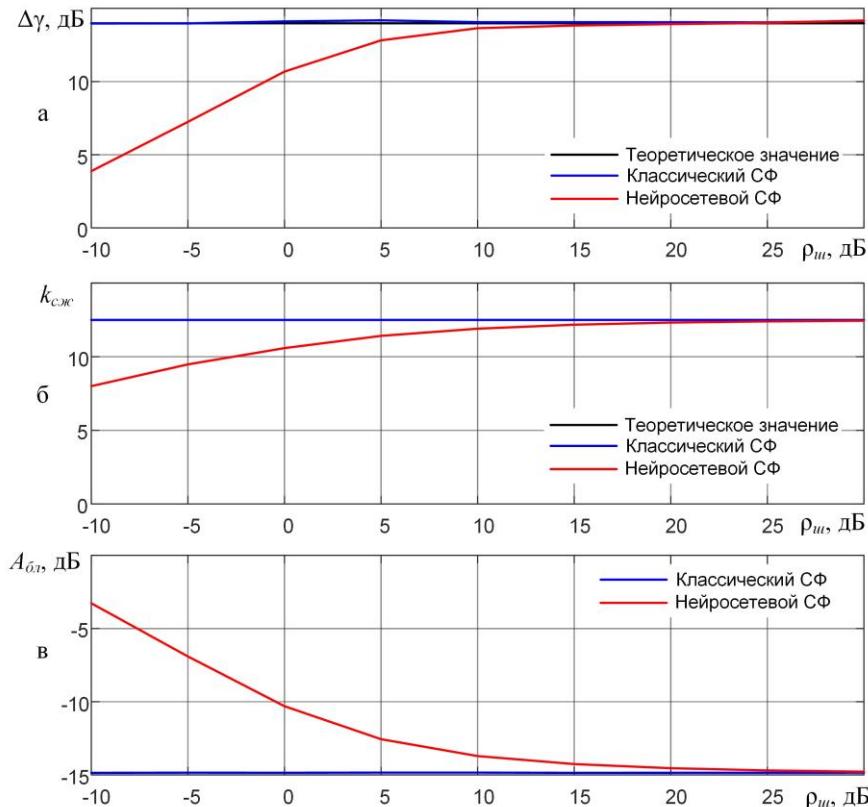


Рис. 7. Зависимости показателей эффективности НСФ от ОСШ входных данных:
а – выигрыш в ОСШ; б – коэффициент сжатия; в – уровень боковых лепестков

Как видно из рисунка 7, при значениях ОСШ менее 5 дБ, эффективность НСФ существенно уступает оптимальной. В качестве некоторого эмпирически установленного ОСШ, обеспечивающего соответствие показателей эффективности СФ и НСФ, можно выделить значение 20 дБ. Учитывать данное значение ОСШ целесообразно при настройке НСФ в реальных сценариях применения, когда уровень ОСШ обучающей выборки необходимо регулировать в зависимости от задач фильтрации (минимизация мощности помехи или максимизация отклика на полезный сигнал).

4. ИССЛЕДОВАНИЕ НЕЙРОСЕТЕВОГО СОГЛАСОВАННОГО ФИЛЬТРА С ФУНКЦИЕЙ ПОДАВЛЕНИЯ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ

Актуальной проблемой согласованной фильтрации радиолокационных сигналов, является необходимость ПБЛ выходного сигнала СФ. Высокий уровень боковых лепестков снижает возможности РЛС по разрешению близко расположенных целей, приводит к маскированию «слабых» сигналов от малоразмерных целей на фоне более мощных отражений, повышает интенсивность потока ложных отметок. Эффективным способом борьбы с боковыми лепестками является применение различных оконных преобразований [6, 7]. К основным недостаткам данного способа ПБЛ относятся

расширение главного корреляционного пика, ухудшающего разрешающую способность РЛС, и снижение ОСШ.

Широкие возможности ИНС по адаптации позволяют рассматривать их в качестве альтернативного варианта для ПБЛ. Суть предлагаемого метода заключается в замене совокупности фильтра, осуществляющего оконное преобразование, и СФ на один НСФ, который объединит в себе обе функции. Требуемый вид выходного сигнала, учитывающий допустимое расширение главного корреляционного пика и заданный уровень боковых лепестков, определяет разработчик. При этом, в зависимости от условий функционирования и задач, решаемых РЛС, настройки такого НСФ могут изменяться.

Для практической оценки возможности реализации предложенного метода проведен пробный эксперимент по обучению и оценке функционирования НСФ для специально сгенерированного ожидаемого выходного сигнала, в котором ширина главного корреляционного пика была сохранена, а требуемый уровень первых боковых лепестков снижен на 3 дБ. Результаты эксперимента в виде временной структуры выходных сигналов СФ, СФ с дополнительным ПБЛ при помощи окна Хэмминга и НСФ изображены на рисунке 8.

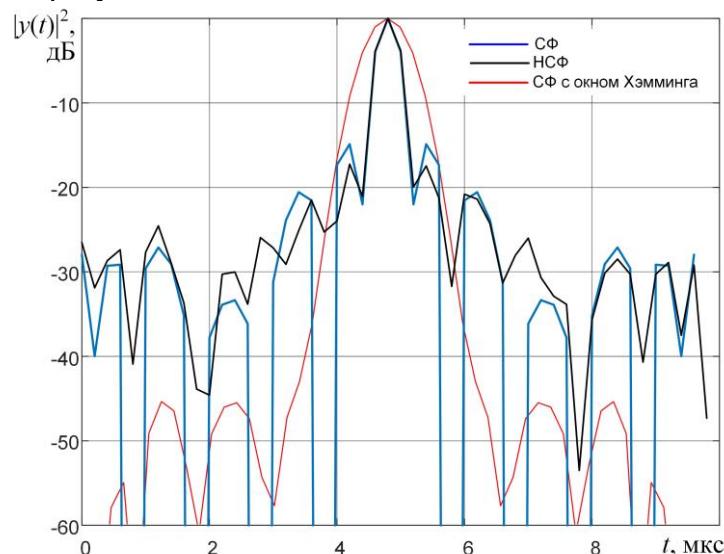


Рис. 8. Временная структура результата согласованной фильтрации ЛЧМ импульса

Как видно из рисунка 8, дополнительное оконное преобразование для заданных конкретных параметров окна Хэмминга обеспечивает существенное снижение уровня боковых лепестков, но при этом практически в 3 раза ухудшается разрешающая способность РЛС по дальности. Нейросетевой СФ демонстрирует сохранение ширины корреляционного пика и снижение на 2,5...2,7 дБ первых боковых лепестков. Получение лучших результатов использования НСФ планируется в ходе дальнейших исследований.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В докладе рассмотрена возможность применения ИНС для задачи согласованной фильтрации одиночного сигнала известной формы. Получено, что в условиях выделения сигнала на фоне некоррелированного гауссовского шума эффективность НСФ полностью соответствует эффективности «классического» СФ с КИХ.

Рассмотрена возможность повышения скорости обучения НСФ за счет ограничения входных данных для обучения. В результате исследований установлено, что наиболее предпочтительным является ограничение данных для обучения за счет

усечения. Усечение вплоть до половины используемых данных, при условии сохранения в обучающей выборке отсчетов главного корреляционного пика и первых боковых лепестков выходного сигнала, позволяют добиться эффективности НСФ близкой к оптимальной.

Наряду с ограничением, к снижению эффективности НСФ приводит и зашумление данных для обучения. При значениях ОСШ входных данных для обучения менее 5 дБ эффективность НСФ можно считать не приемлемой.

Область практического применения полученных результатов включает синтез алгоритмов адаптивной согласованной фильтрации для РЛС.

Направлением дальнейших исследований является изучение возможности повышения сложности структуры ИНС, используемой для задач согласованной фильтрации, рассмотрение процесса обучения НСФ при негауссовских шумах и искажениях полезного сигнала, объединение функций согласованной фильтрации и подавления боковых лепестков в НСФ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Охрименко А. Е. Основы радиолокации и РЭБ. М.: Воениздат, 1983. – 456 с.
2. Первачев С. В., Перов А. И. Адаптивная фильтрация сообщений. – М.: Радио и связь, 1991. – 160 с.
3. Татузов А. Л. Нейронные сети в задачах радиолокации. М.: Радиотехника, 2009. – 432 с.
4. Farag, M. M. Matched Filter Interpretation of CNN Classifiers with Application to HAR // Sensors, 2022, № 22, P. 1–25.
5. Николенко С., Кадурин А., Архангельская Е. Глубокое обучение. СПб.: Питер, 2018. – 480 с.
6. Валуйский Д. В., Витязев С. В. Алгоритмы подавления боковых лепестков при приеме сигналов с фазовой манипуляцией // III Международный научно-технический форум СТНО-2020. Сборник трудов, 2020, Т. 3, С. 8–13.
7. Jung K. T., Kim C. J., Lim C. H., Lee H. S., Kwag Y. K. Design of optimum mean square sidelobe suppression filters for Barker codes // 92 International Conference on Radar, Brighton, UK, 1992. – P. 530–533.

REFERENCES

1. Okhrimenko A. E. Fundamentals of radar and electronic warfare. M.: Voenizdat, 1983. – 456 p.
2. Pervachev S. V., Perov A. I. Adaptive message filtering. M.: Radio and communications, 1991. – 160 p.
3. Tatuzov A. L. Neural networks in radar tasks. M.: Radiotekhnika, 2009. – 432 p.
4. Farag, M. M. Matched Filter Interpretation of CNN Classifiers with Application to HAR // Sensors, 2022, № 22, P. 1–25.
5. Nikolenko S., Kadurin A., Arkhangelskaya E. Deep learning. St. Petersburg: Peter, 2018. – 480 p.
6. Valuisky D. V., Vityazev S. V. Algorithms for suppressing side lobes when receiving signals with phase manipulation // III International Scientific and Technical Forum STNO-2020. Collection of works., 2020, Vol. 3, P. 8–13.
7. Jung K. T., Kim C. J., Lim C. H., Lee H. S., Kwag Y. K. Design of optimum mean square sidelobe suppression filters for Barker codes // 92 International Conference on Radar, Brighton, UK, 1992. – P. 530–533.

ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ТОЧНОСТЬ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОЙ ПРОТЯЖЕННОСТИ ЦЕЛИ В РАДИОЛОКАТОРАХ РАЗЛИЧНЫХ ВИДОВ

Е. А. Антохин¹

¹Санкт-Петербургский Государственный университет аэрокосмического приборостроения (ГУАП), Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация. Выполнено сравнение полученных границ Крамера-Рао оценки параметров пространственной-протяженной цели в радиолокаторе с антенной решеткой и моноимпульсном суммарно-разностным радиолокаторе. Показано, что эффективная протяженность объекта может использоваться при радиолокационном распознавании.

Ключевые слова: эффективная протяженность объекта, суммарно-разностный измеритель, антenna решетка, граница Крамера-Рао.

POTENTIAL ACCURACY ESTIMATE OF TARGET EFFECTIVE EXTENSION IN RADARS OF DIFFERENT TYPES

E. A. Antokhin¹

¹Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation (SUAU), Russian Federation

Abstract. Comparison of potential quality parameters estimation of spatially-extended target in radar with antenna array and sum-difference direction finder is considered. Cramer-Rao bounds are found and compared. Shown that effective target extension is a reliable attribute in target recognition applications.

Keywords: target effective extension, sum-difference direction finder, antenna array, Cramer-Rao bound.

1. ВВЕДЕНИЕ

Определение эффективности оценок параметров и степени их статистической взаимосвязи можно, как известно [1, 2], осуществить на основании неравенства Крамера-Рао

$$\mathbf{R}_{\boldsymbol{\theta}} \geq \mathbf{F}^{-1}, \quad (1)$$

где $\mathbf{R}_{\boldsymbol{\theta}}$ – корреляционная матрица оценок векторного параметра $\boldsymbol{\theta}$, вычисленного конкретным алгоритмом, \mathbf{F} – информационная матрица Фишера, элементы которой равны

$$f_{ij} = - \left\langle \frac{\partial^2 \ln L(\boldsymbol{\theta} | \mathbf{e})}{\partial \theta_i \partial \theta_j} \right\rangle,$$

где $L(\boldsymbol{\theta} | \mathbf{e})$ – функция правдоподобия (ФП) принимаемого сигнала, \mathbf{e} - принятая выборка, $\langle \cdot \rangle$ – оператор математического усреднения по ансамблю.

Диагональные элементы корреляционной матрицы $\mathbf{R}_{\boldsymbol{\theta}}$, равные дисперсиям оценок, показывают, с какой потенциальной точностью могут быть оценены составляющие вектора параметров $\boldsymbol{\theta}$. Недиагональные элементы характеризуют статистическую взаимосвязь составляющих. Информационная матрица Фишера [1, 2] выражает предельное количество информации о параметрах, которое может быть

извлечено из принимаемой реализации с заданной ФП заданным способом наблюдения независимо от алгоритма оценки.

В данной работе рассматривается задача сравнения потенциальной точности оценки эффективной протяженности объекта по пространственно-временному сигналу, принимаемого двухканальным суммарно-разностным моноимпульсным радиолокатором (СР-МРЛ) и радиолокатором с антенной решеткой (РЛ-АР).

2. ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ТОЧНОСТЬ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОЙ ПРОТЯЖЕННОСТИ ОБЪЕКТА, НАБЛЮДАЕМОГО МОНОИМПУЛЬСНЫМ РАДИОЛОКАТОРОМ С СУММАРНО-РАЗНОСТНЫМ ИЗМЕРИТЕЛЕМ

Пусть наблюдается протяженный объект, состоящий из K блестящих точек (БТ), разнесенных по угловой координате относительно точки наблюдения – фазового центра антенны СР-МРЛ. Известно [3, 4], что такой объект может быть охарактеризован индивидуальным угловым шумом, важнейшим статистическим параметром которого, с точки зрения задачи радиолокационного распознавания, является эффективная протяженность:

$$\beta_t = \left(\frac{\sum_{k=1}^K (\alpha_t - \Delta\alpha_k)^2 p_k}{\sum_{k=1}^K p_k} \right)^{1/2}, \quad (2)$$

где α_t – угловая координата энергетического центра объекта, равная

$$\alpha_t = \sum_{k=1}^K \Delta\alpha_k p_k / \sum_{k=1}^K p_k,$$

$\Delta\alpha_k$, p_k – угловая координата и мощность сигнала, отраженного k -й БТ.

Введенная таким образом мера имеет ясную физическую интерпретацию и представляет собой среднеквадратичную угловую протяженность объекта.

В работе [5] показано, что выражение для относительной ошибки измерения угловой координаты η объекта, состоящей из множества блестящих точек совпадает с выражением для сигнала ошибки e_{co} на выходе фазового детектора СР-МРЛ:

$$\eta = \operatorname{tg}(\varphi) \approx \kappa^{-1} e_{co} = \kappa^{-1} E_\Sigma^{-1} E_\Delta \cos(\varphi_\Delta - \varphi_\Sigma),$$

где φ – угол наклона нормали фазового фронта в точке наблюдения, κ – крутизна пеленгационной характеристики СР-МРЛ, E_Σ , E_Δ – амплитуды и φ_Σ , φ_Δ – фазы сигналов в суммарном и разностном каналах.

В работе [3] установлено, что отклонение $\Delta\eta$ величины η от своего математического ожидания подчиняется распределению Стьюдента с двумя степенями свободы:

$$f(\Delta\eta, \mu) = \frac{\mu}{2(1 + \mu^2 \Delta\eta^2)^{3/2}}, \quad -\infty < \Delta\eta < \infty,$$

где параметр μ , названный в [3] коэффициентом формы, определяется физическими – геометрическими и энергетическими – свойствами объекта. Коэффициент формы μ есть величина, обратная эффективной протяженности наблюдаемого объекта (2) $\beta_t = 1/\mu$.

Представим отсчеты принимаемых сигналов в суммарном и разностном каналах в виде вектора:

$$\mathbf{e} = \begin{bmatrix} e_{\Sigma}(1) & e_{\Delta}(1) & e_{\Sigma}(2) & e_{\Delta}(2) & \dots & e_{\Sigma}(N) & e_{\Delta}(N) \end{bmatrix}^T = \\ \begin{bmatrix} \mathbf{e}(1) & \mathbf{e}(2) & \dots & \mathbf{e}(n) & \dots & \mathbf{e}(N) \end{bmatrix}^T,$$

где N – объем полученной выборки. Считая, что значения оцениваемых информационных параметров остаются постоянными в течение интервала наблюдения, прием осуществляется на фоне белого шума, усредненные отсчеты которого имеют среднюю мощность P_{wn} , а принимаемая выборка - независимая, выражение для логарифма ФП принимаемого сигнала примет вид:

$$\ln L(\boldsymbol{\theta} | \mathbf{e}) = -\ln \pi^{2N} - \ln D - Q, \quad (3)$$

где

$$Q = \sum_{n=1}^N Q(n) = \sum_{n=1}^N \mathbf{e}^T(n) \mathbf{R}_e^{-1} \mathbf{e}(n), \quad D = \prod_{n=1}^N D(n) = [\det(\mathbf{R}_e)]^N, \quad \mathbf{R}_e = \begin{pmatrix} R_{\Sigma\Sigma} & R_{\Sigma\Delta} \\ R_{\Delta\Sigma} & R_{\Delta\Delta} \end{pmatrix}, \\ R_{\Sigma\Sigma} = \sum_k p_k f_{\Sigma}^2(\alpha_k) + P_{wn}, \quad R_{\Sigma\Delta} = \sum_k p_k f_{\Sigma}(\alpha_k) f_{\Delta}(\alpha_k), \\ R_{\Delta\Delta} = \sum_k p_k f_{\Delta}^2(\alpha_k) + P_{wn} - \text{корреляции соответствующих отсчетов сигналов}; \quad f_{\Sigma}(\cdot)$$

и $f_{\Delta}(\cdot)$ – диаграммы направленности суммарного и разностного каналов.

Учитывая, что константой в (3) при вычислении границы Крамера-Рао можно пренебречь, получим

$$\ln L = -(N \ln D + Q) = -N \ln D - \sum_{n=1}^N Q(n). \quad (4)$$

Пусть элементами вектора оцениваемых параметров $\boldsymbol{\theta}$ являются: мощность отраженного от цели сигнала P_t , угловая координата энергетического центра цели α_t и ее эффективная протяженность β_t . Матрицу $\mathbf{R}_e(n)$ можно представить в виде:

$$\mathbf{R}_e(n) = P_t \begin{pmatrix} 1 & \alpha_t \\ \alpha_t & \alpha_t^2 + \beta_t^2 \end{pmatrix} + P_{wn} \mathbf{I}. \quad (5)$$

Определив диаграммы направленности, потенциальная точность элементов вектора $\boldsymbol{\theta} = (P_t, \alpha_t, \beta_t)^T$ в СР-МРЛ будет равна соответствующим диагональным элементам обратной матрицы Фишера:

$$f_{jj} = -\left(\mathbf{F}^{-1}\right)_{jj}, \quad j = 1, 2, 3. \quad (6)$$

3. ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ТОЧНОСТЬ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ОБЪЕКТА, НАБЛЮДАЕМОГО РАДИОЛОКАТОРОМ С АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ

Пусть протяженный объект, состоящий из K БТ, наблюдается РЛ-АР, антенная система которого состоит из M независимых приемных каналов (антенных элементов).

Принятые элементами АР сигналы, отраженные от БТ объекта, составляют вектор $\mathbf{e}(t) = [e_m(t)]_{m=0}^{M-1}$, который имеет комплексное нормальное распределение вероятности $CN(\mathbf{0}, \mathbf{R}_e)$ с нулевым вектором математического ожидания и КМ $\mathbf{R}_e = \langle \mathbf{e}(t) \mathbf{e}^H(t) \rangle$, $(\cdot)^H$ – оператор эрмитового сопряжения.

Считая, что объект наблюдения находится от АР на расстоянии, значительно превышающем его линейные размеры, а сигналы, отраженные от БТ статистически независимы, элементы КМ пространственного сигнала цели будут равны

$$R_{mn} = \langle e_m(t) e_n^*(t) \rangle = \sum_k^K p_k \exp[i(m-n)d u_k], \quad (7)$$

где $u_k = k_w \sin \theta_k$ – пространственная частота сигнала k -ой БТ, $k_w = 2\pi/\lambda_w$ – волновое число, λ_w – длина волны зондирующего сигнала, d – расстояние между соседними элементами АР, p_k – средняя мощность сигнала, отраженного k -ой БТ.

В силу теоремы Винера-Хинчина корреляционная функция (КФ) $R(x)$ пространственного сигнала x , отсчетами которого являются сигналы в элементах антенной решетки (АР) и пространственный спектр цели связаны между собой парой преобразования Фурье:

$$\begin{aligned} R(x) &= \frac{1}{2\pi} \int S(u) \exp[iux] du, \\ S(u) &= \int R(x) \exp[-iux] dx. \end{aligned} \quad (8)$$

Спектральная плотность мощности (СПМ) $S(u)$ соответствует распределению мощности рассеянного протяженным объектом пространственного сигнала x по пространственной частоте $u = k_w \sin \alpha$.

В работе [6] показано, что получение энергетических, пространственных и некоординатных информационных характеристик протяженного объекта может быть основано на оценке алгебраических моментов СПМ:

$$M_l = \int u^l S(u) du, \quad (9)$$

где l – номер момента, $l = 0, 1, 2, \dots, L$, L – количество моментов, используемых для характеристики СПМ.

Эффективная протяженность объекта по пространственной частоте связана с алгебраическими моментами СПМ следующим образом:

$$B_t = \left(\frac{\int (u - u_t)^2 S(u) du}{\int S(u) du} \right)^{1/2} = \left(\frac{M_2}{M_0} - \left(\frac{M_1}{M_0} \right)^2 \right)^{1/2}. \quad (10)$$

Оценка алгебраических моментов СПМ может быть выполнена в результате обработки сигнала, принимаемого РЛ-АР. Считая, что значения оцениваемых информационных параметров остаются постоянными в течение интервала наблюдения, прием полезного сигнала в каналах АР ведется на фоне независимых белых шумов, средняя мощность усредненных отсчетов которого равна P_{wn} , и вектор $\mathbf{e}(t)$ имеет комплексное нормальное распределение вероятности $CN(\mathbf{0}, \mathbf{C})$, где $\mathbf{C} = \mathbf{R} + P_{wn} \mathbf{I}_M$ – КМ принятого сигнала, \mathbf{I}_M – единичная матрица размера $M \times M$, выборочная КМ $\hat{\mathbf{C}}$ будет подчиняться комплексному распределению вероятности Уишарта [7]:

$$CW(\hat{\mathbf{C}} | \mathbf{C}) = \frac{|\hat{\mathbf{C}}|^{N-M}}{\Gamma(M, N) |\mathbf{C}|^N} \exp \left[-N \operatorname{tr}(\mathbf{C}^{-1} \hat{\mathbf{C}}) \right],$$

где $\Gamma(M, N)$ – комплексная Гамма функция, выполняющая роль нормирующего коэффициента, N – число отсчетов сигнала, используемых для вычисления выборочной КМ $\hat{\mathbf{C}}$, $|\cdot|$ – определитель матрицы, $\operatorname{tr}(\cdot)$ – след матрицы. Логарифм ФП равен

$$\ln L(\mathbf{C}|\hat{\mathbf{C}}) = \text{const} - N \ln |\mathbf{C}| - N \text{tr}(\mathbf{C}^{-1} \hat{\mathbf{C}}). \quad (11)$$

Дифференцируя (11) дважды по элементам вектора неизвестных параметров $\boldsymbol{\theta} = (P_t, u_t, B_t)^T$ и усредняя по случайным элементам выборочной КМ $\hat{\mathbf{C}}$, получим для математического ожидания смешанной производной уравнение

$$\left\langle \frac{\partial^2}{\partial \theta_p \partial \theta_q} \ln L(\mathbf{C}|\hat{\mathbf{C}}) \right\rangle = -N \text{tr} \left(\mathbf{C}^{-1} \frac{\partial \mathbf{C}}{\partial \theta_p} \mathbf{C}^{-1} \frac{\partial \mathbf{C}}{\partial \theta_q} \right), \quad p, q = 1, 2, 3 \quad (12)$$

Уравнения (12) позволяют получить информационную матрицу Фишера

$$\mathbf{F} = N \left[\text{tr} \left(\mathbf{C}^{-1} \frac{\partial \mathbf{C}}{\partial \theta_p} \mathbf{C}^{-1} \frac{\partial \mathbf{C}}{\partial \theta_q} \right) \right]_{p,q=1,2,3}^{3 \times 3}, \quad (13)$$

обращение которой в соответствии с (1) дает границу Крамера-Рао.

4. СРАВНЕНИЕ ПОТЕНЦИАЛЬНЫХ ТОЧНОСТЕЙ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОЙ ПРОТЯЖЕННОСТИ ОБЪЕКТА, НАБЛЮДАЕМОГО РАЗНЫМИ ВИДАМИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СРЕДСТВ

Выражения (6) и (13) записаны в общем виде. Для проведения вычислений необходимо задать значения параметров наблюдаемого объекта, параметров средства и условий наблюдения.

Рассмотрим для примера случай, когда объект имеет равномерную в интервале $[u_t - \Delta u_t/2, u_t + \Delta u_t/2]$, где u_t и Δu_t - положение энергетического центра и протяженность цели по пространственной частоте $u = k_w \sin \alpha$. СПМ пространственного сигнала цели:

$$S(u) = \begin{cases} 2\pi P_t / \Delta u_t, & |u - u_t| \leq \Delta u_t / 2 \\ 0, & |u - u_t| > \Delta u_t / 2 \end{cases}$$

При этом в соответствии с (8) КФ будет равна

$$R(x) = P_t \exp(-iu_t x) \text{sinc}(\Delta u_t x / 2),$$

где $\text{sinc}(z) = \sin(z)/z$, $|z| < \infty$.

Первые три момента СПМ соответственно равны

$$M_0 = 2\pi P_t, \quad M_1 = 2\pi P_t u_t, \quad M_2 = 2\pi P_t \left(\frac{\Delta u_t^2}{12} + u_t^2 \right).$$

При вычислениях использовались следующие значения параметров:

- количество элементов АР $M = 32$;

- средняя мощность белого шума $P_{wn} = 1$;

- положение энергетического центра объекта $u_t = 0.1 \delta u$, где $\delta u = 2\pi/M$ - ширина ДН антенной решетки, сфокусированной в направлении $\alpha = 0$;

- ширина суммарной ДН СР-МРЛ принималась равной ширине ДН РЛ-АР.

- формы диаграмм суммарной и разностной диаграмм направленности СР-МРЛ: $f_\Sigma(\alpha) = \cos(\alpha)$, $f_\Delta(\alpha) = \sin(\alpha)$.

Результаты вычислений границ оценки эффективной протяженности для СР-МРЛ и РЛ-АР в виде семейств зависимостей от ОСШ при различных значениях протяженности объекта $\Delta u_{o.e.}$, выраженной в долях ширины ДН, представлены на рисунке 1.

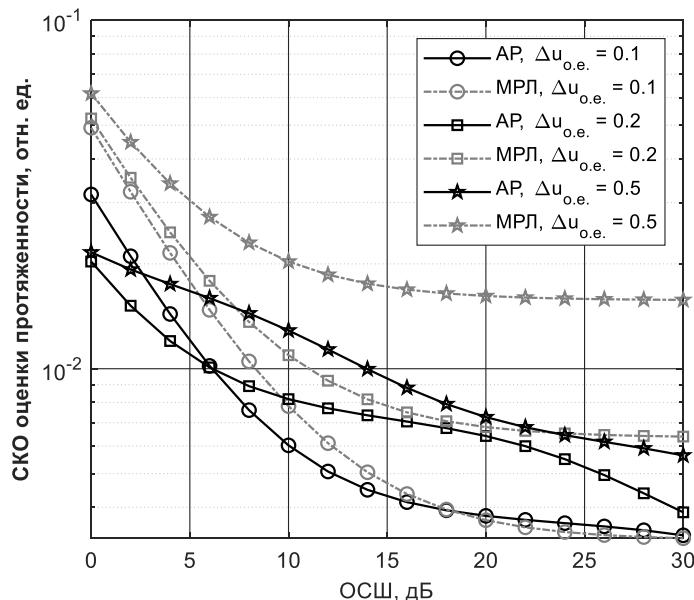


Рис. 1. Границы Крамера-Рао оценки пространственной протяженности.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представленные результаты сравнения полученных оценок потенциальной точности оценки эффективной протяженности объекта, наблюдаемого разными видами радиолокаторов - РЛ-АР и СР-МРЛ - позволяют сделать следующие выводы:

1) Зависимости СКО оценок угловой протяженности от ОСШ имеют два явно выраженных участка. В области малых значений ОСШ $q^2 = 10 \dots 15$ дБ наблюдается уменьшение СКО оценок с ростом ОСШ. Эта область значений ОСШ соответствует случаю, когда наблюдаемый объект может рассматриваться как точечный. При ОСШ более 15 дБ СКО оценок перестают зависеть от ОСШ, что объясняется тем, что ошибки измерения в этих условиях являются следствием только амплитудного и углового шума самого объекта.

2) Оценка протяженности объекта может использоваться как признак идентификации объекта в радиотехнических средствах, в функции которых входит распознавание радиолокационной обстановки в собственных интересах или в интересах вышестоящей системы.

3) В области малых значений ОСШ (до 5 дБ) значение СКО оценки сравнимо со значением самой протяженности, что ограничивает возможность ее использования как надежного признака классификации.

4) С увеличением протяженности при фиксированном ОСШ точность ее оценки ухудшается, что необходимо учитывать в алгоритмах классификации и распознавания, использующих этот параметр, при построении разделяющих гиперповерхностей в пространстве признаков.

5) Параметры протяженного объекта, оцениваемые сравниваемыми средствами наблюдения с одной стороны функционально связаны, с другой – близки по потенциальной точности, что свидетельствует о возможности их использования для радиолокационного распознавания в пространственно-разнесенных многопозиционных системах наблюдения, компонентами которых являются радиотехнические комплексы различных типов.

6) Полученные границы Крамера-Рао могут использоваться для сравнения алгоритмов оценки параметров по критерию их статистической эффективности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Крамер Г. Математические методы статистики; пер. с англ., под ред. А. Н. Колмогорова. – М.: Мир. 1975. - 648 с.
2. Феллер В. Введение в теорию вероятностей и ее приложения. Том 1. / пер. с англ. – М.: Мир, 1984. - 738 с.
3. Островитянов Р. В., Басалов Ф. А. Статистическая теория радиолокации протяженных целей. – М.: Радио и связь. 1982. - 232 с.
4. Монаков А. А., Островитянов Р. В. Влияние шумов на точность оценивания положения центра протяженного объекта // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника. 1992. № 5. – С. 39 - 44.
5. Леонов А. И., Фомичев К. И. Моноимпульсная радиолокация. 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь. 1984. - 312 с.
6. Монаков А. А. Оценка алгебраических моментов спектра случайных процессов в задачах радиолокации протяженных целей // Успехи современной радиоэлектроники. 2006. Т. 60. № 10. – С. 36 - 50.
7. Goodman N. R. The distribution of the determinant of a complex Wishart distributed matrix // The Annals of Mathematical Statistics. 1963, Vol. 34 (1). – Pp. 178 - 180.

REFERENCES

1. Cramer, H. Mathematical methods of statistics. Princeton: Princeton University Press, 1946. – 575 p.
2. Feller, W. An introduction to probability theory and its applications. John Wiley and Sons, 1968. – 509 p.
3. Ostrovtyanov, R. V., Basalov, F. A. Statistical theory of radiolocation of extended targets. M.: Radio i svyaz, 1982. – 232 p.
4. Monakov, A. A., Ostrovtyanov, R. V., Influence of noise on estimation accuracy of extended object energy center // Izvestiya vuzov. Radioelectronics. 1992, No. 5. – Pp. 39–44.
5. Leonov, A. I., Fomichev, K. I., Monopulse radiolocation. M.: Radio i svyaz, 1984. – 312 p.
6. Monakov, A. A., Estimation of the algebraic spectral moments of random processes in problems of the extended radar target theory // Journal Achievements of Modern Radioelectronics, 2006, Vol. 60. No 10. – Pp. 36–50.
7. Goodman, N. R. The distribution of the determinant of a complex Wishart distributed matrix // The Annals of Mathematical Statistics. 1963, Vol. 34 (1). – Pp. 178 -180.

АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК РАССЕЯНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ЦЕЛЕЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ БЛИЗОСТИ

Е.Л. Шошин

Сургутский государственный университет ХМАО-Югры, Сургут, РФ

Аннотация. Исследованы поляризационная близость и глубина поляризационной модуляции радиоволн, рассеянных стабильными радиолокационными целями. Приведены результаты моделирования поляризационных характеристик радиоволн, рассеянных двух- и трёхгранными уголковыми отражателями, невзаимным объектом и линейным вибратором. Рассмотрен режим полного поляризационного сканирования малоконтрастной радиолокационной цели. Выполнен анализ точности измерения матрицы Кено нестабильных радиолокационных целей.

Ключевые слова: поляризационная близость, глубина модуляции, полное поляризационное сканирование, матрица рассеяния, вектор Стокса, матрица Кено.

ANALYSIS OF THE SCATTERING CHARACTERISTICS OF RADAR TARGETS USING POLARIZATION PROXIMITY

E.L. Shoshin

Surgut state University of KHMAO-Yugra, Surgut, Russia

Abstract. The polarization proximity and depth of polarization modulation of radio waves scattered by stable radar targets are investigated. The results of modeling the polarization characteristics of radio waves scattered by two- and three-sided corner reflectors, a non-reciprocal object and a linear vibrator are presented. The mode of full polarization scanning of a low-contrast radar target is considered. The accuracy of measuring the Keno matrix of unstable radar targets is analyzed.

Keywords: polarization proximity, modulation depth, full polarization scanning, scattering matrix, Stokes vector, Keno matrix.

1. ВВЕДЕНИЕ

При измерении характеристик рассеяния радиолокационных целей используется поляризационная модуляция зондирующих сигналов [1,2]. Алгоритмы измерения поляризационных характеристик направлены на оперативное получение информации о рассеивающих характеристиках радиолокационных целей с реализуемой при этом погрешностью [3-5].

В [6] введено понятие поляризационной близости двух состояний поляризаций (отвечающих точкам P_1 и P_2 на комплексной плоскости) как доля интенсивности волны, характеризуемую состоянием P_1 , приходящуюся на состояние P_2 . В качестве меры поляризационной близости, инвариантной к выбору поляризационного базиса [7], выступает квадрат расстояния между сферическими отображениями точек P_1 и P_2 на сфере Римана:

$$N(P_1, P_2) = \frac{|P_1|^2 |P_2|^2 + P_1^* P_2 + P_1 P_2^* + 1}{|P_1|^2 |P_2|^2 + |P_1|^2 + |P_2|^2 + 1}. \quad (1)$$

Функция удалённости этих же состояний поляризации задаётся соотношением:

$$H(P_1, -1/P_2^*) = 1 - N(P_1, P_2) = \frac{|P_1|^2 + |P_2|^2 - P_1^* P_2 - P_1 P_2^*}{|P_1|^2 |P_2|^2 + |P_1|^2 + |P_2|^2 + 1}. \quad (2)$$

Понятие поляризационной близости радиоволн в настоящее время не используется при проведении измерений поляризационных характеристик радиолокационных целей. Целью исследования является анализ поляризационной близости и глубины модуляции радиоволн в одноканальных поляриметрических РЛС и точности измерения матрицы Кено при облучении радиолокационных целей поляризационно-модулированными и равноудалёнными поляризованными сигналами.

2. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СТОКСОВА ПРОСТРАНСТВА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ БЛИЗОСТИ

При нахождении близости состояний поляризации в задаче обработки радиолокационных сигналов, формируемых при облучении и рассеянии радиолокационной целью, может использоваться скалярное произведение 4-х мерных векторов $St_1 = (I_1, Q_1, U_1, V_1)^T$ и $St_2 = (I_2, Q_2, U_2, V_2)^T$, заданных в Стоксовом пространстве [8]:

$$St_1 \cdot St_2 = I_1 \cdot I_2 + Q_1 \cdot Q_2 + U_1 \cdot U_2 + V_1 \cdot V_2. \quad (3)$$

Нормированные векторы St_1 и St_2 могут быть представлены в виде, не зависимом от способа представления поляризационных отношений [7]:

$$St_1 = \begin{Bmatrix} 1 & \frac{2\operatorname{Re}P_1}{1+|P_1|^2} & \frac{2\operatorname{Im}P_1}{1+|P_1|^2} & \frac{|P_1|^2-1}{1+|P_1|^2} \end{Bmatrix}, \quad (4)$$

$$St_2 = \begin{Bmatrix} 1 & \frac{2\operatorname{Re}P_2}{1+|P_2|^2} & \frac{2\operatorname{Im}P_2}{1+|P_2|^2} & \frac{|P_2|^2-1}{1+|P_2|^2} \end{Bmatrix}. \quad (5)$$

Подставляя (4) и (5) в (3), можно получить

$$St_1 \cdot St_2 = 2 \frac{|P_1|^2 |P_2|^2 + P_1^* P_2 + P_1 P_2^* + 1}{|P_1|^2 |P_2|^2 + |P_1|^2 + |P_2|^2 + 1} = 2N(P_1, P_2). \quad (6)$$

Как свидетельствует (6) скалярное произведение нормированных векторов Стокса анализируемых радиоволн равно удвоенному значению их поляризационной близости.

3. АНАЛИЗ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ БЛИЗОСТИ РАДИОВОЛН, РАССЕЯННЫХ СТАБИЛЬНЫМИ РАДИОЛОКАЦИОННЫМИ ЦЕЛЯМИ

Рассмотрим поляризационное отличие радиолокационных сигналов, формируемых при облучении и рассеянии радиолокационной целью. На практике при анализе поляризационных характеристик стабильной цели используют поляризационно-модулированные зондирующие сигналы, при этом уровень рассеянных сигналов в общем случае меняется, демонстрируя ту или иную степень глубины поляризационной модуляции. Проведём исследование поляризационной близости излучённых и рассеянных сигналов и глубины модуляции в зависимости от вида поляризационной модуляции радиолокационных сигналов, формируемых одноканальной поляриметрической РЛС. Преобразование поляризации радиоволн совокупностью

приборов одноканальной РЛС описывается с использованием формализма векторов и матриц Джонса:

$$E_{\text{out}} = [D_{\Pi}] [R(\theta)]^{-1} [D_F] [R(\theta)] [S] [R(\theta)]^{-1} [D_F] [R(\theta)] E_{\text{in}}, \quad (7)$$

где D_F - матрица Джонса (МД) фазовой пластины,

$R(\theta) = \begin{vmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{vmatrix}$ - матрица поворота из опорного базиса в собственную систему координат фазовой пластины;

$D_{\Pi} = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix}$ - поляризатор канала приёма,

$E_{\text{in}} = \begin{vmatrix} 1 \\ 0 \end{vmatrix}$ - вектор Джонса входной радиоволны,

E_{out} - вектор Джонса выходной радиоволны.

Найдём поляризационные характеристики радиоволны, формируемой при прохождении фазовой пластины. Вектор Джонса формируемой радиоволны равен:

$$E_{\text{rad}} = [R(\theta)]^{-1} [D_F] [R(\theta)] E_{\text{in}}. \quad (8)$$

Подставляя в (8) МД полуволновой фазовой пластины

$$D_F = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{-j\pi} \end{vmatrix}. \quad (9)$$

получим:

$$E_{\text{rad}} = \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \sin(2\theta) \\ \sin(2\theta) & -\cos(2\theta) \end{bmatrix} E_{\text{in}} = W E_{\text{in}}. \quad (10)$$

Осуществим переход от (10) к формализму векторов Стокса и матриц Мюллера, заменяя E_{in} вектором-столбцом $\{1, 1, 0, 0\}^T$ и используя преобразование [9]:

$$M = \Lambda [W \otimes W^*] \Lambda^{-1}, \quad (11)$$

здесь в квадратных скобках стоит кронекоровское произведение матрицы W на комплексно-сопряженную, а

$$\Lambda = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & -i & i & 0 \end{vmatrix}. \quad (12)$$

Получим вектор Стокса излучаемого сигнала:

$$St_{\text{rad}} = M \begin{vmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(4\theta) & \sin(4\theta) & 0 \\ 0 & \sin(4\theta) & -\cos(4\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 \\ \cos(4\theta) \\ \sin(4\theta) \\ 0 \end{vmatrix}. \quad (13)$$

Выражение (13) свидетельствует, что полуволновая фазовая пластина, ориентированная под углом θ в секции круглого волновода, осуществляет поворот плоскости поляризации входной волны на угол 2θ . Вращение секции круглого волновода приводит к поляризационной модуляции излучаемых радиоволн, отображаемых точками вдоль экваториальной линии на сфере Пуанкаре (рис.1a.).

Частота поляризационной модуляции определяется угловой скоростью вращения фазовой пластины.

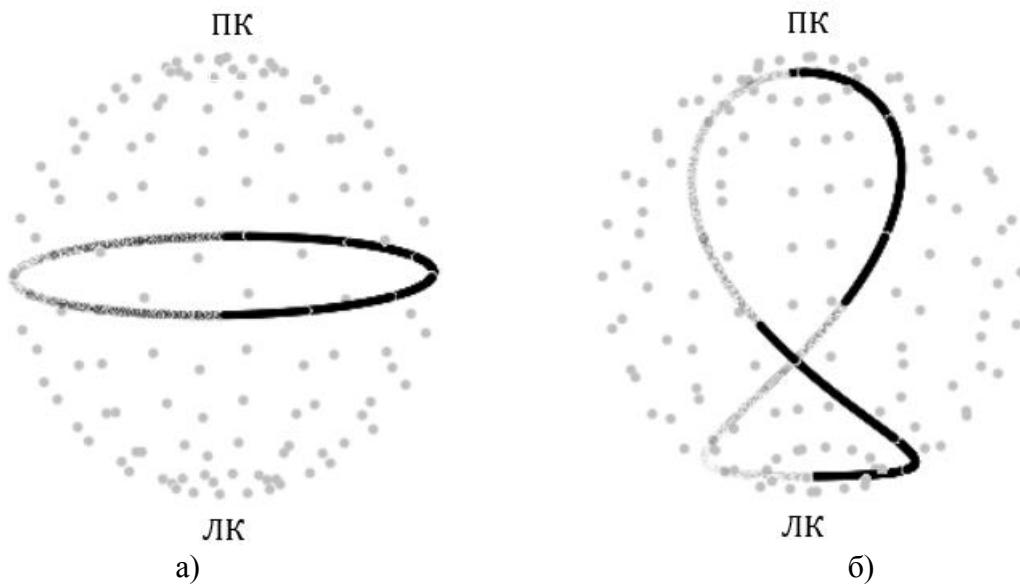
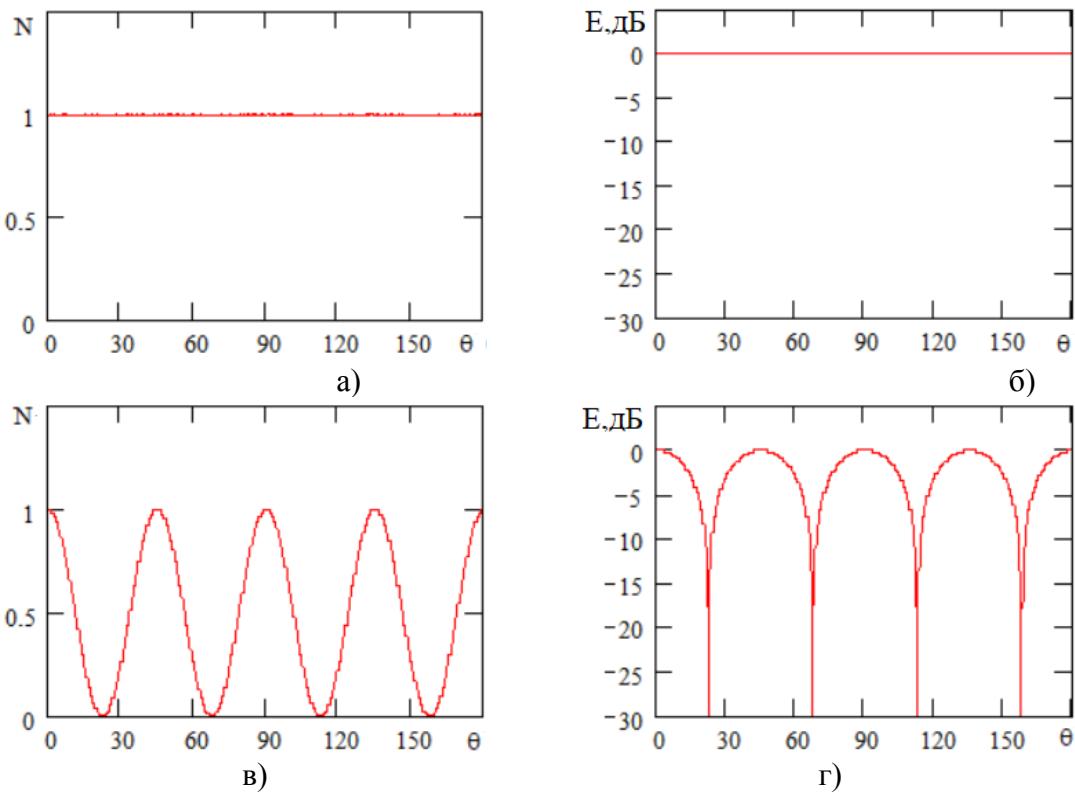


Рис.1. Поляризационная модуляция зондирующих сигналов:
а) вращение полуволновой фазовой пластины,
б) вращение четвертьволновой фазовой пластины

ПК и ЛК – правая и левая кругополяризованные волны

На рис.2 и 3 приведены результаты моделирования поляризационной близости $N(\theta)$ и уровня сигнала $E(\theta)$ на выходе логарифмического приёмника РЛС, полученные с использованием соотношений (2)-(8) для стабильных радиолокационных целей при использовании полуволновой ($\lambda/2$) и четвертьволновой ($\lambda/4$) фазовых пластин, задающих при вращении вид поляризационной модуляции зондирующих волн (рис.1).



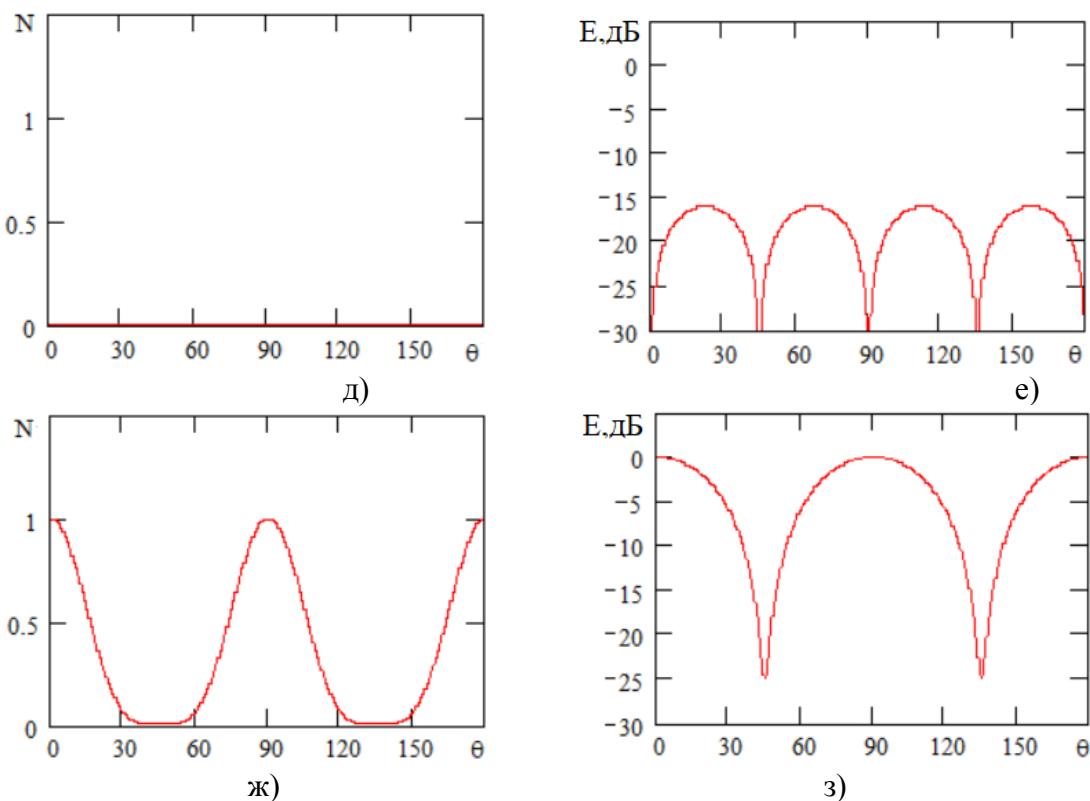
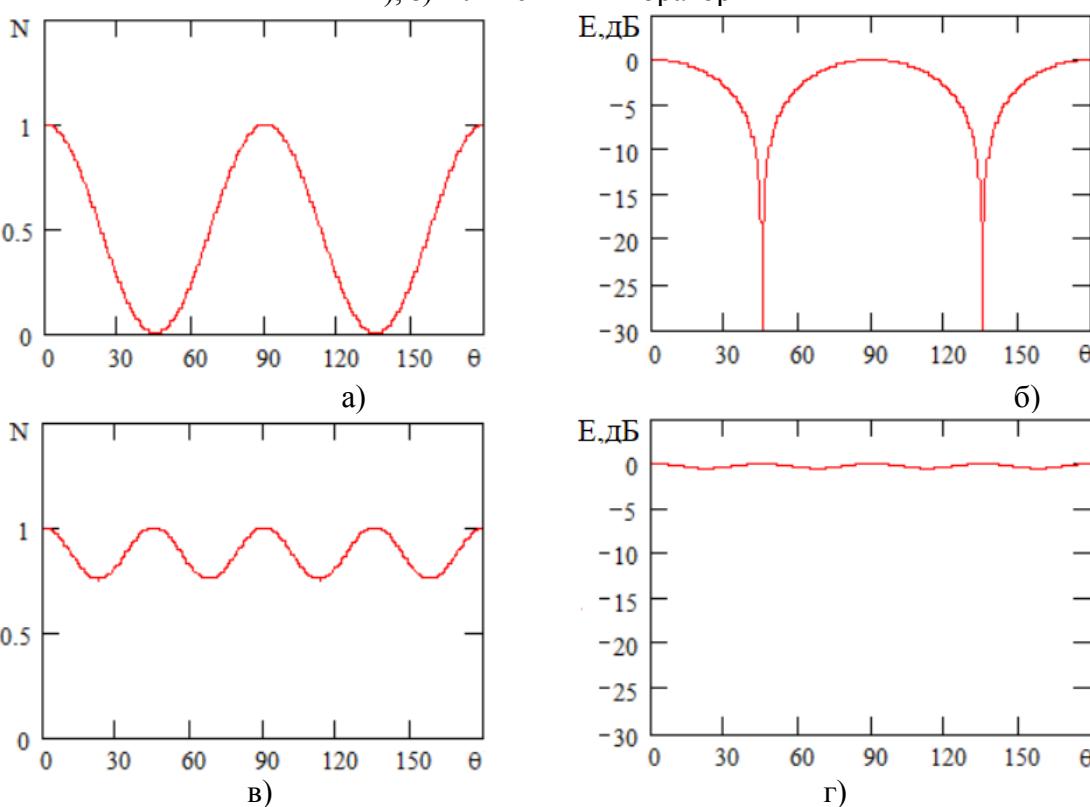
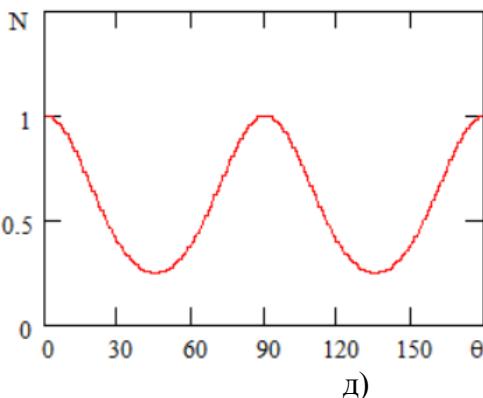


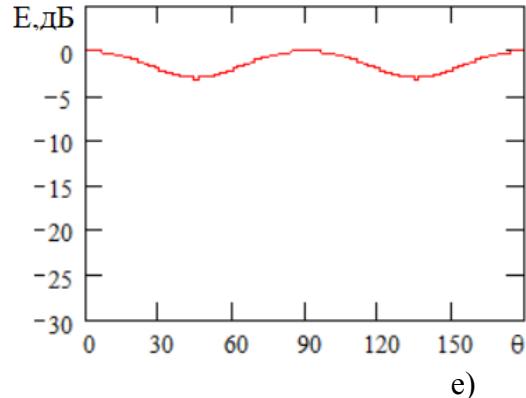
Рис. 2. Зависимости поляризационной близости и уровня принятого сигнала от угла ориентации (в градусах) $\lambda/2$ -фазовой пластины:

а), б) – трехгранный уголковый отражатель, в), г) – двухгранный уголковый отражатель,
д), е) – невзаимный объект с коэффициентом невзаимности 0.99,
ж), з) – линейный вибратор





д)



е)

Рис. 3. Зависимости поляризационной близости и уровня принятого сигнала от угла ориентации (в градусах) $\lambda/4$ -фазовой пластины:
 а), б) – трехгранный уголковый отражатель,
 в), г) – двухгранный уголковый отражатель,
 д), е) – линейный вибратор

Поляризационная близость излучённых и рассеянных волн зависит от вида поляризационной модуляции и характеристик радиолокационной цели и дополняет измерения глубины модуляции уровня принятого сигнала. Облучение трёхгранного уголкового отражателя линейно-поляризованными модулированными сигналами приводит к постоянным значениям N и E (рис.2а, б), в то время как поляризационная модуляция $\lambda/4$ -фазовой пластины приводит к значениям $0 \leq N \leq 1$ и глубине модуляции принятого сигнала $-30 \text{ дБ} \leq E \leq 0 \text{ дБ}$ (рис.3а, б). Диапазон изменений N и E при облучении поляризационно-модулированными волнами двухгранных уголковых отражателей меньше в случае модуляции $\lambda/4$ -фазовой пластины (рис.3в, г) в сравнении с модуляцией $\lambda/2$ -фазовой пластины (рис.2в, г). Облучение невзаимного объекта поляризационно-модулированными волнами приводит к близким к нулю значениям N , а уровень принятого РЛС сигнала E оказывается ослаблен и не превышает -15 дБ (рис.2д, е) от уровня сигналов, формируемых при рассеянии поляризационно-изотропными объектами (такими, как трехгранным уголковым отражателем). Диапазон изменений N и E , формируемый при рассеянии линейным вибратором, больше в случае поляризационной модуляции волн $\lambda/2$ -фазовой пластины (рис.2ж, з) в сравнении с модуляцией $\lambda/4$ -фазовой пластины (рис.3д, е).

В тех случаях, когда поляризационный контраст не позволяет уверенно обнаружить радиолокационную цель на фоне помех, может потребоваться более сложный вид поляризационной модуляции и длительное время наблюдения. Представляет интерес реализация поляризационной модуляции зондирующих волн последовательно соединёнными и врачающимися с разной угловой скоростью $\lambda/2$ - и $\lambda/4$ -фазовыми пластинами. Такое сочетание позволяет реализовать режим полного поляризационного сканирования радиолокационной цели [10].

На рис.4 приведены результаты моделирования поляризационной близости $N(\theta)$ и уровня принятого одноканальной РЛС сигнала $E(\theta)$, полученные в режиме ППС двухвибраторного радиолокационного объекта с различием длин вибраторов в -3 дБ и собственным углом эллиптичности 900° .

Для надёжного обнаружения радиолокационной цели, необходимо получить как можно больший диапазон изменений $N(\theta)$ и $E(\theta)$, что достигается выбором угловой скорости вращения фазовых пластин, при этом скорость вращения $\lambda/4$ -пластины должна быть в 10-20 раз больше скорости вращения $\lambda/2$ -фазовой пластины. На рис.5 наибольший диапазон изменений значений N соответствует $\theta=45^\circ$ и 135° , а наибольший

диапазон изменений уровня принятого сигнала соответствует значениям $\theta=18^0, 73^0, 107^0, 133^0$.

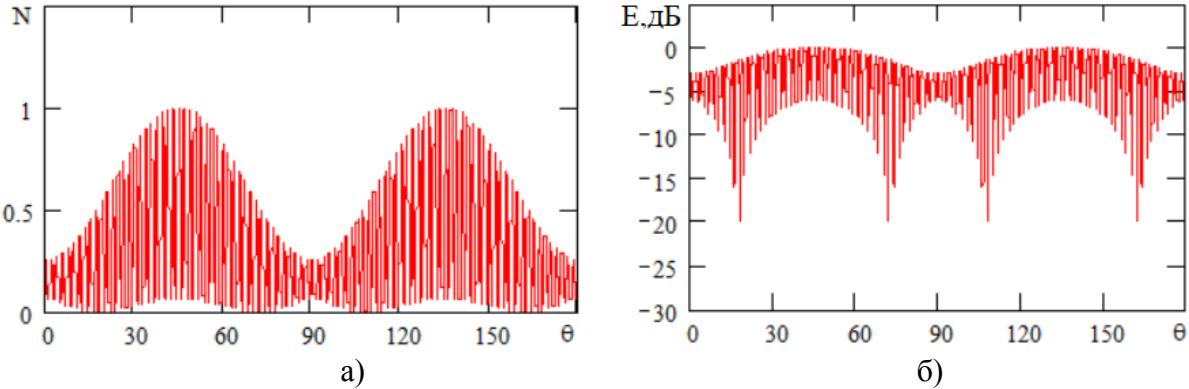


Рис.4. Зависимость поляризационной близости (а) и уровня принятого сигнала (б) от угла ориентации (в градусах) $\lambda/2$ -фазовой пластины в режиме ППС двухвибраторного объекта

4. АНАЛИЗ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ МАТРИЦЫ КЕНО НЕСТАБИЛЬНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ЦЕЛЕЙ

Рассмотрим алгоритм измерения матрицы Кено (K), сохраняющей свой вид на интервале измерения, равном 10 мс при частоте посылки излученных импульсов 400 Гц. Векторы Стокса обратно рассеянного радиосигнала $St_1^r, St_2^r, St_3^r, St_4^r$ связаны с приборными векторами Стокса соотношением:

$$St_{1,2,3,4}^r = h K St_{1,2,3,4}^e, \quad (14)$$

где $St_{1,2,3,4}^e$ - векторы Стокса облучаемых радиосигналов, образующих цикл облучения

$$h = \frac{\sigma_0}{(4\pi)^2 R^4}, \quad (15)$$

σ_0 - ЭПР объекта, R - его расстояние от объекта до поляриметра. Составим вспомогательные матрицы из параметров Стокса излучаемых и рассеянных сигналов:

$$Me = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ Q_1^e & Q_2^e & Q_3^e & Q_4^e \\ U_1^e & U_2^e & U_3^e & U_4^e \\ V_1^e & V_2^e & V_3^e & V_4^e \end{vmatrix}, \quad (16)$$

$$Mr = \begin{vmatrix} I_1^r & I_2^r & I_3^r & I_4^r \\ Q_1^r & Q_2^r & Q_3^r & Q_4^r \\ U_1^r & U_2^r & U_3^r & U_4^r \\ V_1^r & V_2^r & V_3^r & V_4^r \end{vmatrix}. \quad (17)$$

Тогда матрица Кено находится как:

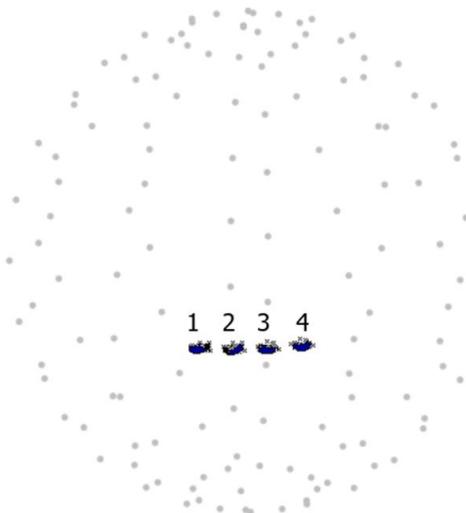
$$K = \frac{Mr^T (Me^{-1})^T}{h}. \quad (18)$$

Алгоритм (18) позволяет выполнить оценку матрицы Кено по результатам измерения параметров Стокса при облучении исследуемого нестабильного объекта

последовательностью радиоволн без учёта их поляризационной близости. Точность формируемой оценки будет связана с погрешностями измерения параметров Стокса и поляризационной изменчивостью радиолокационного объекта. На рис.5а изображены стереографические проекции точек 1,2,3,4 поляризационного состояния радиоволн, рассеянных поляризационно-изотропной целью, обладающей поляризационной изменчивостью, при облучении последовательностью линейно-поляризованных радиоволн с различающимися между собой значениями угла наклона плоскости поляризации: -10^0 , 0 , 10^0 , 20^0 . При этом поляризационная близость излучённых и рассеянных сигналов одинакова и составляет 0,97.

Измерение параметров Стокса рассеянных сигналов близких по поляризации приводит к тому, что на точность оценки матрицы К будут влиять поляризационные свойства передающей и приёмной антенн и ошибки квантования при аналого-цифровом преобразовании измеряемых сигналов.

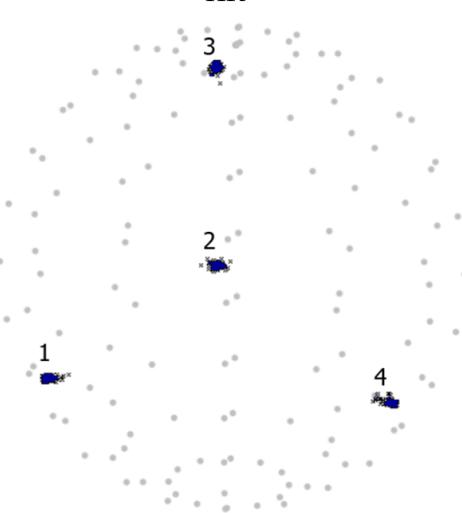
ПК



ЛК

а)

ПК



ЛК

б)

Рис.5. Точки поляризационного состояния рассеянных радиоволн на сфере Пуанкаре:

а) облучение радиоволнами линейной поляризации;

б) облучение равноудалёнными поляризованными радиоволнами
(ПК- правая круговая поляризация; ЛК – левая круговая поляризация)

Рассмотрим облучение нестабильных радиолокационных целей равноудалёнными поляризованными радиоволнами, векторы Стокса которых заданы [11]:

$$\mathbf{St}_1^e = (1, 0, 0, 1)^T \quad (\alpha = 45^0, \beta = 0),$$

$$\mathbf{St}_2^e = \left(1, \sqrt{\frac{8}{9}}, 0, -\frac{1}{3}\right)^T \quad (\alpha = -9.736^0, \beta = 0), \quad (19)$$

$$\mathbf{St}_3^e = \left(1, -\sqrt{\frac{2}{9}}, +\sqrt{\frac{2}{3}}, -\frac{1}{3}\right)^T \quad (\alpha = -9.736^0, \beta = 120^0),$$

$$\mathbf{St}_4^e = \left(1, -\sqrt{\frac{2}{9}}, -\sqrt{\frac{2}{3}}, -\frac{1}{3}\right)^T \quad (\alpha = -9.736^0, \beta = -120^0).$$

Подставляя (19) в (14), получим выражения для векторов Стокса обратно рассеянных сигналов, линейная комбинация которых позволяет выполнить оценку значений элементов матрицы К

$$k_{j1} = \frac{0.25}{h I^e} (G_1^r + G_2^r + G_3^r + G_4^r); \quad (20)$$

$$k_{j2} = \frac{1}{2\sqrt{2}h I^e} (2G_2^r - G_3^r - G_4^r);$$

$$k_{j3} = \frac{3}{2\sqrt{2}h I^e} (G_3^r - G_4^r);$$

$$k_{j4} = \frac{0.25}{h I^e} (3G_1^r - G_2^r - G_3^r - G_4^r);$$

$$G_{1,2,3,4}^r = \begin{cases} I_{1,2,3,4}^r, & j=1 \\ Q_{1,2,3,4}^r, & j=2 \\ U_{1,2,3,4}^r, & j=3 \\ V_{1,2,3,4}^r, & j=4 \end{cases}$$

Алгоритм (20) при облучении нестабильного радиолокационного объекта использует равнодistantные поляризованные радиоволны. На рис.5б приведены точки 1,2,3,4 поляризационного состояния радиоволн на сфере Пуанкаре при рассеянии от поляризационно-изотропной цели, обладающей поляризационной изменчивостью.

Поляризационная близость излученных и рассеянных радиоволн составляет 0,333. В случае изменения радиолокационным объектом своих рассеивающих свойств динамику изменения можно отследить, выполнив последовательно оценку матрицы К на каждом интервале измерения, в течении которого поляризационные свойства неизменны. Если объект не меняет своего местоположения и ракурса можно выполнить процедуру усреднения данных поляризационных измерений и получить статистически эффективную оценку матрицы Кено.

Проведем расчет относительных ошибок оценки диагональных элементов матрицы Кено поляризационно-изотропной цели с использованием алгоритмов (18) и (20). В качестве модели измерения матрицы К^r будем использовать [4]:

$$K^r = J + F K^c P, \quad (21)$$

где К^c - исходная матрица Кено радиолокационного объекта diag(1,1,1,-1); J, P, F - матрицы Мюллера, имеют размерность 4 на 4, при этом матрица P моделирует прямую передачу сигналов между входными зажимами передающей антенны до исследуемого объекта, матрица F моделирует прямую передачу сигналов между объектом и выходными зажимами приемной антенны, матрица J моделирует ошибки перекрестных связей передающей и приемной антенн поляриметра и поляризационную изменчивость радиолокационного объекта. Поляризационные свойства передающей и приемной антенн могут быть описаны через матрицу Джонса:

$$T = R = \begin{vmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{12} & t_{22} \end{vmatrix}, \quad (22)$$

где t_{11} , t_{22} - характеризуют усиление антennы на двух основных поляризациях в выбранном поляризационном базисе; t_{12} - усиление кроссполяризованных компонент. Связь матриц Т и R с матрицами P и F задается соотношением (11).

При использовании цифровой обработки в реальном времени погрешность оценки К^r будет зависеть от ошибок квантования при аналого-цифровом преобразовании измеряемых сигналов. Быстродействующий восьмиразрядный АЦП, на вход которого поступают измеряемые сигналы с уровнями -1...1 В, выполняет преобразование

аналогового сигнала с погрешностью квантования 7,8 мВ (с относительной погрешностью $\delta_{\text{АЦП}} = 0,39\%$).

На рис.6 приведены рассчитанные согласно (21) – (22) зависимости относительных ошибок (δ) оценки элемента k_{33}^r от количества циклов облучения с использованием алгоритмов (18) (кривая 1) и (20) (кривая 2) при условии: $t_{12} = -14$ дБ (относительно $t_{11} = t_{22} = 1$), $\text{var}(J) = -11$ дБ, $\delta_{\text{АЦП}} = 0,39\%$.

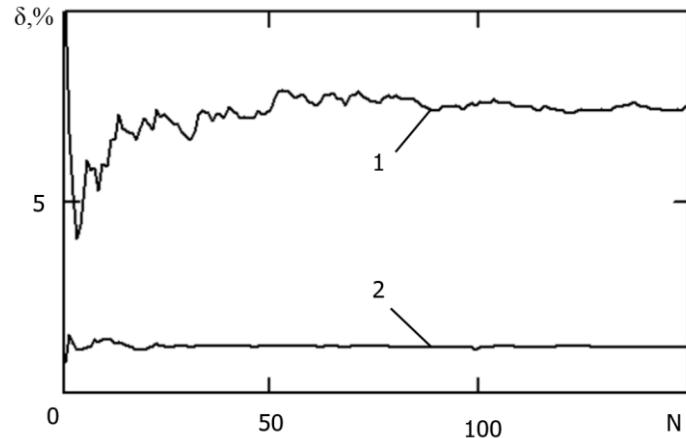


Рис.6. Зависимости относительных ошибок оценки диагональных элементов матрицы Кено от количества циклов облучения:

1 - облучение радиоволнами линейной поляризации; 2 - облучение равноудалёнными поляризованными радиоволнами

Приведённые данные свидетельствуют о том, что при $N=100$ облучение нестабильной поляризационно-изотропной цели линейно-поляризованными радиоволнами приводит к $\delta \approx 7,9\%$ (1 кривая), а облучение равноудалёнными поляризованными волнами – к $\delta \approx 1,2\%$ (2 кривая), при этом во втором случае зависимость δ от N выражена слабее. Как показывает анализ, зависимости относительных ошибок оценки элементов k_{jj}^r ($j=1,2,4$) от N носят аналогичный характер. Таким образом, облучение нестабильной поляризационно-изотропной цели равноудалёнными поляризованными радиоволнами позволяет уменьшить погрешность оценки K^r .

Поляризационная близость рассеянных радиоволн может использоваться для обнаружения радиолокационной цели. В отличии от согласованных фильтров, выполняющих обнаружение по известным амплитудным и фазовым значениям рассеянных сигналов на различных поляризациях, использование поляризационной близости требует облучения радиолокационной цели последовательностью равноудалённых поляризованных радиоволн ($N=2,3,4,6,8,12,20$) и применения поляризационных фильтров при приёме. Формирование фильтрами сигналов, параметры которых будут определяться измеренными значениями поляризационной близости рассеянных сигналов N может использоваться как признак обнаружения радиолокационных целей по поляризационным признакам.

Линейные вибраторы и короткозамкнутые круговые спирали относятся к категории вырожденных целей [10], для которых МР характеризуется только одним собственным числом. При облучении вырожденной цели линейно-поляризованными или равноудалёнными поляризованными сигналами поляризация рассеянных вибратором сигналов будет одной и той же, что не позволяет использовать алгоритмы оценки матрицы Кено (18) и (20), требующие набор измеренных векторов $St_{1,2,3,4}^r$. В то

же время измерение вектора Стокса рассеянного сигнала $\mathbf{St}^r = (\cos(2\alpha^r)\cos(2\beta^r), \cos(2\alpha^r)\cos(2\beta^r), \sin(2\alpha^r))^T$ позволяет выполнить оценку матрицы рассеяния вырожденной цели:

$$\mathbf{S} = \begin{vmatrix} \cos \beta^r & \sin \beta^r \\ -\sin \beta^r & \cos \beta^r \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \cos \alpha^r & j \sin \alpha^r \\ j \sin \alpha^r & \cos \alpha^r \end{vmatrix} \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \cos \alpha^r & j \sin \alpha^r \\ j \sin \alpha^r & \cos \alpha^r \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \cos \beta^r & -\sin \beta^r \\ \sin \beta^r & \cos \beta^r \end{vmatrix}.$$

(23)

Для линейного вибратора с углом наклона $\alpha = -22.5^\circ$ можем получить:

$$\mathbf{St}^r = \left(1, \frac{\sqrt{2}}{2}, 0, \frac{-\sqrt{2}}{2}\right)^T,$$

$$\mathbf{S} = \begin{vmatrix} 0.854 & -j0.354 \\ -j0.354 & -0.146 \end{vmatrix}.$$

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Измерения поляризационной близости излучаемых и рассеянных радиоволн дополняют измерения глубины модуляции уровня рассеянных сигналов и позволяют проводить различие радиолокационных целей по их поляризационным свойствам. Режим полного поляризационного сканирования потенциально позволяет получить как можно больший диапазон изменений поляризационной близости и глубины поляризационной модуляции рассеянных сигналов, что может использоваться для обнаружения малоконтрастных радиолокационных целей.

Облучение нестабильных поляризационно-изотропных радиолокационных целей равноудалёнными поляризованными радиоволнами позволяет увеличить точность измерения матрицы Кено. Для оценки поляризационной матрицы рассеяния вырожденной радиолокационной цели необходимо измерить вектор Стокса отражённой волны.

ЛИТЕРАТУРА

- Гусев К.Г., Филатов А.Д., Сополов А.П. Поляризационная модуляция. М: Сов. радио, 1974. 288с.
- Богородский В.В., Канарайкин Д.Б., Козлов А.И. Поляризация рассеянного и собственного радиоизлучения земных покровов. Л: Гидрометеоиздат, 1981. 279с.
- Канарайкин Д.Б., Павлов Н.Ф., Потехин В.А. Поляризация радиолокационных сигналов. М: Сов. радио, 1966. 440с.
- Shoshin E.L. Methods for measuring the polarization characteristics of radar targets using unpolarized radio waves // Journal of Communications Technology and Electronics. 2022. Т. 67. № 9. РР. 1096-1104. DOI: 10.31857/S0033849422090157
- Кауль Б.В., Самохвалов И.В. Поляризационные лидарные измерения характеристик атмосферных аэрозолей // Региональный мониторинг атмосферы. Ч. 2. Новые приборы и методики измерений / Под ред. М.В. Кабанова. Томск: Спектр, 1997. С. 34–58.
- Аззам Р., Башара Н. Эллипсометрия и поляризованный свет. Пер. с англ. М: Мир, 1981. 583с.
- Татаринов В.Н., Татаринов С.В., Лигтхарт Л.П. Введение в современную теорию поляризации радиолокационных сигналов. Т. 1. Поляризация плоских электромагнитных волн и её преобразования. Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та, 2006. 380с.
- О’Нейл Э. Введение в статистическую оптику. Пер. с англ. М: Мир, 1966. 254с.

9. Потехин В.А., Татаринов В.Н. Теория когерентности электромагнитного поля. М: Связь, 1978. 208с.
10. Козлов А. И., Логвин А. И., Сарычев В. А. Поляризация радиоволн. Кн. 2. Радиолокационная поляриметрия. М: Радиотехника, 2007. 640с.
11. Берестин Д.К., Шошин Е.Л. Измерение поляризационных характеристик метеосадков при облучении равноудалёнными поляризованными радиоволнами/Сборник трудов XXX Международной научно-технической конференции RLNC*2024. Воронеж: Изд. дом ВГУ, 2024. т.2. С.411-420.

REFERENCES

1. Gusev K.G., Filatov A.D., Sopolev A.P. Polarization modulation. Moscow: Soviet Radio, 1974. 288p.
2. Bogorodsky V.V., Kanarekin D.B., Kozlov A.I. Polarization of scattered and intrinsic radio emission of the Earth's covers. Leningrad: Hydrometeoizdat, 1981. 279p.
3. Kanarekin D.B., Pavlov N.F., Potekhin V.A. Polarization of radar signals. Moscow: Soviet Radio, 1966. 440p.
4. Shoshin E.L. Methods for measuring the polarization characteristics of radar targets using unpolarized radio waves // Journal of Communications Technology and Electronics. 2022. T. 67. № 9. PP. 1096-1104. DOI: 10.31857/S0033849422090157
5. Kaul B.V., Samokhvalov I.V. Polarizing lidar measurements of atmospheric aerosol characteristics // Regional monitoring of the atmosphere. h. 2. New instruments and measurement techniques / Edited by M.V. Kabanov. Tomsk: Spektr, 1997. PP. 34-58.
6. Azzam R., Bashara N. Ellipsometry and polarized light. Trans. from English. Moscow: Mir, 1981. 583p.
7. Tatarinov V.N., Tatarinov S.V., Lighart L.P. Introduction to the modern theory of polarization of radar signals. Vol. 1. Polarization of plane electromagnetic waves and its transformations. Tomsk: Publishing House of Tomsk State University, 2006. 380p.
8. O'Neill E. Introduction to statistical optics. Translated from English. Moscow: Mir, 1966. 254p.
9. Potekhin V.A., Tatarinov V.N. Theory of coherence of the electromagnetic field. Moscow: Svyaz, 1978. 208p.
10. Kozlov A. I., Logvin A. I., Sarychev V. A. Polarization of radio waves. Book 2. Radar polarimetry. Moscow: Radio Engineering, 2007. 640p.
11. Berestin D.K., Shoshin E.L. Measurement of polarization characteristics of meteorological precipitation under irradiation with equidistant polarized radio waves/Proceedings of the XXX International Scientific and Technical Conference RLNC*2024. Voronezh: Ed. VSU house, 2024. vol. 2. PP.411-420.

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ ЭКВИДИСТАНТНЫХ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ФУНКЦИЙ БЕССЕЛЯ

Е.О. Андреев¹

¹Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Известно, что максимальный уровень боковых лепестков диаграммы направленности для однокольцевых эквидистантных фазированных антенных решеток не может быть менее 0,4. В работе установлено, насколько можно уменьшить данную величину при переходе к двухкольцевым решеткам. С помощью разложения диаграммы направленности по функциям Бесселя получено оптимальное соотношение радиусов колец.

Ключевые слова: фазированные антенные решетки, диаграмма направленности, электродинамический радиус, боковые лепестки, функции Бесселя.

MATHEMATICAL DESCRIPTION OF RADIATION PATTERNS EQUIDISTANT RING PHASED ANTENNA ARRAYS USING BESSEL FUNCTIONS

E.O. Andreev¹

¹Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The maximum side lobe level in radiation patterns of uniform single-ring phased arrays is known not to exceed 0.4. This work quantifies achievable suppression of this level when using concentric dual-ring arrays. An optimal inter-ring radius ratio is derived through Bessel function representation of the radiation pattern.

Keywords: phased antenna arrays, radiation pattern, electrodynamics radius, side lobes, Bessel functions.

1. ВВЕДЕНИЕ

Как указано в [1], максимальный уровень боковых лепестков (МУБЛ) диаграммы направленности (ДН) для однокольцевых эквидистантных фазированных антенных решеток не может быть менее 0,4. В этой же книге предлагается для уменьшения МУБЛ использовать двухкольцевые решетки. Однако при этом существенно увеличивается количество параметров, которые необходимо учитывать. Поэтому компьютерное моделирование приводит к необходимости анализа большого объема расчетных данных и поиску закономерностей в виде функций от многих переменных. В настоящей работе получены теоретические оценки снизу для МУБЛ в случае двухкольцевых решеток при разных соотношениях радиусов колец. При этом использовались результаты [2, 3].

2. ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ДЛЯ ОДНОКОЛЬЦЕВЫХ И ДВУХКОЛЬЦЕВЫХ РЕШЕТОК

Вначале рассмотрим однокольцевую антеннную решетку радиуса R . Считаем, что она расположена горизонтально, начало координат находится в центре кольца, ось OZ направлена вверх. Положение датчиков определяется азимутальными углами α_n :

$$\alpha_n = \frac{2\pi}{N}n, \quad n = 0, 1, 2, \dots, N - 1.$$

Пусть λ – длина волны, β_0 – угол возвышения, θ_0 – азимут регистрируемого сигнала. Нормированная ДН задается формулой

$$\dot{D}(\lambda, \theta, \theta_0) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(i \frac{2\pi}{\lambda} \cos \beta_0 \cdot 2R \sin \frac{\theta - \theta_0}{2} \sin\left(\frac{\theta + \theta_0}{2} - \alpha_n\right)\right). \quad (1)$$

Для перехода к представлению ДН в виде ряда Фурье с коэффициентами, задаваемыми функциями Бесселя целого индекса удобно сделать в (1) замену переменных

$$\xi = \frac{\theta + \theta_0}{2}, \quad \psi = \frac{\theta - \theta_0}{2},$$

и ввести электродинамический радиус решетки (ЭДР)

$$\rho = \frac{R \cos \beta_0}{\lambda}.$$

Тогда справедлива формула [1, 2]

$$\dot{D}(\rho, \xi, \psi) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} J_{pN}(4\pi\rho \sin \psi) e^{ipN\xi}. \quad (2)$$

При малых ρ все слагаемые в ряде (2), за исключением $J_0(4\pi\rho \sin \psi)$, малы. Поэтому первый локальный максимум модуля этой функции (за исключением глобального) приблизительно равен 0,4028. Отсюда можно сделать вывод о том, что МУБЛ не может быть ниже этого значения. Как показано в [2], величина МУБЛ является неубывающей функцией от ЭДР. Отсюда можно сделать вывод о том, что получена оценка снизу на МУБЛ.

Обратимся теперь к двукольцевым решеткам. В работе [3] выписано представление МУБЛ вида (4) для случая двух концентрических колец и доказано неубывание МУБЛ с ростом ЭДР. Поэтому для дальнейшего анализа ДН при малых ρ достаточно ограничиться следующими слагаемыми

$$\dot{D}(\vec{\rho}, \psi) \approx \frac{1}{2} (J_0(4\pi\rho_1 \sin \psi) + J_0(4\pi\rho_2 \sin \psi)).$$

Здесь R_1, R_2 – радиусы решеток,

$$\rho_1 = \frac{R_1 \cos \beta_0}{\lambda}, \quad \rho_2 = \frac{R_2 \cos \beta_0}{\lambda}, \quad \vec{\rho} = (\rho_1, \rho_2).$$

Введем также параметр $\rho_{21} = \rho_2 / \rho_1 = R_2 / R_1$.

3. ПОИСК ОПТИМАЛЬНОГО СООТНОШЕНИЯ МЕЖДУ РАДИУСАМИ

Теперь мы ставим классическую задачу – минимизировать МУБЛ, используя различные соотношения радиусов. Основными вопросами, возникающими при решении этой задачи, являются:

1. При каком значении ρ_{21} будет достигаться минимум МУБЛ, чему он будет равен и насколько он выражен?
2. Как меняется зависимость минимума МУБЛ от ρ_{21} при увеличении электродинамического радиуса ρ_1 ?

Решение этой задачи осуществлялось с помощью компьютерных расчетов, результаты которых представлены двумя графиками.

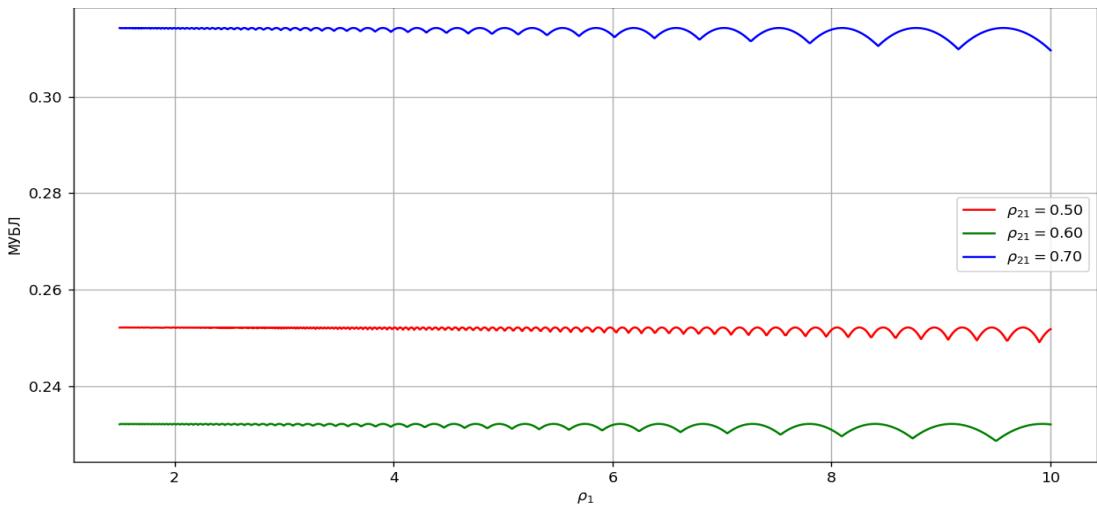


Рис. 1. Зависимость МУБЛ от ρ_1 при разных значениях ρ_{21} .

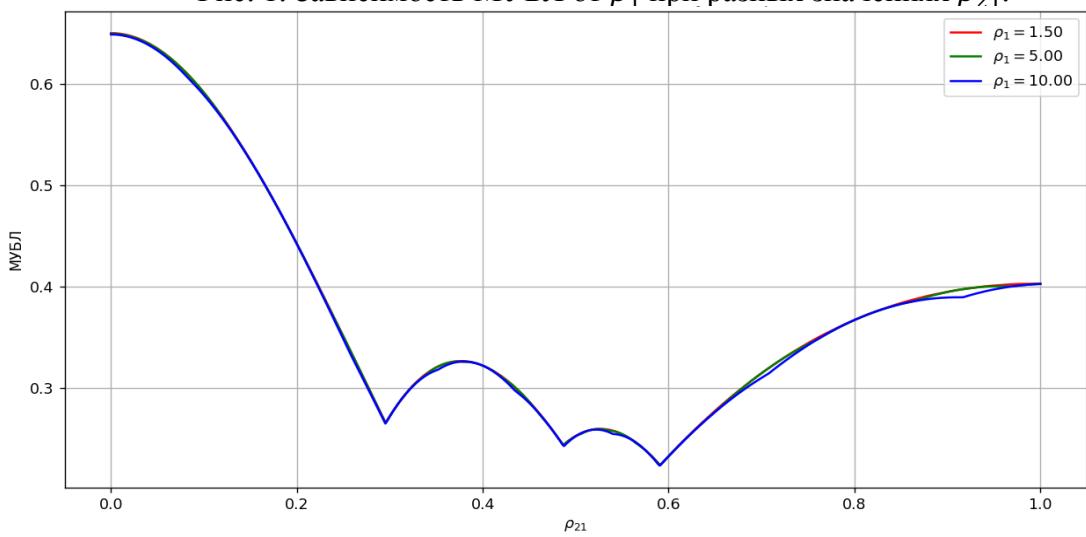


Рис. 2. Зависимость МУБЛ от ρ_{21} при разных значениях ρ_1 .

Обратим внимание на колебания на рисунке 1, которые носят не вполне синусоидальный характер, так как в точках минимумов происходят изломы. Тот же эффект наблюдается и на рисунке 2.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Теперь мы можем ответить на вопросы, поставленные в начале раздела 3. Что касается первого вопроса, то минимум МУБЛ по ρ_{21} существует, единственен и достигается при $\rho_{21} \approx 0.6$. Относительно второго вопроса ситуация иная: зависимость от ρ_1 практически не наблюдается. Поскольку с ростом ЭДР величина МУБЛ не убывает, то для него установлена нижняя граница, равная примерно 0.22.

Будут ли полученные значения для ρ_{21} оптимальными для больших значений ЭДР, можно будет сказать после проведения дополнительных расчетов. Но полученные в работе результаты наверняка помогут более эффективно организовать эти расчеты и сократить объем вычислений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Айзенберг Г. З., Белоусов С. П., Журбенко Э. М. и др. Коротковолновые антенны / Под ред. Г. З. Айзенberга. – М.: Радио и связь, 1985. – 536 с.

2. Ашихмин А. В., Виноградов А. Д., Мазлов М. Г., Минин Л. А. Исследование характеристик широкополосных малоэлементных однокольцевых антенных решеток с использованием функций Бесселя. // Антенны, 2006, вып.8 (111). – С. 8-14.
3. Виноградов А. Д., Минин Л. А., Работкин В. А. Математическое описание диаграмм направленности эквидистантных кольцевых фазированных антенных решеток с использованием функций Бесселя. // Антенны, 2017, вып. 5 (237). – С. 5-12.

REFERENCES

1. Ayzenberg G. Z., Belousov S. P., Zhurbenko E. M. et al. Shortwave antenna / Edited by G. Z. Ayzenberg. – M.: Radio i svyaz', 1985. – 536 p.
2. Ashikhmin A. V., Vinogradov A. D., Mazlov M. G., Minin L. A. Investigation of the characteristics of the broadband small-element single-ring antenna arrays using Bessel functions. // Antennas, 2006, vol. 8 (111). – P. 8-14.
3. Vinogradov A. D., Minin L. A., Rabotkin V. A. Mathematical description of the directional patterns of the equidistant ring phased antenna arrays using Bessel functions. // Antennas, 2017, vol. 5 (237). – P. 5-12.

СВОЙСТВА БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ДЛЯ ОДНОКОЛЬЦЕВЫХ ФАЗИРОВАННЫХ РЕШЕТОК

E.O. Андреев¹, А.Д. Виноградов², Л.А. Минин¹

¹Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

²Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина
(ВУНЦ ВВС ВВА), Воронеж, Россия

Аннотация. Диаграмма направленности для однокольцевых фазированных антенных решеток зависит от количества элементов, электродинамического радиуса и азимута приходящего сигнала. Главными характеристиками диаграмм направленности являются уровень и расположение боковых лепестков. В работе показано, что при больших значениях электродинамического радиуса появляется несколько мало отличающихся по амплитуде боковых лепестков, а положение максимального по уровню бокового лепестка может быстро меняться при небольшом изменении азимута приходящего сигнала. Поэтому говорить о зависимости положения бокового лепестка от угла прихода не имеет никакого смысла, если учитывать погрешность входных данных.

Ключевые слова: фазированные антенны решетки, диаграмма направленности, электродинамический радиус, боковые лепестки.

SIDE LOBE PROPERTIES OF THE RADIATION PATTERN FOR SINGLE-RING PHASED ARRAYS

E.O. Andreev¹, A.D. Vinogradov², L.A. Minin¹

¹Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

²Military Air Academy named after Professor N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin (VUNTS
VVS VVA), Voronezh, Russia

Abstract. The radiation pattern of single-ring phased antenna arrays depends on the number of elements, the electrodynamics radius, and the azimuth of the incoming signal. The main characteristics of the radiation patterns are the level and position of the side lobes. The study shows that at large values of the electrodynamics radius, several side lobes with similar amplitudes appear, and the position of the highest side lobe can change rapidly with a slight variation in the azimuth of the incoming signal. Therefore, discussing the dependence of the side lobe position on the angle of arrival makes no sense when accounting for input data inaccuracies.

Keywords: phased antenna arrays, radiation pattern, electrodynamics radius, side lobes.

1. ВВЕДЕНИЕ

В работе [1] впервые было установлено, что график максимального уровня боковых лепестков диаграммы направленности для однокольцевых фазированных антенных решеток в зависимости от электродинамического радиуса представляет собой неубывающую функцию, состоящую из участков строгой монотонности и участков постоянства (ступеней). Данный вывод был сделан на основании компьютерных расчетов. В работе [2] предложено математическое доказательство неубывания и описан механизм возникновения ступеней на основании переразложения диаграммы направленности в ряд по функциям Бесселя целого индекса. Все

полученные в [2] математические закономерности были подтверждены компьютерными расчетами. В работе [3] проведен сравнительный анализ различных форм записи разложения диаграммы направленности по функциям Бесселя и получены аналогичные представления для двухкольцевых антенных решеток.

В настоящей работе предлагается уточнение математических доказательств из [2] и изучается вопрос о зависимости уровня и расположения боковых лепестков от азимута приходящего сигнала. Здесь применялось компьютерное моделирование, поскольку зависимости оказались гораздо более сложными, чем в случае максимального уровня боковых лепестков.

2. ОБЩИЕ СВОЙСТВА МАКСИМАЛЬНОГО УРОВНЯ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ

Электромагнитное поле, создаваемое точечным источником, расстояние от которого до датчиков много больше размеров антенной решетки, можно считать плоской волной

$$\dot{E}(\vec{k}, \vec{r}, t) = A e^{i(\vec{k}\vec{r} - \omega t + \varphi_0)},$$

где \vec{k} – волновой вектор, \vec{r} – радиус-вектор точки пространства, t – время. Амплитуда сигнала A , угловая частота ω , начальная фаза φ_0 предполагаются одинаковыми для всех датчиков решетки.

Рассмотрим случай, когда кольцевая фазированная антenna решетка радиуса R расположена горизонтально. Систему координат выбираем так, чтобы начало координат находилось в центре кольца, а ось OZ была направлена вверх. Пусть на кольце равномерно распределены N датчиков, положение которых определяется азимутальными углами α_n :

$$\alpha_n = \frac{2\pi}{N} n, \quad n = 0, 1, 2, \dots, N - 1.$$

Тогда радиус-векторы координат датчиков имеют следующий вид:

$$\vec{r}_n = (R \cos \alpha_n, R \sin \alpha_n, 0).$$

Пусть β_0 – угол возвышения, θ_0 – азимут регистрируемого сигнала. \vec{k}_0 – отвечающий им волновой вектор

$$\vec{k}_0 = \frac{2\pi}{\lambda} (\cos \beta_0 \cos \theta_0, \cos \beta_0 \sin \theta_0, \sin \beta_0),$$

где λ – длина волны. Будем считать, что угол β_0 нам известен (например, определён с помощью вертикальной линейной решетки). Поэтому диаграмму направленности (ДН) требуется строить только для пробного азимутального угла θ и соответствующего ему волнового вектора

$$\vec{k} = \frac{2\pi}{\lambda} (\cos \beta_0 \cos \theta, \cos \beta_0 \sin \theta, \sin \beta_0).$$

Нормированная ДН задается формулой

$$\begin{aligned} \dot{D}(\lambda, \theta, \theta_0) &= \frac{1}{NA^2} \sum_{n=0}^{N-1} \dot{E}(\vec{k}_0, \vec{r}_n, t) \cdot \dot{E}^*(\vec{k}, \vec{r}_n, t) = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \exp \left(i \frac{2\pi}{\lambda} \cos \beta_0 \cdot 2R \sin \frac{\theta - \theta_0}{2} \sin \left(\frac{\theta + \theta_0}{2} - \alpha_n \right) \right). \end{aligned} \tag{1}$$

Сделаем в (1) замену переменных $\theta = \xi + \psi$, $\theta_0 = \xi - \psi$. Тогда

$$\xi = \frac{\theta + \theta_0}{2}, \quad \psi = \frac{\theta - \theta_0}{2}. \quad (2)$$

Введем электродинамический радиус решетки (ЭДР):

$$\rho = \frac{R \cos \beta_0}{\lambda}. \quad (3)$$

Учитывая (2) и (3), получим основную для дальнейших выкладок формулу

$$\dot{D}(\rho, \xi, \psi) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \exp(4\pi i \rho \sin \psi \sin(\xi - \alpha_n)). \quad (4)$$

Модуль нормированной ДН не превосходит 1, максимальное значение достигается при $\theta = \theta_0$, т.е. при $\psi = 0$. Определим $\Delta\theta(\rho, \theta_0)$ как расстояние от глобального максимума модуля ДН до первого минимума. Тогда ширина основного лепестка ДН при фиксированном значении ρ равна $2\Delta\theta(\rho, \theta_0)$. Боковые лепестки определяются локальными максимумами функции $|\dot{D}(\rho, \xi, \psi)|$ вне основного лепестка. Обозначим через $d(\theta, \theta_0)$ – расстояние между углами θ и θ_0 с учетом периода 2π , т.е.

$$d(\theta, \theta_0) = \min(|\theta - \theta_0|, |\theta - \theta_0 \pm 2\pi|). \quad (5)$$

Максимальный уровень боковых лепестков (МУБЛ) задается формулой:

$$\eta(\rho) = \max_{d(\theta, \theta_0) \geq \Delta\theta(\rho, \theta_0)} |\dot{D}(\rho, \xi, \psi)|. \quad (6)$$

Напомним, что наборы параметров θ, θ_0 и ξ, ψ в формуле (4) связаны равенствами (2). Углы, при которых достигается максимум в (6), зависят от электродинамического радиуса ρ , обозначим их через $\theta(\rho), \theta_0(\rho)$.

В [1] с помощью численных расчетов было показано, что график $\eta(\rho)$ представляет собой чередование участков строгого монотонного возрастания и участков постоянства (ступеней). Математическое доказательство данного факта, предложенное в [2], содержит неточность, поскольку не учитывает условие $d(\theta, \theta_0) \geq \Delta\theta(\rho, \theta_0)$ в формуле (6). В настоящей статье, в теореме 2, предлагается уточненный вариант доказательства.

Теорема 1. Пусть $\rho_1 < \rho_2$. Для любого набора углов ξ_1, ψ_1 существует набор углов ξ_2, ψ_2 , для которого справедливо равенство

$$\dot{D}(\rho_1, \xi_1, \psi_1) = \dot{D}(\rho_2, \xi_2, \psi_2).$$

Для любого набора углов ξ_2, ψ_2 , удовлетворяющих условию

$$\rho_2 |\sin \psi_2| \leq \rho_1, \quad (7)$$

существует набор углов ξ_1, ψ_1 , для которого справедливо равенство

$$\dot{D}(\rho_2, \xi_2, \psi_2) = \dot{D}(\rho_1, \xi_1, \psi_1).$$

Теорема 2. Справедливы следующие утверждения:

- 1) Функция $\eta(\rho)$, задающая МУБЛ, является неубывающей.
- 2) На участках строгой монотонности после первой ступени значение МУБЛ достигается в противофазе к основному лепестку, т.е. $|\sin \psi| = 1$.
- 3) На участках постоянства МУБЛ (т.е. на ступеньках) для параметров, обеспечивающих максимум, выполнено соотношение $\rho |\sin \psi| = \text{const}$.

Заметим, что утверждения теорем остаются справедливыми и для неэквидистантных антенных решеток.

3. ЗАВИСИМОСТЬ УРОВНЯ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ ОТ АЗИМУТА ПРИХОДЯЩЕГО СИГНАЛА

Для определения МУБЛ в формуле (6) требуется искать максимум функции двух переменных θ, θ_0 (или, что то же самое, переменных ξ, ψ) при фиксированном значении ρ . Так как азимут приходящего сигнала может быть произвольным, то с практической точки зрения полезно изучить зависимость уровня боковых лепестков (УБЛ) при фиксированном значении θ_0 . Фактически, речь идет об определении величины

$$\eta(\rho, \theta_0) = \max_{d(\theta, \theta_0) \geq \Delta\theta(\rho, \theta_0)} |\dot{D}(\rho, \xi, \psi)|. \quad (8)$$

Максимум в формуле (8) определяется по одной переменной θ , а расстояние между углами $d(\theta, \theta_0)$ задается равенством (5).

Как показал теоретический анализ и тестовые расчеты, зависимости оказались гораздо более сложными, чем в случае функции двух переменных. Поэтому основным методом здесь стал метод компьютерного моделирования. Результаты расчетов представлены в виде графиков функциональных зависимостей от θ_0 величин УБЛ и расстояния $d(\theta, \theta_0)$ между θ и θ_0 в точках, где достигается значение УБЛ.

При построении графиков (рисунки 1 – 7) рассматривались решетки с нечетным числом элементов на кольце (от $N = 7$ до $N = 13$) и с ЭДР ρ , принимающим целые значения вплоть до границы радиопеленгации (когда величина МУБЛ принимает значения порядка 0,707) и немного заходящим за неё, чтобы проиллюстрировать поведение величины $\eta(\rho, \theta_0)$ там, где радиопеленгация уже затруднительна. Численные значения ЭДР, при которых достигаются границы радиопеленгации для разных N , приведены в статье [2].

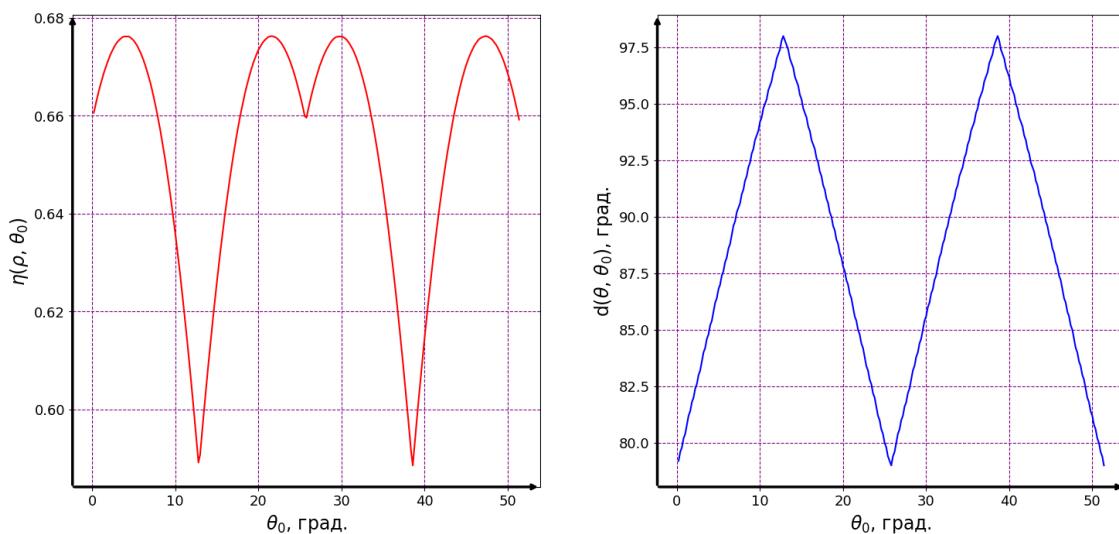


Рис. 1. Графики $\eta(\rho, \theta_0)$ и $d(\theta, \theta_0)$, $N = 7$, $\rho = 1$.

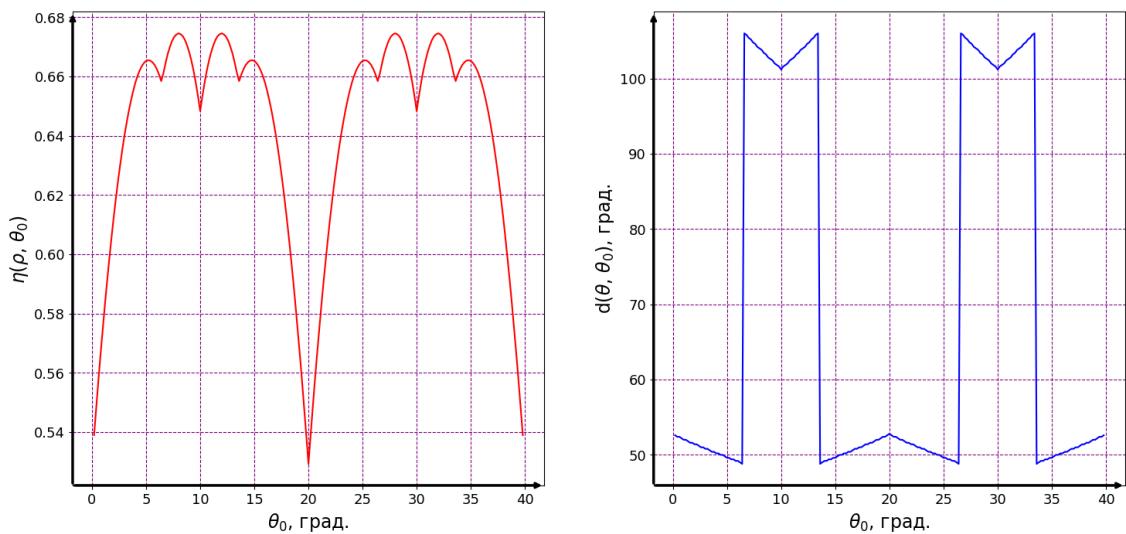


Рис. 2. Графики $\eta(\rho, \theta_0)$ и $d(\theta, \theta_0)$, $N = 9$, $\rho = 2$.

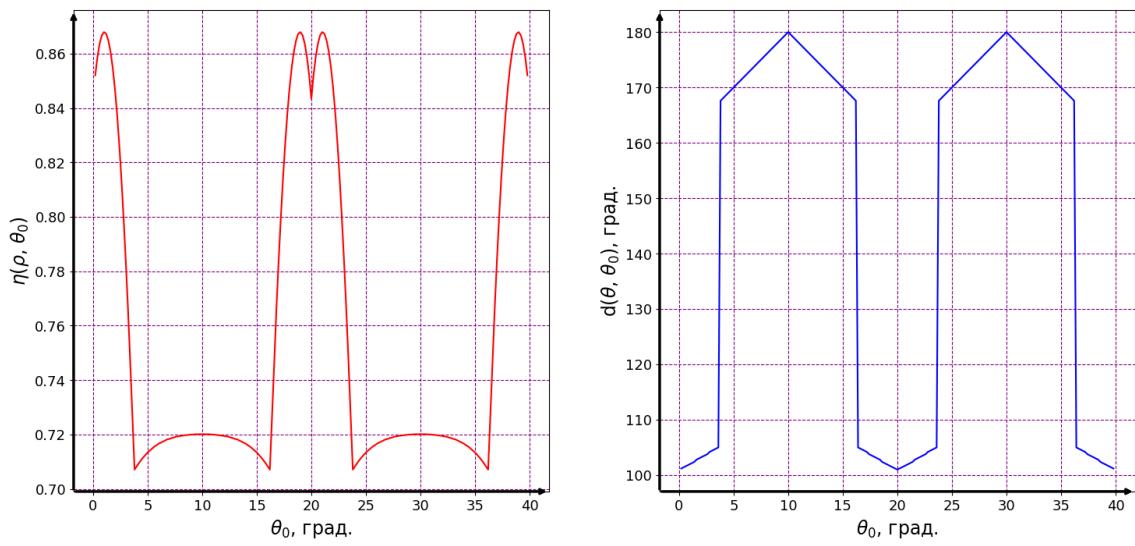


Рис. 3. Графики $\eta(\rho, \theta_0)$ и $d(\theta, \theta_0)$, $N = 9$, $\rho = 3$.

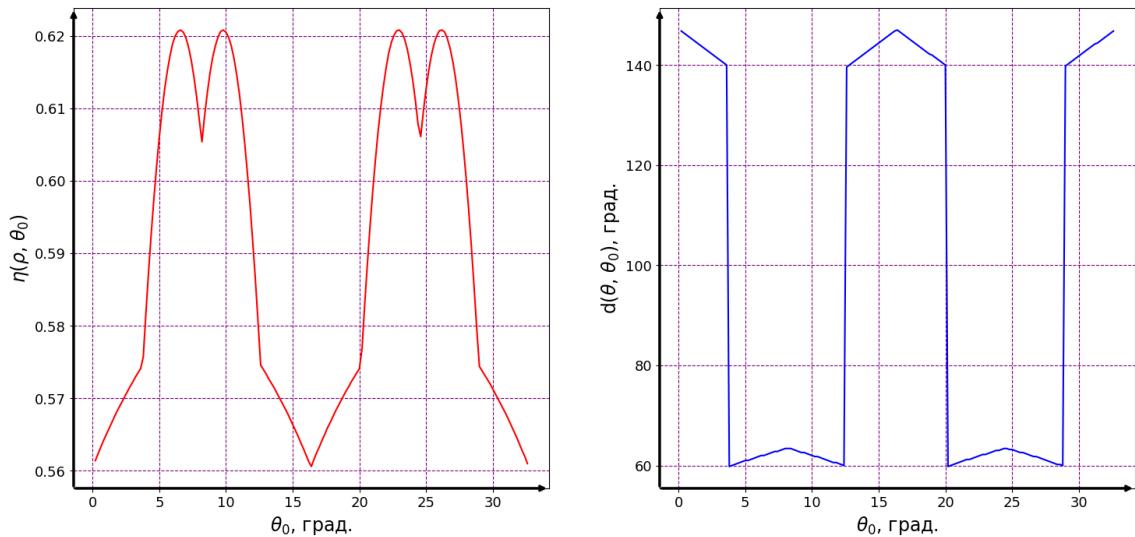


Рис. 4. Графики $\eta(\rho, \theta_0)$ и $d(\theta, \theta_0)$, $N = 11$, $\rho = 2$.

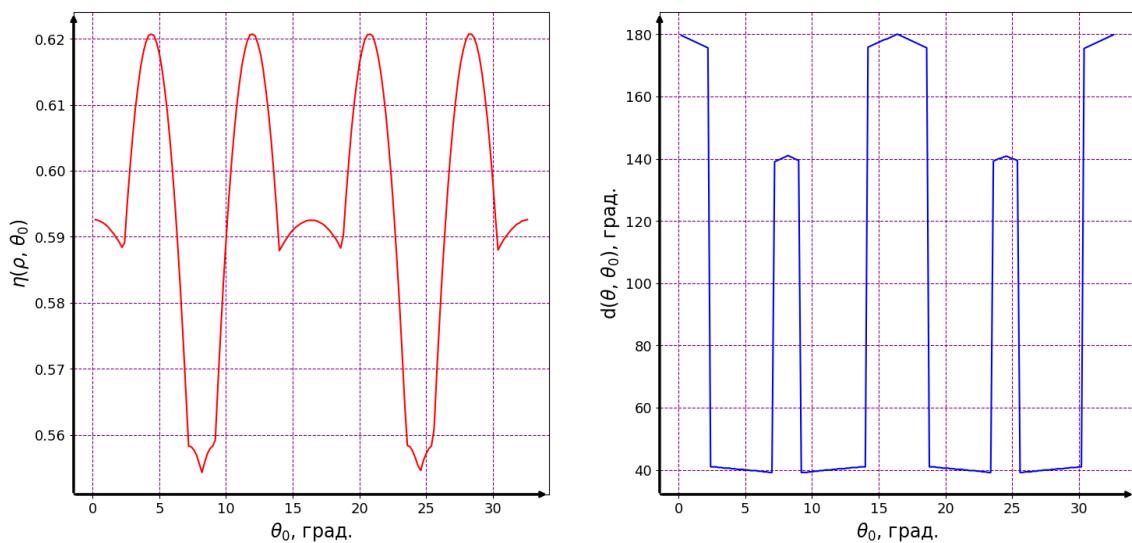


Рис. 5. Графики $\eta(\rho, \theta_0)$ и $d(\theta, \theta_0)$, $N = 11$, $\rho = 3$.

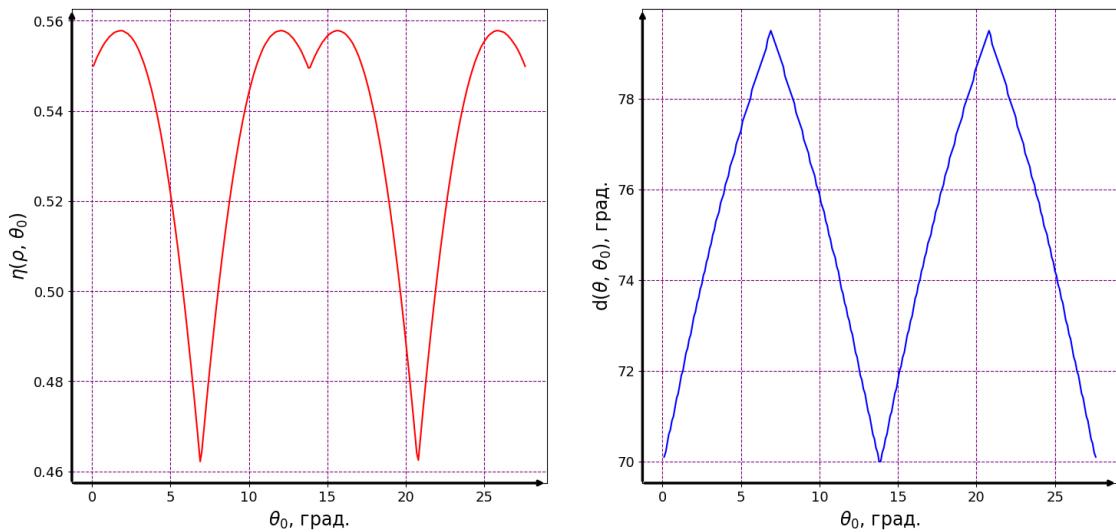


Рис. 6. Графики $\eta(\rho, \theta_0)$ и $d(\theta, \theta_0)$, $N = 13$, $\rho = 2$

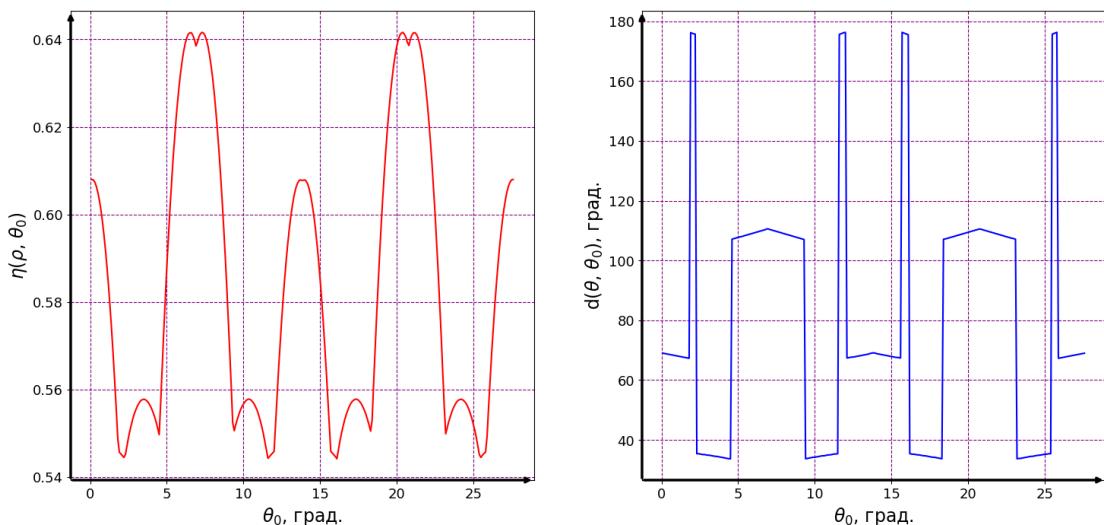


Рис. 7. Графики $\eta(\rho, \theta_0)$ и $d(\theta, \theta_0)$, $N = 13$, $\rho = 4$.

Анализ приведенных графиков приводит нас к следующим выводам:

- 1) Диапазон изменения УБЛ может достигать десятков процентов.
 - 2) График зависимости от θ_0 расстояния $d(\theta, \theta_0)$ в тех точках θ , где достигается значение УБЛ, представляет собой кусочно-линейную функцию.
 - 3) Наблюдается некоторое самоподобие таких графиков (рис. 1, 6). С ростом ЭДР функция остается кусочно-линейной, но появляется большое число точек излома.
- Стоит заметить, что, помимо означенных выше зависимостей, большой практический интерес представляет наличие близких по уровню максимумов, которые, как показали расчеты, могут иметь место. На рисунке 8 можно наблюдать 4 близких по амплитуде точки локальных максимумов, на рисунке 9 таких точек 3.

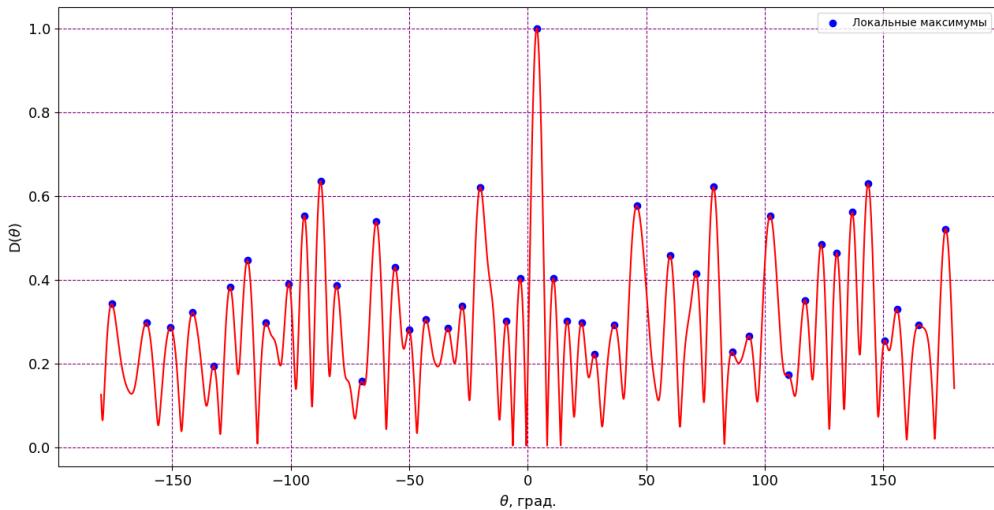


Рис. 8. Модуль диаграммы направленности, $N = 11$, $\rho = 5$, $\theta_0 = 3,8^0$.

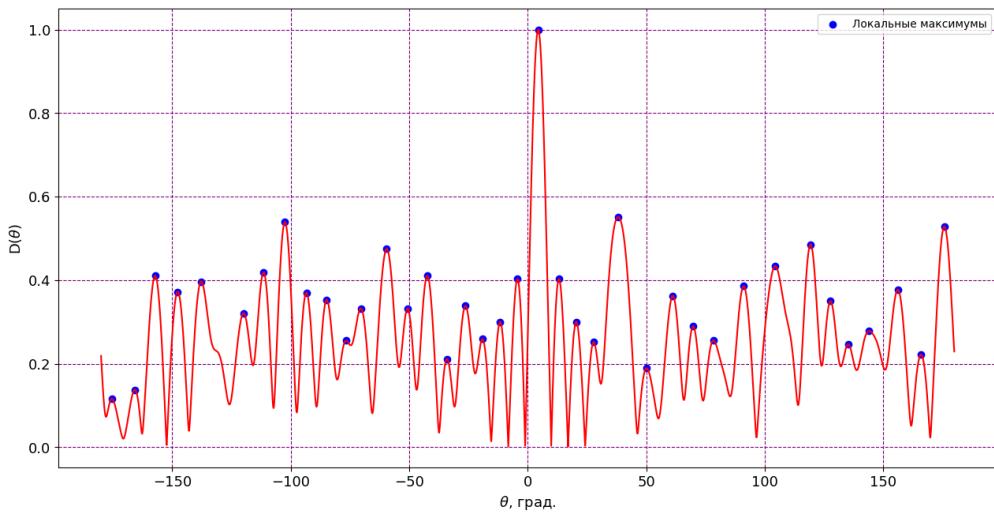


Рис. 9. Модуль диаграммы направленности, $N = 13$, $\rho = 4$, $\theta_0 = 4,4^0$.

Можно сделать следующий вывод: при больших значениях ЭДР получаем несколько мало отличающихся по амплитуде боковых лепестков.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Диаграмма направленности для однокольцевых фазированных антенных решеток зависит от количества элементов, электродинамического радиуса и азимута

приходящего сигнала. Если рассматривать МУБЛ как максимум функции по двум переменным θ, θ_0 , то существует много аналитических соотношений для параметров МУБЛ. Если же зафиксировать θ_0 , то для нахождения УБЛ как максимума функции по одной переменной θ основным становится метод компьютерного моделирования. В работе показано, что при больших значениях ЭДР появляется несколько мало отличающихся по амплитуде боковых лепестков, а положение максимального по уровню бокового лепестка может быстро меняться при небольшом изменении азимута приходящего сигнала. Поэтому говорить о зависимости положения бокового лепестка от угла прихода не имеет никакого смысла, если учитывать погрешность входных данных.

ЛИТЕРАТУРА

1. Виноградов А.Д., Литвинов Г.В., Макаров Г.В. Оптимизация структур корреляционно-интерферометрических радиопеленгаторов с кольцевыми антennыми решетками. // Антennы, 2001, вып. 5 (51). – С. 33-38.
2. Ашихмин А. В., Виноградов А. Д., Мазлов М. Г., Минин Л. А. Исследование характеристик широкополосных малоэлементных однокольцевых антennых решеток с использованием функций Бесселя. // Антennы, 2006, вып.8 (111). – С. 8-14.
3. Виноградов А. Д., Минин Л. А., Работкин В. А. Математическое описание диаграмм направленности эквидистантных кольцевых фазированных антennых решеток с использованием функций Бесселя. // Антennы, 2017, вып. 5 (237). – С. 5-12.

REFERENCES

1. Vinogradov A.D., Litvinov G.V., Makarov G.V. Optimization of structures of correlation-interferometric direction finders with ring antenna arrays. // Antennas, 2001, vol. 5 (51). – P. 33-38.
2. Ashikhmin A. V., Vinogradov A. D., Mazlov M. G., Minin L. A. Investigation of the characteristics of the broadband small-element single-ring antenna arrays using Bessel functions. // Antennas, 2006, vol. 8 (111). – P. 8-14.
3. Vinogradov A. D., Minin L. A., Rabotkin V. A. Mathematical description of the directional patterns of the equidistant ring phased antenna arrays using Bessel functions. // Antennas, 2017, vol. 5 (237). – P. 5-12.

ФАКТОРИЗАЦИЯ ПЕРЕМЕННЫХ ПРИ ПЕРЕРАЗЛОЖЕНИИ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ПО ФУНКЦИЯМ БЕССЕЛЯ ДЛЯ ОДНОКОЛЬЦЕВЫХ ЭКВИДИСТАНТНЫХ ФАЗИРОВАННЫХ РЕШЕТОК

Е.О. Андреев¹, О.Ю. Лопухинский¹, Л.А. Минин¹

¹Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе показано, что при разложении в ряд по функциям Бесселя диаграммы направленности для однокольцевых эквидистантных фазированных антенных решеток происходит факторизация переменных. Получены формулы для квадрата модуля диаграммы направленности через функции Бесселя, причем в случае нечетного числа элементов решетки половина слагаемых ряда обращается в ноль. Предложено использовать при расчетах алгоритм, позволяющий получить сразу все значения функций Бесселя целого индекса, требуемые для приближенного вычисления суммы ряда.

Ключевые слова: фазированные антенные решетки, диаграмма направленности, электродинамический радиус, боковые лепестки, функции Бесселя.

FACTORIZATION OF VARIABLES IN THE RE-EXPANSION OF THE RADIATION PATTERN IN BESSEL FUNCTIONS FOR SINGLE- RING EQUIDISTANT PHASED ARRAYS

E.O. Andreev¹, O.Yu. Lopukhinskiy¹, L.A. Minin¹

¹Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The study shows that expanding the radiation pattern of single-ring equidistant phased antenna arrays into a series of Bessel functions leads to variable factorization. Explicit expressions are derived for the squared modulus of the radiation pattern in terms of Bessel functions, with half of the series terms vanishing when the number of elements is odd. An efficient computational algorithm is proposed, allowing for the simultaneous evaluation of all required integer-order Bessel functions needed for approximate calculation of the sum of a series.

Keywords: phased antenna arrays, radiation pattern, electrodynamics radius, side lobes, Bessel functions.

1. ВВЕДЕНИЕ

Одним из способов изучения свойств диаграммы направленности однокольцевых эквидистантных фазированных антенных решеток является представление их в виде ряда по функциям Бесселя целого индекса [1, 2]. Примеры использования такого представления для анализа максимального уровня боковых лепестков в зависимости от частоты принимаемого сигнала приведены в [3, 4].

В настоящей работе показано, что при разложении в ряд по функциям Бесселя диаграммы направленности происходит факторизация переменных. Получены формулы для квадрата модуля диаграммы направленности через функции Бесселя. Предложено использовать при численных расчетах алгоритм, позволяющий получить

сразу все значения функций Бесселя целого индекса, требуемые для приближенного вычисления суммы ряда.

2. РАЗЛОЖЕНИЕ В РЯД КВАДРАТА МОДУЛЯ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ

Электромагнитное поле, создаваемое монохроматическим точечным источником радиоизлучения, расстояние от которого до датчиков много больше размеров антенной решетки, можно считать плоской волной

$$\dot{E}(\vec{k}, \vec{r}, t) = A e^{i(\vec{k}\vec{r} - \omega t + \varphi_0)}.$$

Здесь \vec{k} – волновой вектор, \vec{r} – радиус-вектор точки пространства, t – время, A – амплитуда сигнала, ω – угловая частота, φ_0 – начальная фаза.

Считаем, что кольцевая антенная решетка радиуса R расположена горизонтально, начало координат находится в центре кольца, ось OZ направлена вверх. Положение датчиков на эквидистантной решетке определяется азимутальными углами α_n :

$$\alpha_n = \frac{2\pi}{N}n, \quad n = 0, 1, 2, \dots, N - 1.$$

Пусть λ – длина волны, β_0 – угол возвышения, θ_0 – азимут регистрируемого сигнала, \vec{k}_0 – отвечающий им волновой вектор

$$\vec{k}_0 = \frac{2\pi}{\lambda} (\cos \beta_0 \cos \theta_0, \cos \beta_0 \sin \theta_0, \sin \beta_0),$$

Нормированная диаграмма направленности (ДН) задается формулой

$$\dot{D}(\lambda, \theta, \theta_0) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \exp \left(i \frac{2\pi}{\lambda} \cos \beta_0 \cdot 2R \sin \frac{\theta - \theta_0}{2} \sin \left(\frac{\theta + \theta_0}{2} - \alpha_n \right) \right). \quad (1)$$

Если сделать в (1) замену переменных

$$\xi = \frac{\theta + \theta_0}{2}, \quad \psi = \frac{\theta - \theta_0}{2}, \quad (2)$$

ввести электродинамический радиус решетки (ЭДР)

$$\rho = \frac{R \cos \beta_0}{\lambda}, \quad (3)$$

то формула для ДН, с учетом (2), (3) принимает следующий вид:

$$\dot{D}(\rho, \xi, \psi) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \exp(4\pi i \rho \sin \psi \sin(\xi - \alpha_n)). \quad (4)$$

Известно [1, 2], что ДН может быть записана в виде ряда Фурье, коэффициенты которого выражаются через функции Бесселя целого индекса. Применим ту же процедуру для квадрата модуля ДН.

Теорема. Квадрат модуля ДН можно представить в виде

$$|\dot{D}(\rho, \xi, \psi)|^2 = \sum_{a=-\infty}^{\infty} e^{iaN\xi} S(\rho, \psi, a), \quad (5)$$

где слагаемые ряда Фурье $S(\rho, \psi, a)$ задаются формулой

$$S(\rho, \psi, a) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} J_{pN}(4\pi\rho \sin \psi) J_{(p-a)N}(4\pi\rho \sin \psi). \quad (6)$$

При этом $S(\rho, \psi, -a) = S(\rho, \psi, a)$. Если N и a нечетные, то $S(\rho, \psi, a) = 0$.

Доказательство. Воспользуемся известным рядом Фурье [5, формулы 9.1.42 – 9.1.43]

$$e^{ix \sin \varphi} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_m(x) e^{im\varphi},$$

с помощью которого запишем выражение (4) в виде двойной суммы

$$\begin{aligned} \dot{D}(\rho, \xi, \psi) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_m(4\pi\rho \sin \psi) e^{im(\xi-\alpha_n)} = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_m(4\pi\rho \sin \psi) \cdot e^{im\xi} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-im\alpha_n}. \end{aligned}$$

Далее, применим формулу суммы геометрической прогрессии

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-im\alpha_n} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-im\frac{2\pi}{N}n} = \begin{cases} 1, & m = pN, \quad p \in \mathbb{Z}, \\ 0, & m \neq pN. \end{cases}$$

Соответственно, для ДН формула упрощается

$$\dot{D}(\rho, \xi, \psi) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} J_{pN}(4\pi\rho \sin \psi) e^{ipN\xi}. \quad (7)$$

Перейдем теперь к квадрату модуля ДН

$$\begin{aligned} |\dot{D}(\rho, \xi, \psi)|^2 &= \dot{D}(\rho, \xi, \psi) \dot{D}^*(\rho, \xi, \psi) = \\ &= \sum_{p=-\infty}^{\infty} J_{pN}(4\pi\rho \sin \psi) e^{ipN\xi} \cdot \sum_{q=-\infty}^{\infty} J_{qN}(4\pi\rho \sin \psi) e^{-iqN\xi} = \\ &\quad \sum_{p,q} J_{pN}(4\pi\rho \sin \psi) J_{qN}(4\pi\rho \sin \psi) e^{i(p-q)N\xi}. \end{aligned}$$

Перепишем двойную сумму, обозначив $p - q = a$,

$$|\dot{D}(\rho, \xi, \psi)|^2 = \sum_{a=-\infty}^{\infty} e^{iaN\xi} \sum_{p=-\infty}^{\infty} J_{pN}(4\pi\rho \sin \psi) J_{(p-a)N}(4\pi\rho \sin \psi).$$

Вводя функцию

$$S(\rho, \psi, a) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} J_{pN}(4\pi\rho \sin \psi) J_{(p-a)N}(4\pi\rho \sin \psi),$$

приходим к формуле (5).

Обозначим для краткости $\tau = 4\pi\rho \sin \psi$. Пусть $q + p = a$. Тогда $p = -(q - a)$,

$$J_{pN}(\tau) J_{(p-a)N}(\tau) = J_{-(q-a)N}(\tau) J_{-qN}(\tau) = -J_{(q-a)N}(\tau) J_{qN}(\tau),$$

так как при нечетных a, N индексы $(q - a)N$ и qN имеют разную четность, следовательно

$$J_{-qN}(\tau) = (-1)^{qN} J_{qN}(\tau).$$

Кроме того, $p \neq q$, иначе $a = 2p$. Следовательно, ряд состоит из пар слагаемых с разными индексами и сокращающимися друг с другом. *Теорема доказана.*

Для лучшего восприятия доказательства теоремы здесь приведен вывод формулы (7) из [3]. Заметим, что данное рассуждение справедливо только для эквидистантной решетки, поскольку используется формула суммы геометрической прогрессии. Следует также отметить, что в случае нечетного числа датчиков половина слагаемых ряда (5) обращается в 0, поскольку $S(\rho, \psi, \pm 1) = 0$, $S(\rho, \psi, \pm 3) = 0, \dots$

Квадрат модуля ДН может быть найден и непосредственно из формулы (4). Введем приращение $\Delta\phi_n = 4\pi\rho \sin\psi \sin(\xi - \alpha_n)$. Тогда получим

$$\begin{aligned} |\dot{D}(\rho, \xi, \psi)|^2 &= \frac{1}{N^2} \sum_{l=0}^{N-1} (\cos \Delta\phi_l + i \sin \Delta\phi_l) \cdot \sum_{k=0}^{N-1} (\cos \Delta\phi_k - i \sin \Delta\phi_k) = \\ &= \frac{1}{N^2} \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} (\cos \Delta\phi_l \cos \Delta\phi_k - i \cos \Delta\phi_l \sin \Delta\phi_k + i \cos \Delta\phi_k \sin \Delta\phi_l + \\ &\quad + \sin \Delta\phi_l \sin \Delta\phi_k) = \frac{1}{N^2} \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} (\cos \Delta\phi_l \cos \Delta\phi_k + \sin \Delta\phi_l \sin \Delta\phi_k) = \\ &= \frac{1}{N^2} \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} \cos(\Delta\phi_l - \Delta\phi_k). \end{aligned}$$

Теперь вернемся к переменным ξ и ψ , вспомнив, что $(\alpha_l - \alpha_k)/2 = \frac{\pi}{N}(l - k)$:

$$|\dot{D}(\rho, \xi, \psi)|^2 = \frac{1}{N^2} \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} \cos[4\pi\rho \sin\psi (\sin(\xi - \alpha_l) - \sin(\xi - \alpha_k))].$$

Вычислим разность

$$\sin(\xi - \alpha_l) - \sin(\xi - \alpha_k) = 2 \sin \frac{\alpha_k - \alpha_l}{2} \cos \left(\xi - \frac{\alpha_k + \alpha_l}{2} \right).$$

Тогда

$$\begin{aligned} |\dot{D}(\rho, \xi, \psi)|^2 &= \frac{1}{N^2} \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} \cos \left[8\pi\rho \sin\psi \sin \frac{\alpha_k - \alpha_l}{2} \cos \left(\xi - \frac{\alpha_k + \alpha_l}{2} \right) \right] = \\ &= \frac{1}{N^2} \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} \cos \left[8\pi\rho \sin\psi \sin \left(\frac{\pi}{N}(l - k) \right) \cos \left(\xi - \frac{\pi}{N}(l + k) \right) \right]. \end{aligned} \quad (8)$$

Формулы (5) и (8) дают выражение для одного и того же объекта, но устроены по-разному. В формулах (5) и (7) происходит разделение (факторизация) переменных ξ и ψ . В формуле же (13) они перемешаны.

3. АЛГОРИТМ ВЫЧИСЛЕНИЯ ФУНКЦИЙ БЕССЕЛЯ С ЦЕЛЫМИ ИНДЕКСАМИ

В формулах (6) и (7) присутствует большое число функций Бесселя целого индекса. Если мы хотим использовать их при моделировании без применения

специализированных пакетов (например, при работе на микроконтроллерах), то полезным может оказаться простой и эффективный алгоритм одновременного вычисления этих функций. Перейдем к описанию алгоритма.

Будем исходить из рекуррентного соотношения

$$J_{\nu+1}(x) - \frac{2\nu}{x} J_\nu(x) + J_{\nu-1}(x) = 0.$$

Один из способов расчёта функций Бесселя целого индекса состоит в том, что мы вначале вычисляем значения $J_0(x)$, $J_1(x)$, а все остальные функции считаем по формуле

$$J_{n+1}(x) = \frac{2n}{x} J_n(x) - J_{n-1}(x). \quad (9)$$

Алгоритм вычисления $J_0(x)$, $J_1(x)$ с точностью порядка 10^{-7} приведен, например, в справочнике [5, формулы 9.4.1, 9.4.3, 9.4.4, 9.4.6]. Но, во-первых, точность не очень высокая, а во-вторых, при $|x| < n$ получается неустойчивый алгоритм. Причина неустойчивости применения формулы (9) следующая.

Добавим к (9) тождественное равенство $J_n(x) = J_n(x)$ и запишем полученную систему в матричной форме

$$\begin{pmatrix} J_{n+1}(x) \\ J_n(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2n/x & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} J_n(x) \\ J_{n-1}(x) \end{pmatrix}.$$

Собственные числа матрицы удовлетворяют характеристическому уравнению

$$\lambda^2 - \frac{2n}{x}\lambda + 1 = 0.$$

Если $0 < x < n$, то корни будут вещественными

$$\lambda_{1,2} = \frac{n}{x} \pm \sqrt{\left(\frac{n}{x}\right)^2 - 1}, \quad 0 < \lambda_2 < 1 < \lambda_1.$$

При многократном повторении итераций появляется множитель λ_1^k , возрастающий, как показательная функция с основанием большим единицы. Если же $x > n$, то корни характеристического уравнения будут комплексно сопряжёнными, равными по модулю единице.

Поэтому для расчётов применяется другой подход. Соотношения (9) используется рекурсия в другую сторону

$$J_{n-1}(x) = \frac{2n}{x} J_n(x) - J_{n+1}(x). \quad (10)$$

В качестве стартовых значений выбирается большое n (порядка 100, 120), задаётся $J_{n+1}(x) = 0$, $J_n(x) = \varepsilon$. Здесь n четное, а ε – малое положительное число. Далее, по формуле (10) вычисляем все функции до порядка $J_0(x)$. Суммируя функции Бесселя с чётными индексами, находим нормировочную константу из равенства [5, формула 9.1.46]

$$J_0(x) + 2J_2(x) + 2J_4(x) + 2J_6(x) + \dots = 1. \quad (11)$$

Сделаем два замечания относительно деталей реализации предлагаемого алгоритма. Во-первых, от выбора начальных приближений точность практически не зависит, поскольку при нормировке с помощью (11) мы выполняем операцию деления и не используем операции сложения и вычитания. Во-вторых, при записи алгоритма в матричной форме получим для матрицы те же самые собственные числа $\lambda_{1,2}$, одно из которых больше 1. Тем не менее, алгоритм работает устойчиво и с хорошей точностью.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Переход от представления ДН в виде суммы (4) к представлению в виде ряда (7) имеет две характерные особенности: разделение переменных ξ, ψ , задаваемых формулой (2), и наличие в ряде (7) слагаемых разного порядка малости. Дело в том, что при небольших значениях ЭДР функции Бесселя $J_n(x)$ быстро убывают по модулю с ростом n . Поэтому вместо бесконечных рядов (6), (7) можно использовать отрезки рядов с небольшим числом слагаемых. Эффект разделения переменных сохраняется и в формулах для квадрата модуля ДН. В случае нечетного числа элементов решетки половина слагаемых ряда (5) обращается в ноль. Известный алгоритм одновременного вычисления сразу всех значения функций Бесселя целого индекса, задаваемый формулами (10) – (11), оказывается наилучшим образом приспособленным для численной реализации рассматриваемого в статье представления ДН.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бененсон Л. С., Журавлев В. А., Попов С. В., Постнов Г. А. Антенные решетки/ Под ред. Л. С. Бененсона. – М.: Сов. радио, 1966. – 368 с.
2. Айзенберг Г. З., Белоусов С. П., Журбенко Э. М. и др. Коротковолновые антенны / Под ред. Г. З. Айзенберга. – М.: Радио и связь, 1985. – 536 с.
3. Ашихмин А. В., Виноградов А. Д., Мазлов М. Г., Минин Л. А. Исследование характеристик широкополосных малоэлементных однокольцевых антенных решеток с использованием функций Бесселя. // Антенны, 2006, вып.8 (111). – С. 8-14.
4. Виноградов А. Д., Минин Л. А., Работкин В. А. Математическое описание диаграмм направленности эквидистантных кольцевых фазированных антенных решеток с использованием функций Бесселя. // Антенны, 2017, вып. 5 (237). – С. 5-12.
5. Абрамович М., Стиган И. Справочник по специальным функциям. – М.: Наука, 1979. – 850 с.

REFERENCES

1. Benenson L. S., Zhuravlev V. A., Popov S. V., Postnov G. A. Antenna arrays / Ed. L. S. Benenson. – M.: Sov. radio, 1966. – 368 p.
2. Ayzenberg G. Z., Belousov S. P., Zhurbenko E. M. et al. Shortwave antenna / Edited by G. Z. Ayzenberg. – M.: Radio i svyaz', 1985. – 536 p.
3. Ashikhmin A. V., Vinogradov A. D., Mazlov M. G., Minin L. A. Investigation of the characteristics of the broadband small-element single-ring antenna arrays using Bessel functions. // Antennas, 2006, vol. 8 (111). – P. 8-14.
4. Vinogradov A. D., Minin L. A., Rabotkin V. A. Mathematical description of the directional patterns of the equidistant ring phased antenna arrays using Bessel functions. // Antennas, 2017, vol. 5 (237). – P. 5-12.
5. Abramovits M., Stigan I. Handbook of special functions. – M.: Nauka, 1979. – 850 p.

ОБОСНОВАНИЕ ОСНОВНЫХ ТРЕБОВАНИЙ К ЗЕНИТНОМУ РАКЕТНОМУ КОМПЛЕКСУ БЛИЖНЕГО ДЕЙСТВИЯ ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ

И.М. Косачев¹, К.Н. Чугай², С.И. Амельченко¹

¹Военная академия Республики Беларусь, Минск, Беларусь

²НИИ Вооруженных Сил, Минск, Республика Беларусь

Аннотация. В докладе, основываясь на современных тенденциях средств воздушного нападения, а так же с учетом отечественного и зарубежного опыта разработки систем противовоздушной обороны рассматриваются вопросы, связанные с созданием перспективного зенитного ракетного комплекса ближнего действия пятого поколения.

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат, зенитный ракетный комплекс.

SUBSTANTIATION OF THE BASIC REQUIREMENTS FOR THE FIFTH-GENERATION SHORT-RANGE ANTI-AIRCRAFT MISSILE SYSTEM

I.M. Kosachev¹, K.N. Chugai², S.I. Amelchenko¹

¹Military Academy, Minsk, Belarus

²Research Institute of the Armed Forces, Minsk, Belarus

Abstract. Based on current trends in air attack weapons, as well as taking into account domestic and foreign experience in the development of air defense systems, the report examines issues related to the creation of a promising fifth-generation short-range anti-aircraft missile system.

Keywords: unmanned aerial vehicle, anti-aircraft missile system.

1. ВВЕДЕНИЕ

Учитывая достаточно интенсивное развитие современных (перспективных) СВН, а также массовое внедрение в войска ОВС НАТО малоразмерных беспилотных летательных аппаратов (МБПЛА) и новейших высокоточных средств поражения (ВТСП), в том числе гиперзвуковых (ведутся работы), очевидна необходимость совершенствования системы вооружения противовоздушной обороны (ПВО), поскольку создание новых СВН существенно обостряет проблему, связанную с отсутствием высокоэффективных средств поражения [1 - 5]. Так опыт современных локальных военных конфликтов свидетельствует о расширении спектра задач решаемых с применением МБПЛА (ЭПР менее $0,05 \text{ м}^2$), что с учетом сложной информационной и радиоэлектронной обстановке приводит в снижении эффективности системы ПВО по отражению ударов в том числе от других средств воздушного нападения (СВН) [1 - 5].

С учетом современных тенденций развития СВН можно выделить следующие направления развития зенитного ракетного комплекса (ЗРК) ближнего действия (БД) заключающиеся в:

повышении разведывательных возможностей, поскольку современные радиолокационные и оптико-электронные средства обнаружения ЗРК БД («Тор-М2», «Панцирь-С1М/СМ/СВ», «Стрела-10М3/М4/МН/БМ2», «Тунгуска-М1», «Багульник», «Птицелов», «Оса-АКМ») неспособны своевременно обнаруживать МБПЛА на дальностях обеспечивающих их уничтожение на дальней границе зоны поражения [1, 2];

повышение пропускной способности (производительности), что обусловлено

возможностью нанесения МБПЛА, применяющими тактику «боевого роя» («боевой стаи»), всеракурсных ударов по силам и средствам группировки ПВО и прикрываемым ею объектам обороны с большой плотностью налета, достигающей порядка 30 целей в минуту, что превышает пропускную способность современных ЗРК БД;

повышение скрытности, поскольку невозможно реализации в ЗРК БД режима боевой работы «выстрелил ЗУР и забыл». Это обусловлено тем, что все вышеперечисленные ЗРК БД являются телекомандируемыми, проблемы применения которых изложены в [4];

повышение помехозащищенности, в первую очередь обусловлено развитием средств РЭБ воздушного базирования, так на борту самолетов и БПЛА стали применяться мощные, но малогабаритные, передатчики помех с широким перечнем помех (типа «антинпод», «ложные трассы» и т. д.), в том числе и сигналоподобные, имеющие активную фазированную антеннную решетку (АФАР) с большим КНД, а также генератор помех на нитриде-галлия (GaN), что позволяет получить эквивалентную мощность помехи, равную 10–20 кВт/МГц) [4–8];

повышение могущества средств поражения, поскольку боевое снаряжение зенитных управляемых ракет (ЗУР) ЗРК БД обладает недостаточной поражающей мощностью и эффективным радиусом поражения при стрельбе по высокопрочным артиллерийским ракетам и снарядам, а также по всеракурсным боевым роям МБПЛА [1, 2].

2. ОБОСНОВАНИЕ ОСНОВНЫХ ТАКТИКО-ТЕХНИЧЕСКИХ ТРЕБОВАНИЙ

С учетом обозначенных направлениях развития ЗРК БД, а также учитывая сложности связанных с разработкой перспективного ЗРК БД рассмотренных в [7] представлены следующие основные акценты, которые должны быть отражены в рамках обоснования основных тактико-технических требований к комплексу.

Во-первых, с учетом требований, изложенных в [4, 6, 9–11] определен следующий перечень в первую очередь боевых задач, которые должен решать перспективный ЗРК БД. В качестве основных из них следует выделить:

прикрытие ЗРС (ЗРК) большой и средней дальности;

прикрытие важных командных пунктов войск (сил) и органов государственного управления, узлов связи и управления войсками, аэродромов;

прикрытие крупных железнодорожных узлов, военно-морских баз, важных мостов и переправ войск (сил);

прикрытие колонн ВВТ, автомобильной техники, военных эшелонов в движении.

Во вторых, с учетом боевых и иных возможностей СВН НАТО, существующих проблем применения современных ЗРК БД [4] очевидны требования к боевой эффективности перспективного ЗРК БД. Данные требования заключаются в том, что такой ЗРК БД должен обеспечивать всеракурсное (в верхней полусфере) поражение прорвавшихся через верхние эшелоны группировки ПВО гиперзвуковых, баллистических и аэробаллистических целей; высокоточных средств поражения; низколетящих крылатых ракет и МБПЛА с плотностью налета до 20–30 целей/мин, имеющих малую ЭПР ($0,01–0,001 \text{ м}^2$) на удалениях 1–15 км, на высотах от 5 м до 10 км, летящих со скоростями до 2000 м/с в любой прогнозируемой на ближайшие 10 лет боевой и помеховой обстановке [4, 6, 9].

В-третьих, перспективный ЗРК БД должен соответствовать требованиям по мобильности и транспортабельности, с учетом необходимости обеспечения надежного прикрытия войск на марше, при ведении ими маневренных боевых действий и в обороне, а также для обеспечения его высокой живучести в условиях применения ОВС НАТО обычных и высокоточных средств поражения различного базирования, включая

МБПЛА [4, 6, 9–11].

В-четвертых, с учетом опыта локальных конфликтов и исходных данных по видам и параметрам помех, характерных для противовоздушного боя на период до 2030 г. [5–7], ключевым аспектом в области обеспечения помехозащищенности ЗРК БД должно стать применение широкополосных (сверхширокополосных) зондирующих сигналов совместно с реализацией механизмов обеспечивающих быструю перестройку рабочей частоты в широких пределах. Также следует рассматривать внедрение в состав средств разведки ЗРК дополнительных каналов радиотехнической разведки, обеспечивающих скрытое решение задачи обнаружения источников излучения в первую очередь воздушного базирования.

В-пятых, высокие показатели по живучести перспективного ЗРК БД должны обеспечиваться тем, что вероятность его непоражения в составе эшелонированной группировки ПВО за время отражения первого МРАУ продолжительностью до 3 часов должна составлять не менее 0,9, а за воздушную наступательную операцию продолжительностью до 3–5 суток – не менее 0,65 (с учетом мелкого восстановительного ремонта) [6].

В-шестых, обобщение рассмотренного материала, учет мировых тенденций развития и построения ЗРК БД позволило определить особенности основных элементов комплекса, к которым относятся базовое шасси с системой жизнеобеспечения и средствами защиты, боевой компонент, информационный компонент и средства связи.

При разработке базового шасси следует учесть результаты разработок таких как легкобронированной боевой машины (БМ) на четырехосном плавающем корпусном колесном шасси типа СККШ-586 Мытищинского машиностроительного завода [12], а также аналогичную БМ минского завода колесных тягачей с располагаемыми в ней аппаратурой и боевым расчетом.

Отдельно следует выделить информационно-управляющую систему комплекса, от качества которой существенным образом зависят возможности комплекса. В качестве прототипов следует рассмотреть российскую бортовую высокоточную информационно-управляющую систему типа ГАЛС-Д2М/Д3М/4Д [13, 14], используемую в транспортных средствах ЗРК С-500, С-400, С-350, С-300ПМ, «Тор-М2», «Панцирь-СМ/СВ», и служащую для их высокоточной навигации, ориентирования в пространстве, автоматизации процесса стрельбы ЗРК (в том числе и в движении) и оценки текущего технического состояния БМ, пуско-заряжающих установок (ПЗУ) ЗРК.

Информационный компонент характеризуется возможностями средств разведки таких как: многофункциональная радиолокационная станция; оптико-электронная система; пеленгатор; аппаратура предупреждения об облучении.

В целях гарантированного обнаружения высокоскоростных целей период зоны обзора по азимуту должен не превышать 1 с, что весьма проблематично реализовать в рамках механического сканирования антенных систем с активной фазированной антенной решеткой (АФАР). Исходя из этого наиболее перспективной следует считать антеннную систему реализующую только электронной сканирование как в азимутальной, так и в угломестной плоскости. В результате многофункциональная радиолокационная станция представляет собой четыре малогабаритные импульсно-доплеровские многофункциональные радиолокационные станции (МФРЛС) сантиметрового диапазона для обнаружения и сопровождения целей, а также наведения на них ЗУР, расположенные по сторонам усеченной пирамиды. Каждая МФРЛС должна быть оснащена АФАР, что позволяет обеспечить формирование широкополосного (сверхширокополосного) зондирующего сигнала. Антенные решетки должны быть развернуты друг относительно друга на 90 градусов по азимуту и

наклонены к горизонту под углом 40–45 градусов. Благодаря этому при электронном сканировании их диаграммами направленности каждая МФРЛС обеспечивает автоматическое сопровождение до 8–10 целей и наведение на четырех наиболее опасных из них по одной ЗУР. Все вместе они обеспечивают зону боевой работы ЗРК по азимуту – 360 град, по углу места – от -5 до + 90 град, по дальности – от 1 до 50 км и по скорости – от 0 до 2000 м/с.

Отметим, что аналогичные МФРЛС уже применяются в российском морском ЗРК «Панцирь-М», австралийско-норвежском ЗРК Nasams-2/3, немецком ЗРК IRIS-T SLM и в израильском ЗРК I-Dome [14, 17].

Прототипом для малогабаритной круглосуточной оптико-электронной системы (ОЭС) может являться ОЭС с лазерными дальномерами типа «Стриж-1М» БелОМО [15, 16, 18] – для скрытного автоматического сопровождения обстреливаемой цели и наводимых на нее по лазерному лучу ЗУР. Аналогичный подход используется в российских ЗРК «Багульник» и «Птицелов» [19].

Дополнительно в составе ОЭС следует предусмотреть ультрафиолетовый пеленгатор (диапазона 250–300 нм) – для селекции истинных целей по их тепловому портрету среди ложных, имитируемых летательными аппаратами противника с помощью тепловых ловушек (устаревший способ) или с помощью бортовых несбрасываемых станций оптико-электронных (в том числе и лазерных) помехам типа AN/ALQ-144, AN/ALQ-24, AN/ALQ-212, ATIRCM, CIRCM, DIRCM, TADIRCM, LAIRCM, FLASH, MUSIC, MEDUSA, CIRCM, ThNDR [6].

В перспективе многофункциональная радиолокационная станция может формироваться на основе четырех малогабаритных сверхширокополосных радиофotonных локационных станций (РФЛС), каждая из которых оснащена радиооптической цифровой антенной решеткой на базе нитрида галлия. Такие РФЛС обладают сверхразрешением по всем координатам, режимом радиовидения и распознавания целей близким к телевизионному способу, высокой помехоустойчивостью и другими показателями обеспечивающими высокое качество характеристики ранее недостижимое для традиционных РЛС. Разработка таких РФЛС наземного и воздушного базирования ведется в США, России, Китае, Израиле и в ряде других стран НАТО [2, 15, 16].

Отдельно следует выделить аппаратуру предупреждения об:

радиолокационном облучении различными радиолокационными средствами противника наземного и воздушного базирования (РЛС, МФРЛС, активными радиолокационными ГСН и радиовзрывателями подлетающих ВТСП) с указанием направления на источник радиолокационного излучения. Данная аппаратура также должна распознавать тип и степень угрозы источника радиолокационного облучения противника во всей верхней полусфере [20];

лазерном облучении (в диапазоне 0,6–12 мкм) с указанием направления на источник лазерного облучения противника, а также решать задачу распознавания типа и степени угрозы источника лазерного излучения во всей верхней полусфере [21].

Средства связи должны обеспечить принцип скрытого управления, для реализации которого должны применять высокопомехозащищенные средства радиосвязи 6-го или даже 7-го поколения типа «Туф-М2» – для организации управления и взаимодействия средств ЗРК с различными командными пунктами, средствами разведки и поражения в рамках единого информационно-управляющего и боевого пространства. Отметим, что такие средства военной связи уже используются в российских ЗРС С-500, С-400, С-350, «Панцирь-СМ/СВ» и в других образцах ВВТ [22].

Боевой компонент в своей основе определяется возможностями ЗУР по поражению в первую очередь воздушных объектов. С учетом существующих проблем

[4], а так же основываясь на современных тенденциях [2, 9–11] целесообразно в состав ЗРК БД иметь комплект состоящий из трех следующих типов зенитных ракет:

тип I, высокоскоростная (средняя скорость 1500 м/с), сверхманевренную (располагаемая перегрузка до 50–60 ед.) ЗУР массой до 150–180 кг – для поражения прямым попаданием прорвавшихся через верхние эшелоны системы ПВО гиперзвуковых, баллистических и аэробаллистических ракет противника или (и) их кинетических боевых блоков; дальнобойных тяжелых и средних оперативно-тактических ракет, снарядов и управляемых авиационных бомб (УАБ), а также важных неподвижных и движущихся точечных наземных (надводных) целей противника;

тип II, среднескоростную (средняя скорость 1000 м/с) ЗУР массой до 120–140 кг, оснащенную осколочно-фугасной боевой частью, желательно направленного действия, – для поражения аэродинамических целей (самолетов, вертолетов, крылатых ракет, противорадиолокационных ракет, авиационных ракет, крупных и средних БПЛА, легких тактических ракет, снарядов и УАБ);

тип III, малоскоростную (средняя скорость 700 м/с) ЗУР массой до 60–80 кг, оснащенную осколочно-фугасной или ЭМИ-боевой частью – для поражения крылатых ракет и малоразмерных БПЛА, применяющих тактику всеракурсного «боевого роя» с большой плотностью налета.

Наиболее целесообразно, что бы ЗУР имели вертикальный старт и возможность быстрого склонения в сторону назначеннной для обстрела цели с помощью микродвигателей поперечного управления (как это имеет место в ЗУР 9М338 ЗРК «Тор-М2» и английской ЗУР САММ) или с помощью двигателя с управляемым вектором тяги (как это реализовано в немецкой ЗУР IRIS-TSL) [17].

Дополнительно ЗУР должны иметь комбинированную систему управления, включающую инерциальную навигационную систему, корректируемую по сигналам от МФРЛС ЗРК и одну из следующих вариантов головок самонаведения (ГСН):

вариант I, двухдиапазонную (3–5 и 8–14 мкм) тепловую ГСН для ЗУР типа I, обеспечивающую поражения гиперзвуковых, баллистических и других высокоскоростных «горячих» целей. Также необходимо проработать вопрос о необходимости включении в состав данной ГСН активного радиолокационного канала мм-диапазона, как это имеет место в американской АУР «воздух-земля» JAGM;

вариант II, активно-пассивную радиолокационную ГСН – для ЗУР типа II. Активный канал такой ГСН обеспечивает возможность стрельбы ЗУР в сложной помеховой обстановке, а пассивный – стрельбу ЗУР по ПАП или по целям, применяющим различные виды радиопомех самоприкрытия;

вариант III, двухдиапазонную оптико-электронную или комбинированную радиолокационно-оптическую ГСН для ЗУР типа III – для стрельбы по малоскоростным и слабоконтрастным целям.

Рассматривая боевые возможности перспективного ЗРК БД, следует говорить о следующих характеристиках зоны поражения, которые должны составлять:

для ЗУР типа I: по дальности – 1,5–15 км, по высоте – 0,5–10 км, по параметру – до 8 км; по скорости: – до 2000 м/с, по перегрузке, развиваемой целью, – до 30 ед.;

для ЗУР типа II: по дальности – 1–15 км, по высоте – от 5 м до 10 км, по параметру – до 10 км; по скорости – до 1200 м/с, по перегрузке цели – до 15 ед.;

для ЗУР типа III: по дальности – 1–10 км, по высоте – от 5 м до 10 км, по параметру – до 8 км; по скорости – до 700 м/с, по перегрузке цели – до 10 ед.

Средства защиты, интегрированные или придаваемые, как правило, носят комплексный характер и состоят из активных средства защиты, где в качестве прототипа может выступать средство типа «Афганит» (разработчик тульское КБ приборостроения) и пассивные средства защиты, обеспечивающие защиту от ударов

обычных и высокоточных средств поражения различного базирования, а также от оружия функционального поражения [5, 20, 23].

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В сложившейся ситуации создание перспективного ЗРК БД представляет собой досрочно сложную задачу требующего, наряду с консолидацией усилий, наличие соответствующего научно-технического задела. В качестве наиболее действенного механизма, который позволит сократить временные и финансовые затраты на разработку перспективного ЗРК БД видится необходимость объединения усилий предприятий ОПК Российской Федерации и ОСЭ Республики Беларусь.

ЛИТЕРАТУРА

1. Афонин, И.Е. Анализ опыта боевого применения групп беспилотных летательных аппаратов для поражения ЗРК системы противовоздушной обороны в военных конфликтах в Сирии, в Ливии и Нагорном Карабахе / И.Е. Афонин [и др.] // Системы управления, связи и безопасности. – 2020. – № 4. – С. 163–191.
2. «Терн»: отчет о НИР (заключ.) / Науч.-исслед. ин-т Вооруженных Сил Респ. Беларусь; рук. М.Н. Байдаков. – Минск, 2024. – 464 с..
3. Уланов, А.С. Прогностическая оценка тенденций развития средств вооруженной борьбы и способов их применения в войнах будущего / А.С. Уланов // Военная мысль. – 2022. – № 8. – С. 37–50.
4. Косачев, И.М. Перспективы создания зенитного ракетного комплекса ближнего действия пятого поколения / И.М. Косачев, К.Н. Чугай // Наука и военная безопасность. – 2021. – № 1 (67). – С. 2–6.
5. Борисов, Е.Г. Высокоточное оружие и борьба с ним: учеб. пособие / Е.Г. Борисов, В.И. Евдокимов. – СПб.: Лань, 2023. – 496 с.
6. ОТТ 5.1.5-2022. – Минск: М-во обороны Респ. Беларусь, 2022. – 79 с.
7. Макаренко, С.И. Информационное противоборство и радиоэлектронная борьба в сетецентрических войнах начала ХХI века. Монография / С.И. Макаренко. – СПб.: Наукоемкие технологии, 2017. – 546 с.
8. Михайлов, Р.Л. Радиоэлектронная борьба в Вооруженных силах США: монография / Р.Л. Михайлов. – СПб : Наукоёмкие технологии, 2018. – 131 с.
9. Создание перспективной системы вооружения войсковой ПВО нового облика / С.В. Друзин [и др.] // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». – 2019. – № 4. – С.7–18.
10. Тазехулаков, А.А. Основные аспекты развития системы вооружения войсковой противовоздушной обороны на современном этапе / А.А. Тазехулаков // Военная мысль. – 2021. – № 10. – С. 71–79.
11. Принципы построения, тенденции и перспективы развития зарубежного зенитного оружия / П.А. Созинов [и др.] // Военная мысль. – 2023. – № 12. – С. 114–127.
12. Перспективное специальное шасси СККШ-586 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://topwar.ru/175165-perspektivnoe-specialnoe-shassi-skksh-586.html>. – Дата доступа: 20.06.2021.
13. ГАЛС-4Д – новая российская боевая информационно-управляющая система [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://gmorder.livejournal.com/5981622.html>. – Дата доступа: 25.04.2022.
14. Панцирь-М [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://translated.turbopages.org/>. – Дата доступа: 25.04.2022.
15. Нитрид галлия и радар нового поколения для истребителей [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://naukatehnika.com/>. – Дата доступа: 25.04.2022.

16. Слатин, В.В. Нитрид-галлиевые РЛС с АФАР в составе систем РЭБ следующих поколений / В.В. Слатин // Авиационные системы. – 2017. – № 9. – С. 44–52.
17. Зенитные ракетные комплексы малой дальности иностранных государств: информационно-аналитический справочник. Т. 1. – М.: ИАЦ «ИЭМЗ «Купол», 2020. – 416 с.
18. ОТТ 5.1.7-2022. – Минск: М-во обороны Респ. Беларусь, 2022. – 18 с.
19. Рябов, К. Потенциал и возможности ЗРК «Птицелов» [Электронный ресурс] / К. Рябов. – Режим доступа: <https://topwar.ru/>. – Дата доступа: 12.07.2023.
20. Мураховский, В.И. Встречный удар. Комплексы активной защиты военной техники [Электронный ресурс] / В.И. Мураховский. – Режим доступа: <http://arsenal-otechestva.ru>. – Дата доступа: 27.07.2023.
21. Утёсов, С.В. Зарубежные приемные системы предупреждения о лазерном облучении объекта [Электронный ресурс] / С.В. Утёсов, Т.Ю. Смагина. – Режим доступа: <https://лазер.рф/2022/01/25/21927/>. – Дата доступа: 25.04.2023.
22. Климов, М. Самая критическая проблема наших Вооруженных Сил в СВО – связь. [Электронный ресурс] / М. Климов. – Режим доступа: <https://topwar.ru/>. – Дата доступа: 29.08.2023.
23. Митрофанов, А. КАЗ-ПВО – комплекс активной защиты противовоздушной обороны [Электронный ресурс] / А. Митрофанов. – Режим доступа: <https://topwar.ru/>. – Дата доступа: 5.09.2023.

REFERENCES

1. Afonin, I.E. Analysis of the experience of combat use of groups of unmanned aerial vehicles to destroy air defense systems in military conflicts in Syria, Libya and Nagorno-Karabakh / I.E. Afonin [et al.] // Control, communications and security systems. – 2020. – №. 4. – pp. 163-191.
2. "Turn": research report (conclusion) / Scientific research. Institute of the Armed Forces of the Republic of Belarus; directed by M.N. Baidakov. – Minsk, 2024. – 464 p..
3. Ulanov, A.S. Prognostic assessment of trends in the development of means of armed struggle and ways of their use in the wars of the future / A.S. Ulanov // Military thought. - 2022. – №. 8. – pp. 37-50.
4. Kosachev, I.M. Prospects for the creation of a fifth-generation short-range anti-aircraft missile system / I.M. Kosachev, K.N. Chugai // Science and military security. – 2021. – № 1 (67). – P. 2-6.
5. Borisov, E.G. High-precision weapons and the fight against them: textbook. the manual / E.G. Borisov, V.I. Evdokimov. St. Petersburg: Lan Publ., 2023. 496 p.
6. ОТТ 5.1.5-2022. – Minsk: Ministry of Defense of the Republic. Belarus, 2022. 79 p.
7. Makarenko, S.I. Information warfare and electronic warfare in network-centric wars of the early 21st century. Monograph / S.I. Makarenko. St. Petersburg: Science-intensive Technologies, 2017. 546 p.
8. Mikhailov, R.L. Electronic warfare in the US Armed Forces: a monograph / R.L. Mikhailov. St. Petersburg : Science-intensive Technologies, 2018. 131 p.
9. Creation of a promising new-look military air defense weapon system / S.V. Druzin [et al.] // Bulletin of the Almaz - Antey Concern of East Kazakhstan Region. – 2019. – №. 4. – pp.7-18.
10. Tazekhulakov, A.A. The main aspects of the development of the military air defense weapons system at the present stage / A.A. Tazekhulakov // Military thought. - 2021. – №. 10. – pp. 71-79.
11. Principles of construction, trends and prospects of development of foreign anti-aircraft weapons / P.A. Sozinov [et al.] // Military thought. – 2023. – №. 12. – pp. 114-127.

12. Promising special chassis SKKSH-586 [Electronic resource]. – Access mode: <https://topwar.ru/175165-perspektivnoe-specialnoe-shassi-skksh-586.html> . – Access date: 20.06.2021.
13. GALS-4D – a new Russian combat information and control system [Electronic resource]. – Access mode: <https://gmorder.livejournal.com/5981622.html> . – Date of access: 04/25/2022.
14. Pantsir-M [Electronic resource]. – Access mode: <https://translated.turbopages.org/>. – Date of access: 04/25/2022.
15. Gallium nitride and a new generation radar for fighters [Electronic resource]. – Access mode: <https://naukatehnika.com/> . – Date of access: 04/25/2022.
16. Slatin, V.V. Gallium nitride radars with AFAR as part of next-generation electronic warfare systems / V.V. Slatin // Aviation systems. - 2017. – No. 9. – pp. 44-52.
17. Short-range anti-aircraft missile systems of foreign states: an information and analytical handbook. Vol. 1. Moscow: IAC "IEMZ "Kupol", 2020. 416 p.
18. OTT 5.1.7-2022. – Minsk: Ministry of Defense of the Republic. Belarus, 2022. – 18 p.
19. Ryabov, K. The potential and capabilities of the Ptitselov air defense system [Electronic resource] / K. Ryabov. – Access mode: <https://topwar.ru/> . – Access date: 12.07.2023.
20. Murakhovsky, V.I. Counter strike. Complexes of active protection of military equipment [Electronic resource] / V.I. Murakhovsky. – Access mode: <http://arsenal-otechestva.ru> . – Access date: 27.07.2023.
21. Utemov, S.V. Foreign receiving warning systems for laser irradiation of an object [Electronic resource] / S.V. Utemov, T.Yu. Smagina. – Access mode: <https://лазер.рф/2022/01/25/21927/> . – Date of access: 04/25/2023.
22. Klimov, M. The most critical problem of our Armed Forces in freedom is communication. [Electronic resource] / M. Klimov. – Access mode: <https://topwar.ru/> . – Date of access: 08/29/2023.
23. Mitrofanov, A. KAZ-PVO – a complex of active protection of air defense [Electronic resource] / A. Mitrofanov. – Access mode: <https://topwar.ru/> . – Access date: 5.09.2023.

ВЛИЯНИЕ ЧАСТОТНЫХ СВОЙСТВ АТМОСФЕРЫ НА ОЦЕНКУ СКОРОСТИ КОСМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ ПРИ ИХ РАДИОЛОКАЦИОННОМ ЗОНДИРОВАНИИ С ЗЕМЛИ

И.Н. Мыльников, В.Д. Захарченко, И.Г. Коваленко, Ю.А. Бондарь

Волгоградский государственный университет, Волгоград, Российская Федерация

Аннотация. Предлагается оценка уровня помех, возникающих при корреляционной обработке сигналов, используемых в радиолокационном зондировании космических объектов с наземных станций сквозь атмосферу. Согласно используемой модели основным источником помех является неоднородность частотной характеристики канала распространения сигнала, обусловленная свойствами атмосферы. Численное моделирование показывает, что величина вносимой помехи по отношению к полезному сигналу варьируется в диапазоне от незначительных долей процента до нескольких процентов. Эта величина существенно зависит от зенитного угла зондирования, а также от концентрации водяного пара в атмосфере. Для минимизации негативного влияния неравномерности частотной характеристики атмосферной трассы предлагается использовать метод коррекции входного сигнала. Суть метода заключается в применении к используемому сигналу линейного фильтра, частотная характеристика которого является обратной по отношению к амплитудно-частотной характеристике (АЧХ) атмосферного канала. Это позволит скомпенсировать искажения, вносимые атмосферой.

Ключевые слова: радиолокационная астрономия; ослабление радиосигнала в атмосфере; широкополосные сигналы; доплеровский спектр; корреляционная обработка сигнала.

THE INFLUENCE OF FREQUENCY PROPERTIES OF THE ATMOSPHERE ON THE ASSESSMENT OF THE VELOCITY OF SPACE OBJECTS DURING THEIR RADAR SOUNDING FROM EARTH

I.N. Mylnikov, V.D. Zakharchenko, I.G. Kovalenko, Yu.A. Bondar

Volgograd State University, Volgograd, Russian Federation

Abstract. An assessment of the level of interference arising during correlation processing of signals used in radar sounding of space objects from ground stations through the atmosphere is proposed. According to the model used, the main source of interference is the non-uniformity of the frequency response of the signal propagation channel, caused by the properties of the atmosphere. Numerical modeling shows that the magnitude of the introduced interference in relation to the useful signal varies in the range from insignificant fractions of a percent to several percent. This value depends significantly on the zenith angle of probing, as well as on the concentration of water vapor in the atmosphere. To minimize the negative impact of the uneven frequency response of the atmospheric path, it is proposed to use the input signal correction method. The essence of the method is to apply a linear filter to the signal used, the frequency response of which is the inverse of the amplitude-frequency response of the atmospheric channel. This will compensate for the distortions introduced by the atmosphere.

Keywords: radar astronomy; attenuation of radio signals in the atmosphere; broadband signals; Doppler spectrum; correlation signal processing.

1. ВВЕДЕНИЕ

Для повышения точности определения ключевых параметров астероидов, представляющих потенциальную опасность для Земли, при их исследовании методом радиолокационного зондирования, предлагается методика одновременного измерения двух параметров: размера объекта, проецируемого на линию визирования, и радиальной скорости, вычисляемой на основе анализа средней частоты спектра отраженного сигнала. Применение широкополосных радиосигналов в данной методике позволяет достичь более высокой эффективности одновременного измерения обоих параметров. Однако, при использовании наземных радиолокационных систем (рисунок 1) возникают дополнительные сложности, связанные с прохождением радиосигналов через атмосферу Земли. Неравномерность частотной характеристики атмосферы, обусловленная различными факторами, вносит погрешности в оценку измеряемых параметров сигнала. Эта частотная зависимость коэффициента поглощения радиоволн в атмосфере определяется присутствием поглощающих молекул (водяной пар, кислород и т.д.) и различных примесных частиц, а также неравномерным распределением этих компонентов по высоте. Следует также учитывать периодические изменения в поглощении, связанные со сменой времен года, систематические различия в поглощении в зависимости от географической широты и зависимость суммарного поглощения от угла, под которым луч распространяется по отношению к зениту. Все перечисленные факторы оказывают влияние на точность измерений и анализируются в представленной работе.

В работе приведена оценка отношения 'сигнал-помеха' [1], что позволяет определить потенциальную точность измерения целевых параметров. Использован подход, разработанный в работе [2].

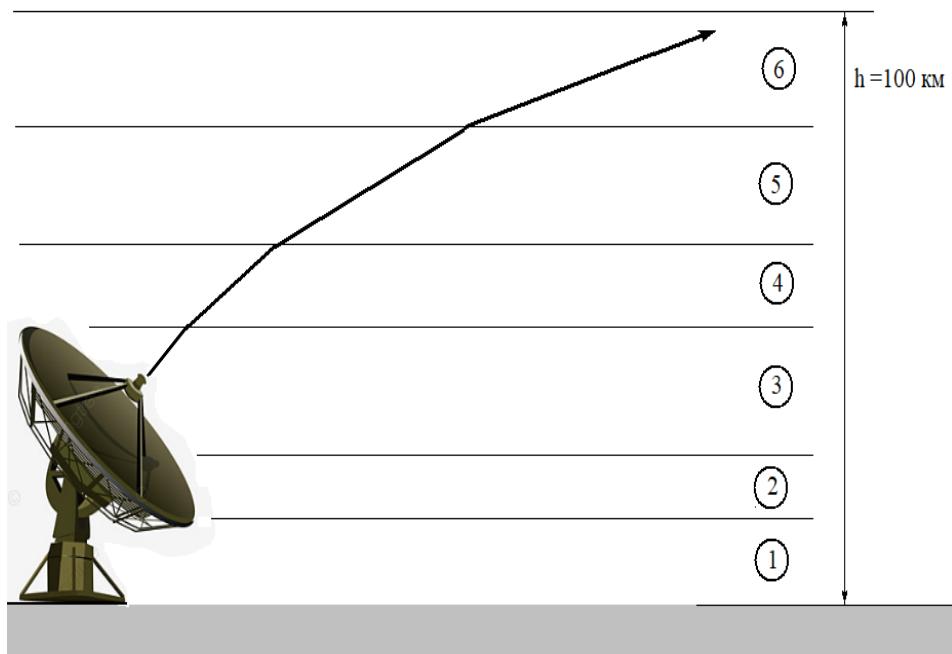


Рис. 1. Схематическое представление трассы распространения радиосигнала в атмосфере при радиолокационном зондировании космических объектов. При расчете искажения сигнала атмосфера разбивается на отдельные слои по высоте согласно Рекомендациям МСЭ [3-5]. Эффективная высота атмосферы принимается равной 100 км.

Основная идея оценки влияния атмосферы на точность измерений заключается в следующем: к функции автокорреляции (АКФ) принимаемого сигнала добавляется аддитивная компонента, обусловленная атмосферными искажениями. Далее, производится оценка этой аддитивной компоненты по ее норме, что позволяет количественно оценить вносимую погрешность. Полученные результаты могут быть использованы для разработки методов компенсации атмосферных искажений и повышения точности радиолокационных измерений параметров космических объектов, в том числе представляющих угрозу Земле (астEROиды, ядра комет).

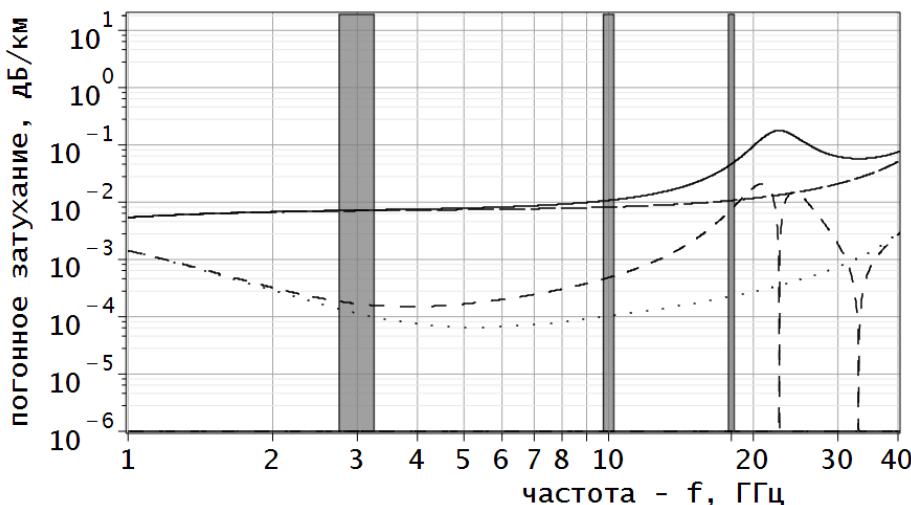


Рис. 2. Зависимость погонного затухания радиосигнала в атмосфере от частоты. Расчеты выполнены на основе моделей, описанных в Рекомендациях МСЭ [3-4], для двух различных состояний атмосферы: стандартной (концентрация водяного пара у поверхности Земли составляет 7.5 г/м³; на рисунке – сплошная линия) и сухой (длинный штрих). Способ расчета и визуализация результатов аналогична принятой в работе [2].

Заливка на графике указывает области шириной $\Delta f=500$ МГц, соответствующие занимаемой полосе частот сигнала. Отмечены частотные диапазоны, использованные в численных расчетах: 3, 10 и 18 ГГц. Первая поправка, отражающая изменения в затухании, $|K'_0(f)\Delta f|$ представлена для модели стандартной атмосферы (кислород+водяной пар) разреженной штриховой линией, для модели сухой атмосферы – пунктирной линией.

2. МОДЕЛЬ АТМОСФЕРЫ И ОПИСАНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ РАСЧЕТОВ

Пространственное распределение концентрации поглощающих компонентов атмосферы по высоте (на рассматриваемых частотах 3, 10 и 18 ГГц, см. рисунок 2) определяется текущими атмосферными условиями. Важно отметить, что основной вклад в поглощение вносят молекулы кислорода (O_2) и воды (H_2O), а также вода в капельном состоянии, присутствующая в облаках, тумане и дожде. Мгновенные атмосферные условия могут претерпевать значительные колебания в течение времени проведения измерений. Однако, средние значения атмосферных характеристик могут быть достаточно точно определены исходя из климатической зоны, в которой расположена точка наблюдения, а также времени года. Для моделирования распределения поглощающих веществ по высоте используется методика послойного расчета искажения сигнала (см. рисунок 1), основанная на рекомендациях Международного союза электротехники [3-5]. Эта методика позволяет учитывать как статические, так и усредненные динамические характеристики атмосферы.

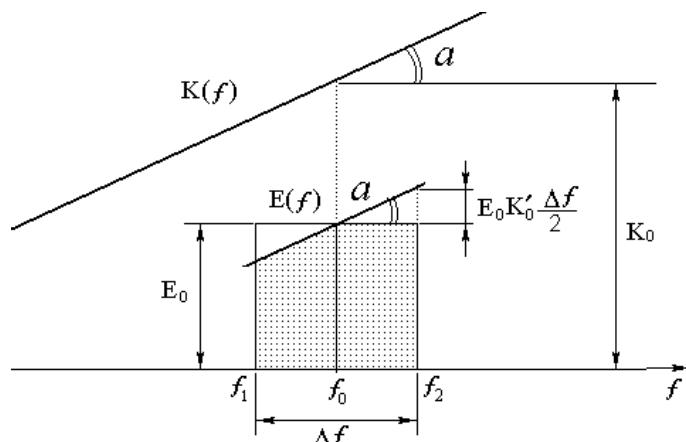


Рис. 3. Линейное приближение искажения спектра широкополосного радиосигнала при его прохождении через атмосферу. На рисунке $K(f)$ обозначает погонную частотную характеристику трассы (в дБ/км), а $E(f)$ – энергетический спектр зондирующего сигнала.

Атмосферные условия приводят к изменению формы спектра, что необходимо учитывать при обработке сигнала.

При распространении радиосигнала через атмосферу его энергетический спектр подвергается искажениям. В рамках данной работы эти искажения рассматриваются как аддитивная добавка к исходному энергетическому спектру (рисунок 3).

Для анализа искажений учтена первая производная коэффициента передачи по частоте на несущей частоте спектра сигнала:

$$K(f) \approx K(f_0) + \left. \frac{\partial K}{\partial f} \right|_{f=f_0} \times (f - f_0) \equiv K_0 + K'_0 \times (f - f_0).$$

Применяя преобразование Фурье и учитывая разложение передаточной функции, получим функцию автокорреляции (АКФ) сигнала на выходе согласованного фильтра приемника. АКФ представлена в виде невозмущенной части и шумовой поправки, которая отражает влияние атмосферных искажений:

$$B(\tau) = 4\pi K_0 \left[B_0(\tau) \cos(2\pi f_0 \tau) + \frac{K'_0}{K_0} B'_0(\tau) \sin(2\pi f_0 \tau) \right], \quad (1)$$

где $B_0(\tau)$ представляет собой огибающую АКФ зондирующего сигнала, а $B'_0(\tau)$ – производную этой огибающей. Уравнение (1) может быть использовано для оценки интегральных характеристик корреляционной функции принимаемого сигнала.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе модели слоистой атмосферы, описанной в работах [3-5], а также с помощью принятой в работе [2] методики представления поправок, вносимых атмосферой, рассчитано затухание широкополосного радиосигнала при его прохождении через атмосферу. Анализ полученных результатов позволяет сделать следующие выводы:

- В зависимости от угла зондирования (зенитного угла), а также от концентрации водяного пара в атмосфере, относительная поправка, обусловленная помехами, может варьироваться от нескольких сотых до нескольких процентов (см. табл. 1). Это подчеркивает важность учета атмосферного влияния на профиль сигнала при радиолокационном зондировании.

- Роль водяного пара в поглощении сигнала в рассматриваемом диапазоне частот 3-18 ГГц является определяющей - пар усиливает поглощение на 0.5-1 порядок величины по сравнению с сухой атмосферой. Еще более существенным является вклад водяного пара в величину первой поправки; для несущей частоты 18 ГГц разница в поправках

составляет почти 2 порядка. Эффект, вносимый водяным паром, проявляется себя более заметным образом при наблюдениях на низких широтах.

- Для компенсации влияния неравномерности частотной характеристики трассы распространения сигнала при обработке принимаемого сигнала рекомендуется введение предварительных искажений во входной сигнал. Это может быть реализовано путем добавления дополнительной обработки на входе с использованием линейного фильтра, частотная характеристика которого является обратной к АЧХ трассы в области частот сигнала. Такой подход позволит минимизировать искажения, вносимые атмосферой, и повысить точность измерений.

Таблица 1. Выборочные результаты расчетов ослабления радиосигнала в атмосфере с учетом поглощения на молекулах кислорода и воды. В каждой ячейке таблицы указаны два значения: первое (K_0) – коэффициент поглощения вдоль всего тракта распространения сигнала (до высоты $h=100$ км); второе – относительное изменение поглощения на ширине спектра сигнала ($K_0' \Delta f/K_0$). Ширина полосы частот принята равной $\Delta f=0.5$ ГГц. Приняты различные модели атмосферы, зенитных углов и несущих частот.

Зенитный угол/ несущая частота Широтный пояс/время года	0°			45°			85°		
	3 ГГц	10 ГГц	18 ГГц	3 ГГц	10 ГГц	18 ГГц	3 ГГц	10 ГГц	18 ГГц
Низкие широты (ниже 22°) Весь год	0.9920 0.0012	0.9882 0.0001	0.9471 - 0.0080	0.9887 0.0017	0.9834 0.0001	0.9260 - 0.0114	0.9171 0.0129	0.8794 0.0004	0.5466 - 0.0902
Средние широты (22° - 45°) Зима	0.9922 0.0012	0.9907 0.0003	0.9813 - 0.0014	0.9890 0.0017	0.9869 0.0004	0.9737 - 0.0019	0.9197 0.0130	0.9047 0.0030	0.8144 - 0.0152
Высокие широ- ты (выше 45°) Лето	0.9921 0.0012	0.9899 0.0002	0.9697 - 0.0036	0.9889 0.0017	0.9857 0.0003	0.9575 - 0.0051	0.9188 0.0130	0.8964 0.0022	0.7131 - 0.0407

4. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследования выполнены за счет средств РНФ совместно с грантом Администрации Волгоградской области, номер проекта 25-22-20082.

ЛИТЕРАТУРА

1. Радиотехнические системы/ Ю.М. Казаринов и др.; под ред. Ю.М. Казаринова. М: Издательский центр «Академия», 2008. – 592с.
2. Захарченко В.Д., Бондарь Ю.А., Коваленко И.Г. Точность оценки скорости быстродвижущихся космических объектов с учетом возможности использования алгоритма дробного дифференцирования доплеровского сигнала: негативное влияние частотных свойств трассы// Журнал радиоэлектроники. – 2025. Направлено в печать.
3. Международный союз электросвязи/ Рек. МСЭ-R P.676-12 РЕКОМЕНДАЦИЯ МСЭ-R P.676-12* Затухание в атмосферных газах и связанное с ним воздействие (Вопрос МСЭ-R 201/3) (1990-1992-1995-1997-1999-2001-2005-2007-2009-2012-2013-2016-2019) — 2019.

4. Международный союз электросвязи/ Рек. МСЭ-R P.835-4 РЕКОМЕНДАЦИЯ МСЭ-R P.835-4 Эталонные стандарты атмосферы (Вопрос МСЭ-R 201/3) (1992-1994-1997-1999-2005) — 2005.
5. Международный союз электросвязи/ Рек. МСЭ-R P.840-7 РЕКОМЕНДАЦИЯ МСЭ-R P.840-7* Ослабление из-за облачности или тумана (Вопрос МСЭ-R 201/3) (1992-1994-1997-1999-2009-2012-2013-2017) — 2017.

REFERENCES

1. Radio engineering systems / Yu.M. Kazarinov et al.; edited by Yu.M. Kazarinov. Moscow: Publishing Center "Academy", 2008. – 592 p.
2. Zakharchenko V.D., Bondar Yu.A., Kovalenko I.G. Accuracy of estimating the speed of fast-moving space objects taking into account the possibility of using a fractional differentiation algorithm of the Doppler signal: negative impact of the frequency properties of the path// Journal of Radio Electronics. – 2025 (submitted).
3. International Telecommunication Union/ Rec. ITU-R P.676-12 1 RECOMMENDATION ITU-R P.676-12* Attenuation by atmospheric gases and related effects (Question ITU-R 201/3) (1990-1992-1995-1997-1999-2001-2005-2007-2009-2012-2013-2016-2019) — 2019.
4. International Telecommunication Union/ Rec. ITU-R P.835-4 RECOMMENDATION ITU-R P.835-4 Atmospheric Reference Standards (Issue ITU-R 201/3) (1992-1994-1997-1999-2005) — 2005.
5. International Telecommunication Union/ Rec. ITU-R P.840-7 RECOMMENDATION ITU-R P.840-7* Attenuation due to clouds or fog (ITU-R 201/3 issue) (1992-1994-1997-1999-2009-2012-2013-2017) — 2017.

ПРОБЛЕМАТИКА ПОСТРОЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОБНАРУЖИТЕЛЯ МАЛОРАЗМЕРНЫХ, МАЛОСКОРОСТНЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

К. Н. Чугай¹, Максимович Е.С.²

¹НИИ Вооруженных Сил, Минск, Республика Беларусь

² ГУ «Институт прикладной физики Национальной академии наук Беларуси»

Аннотация. В докладе рассматриваются вопросы, связанные с реализацией частотного метода обзора в рамках построения радиолокационного обнаружителя малоразмерных, малоскоростных беспилотных летательных аппаратов. Приводятся вариант построения радиолокационного обнаружителя, обеспечивающий эффективную обработку принятого сигнала при применении широкополосного зондирующего сигнала.

Ключевые слова: широкополосный сигнал, малоразмерный беспилотный летательный аппарат, частотный метод обзора.

THE PROBLEMS OF BUILDING A RADAR DETECTOR FOR SMALL-SIZED, LOW-SPEED UNMANNED AERIAL VEHICLES

K.N. Chugay¹, Ye.S. Maksimovitch

¹Research Institute of the Armed Forces, Minsk, Belarus

²National Academy of Sciences of Belarus Institute of Applied Physics

Abstract. The report discusses issues related to the implementation of the frequency survey method as part of the construction of a radar detector for small-sized, low-speed unmanned aerial vehicles. A variant of constructing a radar detector is presented, which ensures efficient processing of the received signal when using a broadband probing signal.

Keywords: broadband signal, small-sized unmanned aerial vehicle, frequency survey method.

1. ВВЕДЕНИЕ

Основываясь на результатах анализа характеризующего возможности по решению задачи обнаружения малоразмерных, малоскоростных беспилотных летательных аппаратов (МБПЛА), эффективна поверхность рассеяния которых находится в пределах от 0,001 до 0,1 м² обосновано направление дальнейшего развития средств разведки [1].

В результате, учитывая достаточно широкий спектр применения в радиолокационных станциях сложных сигналов, таких как кодо-фазоманипулированный (КФМ) радиоимпульс или линейно-частотно-модулированные (ЛЧМ) радиоимпульсы, которые в целом позволяют решить задачу эффективной селекции МБПЛА на фоне достаточно интенсивных пассивных помех [2, 3].

2. ОСОБЕННОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОБНАРУЖИТЕЛЯ

Обобщая результаты анализа существующих методов обзора пространства обеспечивающих применение широкополосного сигнала [4, 5, 6] в качестве зондирующего сигнала позволяющего достичь достаточно высокое пространственно-временное разрешение при относительно низкой мощности излучения следует выбрать

квазинепрерывный (непрерывный) ЛЧМ сигнал или сигнала с дискретной перестройкой частоты соответствующей длительности.

В качестве метода, позволяющего наилучшим образом реализовать применение сверхширокополосного (широкополосного) сигнала, рассматривается частотный метод обзора, реализация которого достигается посредством использования в качестве зондирующего сигнала ЛЧМ радиоимпульсов соответствующей длительности [5, 7].

При этом следует отметить, что в целях повышения эффективности выделения малоскоростных объектов с учетом работы системы селекции движущихся целей с коэффициентом подавления пассивных помех не менее 40 дБ для уменьшения зоны режекции до единиц м/с, существенно возрастает роль квазинепрерывных (непрерывных) сигналов. Данный тип сигналов позволяет обеспечить более лучшие характеристики по выделению сигналов от малоскоростных объектов на фоне пассивных помех по сравнению с классическими импульсными сигналами. Поэтому целесообразно использовать квазинепрерывный сигнал, представляющий собой когерентную последовательность ЛЧМ радиоимпульсов.

При выборе параметров широкополосного сигнала необходимо учитывать ряд факторов, к ним относятся:

предполагаемые размеры, условия наблюдения и особенности применения обнаруживаемого объекта;

необходимая разрешающая способность обнаружителя для раздельного наблюдения близко расположенных объектов;

в целях обеспечения скрытности, допустимый уровень мощности излучения зондирующего сигнала.

Максимальная дальность обнаружения МБПЛА на малых высотах с учетом интерференции полей, создаваемых прямым и отраженным от поверхности Земли лучами при малых углах и проводящей подстилающей поверхности, определяется в соответствии с приближенным выражением [8]

$$r_{\max} = \sqrt[8]{\frac{P_0 G_a S_a \sigma_t}{P_{r\min} \lambda^4} 16 \pi^2 (h_a H_t)^4}, \quad (1)$$

где P_0 - мощность излучения РЛС; G_a - коэффициент направленного действия антенны; S_a - эффективная площадь раскрыва антенны; σ_t - ЭПР цели; h_a - высота подъема фазового центра антенны; H_t - высота полета цели.

В соответствии с выражением (1) в случае применения последовательность ЛЧМ радиоимпульса с параметрами: $f_0=10.0$ ГГц; частота повторения $F_n=3.23$ кГц; длительность радиоимпульса $T_0=182.0$ мкс; девиация частоты $\Delta f=150$ МГц; пороговая мощность сигнала на входе приемника $P_{r\min} \approx 1.539 \cdot 10^{-15}$ Вт; дальность обнаружения при остальных параметрах ($\sigma_t \approx 0.1 \text{ м}^2$; $P_0 = 5 \text{ Вт}$; $G_a = 300$; $S_a = 0.03 \text{ м}^2$; $h_a = 1.5 \text{ м}$; $H_t = 35 \text{ м}$) составит порядка 6.8 км.

Выбор антенн обеспечивающих реализацию потенциальных возможностей частотного метода обзора, является достаточно сложной задачей. В нашем случае она еще более усложняется, поскольку наряду с широкой полосой пропускания необходимо обеспечить компактность конструкции, высокую степень интеграции и низкую стоимость изготовления. Для таких целей достаточно хорошо подходят антенны на основе расширяющейся щели (Tapered Slot Antennas), которые могут быть тем или иным образом модифицированы под улучшение какого-то конкретного параметра, легко составляться в antennную линейку или решетку, а также обеспечивать две поляризации [9].

В результате была выбрана планарная антenna Вивальди с широкополосным согласующим устройством, представляющим собой полосково-щелевой переход [10, 11], в котором щель заканчивалась круглой полостью – открытым шлейфом, а полосок для более плавного импедансного согласования представлял из себя сглаженный переход Маршана от места запитки антенны и секторальный закороченный шлейф после точки пересечения с расширяющейся щелью (рисунок 1 и 2).

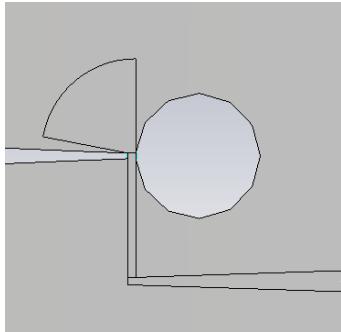


Рис. 1. Обобщенный внешний вид полосково-щелевого перехода

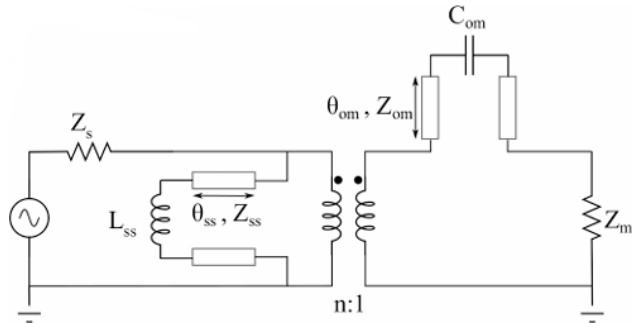


Рис. 2. Эквивалентная электрическая схема полосково-щелевого перехода

В качестве одного из вариантов последовательной модификации рассматриваемой антенны, была выбрана антenna с эллиптической плоской линзой и металлизированным полоском переменной толщины, обобщенный вид которой представлен на рисунке 3. Результаты моделирования рассматриваемой антенны (в X – диапазоне) в виде диаграммы направленности представлены на рисунке 4.

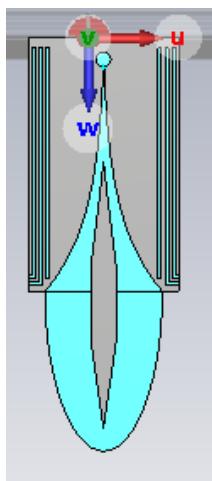


Рис. 3. Обобщенный вид антенны с эллиптической плоской линзой и металлизированным полоской переменной толщины

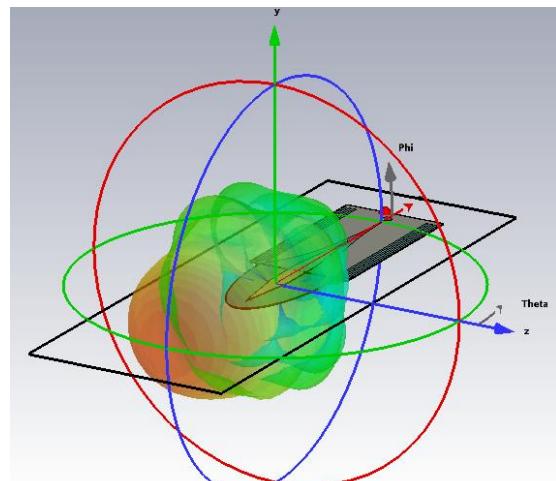


Рис. 4. Результаты моделирования антенны – диаграмма направленности модифицированного варианта построения

В рамках реализации частотного метода обзора достаточно большое внимание уделяется расположению приемной и передающей антенн в бистатической конфигурации. При этом исходя из того, что вектор электрического поля лежит в плоскости антенны, а вектор магнитного поля – перпендикулярен ей, выбран вариант, когда вектор электрического поля вертикален (рисунок 5).

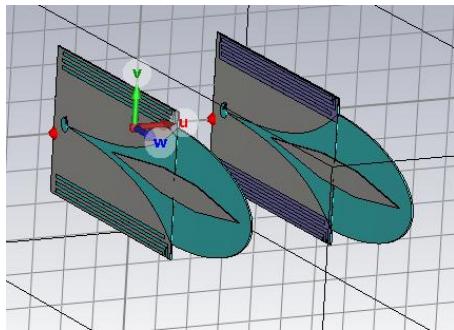
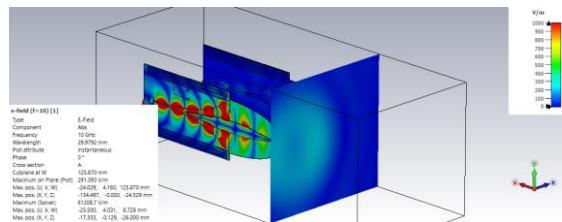
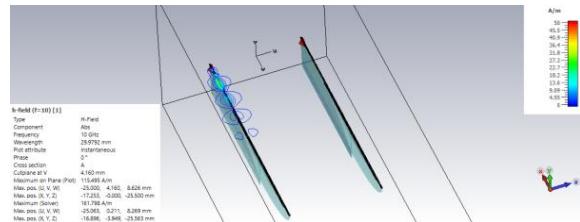


Рис. 5. Вариант расположения антенн на основе расширяющейся щели в бистатической конфигурации, в случае если вектор электрического поля вертикален

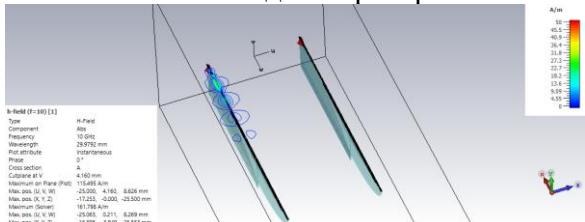
Проведенные исследования взаимного влияния антенн в паре производились при изменении расстояния между ними от 30 до 50 см, учитывая тот факт, что ширина диаграммы направленности не широкая. Одним из основных условий было установлено, что коэффициент прохождения из антенны в антенну (S21/S12) на частоте 10 ГГц должен быть ниже -35 дБ. Этих параметров удалось достичь при расстоянии между антеннами порядка 40 мм. Дополнительно на рисунке 6 приведены результаты распределения электромагнитного поля. Данные результаты уточняют характер воздействия одной антенны на другую посредством рассмотрения распределения электрического поля в телах антенн, распределения электрического поля в плоскости между антеннами, распределения магнитного поля в плоскости, лежащей в перпендикулярной антенне плоскости вдоль оси излучения и характер распределения поверхностных токов в антенне.



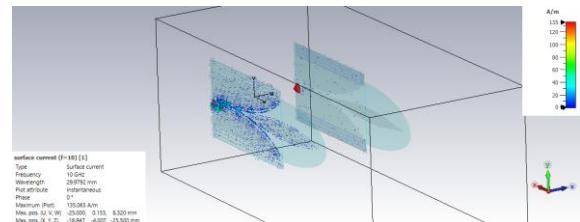
а) распределение электрического поля в плоскости антennы и на границе раздела антenna/свободное пространство



б) распределение электрического поля посередине между двумя антennами



в) распределение магнитного поля в антенне



г) распределение поверхностных токов в антенне

Рис. 6. Результаты распределения электромагнитного поля в зоне работы антенной пары с вертикальной поляризацией

3. СТРУКТУРА РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОБНАРУЖИТЕЛЯ

Рассмотрим вариант построения радиолокатора, реализующего частотный метод обзора. Его структура (рисунок 7) включает приемно-передающий тракт с элементами формирования, преобразования и обработки радиоимпульсов.

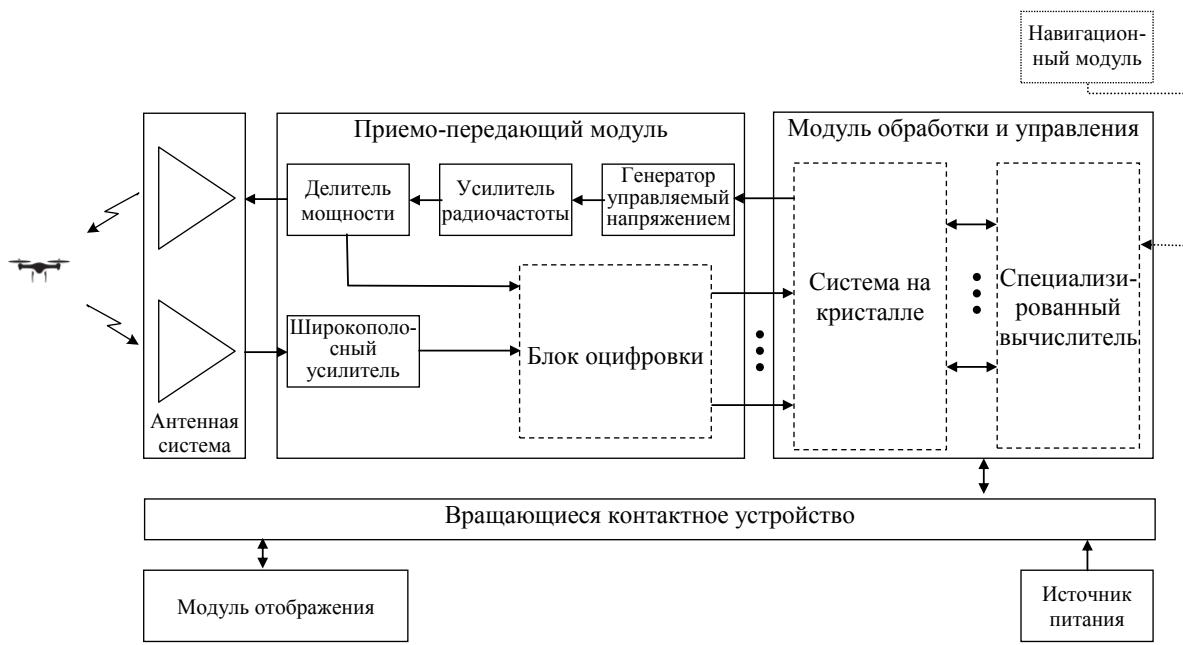


Рис. 7. Обобщенная структурная схема радиолокационного обнаружителя, реализующего частотный метод обзора

Генератор, управляемый напряжением, обеспечивает формирование ЛЧМ радиоимпульсов на заданной частоте в соответствии с управляющим напряжением, сформированным на выходе системы на кристалле, представляющей собой зондирующий сигнал. Он подводится к передающей антенне и излучается в исследуемую среду, а часть мощности через направленный ответвитель поступает на вход смесителя, где используется в качестве прямого (гетеродинного) напряжения. Сигнал, отраженный от объекта, принимается приемной антенной и поступает на вход широкополосного усилителя и далее на вход смесителя, где осуществляется его преобразование в соответствии с частотным методом обзора [5, 7], который заключается в выделении разностной частоты биений между прямым и отраженным сигналами, пропорциональной расстоянию до наблюдаемого объекта. В блоке оцифровки осуществляется его перевод в цифровой формат посредством аналого-цифрового преобразователя. Далее цифровой сигнал поступает на модуль обработки и управления, а именно на вход системы на кристалле, где осуществляется формирование матрицы « дальность - азимут » и решается задача компенсации помех (мешающих отражений). Результат обработки накапливается в специализированном вычислителе в интересах формирования матрицы « дальность - скорость », по результатам обработки которой решается задача обнаружения и оценки параметров наблюдаемого объекта. Модуль обработки и управления позволяет реализовать алгоритмы цифровой фильтрации и применить адаптивные методы обработки, позволяющие наиболее эффективно решить задачу обнаружения и измерения информативных параметров МБПЛА с учетом условий наблюдения. Результаты многоэтапной обработки поступают на модуль отображения в интересах оценки радиолокационной обстановки и контроля функционирования системы.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ОБРАБОТКИ ПРИНЯТОГО СИГНАЛА В ОБНАРУЖИТЕЛЕ

Для подтверждения правильности выбранного подхода по решению задачи обнаружения МБПЛА было проведено моделирование, характеризующее процесс обработки принятого сигнала в рассматриваемом радиолокаторе. Условия моделирования: $\Delta\varphi = 21$ град - ширина диаграммы антенны по углу места;

$\Delta\beta = 4 \text{ град}$ - ширина диаграммы антенны азимуту; $f_0 = 10.0 \text{ ГГц}$ - частота зондирующего сигнала; $\Delta f = 150 \text{ МГц}$ - девиация частоты зондирующего сигнала; $T_s = 5 \text{ с}$ - период обзора; $F_n = 3.23 \text{ кГц}$ - частота повторения зондирующего сигнала; $M = 8$ - количество обзоров; $\sigma_t = 0.1 (0.01, 0.001) \text{ м}^2$ - ЭПР цели; $rn = 6800 (3400, 2500) \text{ м}$ - начальная радиальная дальность; $V_p = 40 \text{ м/с}$ скорость цели; $\alpha s = 10^{-3} \text{ м}^2/\text{м}^2$ - удельная эффективная отражающая. Для случая, если $\sigma_t = 0.1 \text{ м}^2$, $rn = 6800 \text{ м}$ при наличии сосредоточенных мешающих отражениями на дальности $rN = 1000 \text{ м}$, результаты моделирования представлены на рисунке 8.

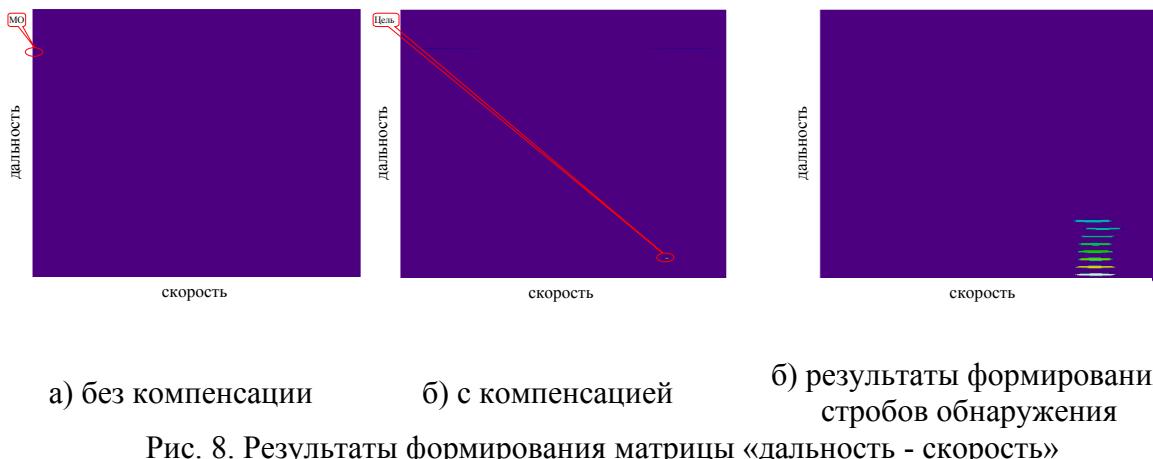


Рис. 8. Результаты формирования матрицы «дальность - скорость»

Для случая, если $\sigma_t = 0.01 \text{ м}^2$, $rn = 3400 \text{ м}$ при наличии сосредоточенных мешающих отражениями на дальности $rN = 1000 \text{ м}$, результаты моделирования представлены на рисунке 9.

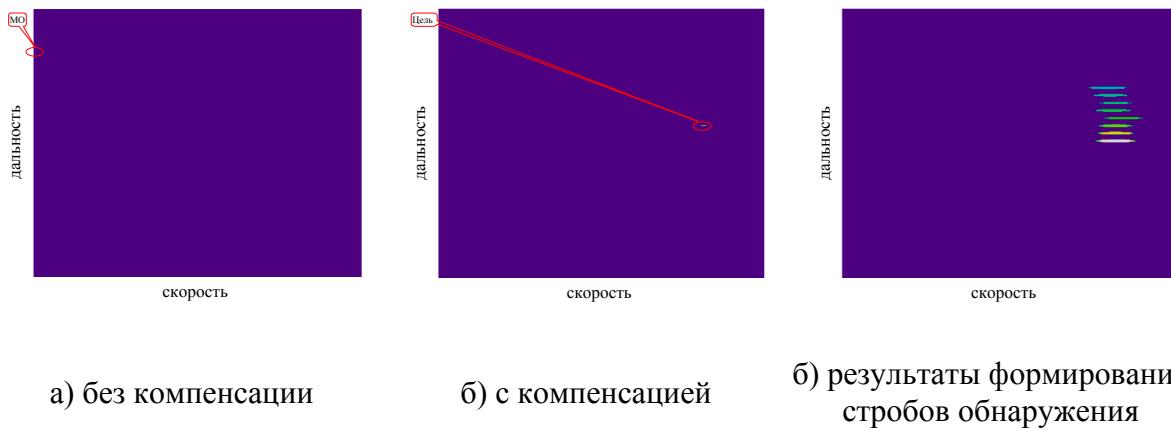
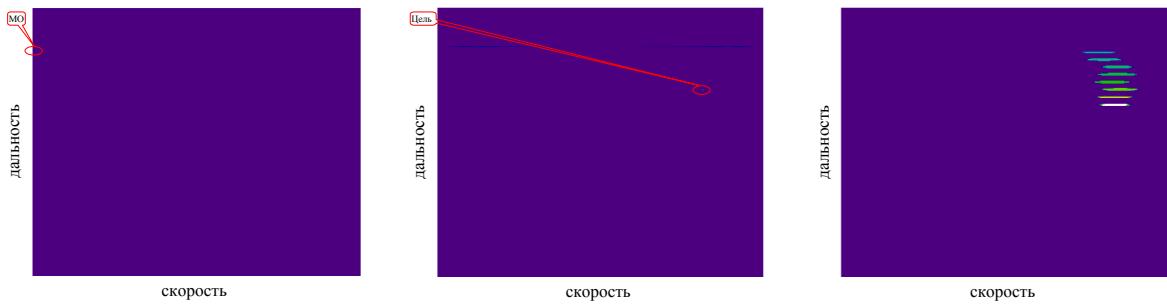


Рис. 9. Результаты формирования матрицы «дальность - скорость»

Для случая, если $\sigma_t = 0.001 \text{ м}^2$, $rn = 2500 \text{ м}$ при наличии сосредоточенных мешающих отражениями на дальности $rN = 1000 \text{ м}$, результаты моделирования представлены на рисунке 10.



а) без компенсации

б) с компенсацией

б) результаты формирования
стробов обнаружения

Рис. 10. Результаты формирования матрицы «дальность - скорость»

Полученные результаты моделирования позволяют подтвердить возможность применения выбранного типа зондирующего сигнала для решения задачи обнаружения малоразмерных динамических объектов на фоне мешающих отражений с требуемым качеством. Так же полученные результаты моделирования показывают, что дальность обнаружения воздушного объекта с требуемым качеством составляет: для цели с ЭПР $\sigma_t = 0.1 \text{ м}^2$ порядка 6800 м; для цели с ЭПР $\sigma_t = 0.01 \text{ м}^2$ порядка 3400 м; для цели с ЭПР $\sigma_t = 0.001 \text{ м}^2$ порядка 2500 м.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В докладе рассмотрены проблемные вопросы построения радиолокационного обнаружителя малоразмерных БПЛА с ДПЧ радиоимпульсом в качестве зондирующего сигнала, включающие разработку и апробацию математической модели формирования, обработки радиосигнала для обоснования структуры системы. При этом учитывается, что радиолокационное наблюдение МБПЛА производится на фоне мощных отражений от поверхностно-распределенных отражателей, что особенно характерно для урбанистических районов. Использование современных адаптивных методов цифровой пространственно-временной обработки принятого сигнала позволяет получить достаточно высокие характеристики обнаружения малоразмерных, малоскоростных воздушных объектов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Чугай К.Н. Методы обнаружения малоразмерных, малоскоростных беспилотных летательных аппаратов // Наука и военная безопасность – 2024. – № 4. – С 18–23.
2. Кемайкин В.К., Демченко Н.А., Геенко А.А. Алгоритм обоснования параметров зондирующего сигнала для обнаружения малоскоростных и маловысотных целей // Программные продукты, системы и алгоритмы. 2017. - № 2. – С.5-11.
3. Бахвалов В.Б., Жуков С.А., Порошин С.М., Хомяков О.Н. Радиолокационная станция обнаружения маловысотных малоскоростных целей на фоне помеховых отражений от земли: пат. 2040008; Рос. Федерация. № 5041352/09; заявл. 06.05.1992; опубл. 20.07.1995. URL: <http://allpatents.ru/patent/2040008.html>.
4. Лезин, Ю.С. Введение в теорию и технику радиотехнических систем : учеб. пособие для вузов / Ю.С. Лезин. – М.: Радио и связь, 1986. –280 с.
5. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации: Учебник для вузов. - 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1983. - 536 с.

6. Чердынцев В.А. Радиотехнические системы: Учеб, пособие для вузов. - Мн.: Вышая школа, 1988 – 369 с.
7. Чугай К.Н. Повышение возможностей обнаружения малоразмерных беспилотных летательных аппаратов // Радиолокация, навигация, связь: Материалы XXX международной научно-технической конференции, Воронеж, 16-18 апреля 2024 г. / Воронежский госуниверситет. – Воронеж, 2024. Том № 3 – С. 34 – 40.
8. Буров Н.И. Маловысотная радиолокация. – М: Воениздат, 1977. – 128 с.
9. Compactness and performance enhancement Techniques of ultra-wideband tapered slot antenna: A comprehensive review Sahar Saleha, Mohd Haizal Jamaluddinc, Faroq Razzazd, Saud M. Saeedd, Nick Timmonsa, Jim Morrisona.
10. B. Shuppert, "Microstrip/slotline transitions: modeling and experimental investigation," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 36, no. 8, pp. 1272-1282, Aug. 1988, doi: 10.1109/22.3669.
11. A. K. Rastogi and S. Hardikar, "Design and performance of microstrip-to-slotline transition," 2002 3rd International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, 2002. Proceedings. ICMMT 2002., Beijing, China, 2002, pp. 1037-1039, doi: 10.1109/ICMMT.2002.1187882.

REFERENCES

1. Chugai K.N. Methods of detecting small-sized, low-speed unmanned aerial vehicles // Science and military security – 2024. - № 4. - From 18-23.
2. Kemaikin V.K., Demchenko N.A., Geenko A.A. Algorithm for substantiating the parameters of a probing signal for detecting low-speed and low-altitude targets // Software products, systems and algorithms. 2017. - No. 2. – pp.5-11.
3. Bakhvalov V.B., Zhukov S.A., Poroshin S.M., Khomyakov O.N. Radar station for detecting low-altitude low-speed targets against the background of interference reflections from the ground: pat. 2040008; Russian. The Federation. No. 5041352/09; submitted on 05/06/1992; published on 07/20/1995. URL: <http://allpatents.ru/patent/2040008.html>.
4. Lezin, Yu.S. Introduction to the theory and technique of radio engineering systems : textbook. handbook for universities / Y.S. Lezin. Moscow: Radio and Communications, 1986. 280 p.
5. Finkelstein M.I. Fundamentals of radar: A textbook for universities. - 2nd ed., revised. and add. – M.: Radio and Communications, 1983. - 536 p.
6. Cherdynsev V.A. Radio engineering systems: Textbook for universities. - Mn.: Higher School, 1988 – 369 p.
7. Chugai K.N. Improving the detection capabilities of small-sized unmanned aerial vehicles // Radar, navigation, communications: Proceedings of the XXX International Scientific and Technical Conference, Voronezh, April 16-18, 2024 / Voronezh State University. – Voronezh, 2024. Volume No. 3 – pp. 34-40.
8. Burov N.I. Low-altitude radar. Moscow: Voenizdat Publ., 1977. 128 p.
9. Compactness and performance enhancement Techniques of ultra-wideband tapered slot antenna: A comprehensive review Sahar Saleha, Mohd Haizal Jamaluddinc, Faroq Razzazd, Saud M. Saeedd, Nick Timmonsa, Jim Morrisona
10. B. Shuppert, "Microstrip/slotline transitions: modeling and experimental investigation," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 36, no. 8, pp. 1272-1282, Aug. 1988, doi: 10.1109/22.3669.
11. A. K. Rastogi and S. Hardikar, "Design and performance of microstrip-to-slotline transition," 2002 3rd International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, 2002. Proceedings. ICMMT 2002., Beijing, China, 2002, pp. 1037-1039, doi: 10.1109/ICMMT.2002.1187882.

ОБОСНОВАНИЕ НАПРАВЛЕНИЙ ПРИМЕНЕНИЯ СВЕРТОЧНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ КЛАССИФИКАЦИИ ОБЪЕКТОВ НА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ

Л.Б. Рязанцев, С.Ю. Вахитов, А.В. Никушенков

ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»,
Воронеж, Россия

Аннотация. Статья посвящена решению задачи автоматизации дешифрирования радиолокационных изображений (РЛИ) для обнаружения и классификации объектов военной техники в условиях вооруженных конфликтов. Актуальность исследования обусловлена необходимостью оперативной обработки данных воздушной разведки при ограниченной квалификации операторов. Авторы обосновывают применение сверточных нейронных сетей (CNN), выделяя такие их преимущества, как устойчивость к шумам, автоматическое извлечение признаков и обработка пространственных зависимостей. Проведен анализ архитектур нейронных сетей (YOLO, Faster R-CNN, DETR), а также разработан комплексный подход к подготовке обучающей выборки и методы аугментации, адаптированные для РЛИ. Экспериментально доказана эффективность модели YOLOv11 с поддержкой ориентированных ограничивающих рамок (OBB), обученной на гибридных данных с применением переноса обучения. Модель продемонстрировала наивысшую точность и устойчивость к переобучению, что делает её оптимальным решением для обнаружения и классификации объектов на РЛИ. Результаты работы имеют практическое значение для военной разведки, позволяя снизить зависимость от человеческого фактора и повысить скорость принятия решений на пунктах управления.

Ключевые слова: радиолокационные изображения, сверточные нейронные сети, YOLOv11 OBB, аугментация данных, перенос обучения.

JUSTIFICATION OF THE USE OF CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORKS FOR OBJECT CLASSIFICATION IN RADAR IMAGES

L.B. Ryazantsev, S.Y. Vakhitov, A.V. Nikushenkov

Military Educational and Scientific Center of the Air Force «Air Force Academy named after Professor N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin», Voronezh, Russia

Abstract. The article focuses on solving the problem of automating the interpretation of synthetic aperture radar (SAR) images for the detection and classification of military equipment objects in armed conflict scenarios. The relevance of the study stems from the need for rapid processing of aerial reconnaissance data given the limited expertise of operators. The authors justify the use of convolutional neural networks (CNNs), highlighting their advantages, such as noise resistance, automatic feature extraction, and the ability to process spatial dependencies. An analysis of neural network architectures (YOLO, Faster R-CNN, DETR) is conducted, and a comprehensive approach to training dataset preparation and augmentation methods tailored for SAR images is developed. The experimental results demonstrate the effectiveness of the YOLOv11 model with oriented bounding box (OBB) support, trained on hybrid data using transfer learning. The model achieved the highest accuracy and robustness against overfitting, making it an optimal solution for object detection and classification in SAR imagery. The

findings have practical significance for military intelligence, reducing reliance on human factors and enhancing decision-making speed at command centers.

Keywords: radar images, convolutional neural networks, YOLOv11 OBB, data augmentation, transfer learning.

1. ВВЕДЕНИЕ

В ходе современных вооруженных конфликтов роль воздушной разведки постоянно растет. Это обусловлено необходимостью своевременного получения информации о деятельности войск противника и координатах обнаруженных объектов для последующего их поражения. Такие мероприятия требуют выполнения систематических полетов беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) над отдельными районами местности с различными видами целевых нагрузок, обеспечивающих ведение оптико-электронной, радиотехнической и радиолокационной разведки. Если вопросы дешифрирования оптических изображений в настоящее время достаточно хорошо проработаны, то для дешифрирования РЛИ требуется создание новых или доработка существующих алгоритмов, а также проведение специальной подготовки операторов дешифровщиков, которая в условиях высокой интенсивных ведения боевых действий и нехватки квалифицированных кадров зачастую не может быть осуществлена на достаточном уровне.

В последнее время повышается интерес к применению малогабаритных радиолокационных станций с синтезированием апертуры антенны, который обусловлен, во-первых, существенным снижением их массогабаритных характеристик, обеспечивающими возможность установки на малоразмерные БПЛА, и, во-вторых, высокими информационными возможностями, которые заключаются в слабом влиянии атмосферы на качество разведки и возможностью ее ведения в любых погодных условиях независимо от времени суток. Результатом применения таких радиолокационных станций является формирование радиолокационных изображений земной поверхности, которые по своей детальности не уступают оптическим. Кроме того, реализация современных алгоритмов фазовой и поляризационной обработки отраженных сигналов позволяет получать дополнительную информацию об обнаруженных объектах для осуществления их обнаружения и классификации.

Учитывая особенности визуального восприятия формируемых РЛИ, процесс их дешифрирования представляет собой непростой этап обработки данных воздушной радиолокационной разведки, связанный с избытком нерелевантных деталей, ограниченной разрешающей способностью, небольшими размерами объектов, а также наличием геометрических искажений, обусловленных, в том числе и траекторными нестабильностями полета носителя.

Развитие технологий искусственного интеллекта, в частности, сверточных нейронных сетей и их успешное применение для обработки оптических изображений позволяет рассмотреть вопрос применения таких технологий для обработки РЛИ. Благодаря способности к автоматическому выделению локальных признаков, выявлению пространственных зависимостей и устойчивости к шумам сверточные нейронные сети могут продемонстрировать высокую эффективность в задачах классификации объектов на РЛИ. Это подтверждается экспериментами с метриками mAP50 (до 0.8) и mAP50-95 (до 0.58), что соответствует требованиям для ведения воздушной разведки.

Далее рассмотрим основные направления применения сверточных нейронных сетей для дешифрирования РЛИ, особенности их обучения и результаты применения в задачах обнаружения и классификации объектов техники [1].

2. АНАЛИЗ АРХИТЕКТУР СВЕРТОЧНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ ОБНАРУЖЕНИЯ И КЛАССИФИКАЦИИ ОБЪЕКТОВ НА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ

На основе проведенного анализа основных архитектур сверточных нейронных сетей для задач обнаружения объектов в зависимости от архитектуры их можно разделить на несколько категорий:

– одноэтапные детекторы (например, YOLO и SSD). Такие детекторы выполняют обнаружение объектов за один проход через сеть [2], одновременно формируя ограничивающую рамку и признак класса объекта. Таким детекторам свойственна высокая скорость работы, однако они характеризуются невысокой точностью обработки сложных сцен с множеством расположенных на них мелких объектов;

– двухэтапные детекторы (например, Faster R-CNN и Mask R-CNN). На первом этапе работы таких детекторов определяются регионы интереса, а затем производится классификация объектов в этих регионах [3]. В этом случае обеспечивается более высокая вероятность правильного обнаружения и классификации, однако для этого требуется большее время для обработки;

– трансформеры (например, DETR) используют механизмы выделения областей внимания для прямого предсказания ограничивающих рамок и классов объектов [4]. Такие модели могут лучше справляться со сложными зависимостями, однако требуют значительных вычислительных ресурсов.

Для более детального анализа рассмотренных архитектур проведен вычислительный эксперимент, в ходе которого определены наилучшие условия обучения, обеспечивающие наивысшие показатели модели.

3. Подготовка обучающей выборки

Одним из основных этапов решения задачи автоматического обнаружения и классификации объектов на РЛИ является этап подготовки обучающей выборки. Для этого была проведена натурная радиолокационная съемка нескольких объектов техники. Оптимальные параметры зондирующих сигналов и условия съемки были выбраны на основе компромисса между требуемым качеством формируемых РЛИ, вычислительной сложностью алгоритмов и вычислительными ресурсами бортовой аппаратуры. Получение РЛИ осуществлялось с различных ракурсов, при разных высотах полета носителя и наклонных дальностях до объектов съемки. Съемка производилась экспериментальным образцом малогабаритной РЛС «Квазар» С -диапазона (АО «НПП «Радар мmc»), установленной на гексакоптере DJI Matrice 600 Pro в условиях, представленных в таблице 1. Вид носителя с установленной РЛС представлен на рисунке 1.

Таблица 1. Условия натурной радиолокационной съемки объектов техники

Год съемки	Высота съемки, м	Скорость полета БПЛА, км/ч	Ближняя граница полосы обзора, м	Дальняя граница полосы обзора, м	Средняя ширина полосы обзора, м	Длительность синтезирования апертуры, с	Диапазон рабочих частот, МГц
2021	170	40	100	900-1400	500	0,5	5200-5500
2022	150	64	100	900	400	0,4	5200-5500
2023	70	45	50	450	600	0,4	5200-5500



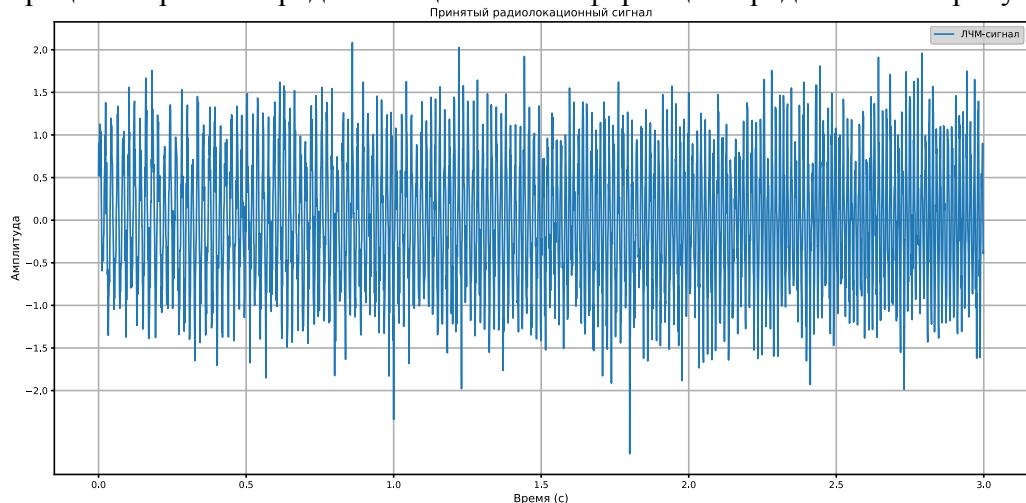
Рис. 1. Гексакоптер DJI Matrice 600 Pro с РЛС «Квазар»

В ходе подготовки обучающей выборки была проведена обработка записанных на бортовой накопитель радиоголограмм [5], в результате которой сформировано множество РЛИ. Для минимизации влияния траекторных нестабильностей полета носителя в ходе формировании РЛИ осуществлялся автоматизированный подбор параметров полета носителя РЛС как на основе данных, зарегистрированных бортовой навигационной аппаратурой, так и с использованием оригинальных алгоритмов оценки скорости и высоты полета носителя для достижения наилучшего качества изображений.

В результате обработки зарегистрированных радиоголограмм было получено около 150 телескопических радиолокационных изображений, на каждом из которых содержалось от одного до двадцати объектов техники. Условия натурной съемки не позволили достигнуть наилучшей детальности съемки, а также получить достаточного количества изображений объектов техники каждого класса, поэтому в ходе вычислительного эксперимента все объекты объединены в общий класс – наземная техника, а нейронные сети осуществляли решение задач к соотнесению объектов к двум классам – «наземная техника» и «не наземная техника», т.е. по сути решалась задача обнаружения техники на фоне подстилающей поверхности.

На полученных РЛИ выполнялась ручная разметка с выделением каждого объекта техники ограничивающей рамкой. Суммарное количество размеченных объектов техники составило более тысячи.

Процесс обработки радиолокационной информации представлен на рисунке 2:



a)

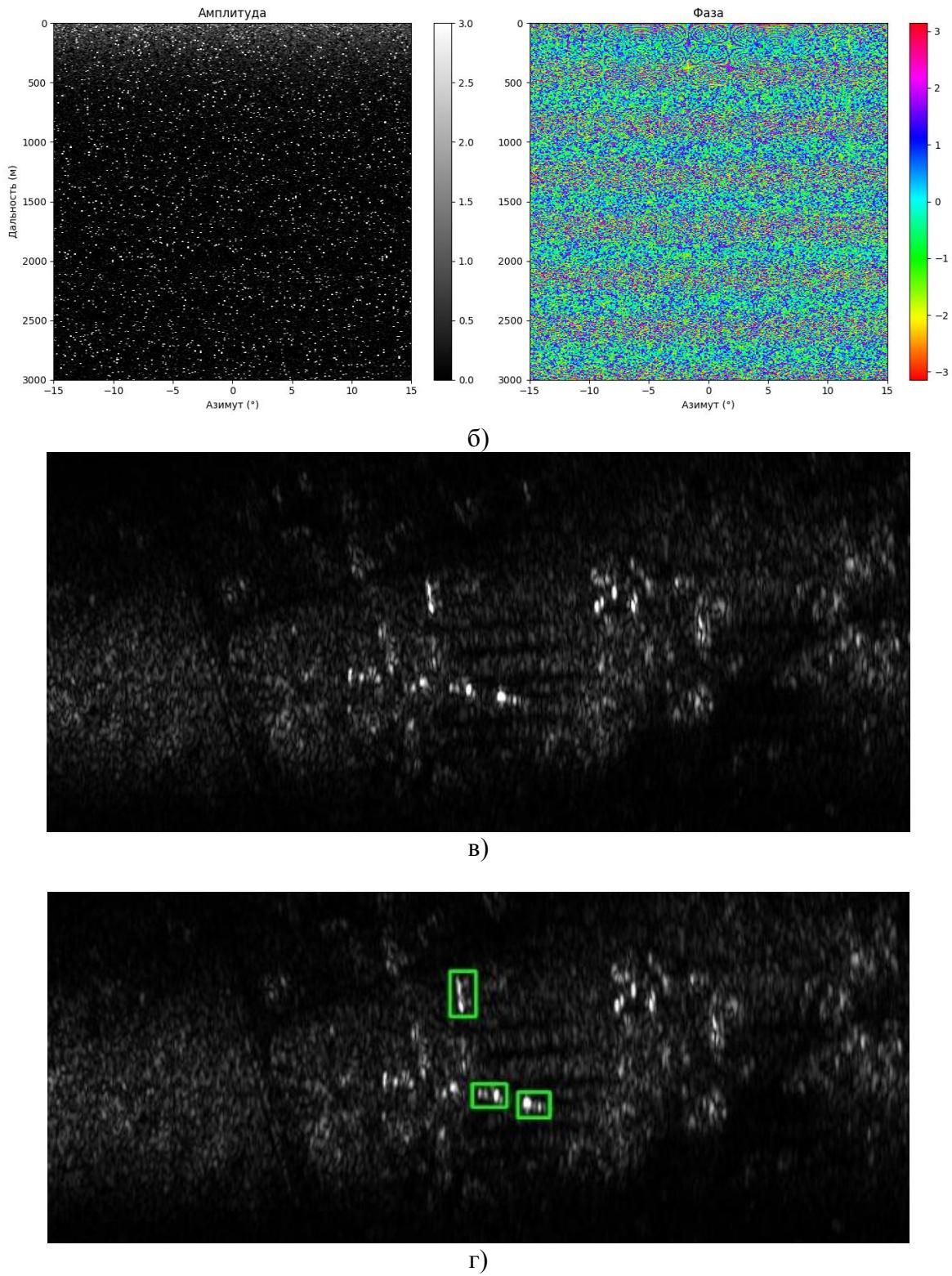


Рис. 2. этапы обработки радиолокационной информации
 а) исходный радиолокационный сигнал; б) амплитудная и фазовая составляющая зарегистрированной радиоголограммы; в) радиолокационное изображение;
 г) радиолокационное изображение с размеченными объектами

4. АУГМЕНТАЦИЯ ДАННЫХ

Если использовать для обучения нейронной сети только лишь размеченные области РЛИ с объектами, то это приводит к невысоким результатам по качеству обнаружения и классификации. Одним из подходов к повышению качества работы нейронной сети является расширение обучающих выборок, за счет добавления выборок с незначительными геометрическимиискажениями. Такой подход носит название аугментации. Однако не все известные методы аугментации [7], хорошо зарекомендовавшие себя на оптических изображениях, эффективны для радиолокационных снимков. Эмпирическим путем было установлено, что для аугментации радиолокационных изображений хорошо подходит следующие методы:

- деление исходных изображений на мозаику размером по три изображения в строке и по два изображения в столбце;
- исключение из обучающей выборки фрагментов изображений, на которых отсутствуют объекты;
- формирование горизонтальной и вертикальной копий исходных снимков;
- поворот объектов в ограничивающих рамках на угол случайной величины.

5. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТА

В ходе вычислительного эксперимента было проведено обучение нейронных сетей рассмотренных архитектур на сформированной и расширенной с использованием методов аугментации обучающей выборке. Также в рамках эксперимента для улучшения результатов был использован метод переноса обучения [8], а также осуществлено применение предварительно обученных весов в качестве стартового отчета обучения для снижения временной и ресурсной затратности обучения. Результаты проведенного эксперимента представлены в таблице 2.

Попытка применения при обучении нейронных сетей известных весов таких как Pascal VOC [9] и MSCOCO, обученных для решения задачи обнаружения и классификации объектов на оптических изображениях, не дала прироста в производительности модели. Это связано с тем, что радиолокационные изображения существенно отличаются от оптических по своей природе: они формируются за счет отраженного радиолокационного сигнала, а не видимого света, что приводит к различиям в текстуре, контрасте и детализации объектов.

Таблица 2. Условия и результаты проведенного эксперимента

Нейросеть	Средняя точность при грубом пороге локализации (mAP0-50)	Средняя точность при точном пороге локализации (mAP50-95)	Точность (Precision)	Полнота (Recall)
YOLO11	0,79	0,6	0,78	0,75
RT-DETR	0,74	0,37	0,80	0,65
YOLOv8	0,69	0,34	0,71	0,64
MobileNet-SSD	0,65	0,32	0,64	0,61
Faster R-CNN	0,76	0,31	0,73	0,70

Анализ результатов эксперимента показывает, что наибольшую точность при решении задач обнаружения объектов на РЛИ продемонстрировала сеть YOLO11 [10] с поддержкой направленных ограничивающих рамок Oriented Bounding Boxes (OBB), для ускорения обучения которой использовались предобученные на оптических аэрофотоснимках веса DOTAv1. Эта модификация позволяет более точно выделять

объекты, учитывая их произвольную ориентацию на РЛИ. Сравнительный анализ подтвердил, что YOLO11 ОВВ обучается быстрее и показывает стабильное снижение потерь на протяжении всего процесса обучения, что свидетельствует о её устойчивости к переобучению. Таким образом, YOLO11 ОВВ не только обеспечивает высокую точность обнаружения объектов с учетом их ориентации, но и является более эффективной как с точки зрения вычислительных ресурсов, так и времени обучения, что делает её оптимальным выбором для задач анализа РЛИ.

На рисунке 3 показаны примеры обнаружения объектов на РЛИ с использованием модели YOLO11 с поддержкой ОВВ.

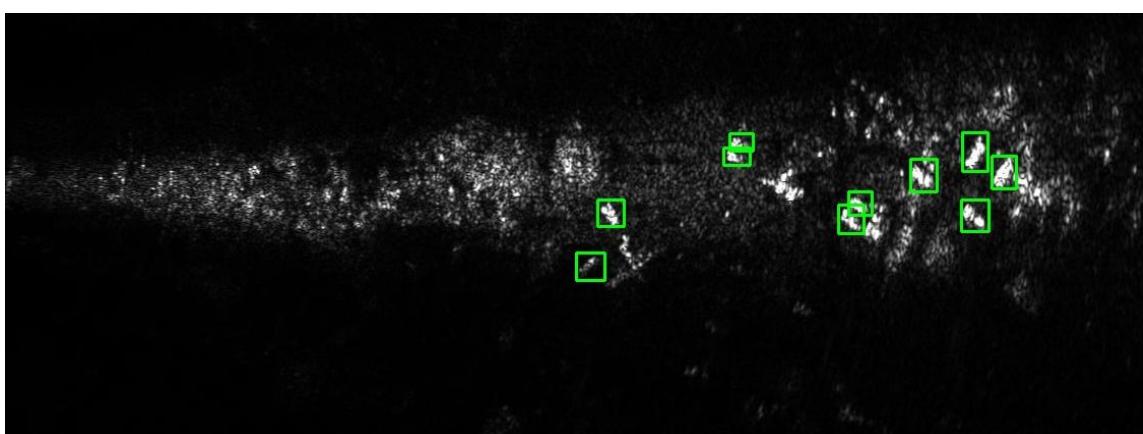
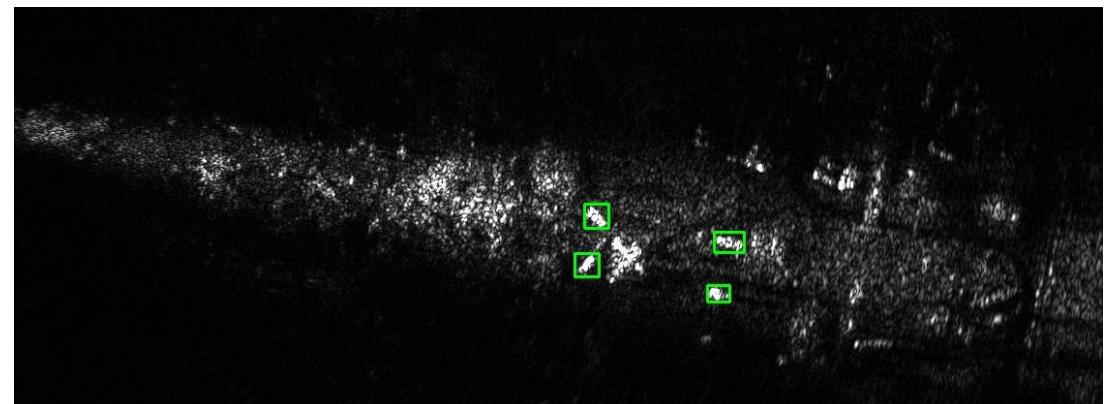


Рис. 3. Примеры обнаружения объектов на радиолокационных изображениях с использованием модели YOLO с поддержкой ОВВ

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье рассмотрены возможности применения сверточных нейронных сетей для автоматизации процесса дешифрирования радиолокационных изображений в задачах воздушной разведки. Показано, что алгоритм одноэтапного обнаружителя архитектуры YOLO11 с поддержкой ориентированных ограничивающих рамок (ОВВ), обеспечивает высокую точность и скорость обработки данных, что соответствует требованиям оперативного анализа и работы сети в масштабе времени, близком к реальному. Адаптация методов аугментации, разработанных для аэрофотосъемки, позволила повысить устойчивость модели к шумам и геометрическим искажениям, характерным для РЛИ. Ключевым результатом стало подтверждение применимости YOLO11 ОВВ для обнаружения и классификации объектов на РЛИ, что позволяет автоматизировать данный процесс и снизить требования к квалификации операторов дешифровщиков. Дальнейшие исследования должны быть направлены на разработку специализированных

архитектур нейронных сетей для обработки РЛИ, оптимизацию процесса аугментации данных в условиях ограниченного количества реальных снимков. Полученные результаты демонстрирует перспективность применения сверточных нейронных сетей для повышения эффективности систем воздушной разведки и формирует основу для внедрения технологий искусственного интеллекта в задачах автоматизации и повышения эффективности ведения воздушной разведки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Свёрточные нейронные сети: основы и принцип работы [Электронный ресурс] // robot_dreams. 2023. URL: <https://robotdreams.ru> (дата обращения: 15.03.2025).
2. Redmon J., Farhadi A. YOLOv3: An Incremental Improvement. arXiv:1804.02767, 2018.
3. Гудфеллоу И., Бенджио И., Курвиль А. Глубокое обучение. М.: ДМК Пресс, 2018. 652 с.
4. Carion N. et al. DETR: End-to-End Object Detection with Transformers. arXiv:2005.12872, 2020.
5. Рязанцев Л.Б., Купряшkin И.Ф., Лихачев В.П., Гнездилов М.В. Алгоритм формирования радиолокационных изображений с субметровым разрешением в малогабаритных РЛС с синтезированной апертурой // Цифровая обработка сигналов. 2018. №2. С. 53-58.
6. Shorten, C., & Khoshgoftaar, T. M. (2019). A Survey on Image Data Augmentation for Deep Learning . Journal of Big Data, 6(1), 60.
7. Ахмад А., Андриянов Н.А., Соловьев В.И., Соломатин Д.А. Применение глубокого обучения для аугментации и генерации подводного набора данных с промышленными объектами // Вестник ЮУрГУ. Серия: Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника. 2023. №2. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/primenenie-glubokogo-obucheniya-dlya-augmentatsii-i-generatsii-podvodnogo-nabora-dannyh-s-promyshlennymi-obektami> (дата обращения: 20.03.2025).
8. Что такое transfer learning в обучении нейросетей [Электронный ресурс] // Хабр. 2023. URL: <https://habr.com/ru/post/725764/> (дата обращения: 16.03.2025).
9. Pascal VOC Dataset: A Technical Deep Dive (2025 Guide) [Электронный ресурс] // viso.ai, 2024. URL: <https://viso.ai/deep-learning/pascal-voc-dataset/> (дата обращения: 21.03.2025).
10. Rasheed, A.F., Zarkoosh, M. YOLOv11 Optimization for Efficient Resource Utilization // arXiv preprint arXiv:2412.14790. 2024.
11. Zhang, H., et al. Vision Transformers for Dense Prediction. arXiv preprint arXiv:2109.10187v3, 2021. URL: <https://arxiv.org/pdf/2109.10187v3.pdf> (дата обращения: 25.03.2025).

REFERENCES

1. Convolutional Neural Networks: Fundamentals and Operating Principles [Electronic resource] // robot_dreams. 2023. URL: <https://robotdreams.ru> (accessed: 15.03.2025).
2. Redmon J., Farhadi A. YOLOv3: An Incremental Improvement. arXiv:1804.02767, 2018.
3. Goodfellow I., Bengio Y., Courville A. Deep Learning. Moscow: DMK Press, 2018. 652 p.
4. Carion N. et al. DETR: End-to-End Object Detection with Transformers. arXiv:2005.12872, 2020.
5. Ryazantsev L.B., Kupryashkin I.F., Likhachev V.P., Gnedilov M.V. Algorithm for Forming Radar Images with Submeter Resolution in Compact SAR with Synthesized Aperture // Digital Signal Processing. 2018. No. 2. P. 53–58.
6. Shorten C., Khoshgoftaar T.M. A Survey on Image Data Augmentation for Deep Learning. Journal of Big Data, 2019. Vol. 6, No. 1. P. 60. DOI: 10.1186/s40537-019-0197-0.

7. Ahmad A., Andriyanov N.A., Solovyev V.I., Solomatin D.A. Application of Deep Learning for Augmentation and Generation of Underwater Datasets with Industrial Objects [Electronic resource] // Bulletin of the South Ural State University. Series: Computer Technologies, Control, Radio Electronics. 2023. No. 2. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/primenenie-glubokogo-obucheniya-dlya-augmentatsii-i-generatsii-podvodnogo-nabora-dannyh-s-promyshlennymi-obektami> (accessed: 20.03.2025).
8. What is Transfer Learning in Neural Network Training [Electronic resource] // Habr. 2023. URL: <https://habr.com/ru/post/725764/> (accessed: 16.03.2025).
9. Pascal VOC Dataset: A Technical Deep Dive (2025 Guide) [Electronic resource] // viso.ai. 2024. URL: <https://viso.ai/deep-learning/pascal-voc-dataset/> (accessed: 21.03.2025).
10. Rasheed A.F., Zarkoosh M. YOLOv11 Optimization for Efficient Resource Utilization. arXiv preprint arXiv:2412.14790, 2024.
11. Zhang H., et al. Vision Transformers for Dense Prediction. arXiv preprint arXiv:2109.10187v3, 2021. URL: <https://arxiv.org/pdf/2109.10187v3.pdf> (accessed: 25.03.2025).

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ГОЛЕЯ В РСА

М. О. Гончаров

Национальный исследовательский университет «Московский институт электронной техники» (НИУ МИЭТ), Зеленоград, Россия

Аннотация. Работа посвящена качественной оценке возможности использования комплементарных последовательностей Голея в радиолокаторах с синтезированной апертурой. Приводится теоретическое описание вида и характеристик последовательностей Голея. В работе приведены общее описание и результаты эксперимента с последовательностями Голея, а также их сравнение с результатами аналогичных экспериментов с сигналом линейной частотной и фазовой кодовой модуляцией. По результатам эксперимента сделан вывод о необходимости дальнейшего детального экспериментального исследования комплементарных последовательностей Голея и их влияния на качество радиоизображения.

Ключевые слова: РСА; последовательности Голея; радиоизображения.

EXPERIMENTAL STUDY OF THE POSSIBILITY OF USING GOLAY SEQUENCES IN SAR

M. O. Goncharov

National Research University of Electronic Technology (MIET), Zelenograd, Russia

Abstract. The paper is devoted to a qualitative assessment of the possibility of using complementary Golay sequences in synthetic aperture radars. A theoretical description of the type and characteristics of Golay sequences is given. The paper provides a general description and results of the experiment with Golay sequences, as well as their comparison with the results of similar experiments with linear frequency and phase code modulation signals. Based on the results of the experiment, it is concluded that further detailed experimental investigation of complementary Golay sequences and their effect on the quality of the radio image is necessary.

Keywords: SAR; Golay sequences; SAR imaging.

1. ВВЕДЕНИЕ

Радиолокаторы с синтезированной апертурой (РСА) активно применяются в современном мире в различных отраслях человеческой деятельности. Основное применение РСА – получение радиоизображений поверхности земли, сопоставимых по качеству с изображениями, полученными в результате фото- и видеосъемки. Существует множество факторов, способных повлиять на качество получаемого радиоизображения. Одни из ключевых – свойства автокорреляционной функции (АКФ) излучаемого сигнала.

В настоящее время в РСА используются различные виды сигналов. Например, активное применение находят сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) и сигналы с фазовой кодовой модуляцией (ФКМ). Существует множество работ, посвященных сравнению свойств этих видов сигналов. Некоторые из них [1] говорят о неприменимости ФКМ сигналов в ряде систем ввиду высокого интегрального уровня боковых лепестков, некоторые [2] предлагают методы улучшения корреляционных свойств М-последовательности, используемой в ФКМ-сигналах, благодаря

использованию циклических сдвигов. Существуют также работы [3], посвященные экспериментальному сравнению этих сигналов.

Помимо упомянутых выше ЛЧМ и ФКМ сигналов, в РСА применяются комплементарные последовательности. Например, последовательности Голея, представляющие собой пару кодов одинаковой и конечной длины. В работе [4] описываются их основные свойства и делается вывод, что благодаря использованию комплементарных последовательностей Голея, теоретически возможно достичь нулевого пикового уровня боковых лепестков АКФ (ПУБЛ), что привело бы к существенному увеличению качества изображения, получаемого с помощью РСА.

Существует большое количество работ, посвященных исследованию последовательностей Голея, однако большая часть из них носит теоретический характер, а сделанные в них выводы основываются на результатах моделирования. Также, часть из этих работ [5] посвящены теме использования последовательностей Голея в радиосвязи, в частности, в сигналах типа OFDM, а не в РСА.

Таким образом, актуальной задачей является подтверждение возможности использования последовательностей Голея в качестве модулирующих в РСА и сравнение определение преимуществ и недостатков относительно классических ЛЧМ и ФКМ сигналов.

2. ОБЗОР СВОЙСТВ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ГОЛЕЯ

Свойства автокорреляционной функции комплементарных последовательностей Голея описываются следующим образом. Скажем, пусть имеются две автокорреляционные функции последовательностей А и В длиной N-j:

$$R_A(j) = \sum_{i=1}^{\infty} a_i a_{i+j}, \quad (1)$$

$$R_B(j) = \sum_{i=1}^{\infty} b_i b_{i+j}, \quad (2)$$

где a, b – бинарные элементы последовательностей.

Тогда, если А и В – комплементарные последовательности, то

$$R_A(j) + R_B(j) = 2N, \text{ если } j = 0 \quad (3)$$

$$R_A(j) + R_B(j) = 0, \text{ если } j \neq 0 \quad (4)$$

Результаты компьютерного моделирования АКФ последовательности Голея представлены на рисунке 1.

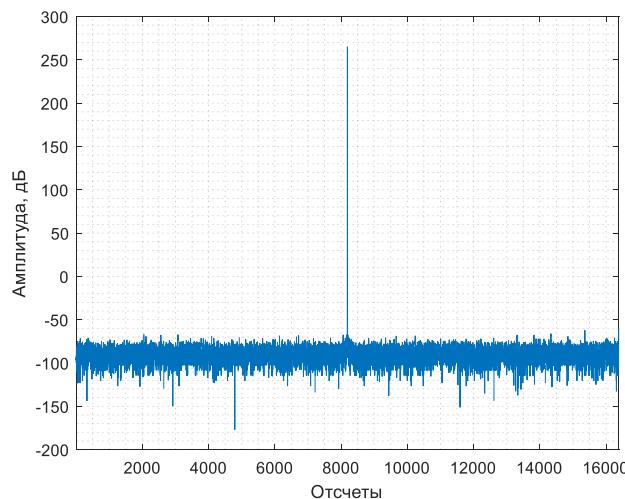


Рис. 1. АКФ последовательностей Голея, длина 2048.

На практике, реализация подобного рода парных последовательностей состоит в следующем: поочередно излучается и принимается каждая из последовательностей, при этом стараются максимально возможно минимизировать временную задержку между импульсами, так как от её величины будет зависеть значение фазового сдвига между последовательностями, что деструктивно повлияет на комплементарность и приведет к увеличению боковых лепестков АКФ. Для оценки подобных влияний в радиолокации существуют несколько метрик, такие как мерит-фактор (Merit Factor) и пиковое значение боковых лепестков.

Мерит-фактор – это величина, обратная относительному интегральному уровню мощности боковых лепестков по дальности. Эта метрика позволяет оценить, насколько весомый вклад мощности вносят боковые лепестки и, таким образом, косвенно оценить их вклад в ухудшение качества картинки. Также, благодаря этому критерию, возможно провести сравнительный анализ двух разных изображений.

Пиковый уровень боковых лепестков – величина, благодаря которой возможно оценить, насколько яркими на изображении будут боковые лепестки от целей. Этот критерий особенно важен в случае, наличия на изображении ярких целей.

Ухудшение обоих из этих показателей будет приводить к существенному ухудшению качества картинки, выражаящемся в появлении дополнительных полос, увеличивающих общий шум изображения и ухудшающий качество.

Для оценки влияния фазового сдвига получено следующие соотношения.

$$CPSL = PLS * |1 - \exp(j\varphi)| = PSL * 2 \left| \sin\left(\frac{\varphi}{2}\right) \right|, \quad (5)$$

$$CMF = \frac{MF}{\operatorname{tg}^2\left(\frac{\varphi}{2}\right)}, \quad (6)$$

где φ – величина фазового сдвига, PLS – пиковое значение боковых лепестков одной комплементарной последовательности, MF – мерит-фактор.

Результаты моделирования приведены на рисунке 2.

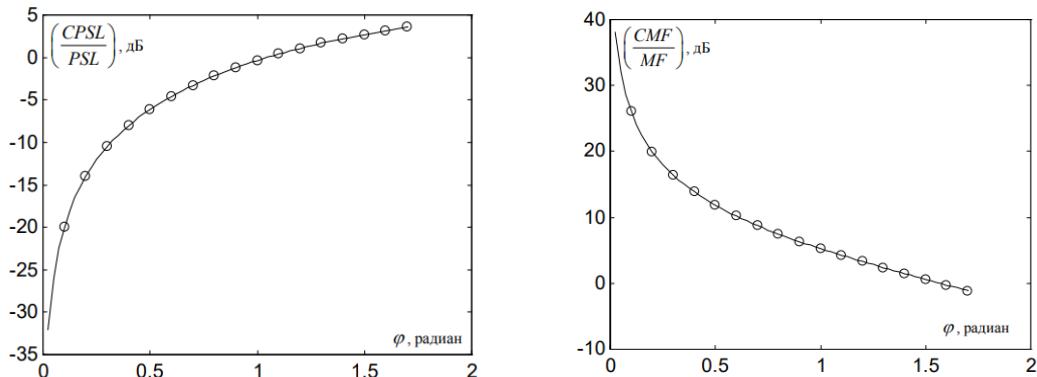


Рис. 2. Относительная величина пикового значения боковых лепестков и мерит-фактора от фазового сдвига.

По результатам моделирования можно высказать предположение о несущественном влиянии фазовых сдвигов на используемые метрики, однако, для понимания реального значения фазового сдвига, необходимо проведение эксперимента.

3. ОПИСАНИЕ И РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТА

Для проведения эксперимента использовался малогабаритный радиолокатор с синтезированной апертурой Х-диапазона с центральной частотой 9,5 ГГц. Было проведено два пролета на пилотируемом летательном аппарате на высоте 1 км, скорость

летательного аппарата составляла 55 метров в секунду. В каждом из пролетов производилось излучение одного определенного типа сигналов: М-последовательность длиной 2047 со значением циклического сдвига, равного 45 и последовательности Голея длиной 2048. Сигналы имели одинаковую полосу в 500 МГц по уровню -3 дБ. Приемная и передающая антенны были разнесены в пространстве. Ширины диаграмм направленности в азимутальной и угломестной плоскостях равны 6 и 30 градусам соответственно. На рисунке 3 представлено изображение радиолокатора, используемого при проведении эксперимента.



Рис. 3. Малогабаритный радиолокатор.

По результатам проведенного эксперимента были получены 2 радиоизображения, фрагменты которых представлены на рисунках 4-5.

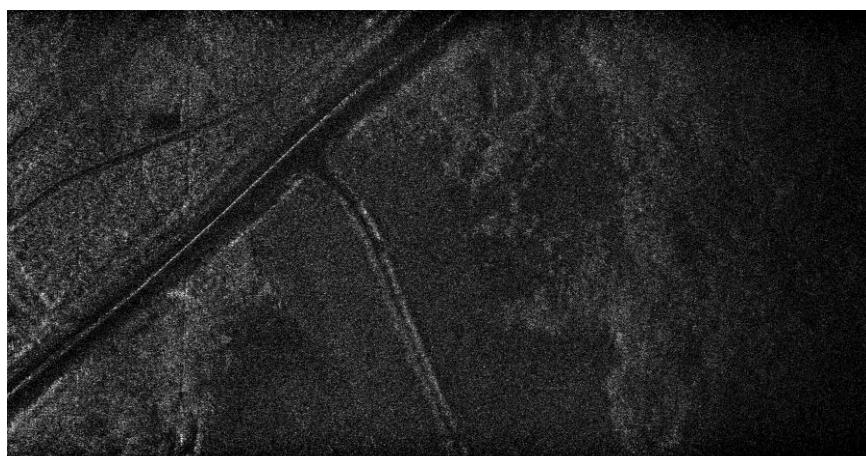


Рис. 4. Радиоизображение, ФКМ-сигнал.



Рис. 5. Радиоизображение, последовательности Голея.

По результатам визуальной оценки приведенных фрагментов видно, что качество изображений сопоставимо и находится примерно на одном уровне. Это означает, что вносимые фазовые сдвиги не вносят существенного влияния на качество изображения. Однако, для их численной оценки, а также существенности их вклада при иных условия эксперимента (иная высота, скорость полета летательного аппарата, диапазон частот) необходимо проведение дальнейших экспериментов.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По результатам статьи можно сделать вывод, что комплементарные последовательности Голея имеют потенциал для использования в PCA, а качество изображений, получаемых с помощью этих кодов, сопоставим с качеством изображений, получаемых с помощью ФКМ сигналов.

ЛИТЕРАТУРА

1. А.И. Захаров. Методы дистанционного зондирования Земли радарами с синтезированной апертурой. Фрязино. 2012, с. 370.
2. A. A. Biryuk, M. S. Khasanov, A. A. Zatonskaya and A. A. Airapetian, "Research into the Effect of Circular Shift Parameters on the ACF of Noise-like Binary Sequences," 2020 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EICONRUS), St. Petersburg and Moscow, Russia, 2020, pp. 2240-2242.
3. S. A. Kislyy, I. A. Kuzmin, M. O. Goncharov, V. K. Tsvetkov, Y. M. Meleshin and K. S. Lyalin, "Cyclically Shifted Phase-Coded Signal Advancement in Synthetic Aperture Radar Visual & Quantitative Assessments Against Traditional Chirp," 2024 IEEE 25th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM), Altai, Russian Federation, 2024, pp. 670-673.
4. Li J. Simulation and experimentation of complementary-coded pulse radar for ice measurement : дис. – University of Kansas, 2006.
5. Ying Li and Wen Bin Chu, "More Golay sequences," in IEEE Transactions on Information Theory, vol. 51, no. 3, pp. 1141-1145, March 2005.

REFERENCES

1. A.I. Zakharov. Methods of remote sensing of the Earth by synthetic aperture radars. Fryazino, 2012, p. 370.
2. A. A. Biryuk, M. S. Khasanov, A. A. Zatonskaya and A. A. Airapetian, "Research into the Effect of Circular Shift Parameters on the ACF of Noise-like Binary Sequences," 2020 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EICONRUS), St. Petersburg and Moscow, Russia, 2020, pp. 2240-2242.
3. S. A. Kislyy, I. A. Kuzmin, M. O. Goncharov, V. K. Tsvetkov, Y. M. Meleshin and K. S. Lyalin, "Cyclically Shifted Phase-Coded Signal Advancement in Synthetic Aperture Radar Visual & Quantitative Assessments Against Traditional Chirp," 2024 IEEE 25th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM), Altai, Russian Federation, 2024, pp. 670-673.
4. Li J. Simulation and experimentation of complementary-coded pulse radar for ice measurement : дис. – University of Kansas, 2006.
5. Ying Li and Wen Bin Chu, "More Golay sequences," in IEEE Transactions on Information Theory, vol. 51, no. 3, pp. 1141-1145, March 2005.

ФИЛЬТРАЦИЯ ИЗМЕРЕНИЙ В РАДИОВЫСОТОМЕРЕ С СИММЕТРИЧНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

М. Ю. Нестеров

АО «УПКБ «Деталь», г. Каменск-Уральский, Россия

Аннотация. Предлагается способ фильтрации показаний радиовысотомера с непрерывным симметричным линейным частотно-модулированным сигналом. Представленный алгоритм предназначен для компенсации доплеровского смещения и улучшения динамических свойств радиовысотомера при большой вертикальной скорости носителя.

Ключевые слова: радиовысотомер, нелинейная фильтрация

FILTERING OF HEIGHT MEASUREMENT WITH SYMMETRIC LFMCW RADAR ALTIMETER

M. Yu. Nesterov

JSC “Detai”, Kamensk-Uralsky, Russia

Abstract. The filtering algorithm for symmetric LFMCW altimeter tracking loop is presented. The approach is aimed for improving altimeter characteristics in the case of high dynamic vehicle.

Keywords: radar altimeter, nonlinear filtering

1. ВВЕДЕНИЕ

Радиовысотомер с непрерывным частотно-модулированным сигналом является надежным и точным устройством измерения высоты полета. Благодаря достаточно малой постоянной времени следящего контура в кольце слежения высотомера, параметры модуляции практически мгновенно подстраиваются под изменяющиеся условия полета. Одним из источников ошибок оценивания высоты в радиовысотомере с непрерывным зондирующими сигналом является доплеровское смещение, обусловленное вертикальной скоростью носителя. При размещении на высокодинамичных объектах эта составляющая ошибки радиовысотомера может быть доминирующей. Традиционным способом компенсации доплеровского смещения оценок высоты является использование динамического запаздывания. В случае линейно нарастающей несимметричной пилообразной модуляции при движении с вертикальной скоростью V_y частота биений складывается из дальномерной и доплеровской составляющих:

$$f_b = \frac{2\Delta f}{cT_m} h - \frac{2V_y}{\lambda}$$

Здесь: Δf – полоса модуляции, c – скорость распространения радиоволн, T – период модуляции, λ – длина волны излучения, f_b, h – частота биений и высота в текущий момент времени t .

Будем полагать, что тем или иным способом создается задержка T_d . Тогда частота биений в момент выдачи определяется высотой, которая имела место T_d времени тому назад, следовательно, с использованием задержки имеем

$$f_{bd} = \frac{2\Delta f}{cT_m}(h + V_y T_d) - \frac{2V_y}{\lambda},$$

Отсюда условие полной компенсации допплеровской составляющей

$$T_d = \frac{f}{\Delta f} T,$$

где f – несущая частота радиоизлучения.

Таким образом, вводя скользящее усреднение оценок высоты на выходе следящего кольца с тактом периода модуляции и с шириной окна усреднения $\lfloor f/\Delta f \rfloor$ периодов модуляции ($\lfloor \dots \rfloor$ – целая часть), можно устранить допплеровское смещение оценки высоты при помощи динамического запаздывания. Однако постоянная времени, присущая операции усреднения, на больших высотах и при значительной вертикальной скорости оказывается неприемлемо большой и приводит к существенному динамическому запаздыванию показаний радиовысотомера на начальном участке его работы. Уменьшить постоянную времени фильтра высоты можно, вводя оценивание вертикальной скорости в алгоритм фильтрации показаний высотомера и используя оценку скорости для коррекции данных о текущей высоте полета. В разделе 2 получены уравнения состояния алгоритма фильтрации для оценок высоты и вертикальной скорости. Уравнения модели следящего кольца приводятся в разделе 3.

2. УРАВНЕНИЯ ФИЛЬТРАЦИИ ПОКАЗАНИЙ РАДИОВЫСОТОМЕРА

В следящем режиме высотомера при помощи регулирования крутизны перестройки частоты средняя частота сигнала биений поддерживается постоянной и равной центральной частоте дискриминатора f_0 :

$$S\tau = f_0$$

где S – крутизна перестройки размерности [Гц/м], а τ – задержка отраженного сигнала относительно излученного.

В статическом режиме и при горизонтальном полете над зеркальной поверхностью задержка постоянна и равна

$$\tau = \frac{2h}{c}$$

где h – текущая высота.

Поскольку высота в статическом режиме не меняется, то не меняется и крутизна перестройки

$$S = \frac{\Delta f}{T}$$

где Δf – диапазон линейной перестройки частоты, а T – период модуляции сигнала.

При этом мерой текущей высоты будет являться период модуляции, линейно связанный с высотой:

$$T = k_m h$$

причем коэффициент $k_m = 2\Delta f/cf_0$.

В динамическом режиме задержка меняется на протяжении периода модуляции сигнала:

$$\tau = \frac{2(h_0 + V_y t)}{c}$$

где V_y – вертикальная скорость, h_0 – высота на начало периода, $t = 0 \dots T$.

Крутизна перестройки частоты меняется, чтобы сохранить неизменной среднюю частоту биений:

$$S = \frac{cf_0}{2} \frac{1}{h_0 + V_y t}$$

Интегрируя крутизну на протяжении периода модуляции, получим значение диапазона перестройки частоты:

$$\Delta f = \frac{f_0 c}{2} \int_0^T \frac{dt}{h_0 + V_y t}$$

После аналитического интегрирования и разложения по Тейлору до второго порядка, получим

$$T \approx \frac{k_m h}{1 + k_m V_y / 2}$$

Вертикальная скорость вызывает допплеровское смещение частоты сигнала биений:

$$f_0 = S\tau \pm \frac{2V_y}{\lambda}$$

где знак «плюс» соответствует восходящей модуляции, а «минус» – нисходящей.

После введения коэффициента допплеровского смещения $q_d = 1 \mp 2V/\lambda f_0$ уравнение следящего контура примет вид

$$f_0 = \frac{S\tau}{q_d}$$

Изменится и формула для периода модуляции:

$$T = f(h, V_y) = \frac{k_m h / q_d}{1 + k_m V_y / q_d} \quad (1)$$

Наблюдаемые величины составляют последовательность периодов модуляции T_k . Связь оцениваемых параметров (высоты и вертикальной скорости) и наблюдаемых (периодов модуляции) является нелинейной, причем в соответствии с формулой (1) следует учитывать знак направления модуляции сигнала на текущем периоде. Система уравнений состояния принимается соответствующей линейной одномерной модели движения с постоянной скоростью.

3. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЕ УРАВНЕНИЕ СЛЕДЯЩЕГО КОЛЬЦА

Радиовысотомер с непрерывным частотно-модулированным сигналом представляет собой измеритель высоты со следящим контуром, замкнутым через пространство распространения сигнала. Получено дифференциальное уравнение, описывающее динамический режим следящего кольца:

$$\dot{S} = -\left(\frac{1}{\tau_0} + \frac{V_y}{h(t)}\right)S + \frac{f_0}{\tau_0} \frac{c}{2h(t)}. \quad (2)$$

Уравнение (2) содержит два параметра кольца: постоянную времени τ_0 и частоту дискриминатора f_0 . В результате работы следящего контура, или интегрирования уравнения (2), носителями информации о высоте оказываются длительности периодов модуляции.

Для шероховатой статистически ровной подстилающей поверхности средняя частота биений на выходе приемника определяется усреднением в пределах облучаемого участка поверхности:

$$\langle f_b \rangle = S \frac{2h(1+\delta)}{c} - \frac{2V_x}{\lambda} q_x \pm \frac{2V_y}{\lambda} q_y. \quad (3)$$

Здесь: δ – погрешность смещения от типа подстилающей поверхности и тангажа (поправка по высоте); q_x , q_y – поправочные коэффициенты для доплеровского смещения от горизонтальной и вертикальной составляющих вектора скорости, знак «плюс» и «минус» при вертикальной скорости соответствует направлению модуляции сигнала.

Поправки определяются формулами

$$\begin{aligned}\delta &= \frac{1}{p_o} \int_0^{2\pi/2} \int_0^{\pi/2} F(\vartheta, \phi) \left(\frac{1}{\cos \vartheta} - 1 \right) d\vartheta d\phi, \\ q_x &= \frac{1}{p_o} \int_0^{2\pi/2} \int_0^{\pi/2} F(\vartheta, \phi) \sin \vartheta \cos \phi d\vartheta d\phi, \\ q_y &= \frac{1}{p_o} \int_0^{2\pi/2} \int_0^{\pi/2} F(\vartheta, \phi) \cos \vartheta d\vartheta d\phi,\end{aligned}$$

где $p_o = \int_0^{2\pi/2} \int_0^{\pi/2} F(\vartheta, \phi) d\vartheta d\phi$, $F(\vartheta, \phi) = g_1 g_2 \sigma \sin \vartheta \cos \vartheta$, g_1 , g_2 – диаграммы направленности приемной и передающей антенны, σ – диаграмма обратного рассеяния поверхности.

В полете над рассеивающей поверхностью следящая система поддерживает частоту биений (3) постоянной, соответствующей частоте настройки дискриминатора f_0 , за счет регулирования крутизны перестройки частоты. Поэтому дифференциальное уравнение следящего кольца при этом примет вид

$$\dot{S} = -\left(\frac{1}{\tau_0} + \frac{V_y}{h(t)} \right) S + \frac{f_0}{\tau_0 q} \frac{c}{2h(t)}, \quad (4)$$

где коэффициент $q = (1+\delta)/(1+2V_x q_x/\lambda f_0 \mp 2V_y q_y/\lambda f_0)$.

Коэффициенты δ , q_x , q_y определяются заданным типом подстилающей поверхности, диаграммами антенн и ориентацией носителя, поэтому могут быть рассчитаны заранее и использоваться в процессе моделирования в виде готовых массивов данных. При этом будут корректно воспроизводиться расчетные погрешности и доплеровское смещение оценок высоты в показаниях радиовысотомера. Кроме того, в уравнение (4) легко можно ввести дополнительные члены, учитывающие флюктуации периодов биений из-за конечной ширины спектра сигнала, обусловленной шероховатостью подстилающей поверхности, а также нелинейность крутизны перестройки частоты и фазовый шум, неизбежный для радиовысотомера с непрерывным сигналом. При этом уравнение становится стохастическим и для его интегрирования необходимо применять специфические методы [2].

При оценивании текущей высоты по средней частоте сигнала биений, в свою очередь определяемой по частоте переходов сигнала биений через ноль при усреднении на одном периоде модуляции, возникает ошибка, вызванная протяженностью спектра сигнала, как по дальномерной, так и по доплеровской частоте. Для консервативной оценки дисперсии состояния, то есть дисперсии периода модуляции, получено выражение

$$\sigma_T^2 = \frac{T_k}{f_0} \frac{\Delta \theta_{eq}^2}{2\pi} \sqrt{1 + \frac{4f_x^2}{f_0^2}}$$

где $f_x = 2V_x/\lambda$, V_x – горизонтальная скорость, $\Delta\theta_{eq}$ – эквивалентная ширина диаграммы направленности

$$\frac{1}{\Delta\theta_{eq}^2} = \frac{1}{\Delta\theta_{2a}^2} + \frac{1}{\Delta\theta_{bs}^2}$$

причем $\Delta\theta_{2a}$ – ширина диаграммы направленности антенны при двустороннем распространении сигнала, $\Delta\theta_{bs}$ – ширина диаграммы обратного рассеяния поверхности.

Согласно полученному выражению, флуктуационная ошибка состояния при оценке высоты (или периода модуляции) растет пропорционально квадратному корню из высоты (периода модуляции), что согласуется как с экспериментальными данными, так и с результатом более строгого расчета.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Представленная выше модель показаний высотомера была использована при верификации синтезированного алгоритма фильтрации показаний высотомера для высокоскоростного носителя. При формировании последовательности периодов биений в процессе интегрирования (4) учитывались как внутренние шумы приемника, так и флуктуационная составляющая сигнала биений, вызванная протяженностью спектра биений.

Поскольку уравнения наблюдения (1) нелинейные, для фильтрации показаний радиовысотомера был выбран алгоритм сигма-точечного фильтра Калмана (Unscented Kalman Filtering) [3]. Условия полета: скорость сверхзвуковая, тангаж минус 30 градусов, подстилающая поверхность типа луга. Результат применения фильтра приведен на рисунке 1.

Приведенный график показывает, что синтезированный алгоритм фильтрации позволяет корректно парировать доплеровское смещение показаний радиовысотомера, являющееся основным источником ошибок в условиях размещения на высокодинамичном носителе.

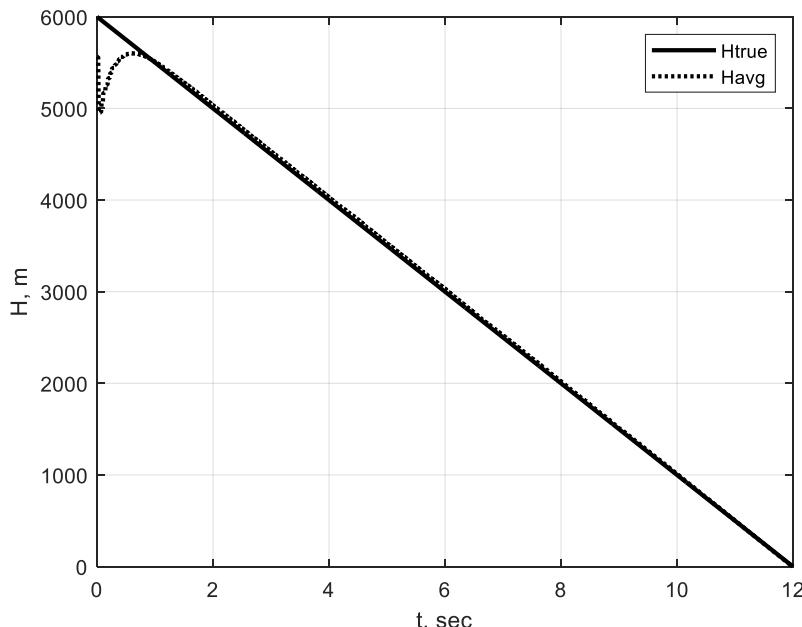


Рис. 1. Результат фильтрации данных

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе описан эффективный алгоритм фильтрации показаний следящего радиовысотометра с симметричным частотно модулированным непрерывным сигналом, предназначенный для использования в составе канала оценки высоты полета на высокоскоростных объектах. Алгоритм позволяет компенсировать доплеровское смещение оценок высоты, причем постоянная времени фильтра при этом меньше, чем в традиционном способе сглаживания оценок высоты в радиовысотометре.

ЛИТЕРАТУРА

1. Жуковский А.П., Оноприенко Е.И., Чижов В.И. Теоретические основы радиовысотометрии. М., Советское радио, 1967.
2. Bayram et al. Numerical methods for simulation of stochastic differential equations. – Advances in Difference Equations (2018), 2018:17, <https://doi.org/10.1186/s13662-018-1466-5>.
3. Dan Simon. Optimal State Estimation. — John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2006.

REFERENCES

1. Zhukovsky, A.P., Onopryenko, E.I., Chizhov, V.I. Theoretical principles of radar altimetry. Moscow: Sovetskoye Radio, 1967.
2. Bayram et al. Numerical methods for simulation of stochastic differential equations. – Advances in Difference Equations (2018), 2018:17, <https://doi.org/10.1186/s13662-018-1466-5>
3. Dan Simon. Optimal State Estimation. — John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2006.

ПЕРСПЕКТИВНЫЙ СПОСОБ ПОСТРОЕНИЯ КОМПАКТНОЙ АФАР С ВОЗДУШНЫМ ОХЛАЖДЕНИЕМ ДЛЯ АВИАЦИОННОЙ БОРТОВОЙ РЛС

П. А. Вислоус^{1,2}, М. В. Съедин¹

¹ООО «ЭЛИАРС», Москва, Россия

²Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Национальный исследовательский университет «Московский институт электронной техники» (НИУ МИЭТ), Москва, Россия

Аннотация. Для реализации требований по компоновке современного бортового авиационного радиолокатора у учётом удобства теплосъёма различными типами охлаждения с задней крышки АФАР и требований по габаритным размерам, требований к удобству сборки и ремонта и доступности всех выходных разъёмов для настройки антенной решетки в данной работе была предложена реализация конструкции компактной многоканальной приёмо-передающей АФАР с воздушным охлаждением для бортового авиационного радиолокатора. В данной работе рассмотрены способы реализации ключевых особенностей конструкции, а именно возможность подключения к разъёму каждого антенного элемента АФАР для фазировки, доступ к приёмо-передающим модулям для их замены, фазостабильность и технологическая повторяемость СВЧ путей, удобное расположение всех наиболее теплонагруженных элементов на общем основании с воздушным охлаждением.

Ключевые слова: АФАР, конструкция, воздушное охлаждение, БРЛС, X-диапазон.

FUTURE-ORIENTED COMPACT AIR-COOLED AESA DESIGN FOR AIRBORNE RADAR APPLICATION

P. A. Vislous^{1,2}, M. V. S'edin¹

¹LLC ELIARS, Moscow, Russia

²National Research University of Electronic Technology (MIET), Moscow, Russia

Abstract. To meet the demands of modern airborne radar systems—such as efficient heat dissipation, compact dimensions, ease of assembly and repair, and accessibility for antenna tuning—this paper proposes a novel design for a compact, multi-channel, air-cooled Active Electronically Scanned Array (AESA). Key features of the design include modular connectors for precise phasing adjustments of individual antenna elements, easy access to receiving and transmitting modules for maintenance or replacement, and phase stability with repeatable performance of microwave paths. Additionally, high-heat components are strategically positioned on a shared air-cooled base to optimize thermal management. This design addresses critical challenges in compactness, modularity, and thermal efficiency, ensuring reliable and maintainable operation in airborne applications. By integrating advanced cooling techniques and a user-friendly layout, the proposed AESA represents a significant step forward in airborne radar technology.

Keywords: AESA design; airborne radar; air-cooled; T/R module; X-band; AESA.

1. ВВЕДЕНИЕ

Современное применение бортовых радиолокационных комплексов характеризуется расширением круга решаемых задач, быстросменяющейся оперативной и радиотехнической обстановкой наличием пассивного и активного противодействия. Все это требует разработки многофункциональных бортовых радиолокационных станций (БРЛС) на базе активных фазированных антенных решёток (АФАР), обеспечивающих возможность многовекторной работы, как по воздушным, так и по наземным или морским целям.

Определяющим принципом построения аппаратуры бортового радиолокатора является сочетание многорежимной работы. БРЛС должна строиться с использованием модульного принципа, с максимальной интеграцией составных частей на основе АФАР. А именно способ построения антенной решётки и её потенциальные характеристики в значительной степени определяют характеристики радиолокатора в целом.

Основными труднореализуемыми требованиями к АФАР для многофункциональных БРЛС X-диапазона, являются:

- А) широкоугольное электронное сканирование в двух плоскостях до $\pm 60^\circ$, поскольку требуется размер излучателей (а соответственно и шаг решётки) до 15мм;
- Б) высокие энергетические параметры передающего тракта, что в сочетании с многоканальностью предъявляет требования к выходной мощности на канал до 3..10 Вт;
- В) возможность работы в режиме сверхдлинных импульсов, это требует от выходных усилителей мощности передающего тракта способность работать как в импульсном, так и в непрерывном с пониженной мощностью режимах;
- Г) конструкция АФАР с воздушным охлаждением с использованием воздуха из бортовой системы кондиционирования воздуха (а также потенциальной возможностью внедрения системы жидкостного охлаждения с минимальной перестройкой конструкции) требует новых конструкторских решений, обеспечивающих теплоотвод от приёмо-передающих модулей (ППМ) на заднюю плоскость;
- Д) снижение общей массы конструкции АФАР за счёт уменьшения толщины, требует новых конструкторских решений по построению ППМ и расположению их на задней плоскости АФАР.

2. ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКЦИИ ОСНОВНЫХ КОМПОНЕНТОВ ПЕРСПЕКТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ

Появление новой перспективной элементной базы, в первую очередь четырёхканальных векторных формирователей (так называемых «соге-чипов»), изготовленных по Si- и SiGe- технологии, и GaN микросхемы оконечных приёмо-передающих каскадов каналов позволило рассматривать новые методы построения АФАР в целом и ППМ в частности.

Для использования в ключевом элементе проектируемой конструкции (в ППМ) исходя из требований по габаритам и выходной мощности были подобраны следующие базовые компоненты. Микросхема четырёхканального векторного формирователя, изготовленная по Si-технологии (полупроводник кремний), обеспечивает управление амплитудой и фазой в четырёх каналах АФАР с выходной мощностью 30 мВт. Микросхема оконечных приёмо-передающих каскадов каналов АФАР, включает в себя два ключа, усилитель мощности и малошумящий усилитель, изготовлена по GaN-технологии (полупроводник нитрид галлия), обеспечивает усиление сигнала в передающем канале АФАР до уровня 4,5Вт.

Затем с учётом требований к минимальному и размеру и модульности была разработана конструкция ячейки приёмо-передающего модуля (далее ППМ4) с

удельным размером канала 15x15мм. На шестислойной печатной плате из гибкого СВЧ-материала установлены одна микросхема четырёхканального векторного формирователя и четыре микросхемы оконечных приёмо-передающих каскадов. Все СВЧ-соединения обеспечивают SMPM-разъёмы, НЧ-соединения выполнены групповыми штыревыми разъёмами. Все элементы устанавливаются обычным SMD-монтажом (нанесение паяльной пасты через трафарет, установка компонентов на установочном полуавтомате, пайка в печи), однако есть технологический задел на полностью автоматизированную сборку. Вторая многослойная плата содержит в себе схему питания и управления, которая обеспечивает выработку напряжений питания и смещения для элементов СВЧ-тракта, снятие показаний телеметрии с датчиков мощности микросхемы выходного каскада, а также реализует возможность работы как импульсном, так и в непрерывном режимах, поскольку поддерживает управление напряжениями питания и смещения. Внешний вид печатных плат в сборе ячейки ППМ4 приведен на рисунках 1 и 2 (слева). Размер печатных плат составляет 30x30 мм.

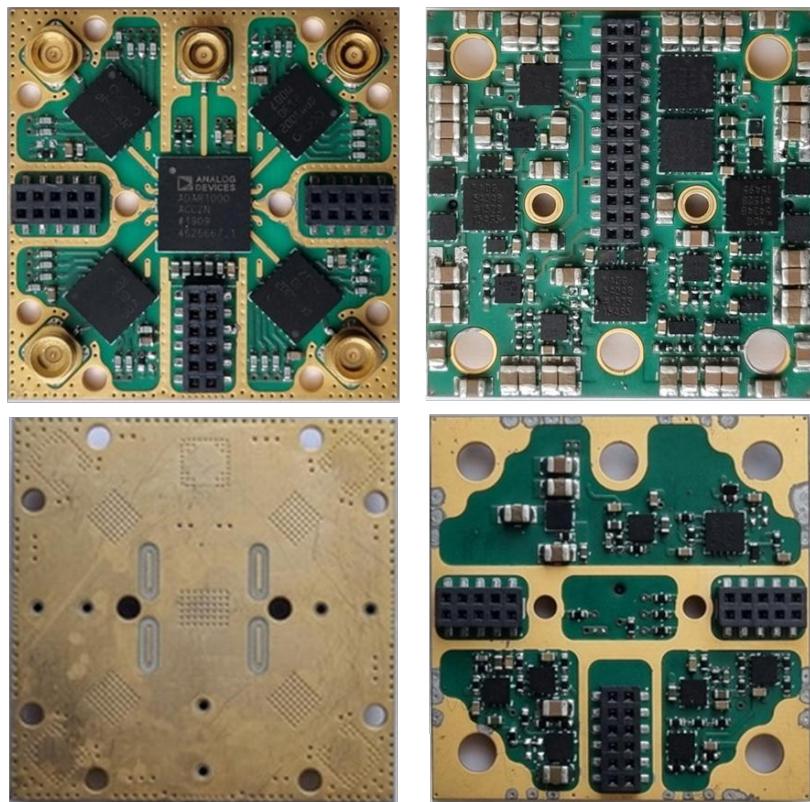


Рис. 1. СВЧ-плата ячейки ППМ в сборе (слева). Плата питания-управления ячейки ППМ в сборе (справа).

Более подробно остановимся на принципе сборки конструкции начиная с ячейки ППМ4. Сама ячейка состоит из ранее упомянутых многослойной СВЧ-платы, с расположенными на ней микросхемами, разъёмами SMPM и групповыми штыревыми розетками, а также НЧ-платы управления-питания тоже со штыревыми розетками по обеим сторонам. СВЧ-плата прижимается специальной крышкой, которая одновременно выполняет роль боковых стенок и верхнего СВЧ-экрана над отсеками ячейки ППМ4. На внешней стенке этой крышки крепится плата питания, которая соединяется с СВЧ-платой ППМ с помощью трёх двухрядных штыревых розеток. В СВЧ-плату ячейки ППМ4 вставляются жесткие коаксиальные СВЧ-переходы с разъёмами типа SMPM (розетка-розетка): четыре перехода для соединения с антенными излучателями, и один

для схемы деления-суммирования квадранта АФАР (круглая АФАР визуально делится на четыре симметричных относительно центра сектора, далее «квадранты»). Конструктивная сборка ППМ4, состоящая из теплоотводящего поддона, СВЧ-платы, крышки-экрана, платы управления-питания и пяти жестких коаксиальных СВЧ-переходов («СВЧ-буллитов») собирается, настраивается и проверяется отдельно на специальной оснастке (рисунок 2 справа). После проверки ячейки ППМ4 устанавливаются на конструктивную сборку «средней части» АФАР.

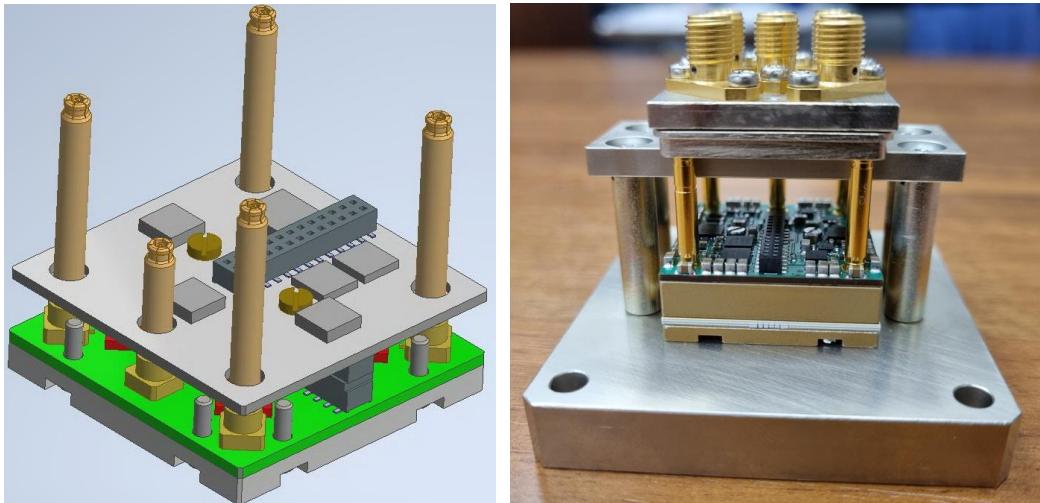


Рис. 2. Модель соединений плат ячейки ППМ4 (слева). Сборка ячейки ППМ4 на специальной оснастке (справа).

Конструктивная сборка средней части АФАР (на рисунке 3) собирается на цельнофрезерованной детали сложной формы (радиатор с диаметром равным диаметру антенного полотна), которая обеспечивает основную жёсткость конструкции АФАР (далее «общее дно АФАР»). В основу устанавливаются 4 отдельно проверяемые конструктивные сборки размером с квадрант АФАР. Каждая из четырёх «квадрантных» сборок состоит из ячейки делителя-сумматора СВЧ-сигнала на 24 (далее ДС24) на основе платы из СВЧ-материала и многослойной платы управления для 24 ячеек ППМ4 (далее УПР24).

ДС24, как следует из названия, делит сигнал поступающий на вход АФАР от формирователя радиолокационного сигнала на 24, это достигается за счёт пассивного делителя на 3 и последующих трёх пассивных делений на 2. Делители расположены на верхней стороне ячейки ДС24, на противоположной стороне располагаются разъёмы SMPM, конструктивно стоящие ровно напротив ответных разъёмов 24 ячеек ППМ4. Соединение обеспечивается с помощью идущих сквозь конструкцию АФАР. Вход с платы ДС24 также через «СВЧ-буллит» соединяется с СВЧ-переходом SMPM на SMA, закрепленным на задней стенке АФАР (общее дно АФАР) непосредственно в зоне рёбер радиатора воздушного охлаждения. Далее СВЧ-вход квадранта АФАР должен соединяться фазостабильным коаксиальным кабелем с блоком суммарно-разностной обработки, закрепляемым в задней части конструкции.

Плата ячейки ДС24 установлена на промежуточном основании и прижимается специальной крышкой, которая одновременно выполняет роль боковых стенок и верхнего СВЧ-экрана над печатной платой. Ячейка ДС24 и плата управления квадрантом УПР24 настраиваются и проверяются по отдельности. После этого плата УПР24 крепится на промежуточное основание ДС24 («снизу» со стороны SMPM-разъёмов) и получившаяся конструктивная сборка квадранта крепится на фрезерованное

основание «общего дна АФАР». Последовательно устанавливаются четыре таких конструктивных сборки.

СВЧ-сигнал с ДС24 проходит через жесткие коаксиальные переходы («СВЧ-буллиты») идущие сквозь плату УПР24 и поступает в ячейку ППМ4. Там он проходит через схему векторного формирователя и микросхемы оконечных каскадов, затем поступает на разъёмы на СВЧ-плате ППМ4. Оттуда также через СВЧ-буллиты он поднимается сквозь плату УПР24, ячейку делителя ДС24 и сквозь отверстия в промежуточном основании выходит к четырёхканальной антенной сборке.

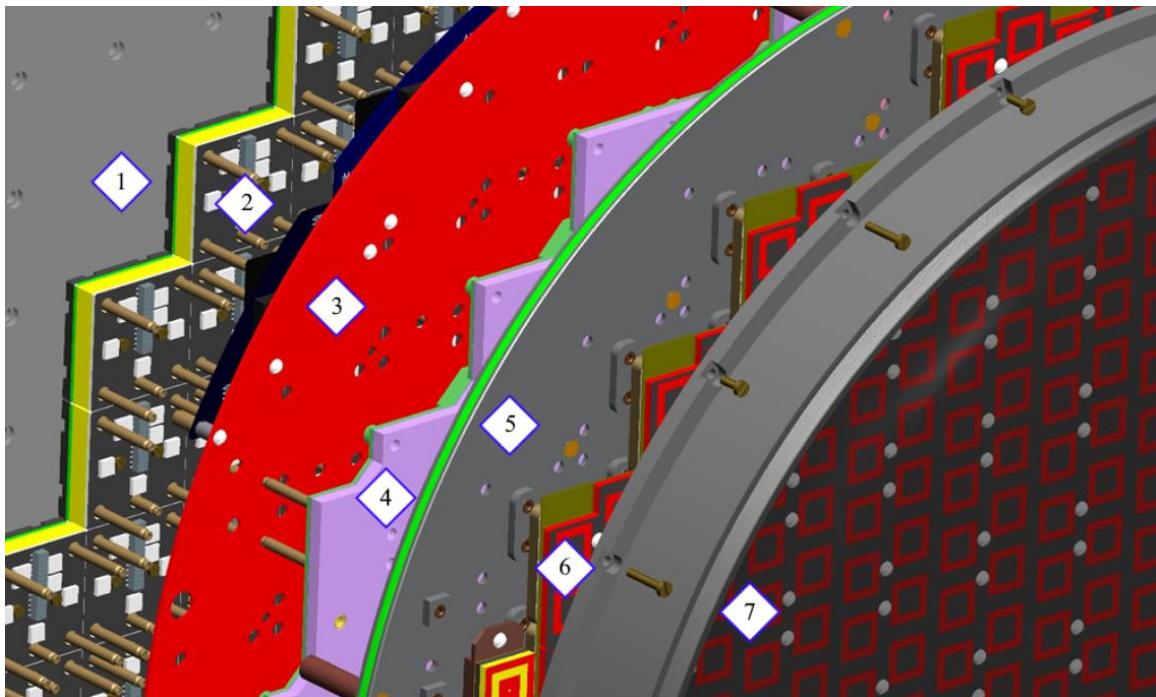


Рис. 3. Схема расположения компонентов АФАР: 1 – общее дно АФАР, 2 – ячейки ППМ4, 3 – платы УПР24, 4 – ячейки делителя-сумматора ДС24, 5 – промежуточное основание АФАР, 6 – четырёхканальные антенные сборки, 7 – радиопрозрачный обтекатель.

3. ОБЩАЯ КОНСТРУКЦИЯ ПЕРСПЕКТИВНОЙ БРЛС С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СПРОЕКТИРОВАННОЙ АФАР

Конструкция БРЛС (на рисунке 4) представляет собой единую конструктивную сборку из АФАР в передней части конструкции с радиопрозрачным обтекателем и остальных СВЧ-блоков с вентилятором в задней части конструкции. Обе конструктивные сборки собираются и настраиваются по отдельности, а затем соединяются в единую пыле-влагозащищённую конструкцию. Радиопрозрачный обтекатель (РПО) АФАР необходим для пылевлагозащиты от внешней среды внутренних элементов АФАР. Если на объекте применения уже обеспечена защита отсека от пыли и влаги с помощью отдельного РПО, например носового обтекателя самолёта, то возможно использование АФАР без дополнительного колпака. Крепление конструкции к объекту применения по задумке должно осуществляться за фланец винтами по периметру.

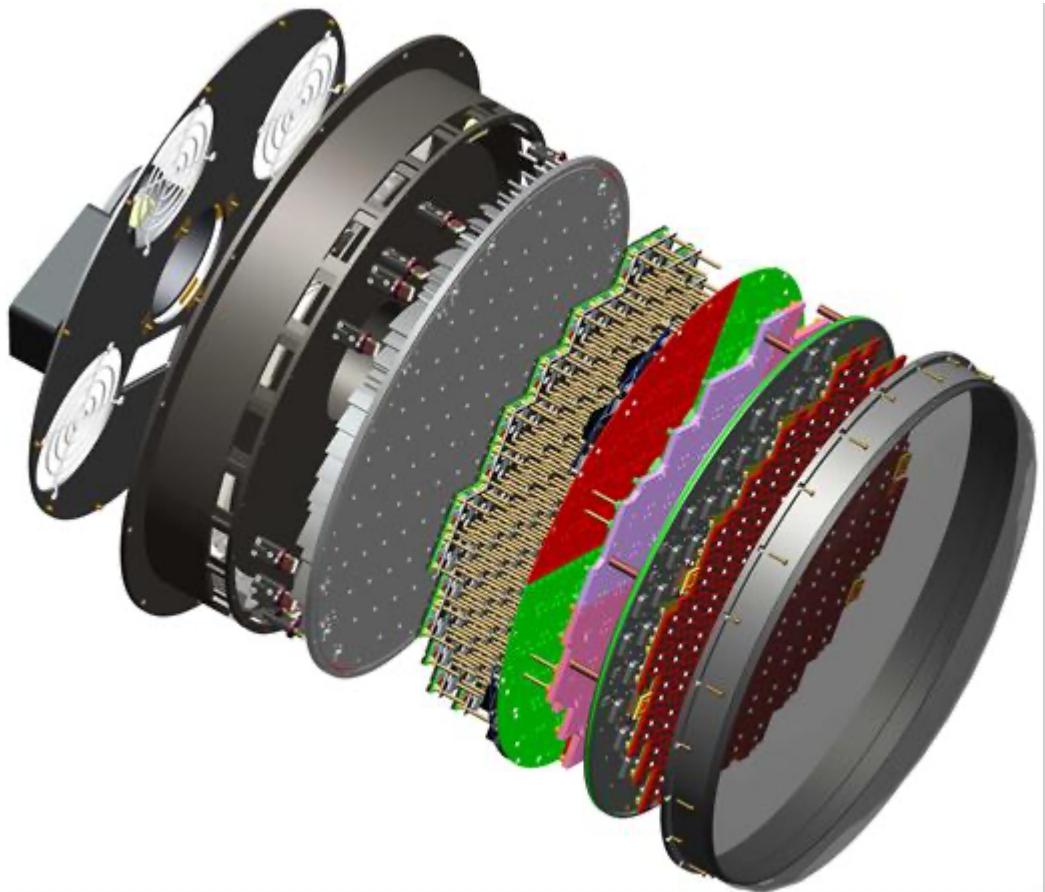


Рис. 4. Взрыв-схема перспективной БРЛС.

Соединяются обе части конструкции по задней стенке АФАР, на которой интегрированы расходящиеся от центра рёбра радиатора, обдуваемые высоконапорным вентилятором. Основное тепловыделение происходит ячейках ППМ4 АФАР, поэтому своими основаниями ячейки ППМ4 крепятся непосредственно на заднюю стенку АФАР. Каждая ячейка ППМ4 соединена в своём квадранте с платой УПР24 для подачи питания, сигналов управления, стробирования и снятия телеметрии. НЧ-соединения между ними осуществляются с помощью двухрядных штыревых разъёмов через промежуточные соединители «вилка-вилка» выполняющих аналогичную СВЧ-буллитам функцию компенсации механических зазоров между различными этажами печатных плат конструкции АФАР. В сборке обеспечивается механическая привязка двух разновысотных СВЧ-соединений с помощью «буллитов» с точностью до 0,05 мм по высоте, таким образом, чтобы толщины печатных плат разных этажей не влияли точность «зазора по высоте». Для этого используются фрезерованные детали, а именно одно «основное дно АФАР» и четыре штуки «дна квадранта», которые механически жёстко друг с другом связаны. Первая деталь («основное дно») выдерживает размер для «буллитов» между ППМ-ми излучателями, второе дно («дно квадранта») между ППМ-ми и схемой СВЧ-делителя/сумматора.

Расположение тепловыделяющих ячеек ППМ4 непосредственно на основании-радиаторе позволило реализовать воздушный способ охлаждения с рассеиваемой мощностью до 1,5кВт. Спроектированная система воздушного охлаждения в максимальном режиме обеспечивает скважность передающего тракта равную 5, при максимальной импульсной выходной мощности каждого канала АФАР (384 канала) более 4Вт. При работе в непрерывном режиме выходная мощность принудительно

снижается до значения менее 0,5 Вт на канал для обеспечения приемлемого теплового режима конструкции АФАР.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основные преимущества нового метода построения конструкции многоканальной АФАР:

- А) Тепловыделяющие ППМ располагаются на задней плоскости конструкции, обеспечивая максимально удобную теплопередачу на заднюю стенку АФАР, что обеспечивает пригодность конструкции при любом типе охлаждения (ЖО или ВО), что позволяет использовать GaN-микросхемы усилителей в оптимальных тепловых режимах;
- Б) Плоская многослойная конструкция АФАР имеет небольшую толщину (до 40мм без учета вентилятора системы воздушного охлаждения), общая масса экспериментального образца составила менее 7кг;
- В) Все входящие в рассматриваемую конструкцию СВЧ- и НЧ- платы могут быть изготовлены групповым SMD-монтажом без ручных операций;
- Г) Все выходные разъёмы антенного полотна доступны при калибровке АФАР (для ускорения процесса настройки была изготовлена технологическая оснастка - групповой пристыковываемый переход SMPM – SMA);
- Д) Интегрированная компоновка всего радиолокатора в одном конструкции с единой системой охлаждения.

Применение нового метода построения антенной решетки потребовало сквозного проектирования всех функциональных узлов АФАР, во многих случаях применялись новые схемотехнические решения, таких как схема двухступенчатого управляемого питания и смещения для GaN-микросхем оконечных усилительных каскадов, а также разделение функций управления между платой питания и управления внутри ячейки ППМ и платой управления квадрантом.

Дальнейшее развитие такого способа построения может иметь большую перспективу с связи с появлением доступной компонентной базы, позволяющей строить одноплатные плоские ППМ.

Возможность установки ячеек ППМ на заднюю плоскость АФАР, в будущем, может позволить создать конструкцию, в которой возможна замена ячейки ППМ без разборки всей АФАР. Для этого необходимо выделение системы охлаждения (скорее всего жидкостного) в отдельную деталь общей конструкции, раскладывающейся как книга с обеспечением доступа как к АФАР, так и другим блокам радиолокатора.

ЛИТЕРАТУРА

1. Farina A., Holbourn P.E., Kinghorn T., Timmoneri L. AESA radar — Pan-domain multi-function capabilities for future systems. // 2013 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology, 2013. – Pp. 4-11
2. Luison C., Landini A., Angeletti P., Toso G., Valle P., Capece P., Pelosi G. Aperiodic arrays for spaceborne SAR applications. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2012, Vol. 60, No. 5. – Pp. 2285-2294.
3. Han D., Huang J., Zhou J., Wang M., Xu S., Li H., Li S. Multi-Field-Coupled Model and Solution of Active Electronically Scanned Array Antenna Based on Model Reconstruction. // International Journal of Antennas and Propagation, 2018, Vol. 2018, No. 11. – Pp. 1-12
4. Gu X., Valdes A., Natarajan A., Sadhu B., Liu D., Reynolds S.K. W-Band Scalable Phased Arrays for Imaging and Communications. // Communications Magazine IEEE, 2015, Vol. 53. – Pp. 196-204

5. Temir K., Bal A.R. Constraints of Designing PCB Technology Based Tile-Type TR Core Modules for Scalable X Band AESA Architectures. // 2022 IEEE International Symposium on Phased Array Systems & Technology, 2022. – Pp. 1-3

REFERENCES

1. Farina, A., Holbourn, P.E., Kinghorn, T., Timmoneri, L. AESA radar — Pan-domain multi-function capabilities for future systems. // 2013 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology, 2013. – Pp. 4-11
2. Luison, C., Landini, A., Angeletti, P., Toso, G., Valle, P., Capece, P., Pelosi, G. Aperiodic arrays for spaceborne SAR applications. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2012, Vol. 60, No. 5. – Pp. 2285-2294.
3. Han, D., Huang, J., Zhou, J., Wang, M., Xu, S., Li, H., Li, S. Multi-Field-Coupled Model and Solution of Active Electronically Scanned Array Antenna Based on Model Reconstruction. // International Journal of Antennas and Propagation, 2018, Vol. 2018, No. 11. – Pp. 1-12
4. Gu, X., Valdes, A., Natarajan, A., Sadhu, B., Liu, D., Reynolds, S.K. W-Band Scalable Phased Arrays for Imaging and Communications. // Communications Magazine IEEE, 2015, Vol. 53. – Pp. 196-204
5. Temir, K., Bal, A.R. Constraints of Designing PCB Technology Based Tile-Type TR Core Modules for Scalable X Band AESA Architectures. // 2022 IEEE International Symposium on Phased Array Systems & Technology, 2022. – Pp. 1-3

ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В АКТИВНЫХ МНОГОПОЗИЦИОННЫХ РЛС С УЧЕТОМ УСЛОВИЙ РАДИОЛОКАЦИОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ

П. И. Оргиш

учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь» (УО ВАРБ),
Минск, Республика Беларусь

Аннотация. Рассмотрены алгоритмы пространственно-временной обработки сигналов в активных многопозиционных РЛС. Показано, что с учетом условий радиолокационного наблюдения отраженный сигнал, принятый разными позициями системы, будет некогерентным. С учетом полученных выводов показано, что для многопозиционных РЛС оптимальным является алгоритм некогерентного объединения сигналов, принятых в разных позициях.

Ключевые слова: многопозиционные РЛС; пространственно-временная обработка радиолокационных сигналов.

SPACE-TIME SIGNAL PROCESSING IN ACTIVE MULTI-POSITION RADARS TAKEN INTO ACCOUNT OF RADAR SURVEILLANCE CONDITIONS

P. I. Orgish

The Educational Establishment «Military Academy of the Republic of Belarus» (MA RB),
Minsk, Republic of Belarus

Abstract. Algorithms for space-time signal processing in active multi-position radars are considered. It is shown that, taking into account the conditions of radar surveillance, the reflected signal received by different positions of the system will not be coherent. Taking into account the findings obtained, it is shown that for multi-position radars the optimal algorithm is the incoherent combination of signals received in different positions.

Keywords: multi-position radar; space-time signal processing.

1. ВВЕДЕНИЕ

В последние десятилетия активно развивается такое направление в радиолокации как многопозиционные радиолокационные системы (МП РЛС). Такие системы включают несколько разнесенных в пространстве передающих, приемных или приемопередающих позиций, в которых получаемая ими информация о целях обрабатывается совместно [1, 2] (рисунок 1).

Актуальность МП РЛС обусловлена их преимуществами в сравнении с классическими однопозиционными РЛС [1, 2]: повышение общей энергетики системы, возможность создания зоны действия требуемой конфигурации, высокоточное измерение пространственных координат, возможность измерения вектора скорости и ускорения цели доплеровским методом, возможность измерения трех координат и вектора скорости источника излучения, повышение разрешающей способности, увеличение пропускной способности, повышение защищенности от активных помех, повышение защищенности от пассивных помех и повышение живучести.

В МП РЛС совместная обработка отраженных сигналов (ОС), принятых разными приемными позициями, возможна по четырем различным алгоритмам [1, 2]: когерентное объединение радиосигналов, некогерентное объединение видеосигналов,

децентрализованное обнаружение (объединение результатов разовых измерений) и объединение траекторий.

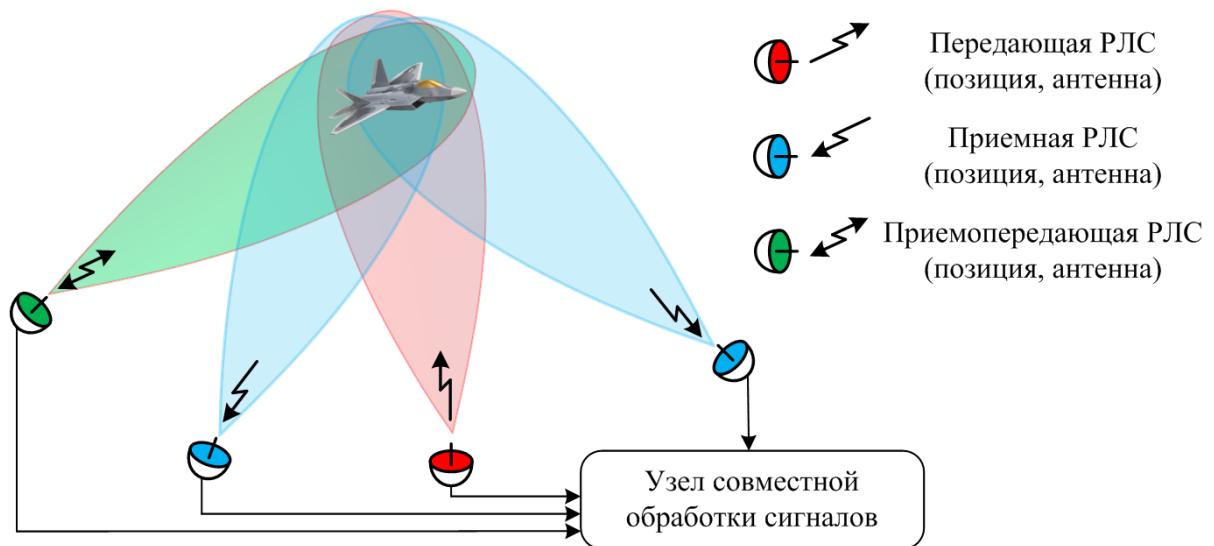


Рис. 1. К пояснению определения МП РЛС.

Следует отметить, что при реализации в МП РЛС алгоритмов децентрализованного обнаружения или объединения траекторий обеспечивается только часть указанных преимуществ в сравнении с однопозиционными РЛС [1, 2]. Поэтому в данной работе эти алгоритмы рассматриваться не будут.

Очевидно, что все преимущества МП РЛС в сравнении с классическими однопозиционными РЛС обеспечиваются только при совместной когерентной обработке радиосигналов, принятых разными позициями [1, 2]. Однако при некогерентном объединении видеосигналов также обеспечиваются все преимущества за исключением повышения общей энергетики системы (если говорить о повышении общей энергетики системы в контексте увеличения отношения сигнал-шум).

Вместе с этим применение когерентного объединения сигналов требует существенного усложнения аппаратуры в каждой позиции. Кроме того в [1, 2] при синтезе алгоритмов когерентного объединения сигналов учитываются не все факторы и условия радиолокационного наблюдения.

Таким образом, актуальным является исследование вопроса пространственно-временной обработки сигналов в активных МП РЛС с кооперативным приемом с учетом условий радиолокационного наблюдения.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Следует отметить, что выбор алгоритма объединения сигналов существенно зависит от модели отраженного сигнала с точки зрения пространственной когерентности, которая определяется формой диаграммы обратного вторичного излучения (ДОВИ), эффективной базой МП РЛС и расстоянием до цели [1] (рисунок 2).

Другими словами сигнал можно считать когерентным по пространству, если все позиции МП РЛС попадают в один лепесток ДОВИ. В противном случае сигнал является некогерентным.

Очевидно, что когерентное объединение сигналов в МП РЛС возможно только для сигнала когерентного по пространству.

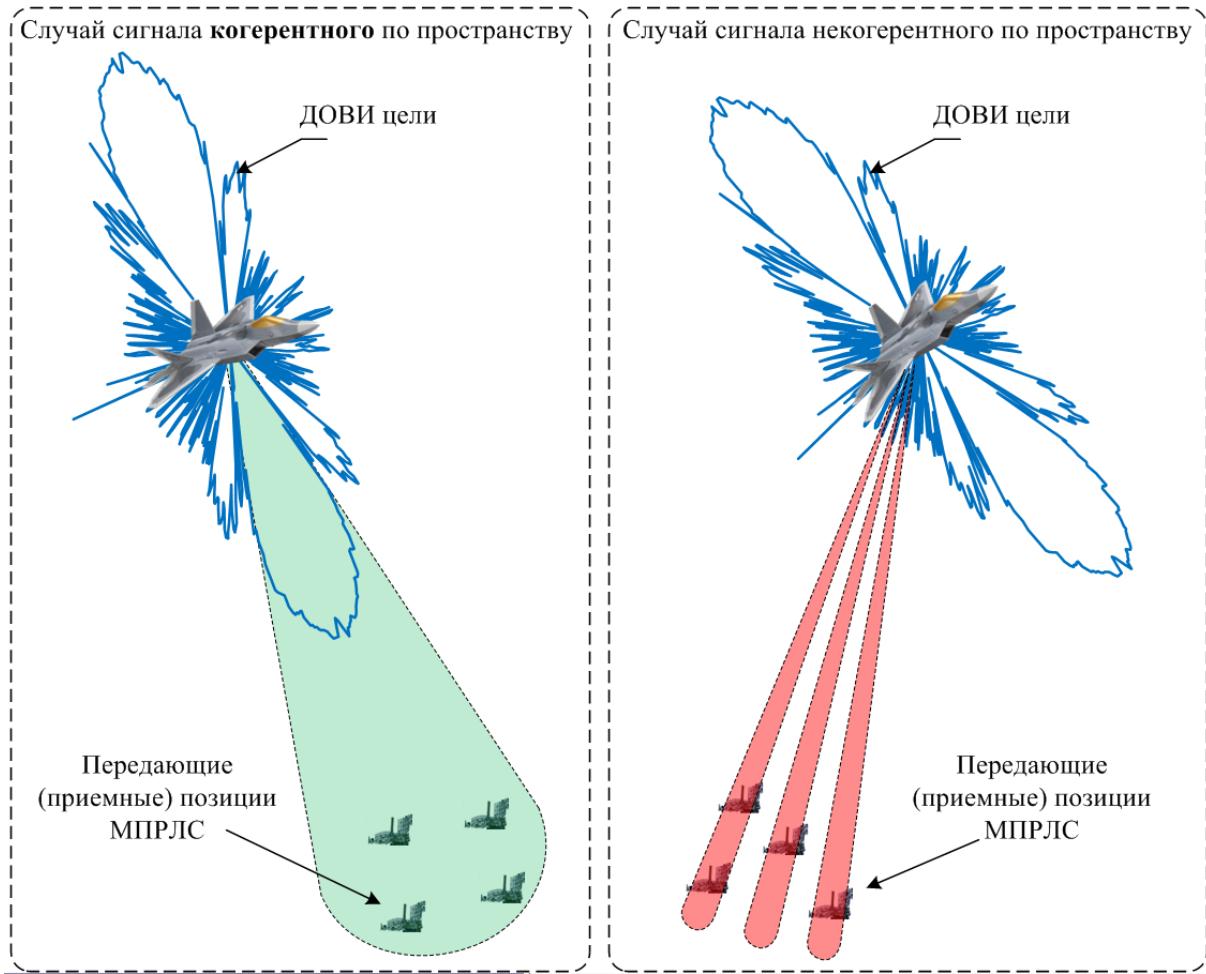


Рис. 2. К пояснению пространственной когерентности отраженного сигнала.

Математически алгоритм пространственно-временной обработки сигналов при их когерентном объединении в МП РЛС с K передающими и L приемными позициями можно записать следующим образом [1, 2, 3]:

$$Z = \left| \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K e^{j\psi_{k,l}} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{f}_{k,l}(t) \dot{U}_k^*[t - t_{r_{k,l}}] e^{-j2\pi f_{\text{нч}} t} dt \right|^2. \quad (1)$$

где $\psi_{k,l}$ – фазовый множитель для компенсации разностей фаз сигналов излученных k -ой передающей и принятых l -ой приемной позициями;

$\dot{f}_{k,l}$ – сигнал, излученный k -ой передающей и принятый l -ой приемной позициями (с учетом внутренних шумов);

$\dot{U}_k[t]$ – комплексный закон модуляции зондирующего сигнала, излученного k -ой передающей позицией (сигналы с разных передающих позиций должны быть квазиортогональными [3]);

$t_{r_{k,l}}$ – время запаздывания ОС, излученного k -ой передающей и принятого в l -ой приемной позициях;

$f_{\text{нч}}$ – промежуточная частота несущего сигнала.

На рисунке 3 представлена обобщенная структурная схема устройства пространственно-временной обработки сигналов, реализующего алгоритм (1).

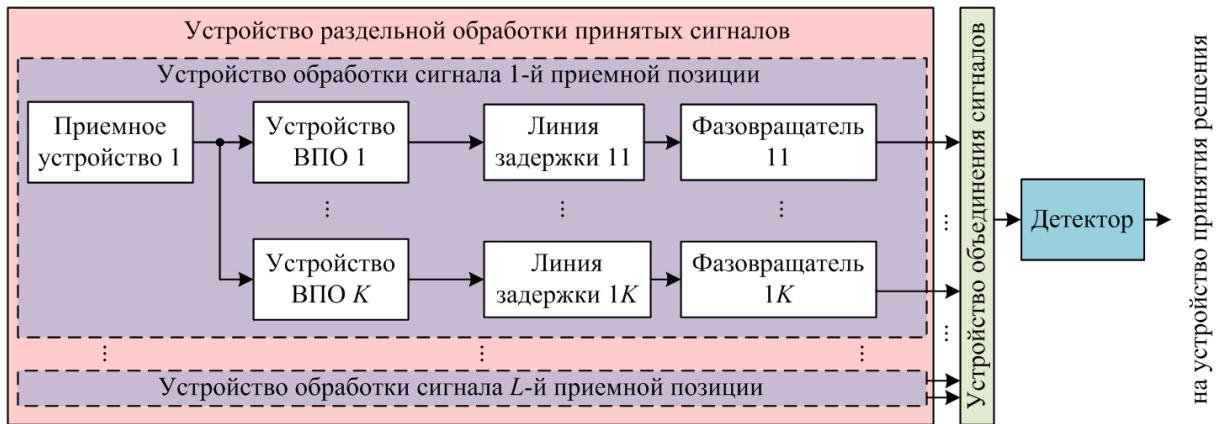


Рис. 3. Структурная схема устройства пространственно-временной обработки сигналов в МП РЛС при когерентном объединении.

При когерентном объединении радиосигналов в каждой из L приемных позиций МП РЛС осуществляется прием и усиление принятого сигнала (рисунок 3). С выхода приемного устройства сигнал поступает на устройства внутрипериодной обработки (ВПО), число которых соответствует числу передающих позиций K . В устройствах ВПО осуществляется разделение сигналов, принятых от разных передающих позиций, например, по частоте несущего сигнала. Далее принятые сигналы выравниваются по времени запаздывания и разности фаз на линиях задержки и фазовращателях. Результаты обработки сигналов каждой приемной позиции передаются по линиям связи на общее устройство объединения сигналов, после чего реализуется детектирование и обработка в устройстве принятия решения.

Следует отметить, что алгоритм некогерентного объединения не требует учета разности фаз сигналов, принимаемых разными позициями [1, 2]:

$$Z = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \left| \int_{-\infty}^{\infty} f_{k,l}(t) U_k^*[t - t_{r_{k,l}}] e^{-j2\pi f_{int} t} dt \right|^2. \quad (2)$$

Таким образом, в отличие от алгоритма когерентного объединения при некогерентном объединении отсутствует необходимость в фазовращателях (рисунок 4).

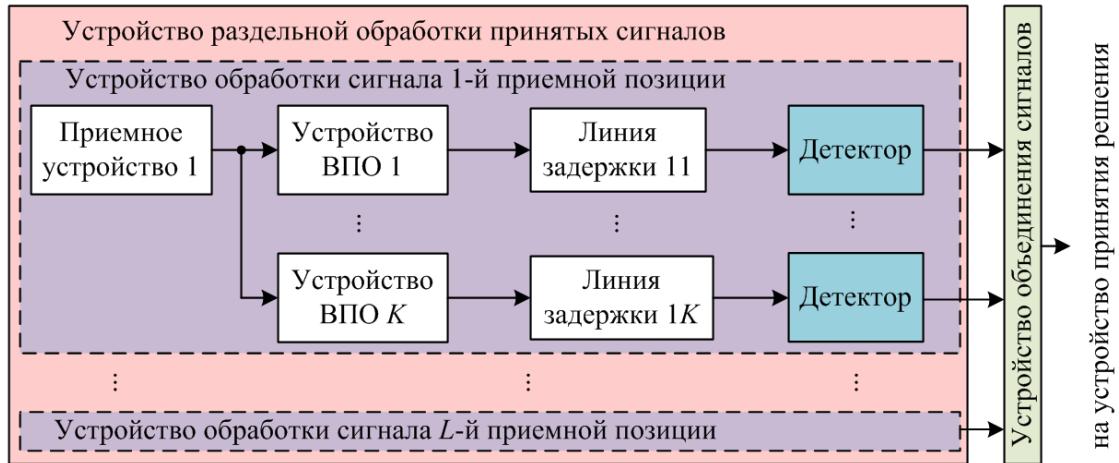


Рис. 4. Структурная схема устройства пространственно-временной обработки сигналов в МП РЛС при некогерентном объединении.

Кроме того, детектирование результатов обработки осуществляется в каждой позиции и на устройство объединения передаются видеосигналы, что существенно снижает требования к линиям связи.

Как указывалось ранее, практическая реализация алгоритма (1) существенно зависит от модели отраженного сигнала с точки зрения пространственной

когерентности. Однако кроме этого есть ряд других факторов, влияющих на возможности когерентного объединения сигналов:

- пространственная когерентность аппаратуры [1, 4];
- условия распространения радиоволн [4, 5];
- радиолокационный обзор [6];
- отличия радиальных скоростей [7];
- аналого-цифровое преобразование сигналов [4].

Следует отметить, что основным из указанных факторов следует считать радиолокационный обзор.

Рассмотрим влияние данного фактора на когерентность отраженного сигнала. При ведении радиолокационного обзора зона действия МП РЛС разбивается на разрешаемые объемы, размеры которых превышают размеры обнаруживаемых целей. Для расчета величины фазовых множителей $\Psi_{k,l}$ в (1), необходимых для компенсации межпозиционных набегов фазы, обусловленных разностью хода отраженных сигналов, учитываются расстояние от передатчика T_k до центра разрешаемого объема (r_{TV}) и расстояние от центра разрешаемого объема до приемной позиции R_l (r'_{VR}) (рисунок 5).

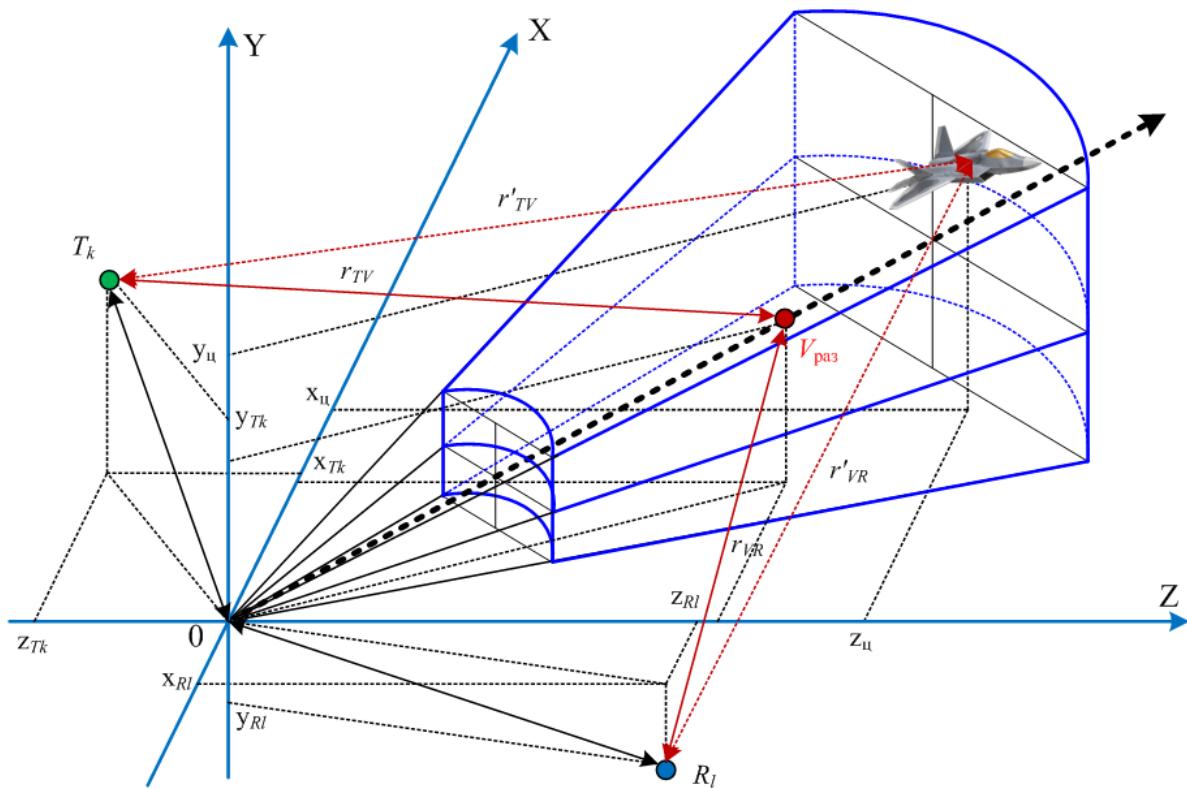


Рис. 5. Разрешаемый объем в МП РЛС и реальное положение цели в нем.

При этом реальное время запаздывания отраженного сигнала, а значит и набег фазы отраженного сигнала будет определяться расстояниями r'_{TV} и r'_{VR} (рисунок 5).

В [8] показано, что случайное положение цели в разрешаемом объеме будет приводить к появлению случайной начальной фазы ОС, излученных разными передающими и принятыми в разных приемных позициях. Значения начальных фаз будут распределены по равномерному закону на интервале $\pm \pi$. Соответственно, для некогерентного по пространству отраженного сигнала это не приведет к изменениям его статистических характеристик. Однако для когерентного по пространству сигнала появление независимых начальных фаз приведет к потере корреляции между сигналами от разных позиций, что можно считать эквивалентом отсутствия когерентности.

Кроме того следует не забывать, что к указанной случайной составляющей начальной фазы добавится разброс значений фаз вносимый аппаратными искажениями, флуктуациями фазовых центров антенн, условиями распространения радиоволн и другими факторами.

Посредством математического моделирования можно показать, что с учетом условий радиолокационного наблюдения возможна реализация только алгоритма (2) – некогерентное объединение видеосигналов.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, с учетом условий радиолокационного наблюдения модель отраженного сигнала в активной МП РЛС будет некогерентной по пространству не зависимо от выполнения условий соотношения базы системы, размера лепестка ДОВИ и дальности до цели.

Тогда алгоритм некогерентного объединения видеосигналов в активных многопозиционных РЛС можно считать оптимальным по следующим причинам:

во-первых, отраженный сигнал при любых условиях радиолокационного наблюдения будет некогерентным по пространству;

во-вторых, МП РЛС с некогерентным объединением видеосигналов обеспечивает практически все те преимущества, что и МП РЛС с когерентным объединением радиосигналов;

в-третьих, реализация некогерентного объединения сигналов существенно упрощает техническую реализацию МП РЛС.

ЛИТЕРАТУРА

1. Черняк, В. С. Многопозиционная радиолокация / В. С. Черняк. – М. : Радио и связь, 1993. – 416 с.
2. Теоретические основы радиолокации / В. Б. Алмазов [и др.]. – Харьков : ХВУ, 1996. – 465 с.
3. Оргиш, П. И. Синтез устройства пространственно-временной обработки фазоманипулированных взаимно-ортогональных сигналов в радиолокационной системе повышенной живучести / П. И. Оргиш, С. А. Горшков // Вестн. Воен. акад. Респ. Беларусь. – 2019. – № 1 (62). – С. 41–51.
4. Оргиш, П.И. Анализ некоторых проблемных вопросов когерентного объединения сигналов в многопозиционных РЛС / П.И. Оргиш // Материалы Респ. науч.-практ. сем. кафедры автоматики, радиолокации и ППУ учрежд. образов. «Воен. акад. Респ. Беларусь» «Актуальные вопросы развития систем автоматики, радиолокации и приемо-передающих устройств», Минск, 28 ноября 2023 г / Воен. акад. Респ. Беларусь; отв. за выпуск Гуцев Р.А. – Минск, 2024. – С. 48 – 51.
5. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория: справ. / под ред. Я. Д. Ширмана. – М. : Маквис, 1998. – 828 с.
6. Оргиш, П.И. Оценка влияния положения цели в разрешаемом объеме на результат совместной обработки сигналов в многопозиционных РЛС / П.И. Оргиш // Актуальные вопросы развития систем автоматики, радиолокации и приемо-передающих устройств: Материалы Респ. науч.-практ. сем. кафедры автоматики, радиолокации и приемо-передающих устр. учрежд. образов. «Воен. акад. Респ. Беларусь», Минск, 30 ноября 2022 г. / Воен. акад. Респ. Беларусь ; отв. за выпуск Р.А. Гуцев. – Минск, 2023. – С. 32 – 34.
7. Оргиш, П.И. Методика расчета числа рассовмещенных по частоте Доплера каналов обработки отраженных сигналов при их когерентном объединении в многопозиционной РЛС / П.И. Оргиш // Вестник ВАРБ. – 2023. – №4(81). С. 46 – 57.

8. Оргиш, П.И. Оценка статистических характеристик отраженного сигнала в многопозиционных РЛС с учетом обзора пространства / П.И. Оргиш // Материалы Респ. науч.-практ. сем. кафедры автоматики, радиолокации и приемо-передающих устр. учрежд. образов. «Воен. акад. Респ. Беларусь» «Актуальные вопросы развития систем автоматики, радиолокации и приемо-передающих устройств», Минск, 21 ноября 2024 г / Воен. акад. Респ. Беларусь; отв. за выпуск Чигирь И.В. – Минск, 2025. – С. 33 – 35.

REFERENCES

1. Chernyak, V. S. Multi-position radar / V. S. Chernyak. – M.: Radio and Communications, 1993. – 416 p.
2. Theoretical foundations of radar / V. B. Almazov [etc.]. – Kharkov: KhVU, 1996. – 465 p.
3. Orgish, P. I. Synthesis of a device for space-time processing of phase-keyed mutually orthogonal signals in a radar system with increased survivability / P. I. Orgish, S. A. Gorshkov // Vestn. Military acad. Rep. Belarus. – 2019. – No. 1 (62). – pp. 41–51.
4. Orgish, P.I. Analysis of some problematic issues of coherent signal combination in multi-position radars / P.I. Orgish // Materials of the Rep. scientific-practical seminar of the department of automation, radiolocation and TRD of the educ. institution "Military. acad. of the Rep. Belarus" "Current issues in the development of automation systems, radar and transceiver devices", Minsk, November 28, 2023 / Military. acad. Rep. Belarus; resp. for the release Gutsev R.A. – Minsk, 2024. – P. 48 – 51.
5. Radio-electronic systems: fundamentals of construction and theory: reference book. / ed. Ya. D. Shirman. – M.: Makvis, 1998. – 828 p.
6. Orgish, P.I. Assessing the influence of the target position in the resolved volume on the result of joint signal processing in multi-position radars / P.I. Orgish // Current issues in the development of automation systems, radar and transceiver devices: Materials of the Rep. scientific-practical seminar of the department of automation, radiolocation and TRD of the educ. institution "Military. acad. of the Rep. Belarus", Minsk, November 30, 2022 / Military. acad. Rep. Belarus; resp. for the release of R.A. Gutsev. – Minsk, 2023. – P. 32 – 34.
7. Orgish, P.I. Methodology for calculating the number of channels for processing reflected signals that are not aligned in Doppler frequency when they are coherently combined in a multi-position radar / P.I. Orgish // Vestnik VARB. – 2023. – No. 4(81). pp. 46 – 57.
8. Orgish, P.I. Estimation of the statistical characteristics of the reflected signal in multi-position radars taking into account the spatial overview / P.I. Orgish // Materials of the Rep. scientific-practical seminar of the department of automation, radiolocation and TRD of the educ. institution "Military. acad. of the Rep. Belarus" "Current issues in the development of automation systems, radar and transceiver devices", Minsk, November 21, 2024 / Military. acad. Rep. Belarus; resp. for the release of Chigir I.V. – Minsk, 2025. – P. 33 – 35.

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ТРАКТА ПЕРВИЧНОЙ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ОЦЕНКИ ХАРАКТЕРИСТИК ОБНАРУЖЕНИЯ НЕГАУССОВСКИХ СИГНАЛОВ

С. М. Костромицкий¹, Д. С. Нефёдов²

¹Республиканское НПУП «Центр радиотехники НАН Беларусь», Минск, Беларусь

²Военная академия Республики Беларусь, Минск, Беларусь

Аннотация. В докладе представлены результаты разработки модели, имитирующей этап первичной обработки сигналов импульсно-доплеровской радиолокационной станцией (РЛС). Модель позволяет генерировать входные воздействия РЛС для различных статистических моделей флуктуаций эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) целей при условии произвольного времени корреляции флуктуаций комплексных амплитуд отраженных сигналов (ОС). В имитационной модели реализована обработка сигналов по фильтровой схеме когерентного череспериодного суммирования с рециркулятором и формирование оценок статистических свойств принятой реализации на выходе всех устройств. Для обеспечения возможности сравнительной оценки характеристик обнаружения (ХО) в идентичных условиях предусмотрена нормировка средней мощности ОС к среднему значению ЭПР моделируемой цели и обеспечение заданного времени корреляции флуктуаций комплексных амплитуд ОС. С использованием разработанной модели проведена оценка ХО РЛС для различных входных воздействий, которые могут иметь место в практике обнаружения беспилотных летательных аппаратов.

Ключевые слова: имитационная модель, математическое моделирование, первичная обработка, радиолокационная станция, отраженный сигнал, характеристики обнаружения.

PRIMARY RADAR SIGNAL PROCESSING SIMULATION MODEL FOR EVALUATING THE DETECTION CHARACTERISTICS OF NON-GAUSSIAN SIGNALS

S. M. Kostromitsky¹, D. S. Nefedov²

¹Radio Engineering Center of the National Academy of Sciences of Belarus, Minsk, Belarus

²Military Academy of the Republic of Belarus, Minsk, Belarus

Abstract. The report presents the results of the development of a simulating model which reproduces the stage of primary signal processing by a pulse-Doppler radar. The model allows generating radar input effects for various target cross-section (RCS) fluctuation models, subject to an arbitrary correlation time of fluctuations in the complex amplitudes of reflected signals (RS). The simulation model implements signal processing using a coherent inter-period integration of the matched filtering results by recirculator and the formation of the statistical properties estimates of the RS realization at the output of all devices. The possibility to compare detection performance under identical conditions is provided by normalizing the average power of the RS to the average value of the simulated target RCS and a preset correlation time for fluctuations in the complex amplitudes of the RS. Using the developed model, an assessment of the radar quality was carried out for various conditions that may occur in the practice of detecting unmanned aerial vehicles.

Keywords: simulation model, mathematical modeling, primary processing, radar, reflected signal, detection performance.

1. ВВЕДЕНИЕ

Одним из основных показателей эффективности радиолокационных станций (РЛС) являются характеристики обнаружения (ХО), представляющие собой кривые зависимости условной вероятности правильного обнаружения от отношения сигнал / шум (ОСШ) [1]. В наиболее практических случаях отсутствия априорной информации о вероятности наличия цели в элементе разрешения РЛС ХО получают для критерия Неймана-Пирсона, предполагающего фиксированную условную вероятность ложной тревоги [2].

Характеристики обнаружения позволяют установить связь между дальностью обнаружения, вероятностью обнаружения, характером флуктуаций отраженного от цели сигнала и техническими параметрами устройств РЛС, что необходимо при проведении расчетов, связанных с обоснованием энергетических характеристик и проектированием устройств РЛС, оценки эффективности ее функционирования в различных условиях сигнально-помеховой обстановки.

Важное значение ХО обусловило интерес к их получению множеством ученых, среди которых особое место занимают работы Дж. И. Маркума [3], П. Сверлинга [4], М. С. Каценбогена [1], Д. А. Шнайдмана [5], Я. Д. Ширмана [6] и многих других.

Получение ХО предполагает интегрирование плотности распределения вероятности (ПРВ) предпороговой статистики [2]:

$$F = \int_{Z_1}^{\infty} p_u(Z) dZ;$$

$$D = \int_{Z_1}^{\infty} p_{u(c+u)}(Z) dZ,$$

где $F(D)$ – условная вероятность ложной тревоги (правильного обнаружения); Z_1 – порог обнаружения; $p_{u(c+u)}(Z)$ – ПРВ принятой реализации сигнала на выходе устройства обработки (на входе порогового устройства) при условии отсутствия (наличия) полезного сигнала Z .

Сложность аналитического представления многомерной ПРВ произвольно коррелированных случайных процессов (за исключением гауссовской ПРВ) вынуждает исследователей рассматривать предельные случаи ХО для статичной нефлуктуирующей цели, быстрых (некоррелированных) и медленных (полностью коррелированных) флуктуаций комплексных амплитуд отраженного сигнала (ОС). В рассматриваемых случаях для построения ХО можно оперировать одномерной ПРВ и устанавливать однозначную аналитическую связь между распределением принятой реализации сигнала на входе и выходе устройства обработки. Для оценки потенциальных возможностей РЛС такой подход вполне оправдан, поскольку позволяет получить некоторый «коридор» эффективности обнаружения, в котором будут находиться ХО в реальности.

Вместе с тем данное упрощение затрудняет определение рациональных значений параметров устройств обработки, обеспечивающих приемлемую эффективность функционирования РЛС, при условии вариативности статистических свойств ОС и помех. Известное аналитическое решение указанной задачи для случая обнаружения ОС с гауссовскими флуктуациями комплексных амплитуд на фоне гауссовых помех представлено в [7]. Полученные результаты устанавливают связь между ХО и временем

корреляции флуктуаций комплексных амплитуд ОС, что в конечном счете позволяет осуществить рациональный выбор или адаптацию времени когерентного и некогерентного накопления к априорно неизвестным параметрам ОС и помех [7].

Получить аналогичное решение для более широкого класса статистических моделей флуктуаций эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) реальных радиолокационных целей и негауссовых распределений помех с использованием аналитических методов представляется затруднительным, что обусловило большой интерес к разработке имитационных моделей РЛС.

Особое практическое значение имитационные модели приобрели в последние десятилетия, в связи со значительным ростом возможностей вычислительных средств. Сегодня многие РЛС представляют собой совокупность сверхвысокочастотной части и электронной вычислительной машины, основные операции обработки в которых реализованы программно, что существенно расширило возможности практического использования результатов имитационного моделирования.

Целью доклада является описание структуры, алгоритмов и результатов использования имитационной модели тракта первичной обработки радиолокационных сигналов. Отличиями предложенной модели является возможность генерирования ОС для совокупности статистических моделей флуктуаций ЭПР, которые могут иметь место при обнаружении различных типов целей, например беспилотных летательных аппаратов (БПЛА), а также реализация этапов внутрипериодной и междупериодной обработки. Для обеспечения возможности сравнительной оценки ХО в идентичных условиях входные воздействия с различными распределениями вероятности имеют одинаковое заданное значение времени корреляции флуктуаций комплексных амплитуд и средней мощности, определяемой средней ЭПР цели и параметрами РЛС.

2. СТРУКТУРА И АЛГОРИТМЫ РАБОТЫ ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ

Имитационная модель реализует алгоритмы первичной обработки радиолокационных сигналов импульсно-доплеровской РЛС с параметрами, выбранными на основании анализа типовых малогабаритных специализированных РЛС обнаружения БПЛА, например «FLIR RANGER R6SS», «EchoShield» и др. [8, 9]. Структурная схема имитационной модели изображена на рисунке 1.

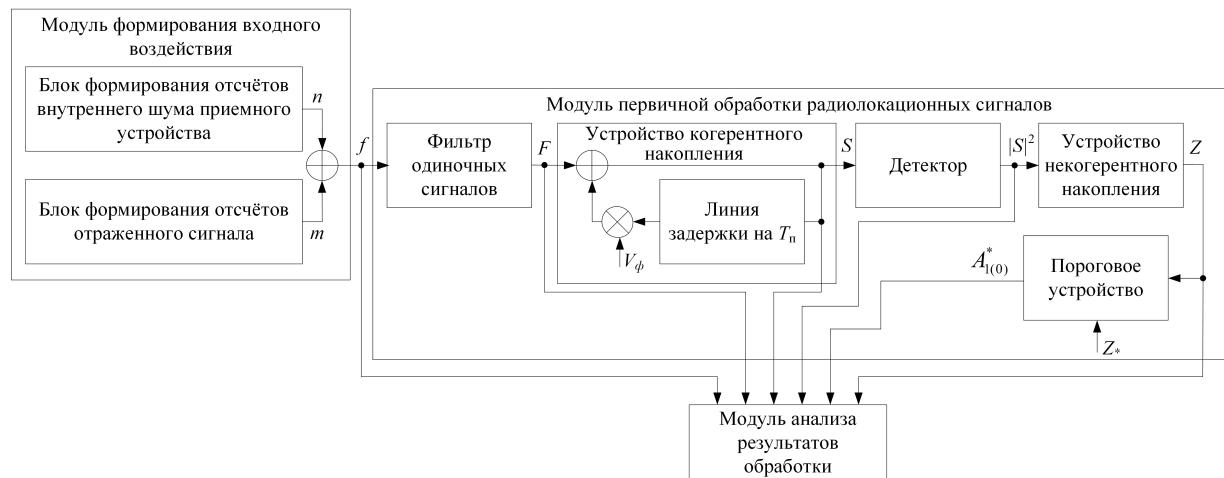


Рис. 1. Структурная схема имитационной модели

Имитационная модель включает три основных элемента:

- модуль формирования входного воздействия;
- модуль первичной обработки радиолокационных сигналов;
- модуль анализа результатов.

Модуль формирования входного воздействия генерирует отсчеты принятой реализации РЛС при условии отсутствия и наличия полезного сигнала. Формирование временной структуры ОС и шума осуществляется с использованием соответствующих блоков. В качестве шума используется реализация некоррелированного гауссовского случайного процесса. Спектральная плотность мощности шума задается в соответствии с требуемым ОСШ на входе устройства обработки.

Для определенности выбора параметров ОС рассматривается задача обнаружения БПЛА. Используемые в модели радиолокационные характеристики и статистические модели флюктуаций ОС получены экспериментально [10, 11].

Полезный сигнал формируется в виде вектора дискретных отсчетов, равных произведению комплексной огибающей ОС и комплексного закона модуляции зондирующего сигнала [7]:

$$m_i = E_{\psi_i} e^{j\phi_{\psi_i}} U_L(t_i - t_r) e^{j\# \pi(f_0 + F_{dc})t_i} \$i = \overline{SN}, \quad (1)$$

где $E_{\psi_i}(\phi_{\psi_i})$ – отсчет случайной амплитуды (фазы) ОС в момент времени t_i ; $U_L(t_i - t_r)$ – отсчет комплексного закона модуляции зондирующего сигнала для дискретного момента времени t_i ; t_r – время запаздывания ОС, обусловленное дальностью до цели; f_0 – несущая частота РЛС; F_{dc} – доплеровское смещение частоты ОС; N – количество отсчетов на интервале наблюдения.

Вектор отсчетов (1) описывает реализацию случайного процесса в дискретные моменты времени. Полагается, что случайный процесс является стационарным, эргодическим и соответствует двум требованиям:

- средняя мощность σ_s^2 , усредненная по множеству реализаций, равна $k_{rls} \# \bar{\sigma}_s^2$, где k_{rls} – энергетический коэффициент, зависящий от параметров РЛС; $\bar{\sigma}_s^2$ – средняя ЭПР БПЛА;

- время корреляции флюктуаций случайного процесса, полученное усреднением по множеству реализаций, соответствует требуемому времени корреляции флюктуаций комплексной огибающей ОС τ_c .

Выполнение перечисленных требований обеспечивается формированием отсчетов комплексной огибающей ОС по методике описанной в [12].

В модуле первичной обработки радиолокационных сигналов реализована обработка принятой реализации ОС по фильтровой схеме когерентного череспериодного суммирования флюктуирующих сигналов с рециркулятором [7, с. 222]. Детектирование результата когерентного накопления осуществляется квадратичным детектором. Выражение, описывающее алгоритм работы модуля первичной обработки радиолокационных сигналов до порогового устройства, имеет вид [7, с. 210]:

$$Z = \sum_{j=1}^{L_{HH}} |S_j|^2 = \sum_{j=1}^{L_{HH}} \left| \sum_{l=1}^{L_{KH}} V_\phi[(j-l)T_n] F_l \right|^2, \quad (2)$$

где L_{HH} – количество некогерентно накапливаемых импульсов; L_{KH} – количество когерентно накапливаемых импульсов; $V_\phi[(j-l)T_n]$ – отсчеты импульсной характеристики фильтра когерентной междупериодной обработки последовательности флюктуирующих сигналов; T_n – период повторения импульсов ОС; F_l – отсчеты реализации принятого сигнала на выходе фильтра одиночных сигналов; S_j – отсчеты реализации принятого сигнала на выходе устройства когерентного накопления.

В первом приближении, с целью упрощения анализа результатов моделирования, операцию когерентного накопления и когерентной компенсации мешающих отражений,

в силу линейности, можно рассматривать отдельно, исключив вторую из модели тракта первичной обработки.

Выражение (2), определяющее алгоритм и структуру устройства обработки последовательности флуктуирующих сигналов, которая описывается гауссовской ПРВ комплексной огибающей, можно получить аналитически в результате синтеза оптимального обнаружителя, реализующего вычисление и сравнение с порогом отношения правдоподобия [2, 6, 7]. Естественно полагать, что в случае, если распределение входного воздействия РЛС будет другим, изменится структура устройства обработки. Вместе с тем алгоритм (2) используется как общепринятый, поскольку отражает физику процесса обработки: согласованную с законом модуляции зондирующего сигнала внутрипериодную обработку (формирование отсчетов F_i) и междупериодную обработку (формирование отсчетов S_j и Z). В зависимости от относительной интенсивности и времени корреляции флуктуирующих сигналов определяется оптимальное распределение времени наблюдения между когерентным и некогерентным накоплением [2, 7]. На основании сказанного предлагается считать неизменной структуру устройства обработки, осуществляя выбор оптимальных (рациональных) значений его основных параметров в зависимости от параметров входных воздействий.

Для оценки ХО, определения ОСШ, ПРВ (гистограмм) и числовых характеристик принятой реализации на выходе всех устройств в структурную схему имитационной модели включен модуль анализа результатов обработки.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Определяющими факторами, на основании которых принималось решение об адекватности разработанной модели, являлись:

- соответствие статистических характеристик ОС, усредненных по множеству реализаций, исходным данным для моделирования и предъявленным требованиям, а именно: равенство средней мощности ОС произведению $k_{\text{ш}} \bar{\sigma}_s$; соответствие гистограммы отсчетов амплитуды ОС заданной ПРВ; равенство времени корреляции флуктуаций комплексных амплитуд ОС установленному значению;

- соответствие эффективности устройств первичной обработки принятой реализации теоретическим значениям для слабого медленно флуктуирующего сигнала при гауссовском распределении комплексных амплитуд, что определяется: равенством значений выигрыша в ОСШ на выходе фильтра одиночного сигнала и устройства когерентного накопления значениям $f_s T_i$ и L_{KH} соответственно [7], где f_s – частота дискретизации, T_i – длительность импульса зондирующего сигнала; соответствием вероятности ложной тревоги, полученной в результате моделирования, заданному значению, а ХО – теоретической зависимости, определяемой выражением [7]:

$$D = F^{\frac{1}{1+\rho}}, \quad (3)$$

где ρ – ОСШ на выходе устройства когерентного накопления.

Моделирование проводилось для различных параметров входных воздействий и устройств первичной обработки.

a. Результаты моделирования входного воздействия

В качестве примера на рисунке 2 представлены результаты моделирования реализаций ОС для четырех моделей флуктуаций амплитуды, соответствующих БПЛА, и описываемых распределениями Релея, Накагами, Вейбулла и логнормальным распределением [11]. Гистограммы отсчетов случайной амплитуды и модуль

корреляционной функции комплексной огибающей ОС получены для следующих исходных данных: $\bar{\sigma}_1 = 0,02 \text{ м}^2$; $k_{\text{н}} = 1$; параметр формы распределения Накагами = 1,5; распределения Вейбулла = 2,5; логнормального распределения = 0,2; $\tau_c = 100 \text{ мс}$.

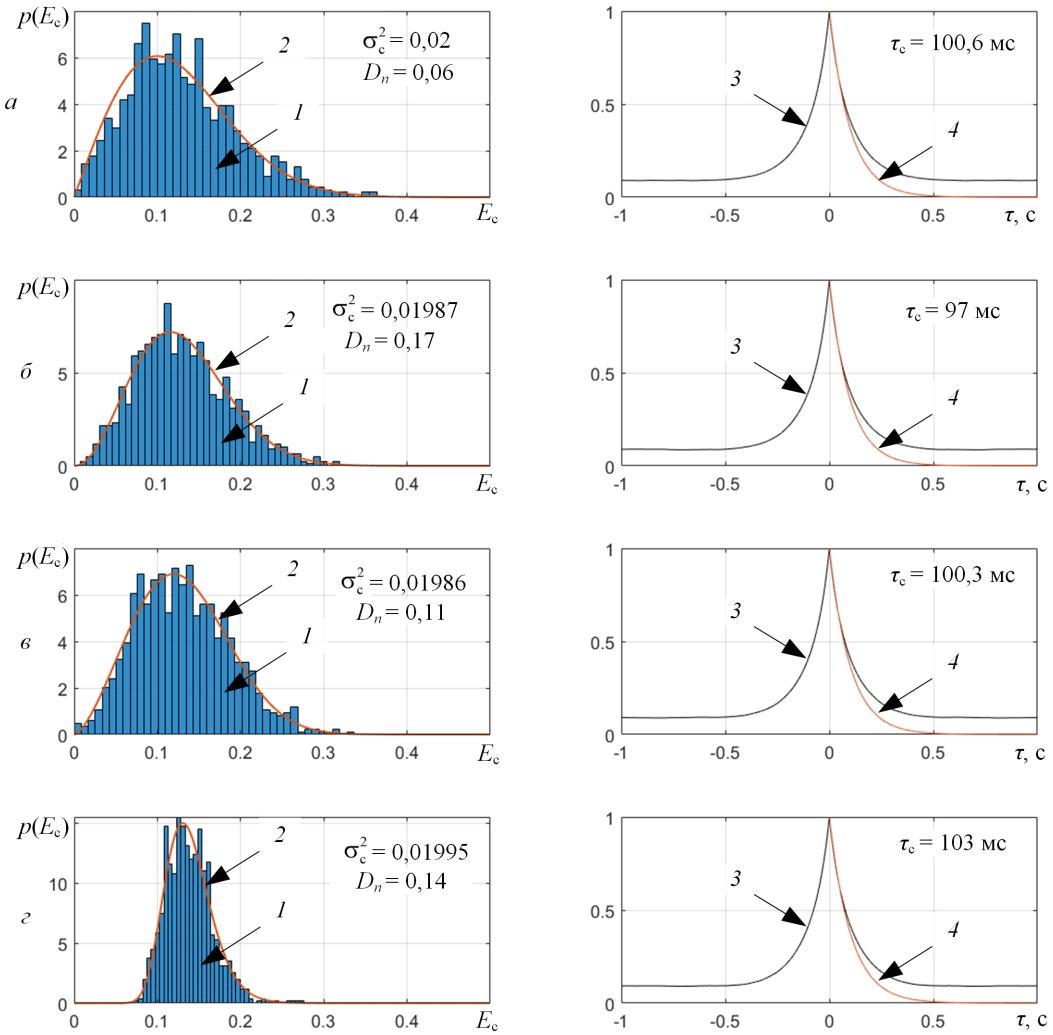


Рис. 2. Результаты моделирования ОС: *а* – распределение Рэлея; *б* – распределение Накагами; *в* – распределение Вейбулла; *г* – логнормальное распределение;
1 – гистограмма отсчетов случайной амплитуды ОС; 2 – теоретическая ПРВ;
3 – модуль оценки корреляционной функции комплексной огибающей ОС;
4 – экспоненциальная корреляционная функция

Для оценки соответствия статистических характеристик ОС исходным данным на рисунке 2 представлены кривые теоретических ПРВ (кривые 2 рисунка 2) амплитуд ОС для заданных параметров, экспоненциальные корреляционные функции (кривые 4 рисунка 2), оценки средней мощности ОС, времени корреляции флуктуаций комплексных амплитуд, а также значения статистики критерия согласия Колмогорова-Смирнова D_n , используемого для проверки гипотезы о принадлежности генерируемых реализаций заданным распределениям [13]. Критическое значение статистики критерия согласия Колмогорова-Смирнова \tilde{D}_n на уровне значимости 0,1 составляло 0,19.

Из представленных результатов видно, что значение статистики критерия согласия Колмогорова-Смирнова меньше критического значения, а сформированные реализации

случайной амплитуды ОС подчиняются заданным исходным распределениям. Оценки средней мощности ОС и времени корреляции флуктуаций, усредненные по множеству реализаций, соответствуют заданным значениям при всех видах распределений с погрешностью не более 3 %.

б. Результаты моделирования первичной обработки медленно флюктуирующего сигнала при гауссовском распределении комплексных амплитуд

На рисунке 3 представлены результаты моделирования первичной обработки принятой реализации ОС для следующих исходных данных: $\bar{\sigma}_1 = 0,02 \text{ м}^2$; $k_{\text{!}} = 1$; закон распределения амплитуды ОС – рэлеевский; закон распределения фазы ОС – равномерный на интервале $0 \dots 2\pi$; $\tau_c = 100 \text{ мс}$; $F = 10^{-3}$; вид закона модуляции зондирующего сигнала – линейная частотная модуляция; $T_1 = 5 \text{ мкс}$; $f_s = 5 \text{ МГц}$; ширина спектра зондирующего сигнала $\Delta F = 2,5 \text{ МГц}$; $T_n = 50 \text{ мкс}$; $L_{KH} = 400$; время когерентного накопления $T_{KH} = 20 \text{ мс}$; $L_{HH} = 1$.

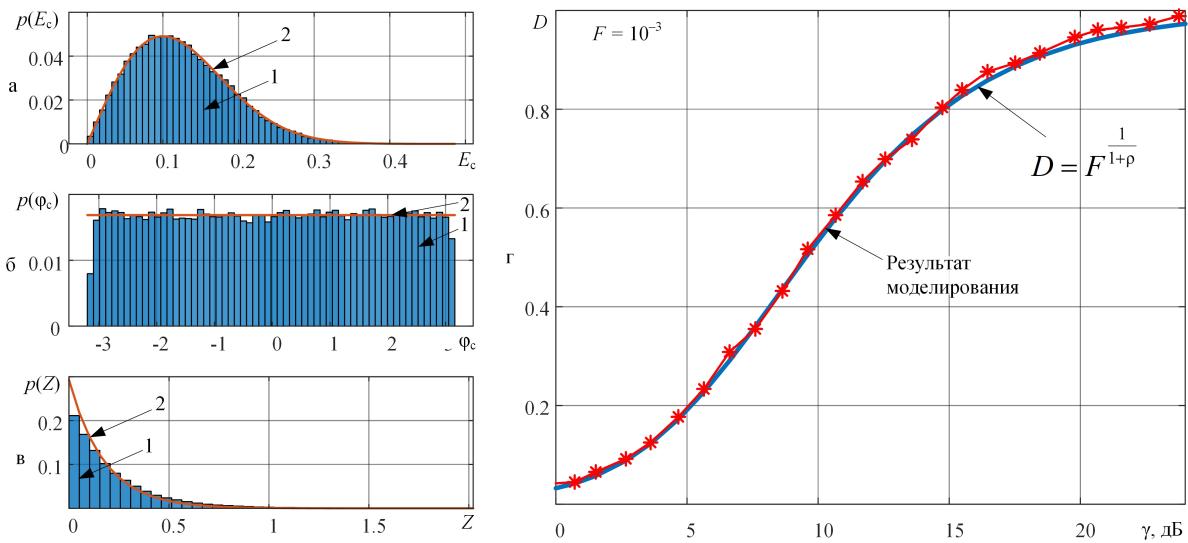


Рис. 3. Результаты моделирования первичной обработки медленно флюктуирующего сигнала: *α* – гистограмма отсчетов случайной амплитуды ОС; *β* – гистограмма отсчетов случайной фазы ОС; *γ* – гистограмма отсчетов принятой реализации на выходе квадратичного детектора; *δ* – характеристики обнаружения; 1 – результат моделирования; 2 – теоретическая ПРВ

В результате моделирования получено, что устройства тракта первичной обработки обеспечивают выигрыш в ОСШ, эквивалентный 14 дБ для фильтра одиночных сигналов и 26 дБ для устройства когерентного накопления, что соответствует прогнозируемым теоретическим значениям $f_s T_1 = "#$ и $L_{KH} = !"$. Для заданных законов распределения случайной амплитуды (рисунок 3, *α*) и фазы ОС (рисунок 3, *β*) отсчеты комплексной огибающей ОС имеют гауссовское распределение. В силу линейности тракта обработки вид распределения принятой реализации на выходе устройства когерентного накопления сохраняется, что обуславливает экспоненциальный закон распределения после квадратичного детектирования (рисунок 3, *γ*). Экспоненциальное распределение предпороговой статистики в совокупности с корректным функционированием устройств первичной обработки обеспечили соответствие ХО, полученной для условий моделирования, теоретической зависимости, определяемой выражением (3). Относительная погрешность результатов моделирования

с учетом ограничения количества модельных экспериментов (1000 опытов для каждого значения ОСШ) составила 0,5...4 %.

в. Результаты моделирования первичной обработки произвольно коррелированного сигнала при негауссовском распределении комплексных амплитуд

Для иллюстрации возможности оценки ХО с использованием разработанной модели при негауссовском распределении комплексных амплитуд ОС на рисунке 4 представлены результаты моделирования для логнормальной ПРВ случайной амплитуды ОС с параметром формы равным 0,2 и различных соотношений времени корреляции флуктуаций комплексных амплитуд ОС и времени когерентного накопления. Параметры моделирования и средняя мощность ОС соответствовали значениям, указанным в пункте б.

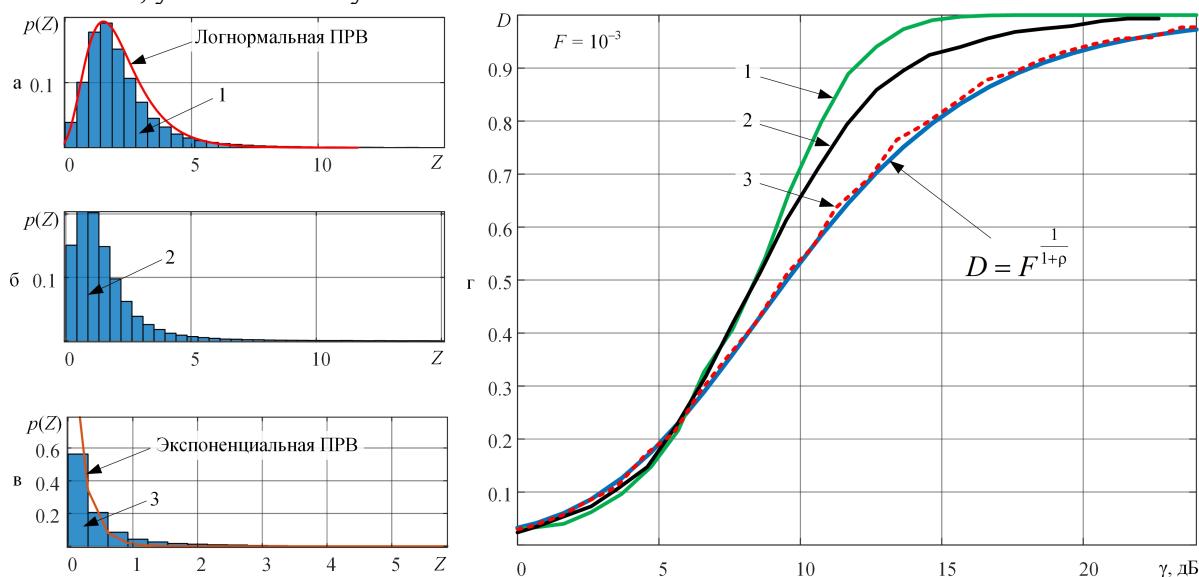


Рис. 4. Гистограммы отсчетов принятой реализации ОС на выходе квадратичного детектора (а–в) и характеристики обнаружения (г)

$$1 - !\tau_c = "#T_{KH}; 2 - !\tau_c = T_{KH}; 3 - !\tau_c = $"#T_{KH}$$

На основании полученных результатов можно отметить следующее:

– в случае медленных флуктуаций ОС, ожидаемой нормализации закона распределения отсчетов принятой реализации на выходе устройств обработки не происходит (рисунок 4, а, б), что можно пояснить не выполнением условия центральной предельной теоремы теории вероятности в части независимости слагаемых [14, 15]. Для заданных параметров распределения, с учетом сдвига среднего значения Z в сторону больших значений, по сравнению с экспоненциальным распределением, наблюдается улучшение ХО при значениях условной вероятности правильного обнаружения выше 0,25 (рисунок 4, г, кривая 1 и 2). Эквивалентный выигрыш в ОСШ для заданных параметров моделирования составил от 1 дБ при $D = 0,4$ до 6 дБ при $D = 0,9$. Для вероятности правильного обнаружения меньше 0,25 ХО ухудшаются на значение, эквивалентное 0,3...0,4 дБ;

– по мере увеличения времени когерентного накопления, ХО для логнормального распределения приближаются к теоретической ХО для экспоненциального распределения (рисунок 4, г кривая 3), что можно объяснить нормализацией реализации ОС на выходе устройств первичной обработки по причине несогласованности ширины спектра ОС с шириной полосы пропускания устройств первичной обработки [15]. В случае, когда время когерентного накопления будет существенно больше удвоенного

времени корреляции флуктуаций комплексных амплитуд ОС, ХО для обоих распределений будут идентичными;

– ХО демонстрируют сильную связь не только с временем корреляции флуктуаций комплексных амплитуд ОС, но и видом распределения случайной амплитуды ОС. Наибольшие отличия в ХО наблюдаются при распределениях амплитуды ОС, для которых характерно большее отношение математического ожидания к среднеквадратическому отклонению, что с физической точки зрения соответствует наблюдению цели с доминирующим отражателем (совокупностью отражателей). Исследование указанных особенностей и их влияния на выбор параметров устройств первичной обработки является предметом дальнейших исследований.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведенных исследований разработана структура и алгоритмы функционирования имитационной модели первичной обработки радиолокационных сигналов в импульсно-доплеровской РЛС. Предложенная модель отличается формированием входного воздействия РЛС с негауссовскими законами распределений комплексной огибающей и заданным произвольным значением времени корреляции, полунатурной реализацией операций внутрипериодной и междупериодной обработки, оценкой параметров и статистических свойств сигналов и помех на выходах всех устройств, что обеспечивает возможность исследований ХО.

Выявленные особенности обработки негауссовых сигналов, степень их нормализации в тракте первичной обработки, отличия ХО в зависимости от параметров входных воздействий необходимо учитывать при выборе оптимальных (рациональных) значений параметров устройств первичной обработки радиолокационных сигналов. Решение указанной задачи является особенно актуальным при обнаружении малоразмерных целей, например БПЛА, когда эффективная обработка, основанная на точном учете статистических свойств ОС, позволяет обеспечить максимальную дальность обнаружения при фиксированном энергопотенциале РЛС.

Направлением практического использования имитационной модели является проведение полунатурных экспериментальных исследований и исследований методом математического моделирования, направленных на оценку характеристик РЛС в различных условиях, выбор и обоснование оптимальных (квазиоптимальных) параметров устройств первичной обработки радиолокационных сигналов. Кроме того, с учетом возросшего интереса к применению искусственных нейронных сетей в задачах обработки радиолокационных сигналов и информации, предложенная имитационная модель может использоваться для получения синтетических данных, формируемых для обучения нейросетевых алгоритмов функционирования перспективных РЛС.

ЛИТЕРАТУРА

1. Каценбоген М. С. Характеристики обнаружения. М.: Советское радио, 1965. – 96 с.
2. Бакут П. А. Вопросы статистической теории радиолокации / П. А. Бакут, И. А. Большаков, Б. М. Герасимов, А. А. Курикша, В. Н. Репин, Г. П. Тартаковский, В. В. Широков. Под. общ. ред. Г. П. Тартаковского. М.: Советское радио, 1963. – 425 с.
3. Marcum J. I. A Statistical Theory of Target Detection by Pulsed Radar. The RAND Corporation research memorandum, 1947.
4. Swerling P. Probability of Detection for Fluctuating Targets / 1954. – 40 p.
5. Shnidman D. A. Radar Detection Probabilities and Their Calculation // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1995, Vol. 31, № 3, P. 928–950.
6. Ширман Я. Д. Теоретические основы радиолокации. М.: Советское радио, 1970. – 560 с.

7. Охрименко А. Е. Основы радиолокации и РЭБ. М.: Воениздат, 1983. – 456 с.
8. Компания FLIR: [Электронный ресурс]. URL: <http://www.flir.com>. (Дата обращения: 21.02.2025).
9. Компания Echodyne: [Электронный ресурс]. URL: <https://www.echodyne.com/radar-solutions/echoshield>. (Дата обращения: 21.02.2025).
10. Костромицкий С. М., Нефёдов Д. С. Радиолокационные характеристики микро-БПЛА // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей», 2023, № 3. С. 12–23.
11. Костромицкий С. М., Нефедов Д. С., Храменков А. С., Чигряй В. Г. Статистические модели флуктуаций эффективной поверхности рассеяния малоразмерных беспилотных летательных аппаратов // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей», 2023, № 3. С. 24–36.
12. Костромицкий, С. М. Моделирование радиолокационных сигналов беспилотных летательных аппаратов при негауссовых распределениях комплексных амплитуд / С. М. Костромицкий, Д. С. Нефёдов, А. А. Дятко // Доклады Национальной академии наук Беларуси, 2025, Т. 69, № 1. С. 64–75.
13. Кобзарь А. И. Прикладная математическая статистика. М.: Физматлит, 2006. – 816 с.
14. Венцель Е. С. Теория вероятностей. М.: Высшая школа, 1999. – 576 с.
15. Левин, Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Советское радио, 1989. – 656 с.

REFERENCES

1. Katsenbogen M. S. Detection characteristics. Moscow: Sovetskoe radio, 1965. – 96 с.
2. Bakut P. A. Questions of the statistical theory of radar / P. A. Bakut, I. A. Bolshakov, B. M. Gerasimov, A. A. Kuriksha, V. N. Repin, G. P. Tartakovskiy, V. V. Shirokov. Under the general editorship of G. P. Tartakovskiy. Moscow: Soviet Radio, 1963. – 425 p.
3. Marcum J. I. A Statistical Theory of Target Detection by Pulsed Radar. The RAND Corporation research memorandum, 1947.
4. Swerling P. Probability of Detection for Fluctuating Targets / 1954. – 40 p.
5. Shnidman D. A. Radar Detection Probabilities and Their Calculation // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1995, Vol. 31, № 3. – P. 928–950.
6. Shirman Ya. D. Theoretical foundations of radar. Moscow: Soviet Radio, 1970. – 560 p.
7. Okhrimenko A. E. Fundamentals of radar and electronic warfare. Moscow: Voenizdat, 1983. – 456 p.
8. FLIR company: [Electronic resource]. URL: <http://www.flir.com> . (Date of access: 02.21.2025).
9. Echodyne company: [Electronic resource]. URL: <https://www.echodyne.com/radar-solutions/echoshield>. (Date of access: 02.21.2025).
10. Kostromitsky S. M., Nefedov D. S. Radar characteristics of micro-UAV // Vestnik Koncerna VKO «Almaz – Antey», 2023, No. 3, P. 12–23.
11. Kostromitsky S. M., Nefedov D. S., Khramenkov A. S., Chygryai V. G. Statistical models of radar cross section fluctuations of small-sized unmanned aerial vehicles // Vestnik Koncerna VKO «Almaz – Antey», 2023, No. 3, P. 24–36.
12. Kostromitsky S. M., Nefedov D. S., Dyatko A. A. Simulation of radar signals of unmanned aerial vehicles for non-Gaussian distributions of complex amplitudes. Doklady Natsional'noi akademii nauk Belarusi = Doklady of the National Academy of Sciences of Belarus, 2025, vol. 69, No. 1, pp. 64–75.
13. Kobzar A. I. Applied mathematical statistics. Moscow: Fizmatlit, 2006. – 816 p.
14. Ventzel E. S. Theory of probability. Moscow: Vysshaya shkola Publ., 1999. – 576 p.
15. Levin, B. R. Theoretical foundations of statistical radio engineering. Moscow: Sovetskoe radio, 1989. – 656 p.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ШИФРОВАНИЯ В УСТРОЙСТВЕ ДЛЯ РАБОТЫ С ГЛОБАЛЬНЫМИ НАВИГАЦИОННЫМИ СПУТНИКОВЫМИ СИСТЕМАМИ

Т.Ю. Урывская^{1,2}, В.Б. Васильчук²

¹Воронежский Государственный Университет (ВГУ), Воронеж, Россия

²ВУНЦ ВВС «ВВА», г. Воронеж, Российской Федерации

Аннотация. В статье рассмотрен вопрос шифрования после использования программного обеспечения для устройства улучшения позиционирования с участием спутниковых радионавигационных систем. Полученные результаты могут использоваться разработчиками локальных навигационных систем.

Ключевые слова: навигационные системы, BPSK-сигналы, программное обеспечение, позиционирование, спутниковые радионавигационные системы, шифрование.

USING ENCRYPTION IN THE DEVICE TO WORK WITH GLOBAL NAVIGATION SATELLITE SYSTEMS

T.Yu. Uryvskaia^{1,2}, V.B. Vasilchuk²

Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

2Zhukovsky – Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russian Federation

Abstract. The article discusses the issue of encryption after using software for a positioning improvement device involving satellite radio navigation systems. The results obtained can be used by developers of local navigation systems. The results obtained can be used by developers of local navigation systems.

Keywords: navigation systems, BPSK signals, software, positioning, CPHC, encryption.

1. ВВЕДЕНИЕ

Из [1] можно сделать вывод о том, что спутниковые радионавигационные системы – системы, основной задачей которых является точное позиционирование объекта в пространстве с минимальной погрешностью. При этом для получения координат используется оборудование, которое связано с наземной инфраструктурой и соединяется с группой спутников, выведенных на околоземную орбиту. Изначально подобные системы государства создавали в военных целях, однако в наши дни они нашли широкое применение в различных гражданских проектах.

В условиях стремительно меняющегося мира, где доступ к технологиям часто ограничен санкциями или прекращением поддержки, важно уметь работать с различными инструментами и быстро адаптироваться к новым обстоятельствам. Именно поэтому важно развивать навыки работы с разными программными решениями в своей сфере.

2. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ УЛУЧШЕНИЯ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ

Для некоторых задач может быть необходим более высокий уровень точности координат. В таком случае координаты могут быть получены при использовании так называемых дифференциальных режимов работы спутниковых радионавигационных систем. Идея заключается в том, чтобы измерить, а затем скомпенсировать различные

погрешности измерений: псевдо-задержки дальномерного кода (псевдо-дальности), псевдо-доплеровской частоты (псевдо-скорости), псевдо-фазы принимаемых сигналов. Из [2] известно, что эти погрешности могут быть вызваны ионосферой, тропосферой, ошибками в определении эфемерид, ошибками в часах на спутниках или на приемниках сигналов и др. Например, ионосфера сильно влияет на качество GPS сигналов различными способами. Действительно, согласно [3] тропические циклоны могут оказывать существенный вклад в эти процессы.

Изначально системы ГЛОНАСС, и GPS создавались для военной отрасли, в то время как Galileo – для крупных коммерческих и гражданских проектов. Поэтому с этим европейская СРНС больше подходит для бизнеса, поскольку она более открыта к рядовому пользователю, особенно на территории стран Европы/Евросоюза, поскольку нет полной зависимости от зарубежных систем СРНС и нет столь сильной привязки к военной отрасли. На рисунке 1 показана спутниковая радионавигационная система.

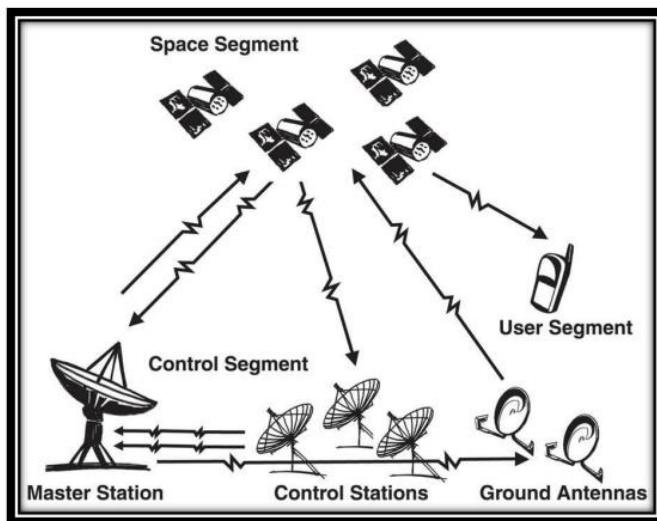


Рис.1. Составляющие любой спутниковой радионавигационной системы

В СРНС используются сигналы BPSK, у которых L символов укладываются на периоде T_c . Для некоторых задач может быть необходим более высокий уровень точности координат. В таком случае координаты могут быть получены при использовании так называемых дифференциальных режимов (ДР) работы спутниковых радионавигационных систем. Реализация дифференциальных режимов достигается путём интеграции дополнительных устройств, которая будет являться дополнением для уже имеющейся спутниковой радионавигационной системы. Простейший случай организации такой системы – случай с двумя приёмниками сигналов от навигационных спутников показан на рисунке 2.

Существенным недостатком при использовании одного базового приёмника является тот факт, что максимальная дистанция между ним и ровером не должна превышать 10 – 20 км для того, чтобы быстро и надёжно работать с возможными ошибками и неточностями, которые могут случиться из-за процессов, происходящих с сигналом на орбите или из-за различных явлений, происходящих в тропосфере и ионосфере.

При использовании навигационного устройства в приложении RTKlib, получены данные со спутника, которые приведены на рисунке 3, а полученные уточненные координаты расположения устройства – на рисунке 4.

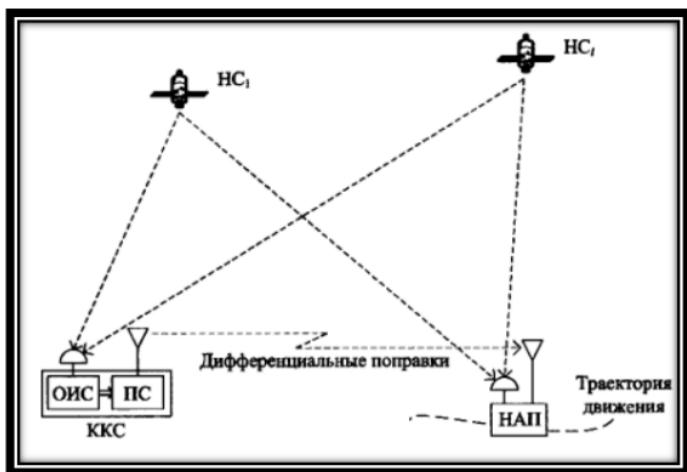


Рис. 2. Реализация дифференциального режима работы СРНС

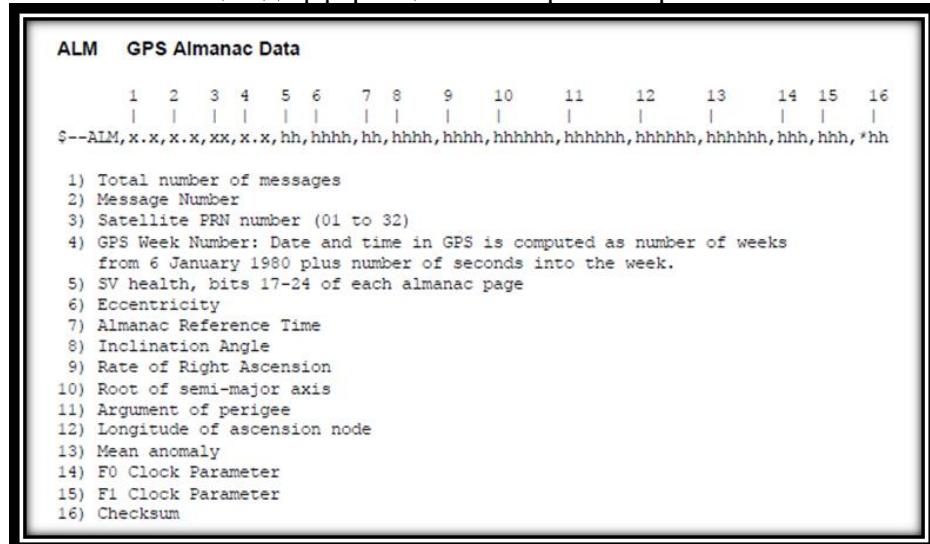


Рис. 3. Рабочее окно настроенного устройства.

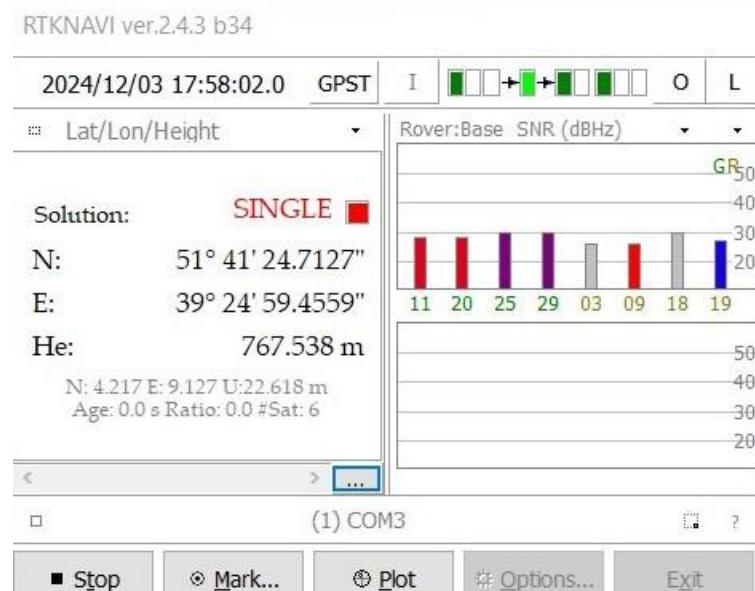


Рис. 4. Состояние RTKNAVI после кнопки «Start».

Для некоторых задач может быть необходим более высокий уровень точности координат. В программе, написанной на языке Python, координаты обрабатываются при использовании так называемых дифференциальных режимов (ДР) работы спутниковых радионавигационных систем, математической модели, лежащей в основе работы с погрешностями сигналов навигационных спутников. Реализация дифференциальных режимов достигается путём интеграции дополнительных устройств, которая будет являться дополнением для уже имеющейся спутниковой радионавигационной системы.

После обработки, координаты шифруются и на выходе получаем закодированную информацию для дальнейшей рассылки в локальной сети подключенным устройствам. Ниже показан пример шифрования координат, полученных в реальном времени со спутника в стационарном режиме:

51.715350, 39.187070 ->
U2FsdGVkX18IhgEFTsyuFY5ok5lQcs6mS+I0MUthlbPCii2l7LoU4cNL9g9/xrVz

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящей работе были рассмотрены принципы позиционирования с применением спутниковых радионавигационных систем, а также то, каким образом достигается повышение точности навигации за счёт использования математических моделей для работы с погрешностями, было показано, как используется шифрование координат, которые могут в дальнейшем рассыпаться в локальной сети.

ЛИТЕРАТУРА

1. Mohinder S. G., Lawrence R.W., Angus P. A. Global Positioning Systems, Inertial Navigation, and Integration. John Wiley & Sons. 2001. P. 103-130.
2. Bonnor N. A Brief History Of Global Navigation Satellite Systems // Journal of Navigation. – 2011. – Vol. 65. – №1. – P. 3.
3. Васильчук В.Б., Урывская Т.Ю. Улучшение позиционирования с помощью устройства для работы с глобальными навигационными спутниками системами: Сборник трудов XXX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж: ВГУ, 2024. С. 274-278.
4. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. Изд. 4-е, перераб. и доп. - М: Радиотехника, 2010. 800 с.

REFERENCES

1. Mohinder S. G., Lawrence R.W., Angus P. A. Global Positioning Systems, Inertial Navigation, and Integration. John Wiley & Sons. 2001. P. 103-130.
2. Bonnor N. A Brief History Of Global Navigation Satellite Systems // Journal of Navigation. – 2011. – Vol. 65. – №1. – P. 3.
3. Vasilchuk V.B., Uryvskaya T.Yu., Improved positioning with a device for working with global navigation satellite systems// RLNC. 2024. No. 3. pp. 274-278/
4. GLONASS. Principle: built and operated / under order. A.And. Perova, V.N. Harisova. Ed. 4th, perab. and DOP. - M: Radio Engineering, 2010. 800 p.

ВОПРОСЫ КОМПЕНСАЦИИ ПОМЕХ В РАДИОЛОКАТОРАХ ПОДПОВЕРХНОСТНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

Ю.В. Черепанова¹, К.Н. Чугай²

¹БГУ, Минск, Республика Беларусь

²НИИ Вооруженных Сил, Минск, Республика Беларусь

Аннотация. В статье рассматриваются методы компенсации пассивных помех в системах подповерхностного зондирования. Основное внимание уделено адаптивным методам, обеспечивающим динамическую настройку параметров фильтрации в зависимости от изменяющихся условий среды и характеристик сигнала. Представлены основные подходы к компенсации помех, включая периодическое вычитание фонового сигнала и временную разностную обработку. Подчеркивается необходимость применения адаптивных алгоритмов для повышения эффективности подавления помех в сложных условиях эксплуатации радиолокаторов подповерхностного зондирования.

Ключевые слова: подповерхностное зондирование; адаптивная фильтрация; компенсация помех; спектральный анализ; временная обработка сигналов.

ISSUES OF INTERFERENCE COMPENSATION IN SUBSURFACE SENSING RADARS

J.V. Cherepanova¹, K.N. Chugai²

¹BSU, Minsk, Republic of Belarus

²Research Institute of the Armed Forces, Minsk, Republic of Belarus

Abstract. The article discusses methods of passive interference compensation in subsurface sensing systems. The main focus is on adaptive methods that provide dynamic adjustment of filtering parameters depending on changing environmental conditions and signal characteristics. The main approaches to noise compensation are presented, including periodic background signal subtraction and time difference processing. The necessity of using adaptive algorithms to increase the effectiveness of interference suppression in difficult operating conditions of subsurface sensing radars is emphasized.

Keywords: subsurface sensing; adaptive filtering; interference compensation; spectral analysis; temporal signal processing.

1. ВВЕДЕНИЕ

Современное развитие информационных технологий способствует повышению популярности дистанционных методов зондирования. Так расширяется спектр применения радиолокаторов подповерхностного зондирования (РПЗ) для исследования различных укрывающих сред и решения задачи поиска взрывовопасных объектов, инженерных коммуникаций, археологических объектов, полезных ископаемых, мониторинг железнодорожного полотна и т.д. Укрывающей средой является грунт, растительность, строительные конструкции, снег и многое другое.

Подповерхностная радиолокация отличается от традиционной радиолокации следующим:

дальность обнаружения в атмосфере существенно больше, чем в грунте;

существенно больше величина ослабления электромагнитной волны в грунте (в атмосфере – доли дБ/км, в грунте – десятки дБ/м);

в грунте скорость распространения электромагнитной волны меньше;

антенная система в подповерхностной радиолокации работает в ближней зоне, поле, формируемое в среде вблизи апертуры, учитывая модель антенны, можно представить в виде « пятна» окружной формы, в отличие от антенных систем, используемых в традиционной радиолокации, где сканирование осуществляется полностью сформированной диаграммой направленности;

электромагнитная волна при прохождении в грунте претерпевает дисперсионные искажения из-за частотной зависимости скорости распространения (показателя преломления) в грунте и изменчивости его профиля с глубиной [1].

Повышение эффективности радиолокаторов подповерхностного зондирования, заключается в совершенствовании аппаратной части, ограничиваются техническими возможностями, обусловленными приближением к пределам физической реализуемости. В результате необходимо повысить эффективность путем совершенствования существующих и разработки новых методов обработки принятого сигнала.

К наиболее перспективным направлениям в области подповерхностного зондирования следует отнести радиолокаторы, реализующие метод частичного сканирования [2]. Этот подход позволяет формировать сигнал с высокой пространственной избирательностью, обеспечивая эффективное выделение полезного сигнала на фоне помех. В реальных условиях полученные данные представляют собой аддитивную смесь полезного сигнала, отраженного от наблюдаемого объекта, пассивных помех, вызванных отражением от поверхности укрывающей среды, а также шумов различного происхождения. Принимаемый сигнал представляет собой двумерный случайный процесс и может быть описан выражением:

$$f(t_1, t_2) = n(t_1, t_2) + m(t_1, t_2) + p(t_1, t_2) + h(t_1, t_2), \quad (1)$$

где $n(t_1, t_2)$ – сигнал отраженный от укрывающей среды (земной поверхности); t_1 – аргумент характеризующий изменения по оси X; t_2 – аргумент характеризующий изменения по оси Y; $m(t_1, t_2)$ – сигнал отраженный от заглубленного объекта; $p(t_1, t_2)$ – сигнал передатчика просачивающийся в приемный тракт посредством антенной системы; $h(t_1, t_2)$ – помеха, в качестве которой выступает белый шум.

Пассивные помехи (мешающие отражения) в подповерхностной радиолокации имеют сигналоподобную структуру, что существенно усложняет их компенсацию. Они обусловлены различием диэлектрических проницаемостей, влажностью, неоднородностями грунта, наличием различных металлических объектов и других факторов. В результате слабые полезные сигналы могут быть замаскированы сильными мешающими отражениями, что делает невозможным их корректное выделение без специальной обработки. Однако, в большинстве случаев они имеют коррелированную структуру, что позволяет применять методы их компенсации [2].

2. Подходы к компенсации помех

В качестве основных подходов к компенсации пассивных помех в системах подповерхностного зондирования можно выделить методы периодического вычитания фонового сигнала, адаптивной фильтрации и временной разностной обработки [3-6].

Спектральный подход основан на анализе частотных характеристик принимаемого сигнала. Предполагается, что полезный сигнал и помехи имеют различные спектральные свойства, что позволяет выделять нужные компоненты с помощью фильтрации. Основные методы включают дискретное преобразование Фурье (ДПФ) с

применением весовых окон, а также адаптивные спектральные фильтры, обеспечивающие подавление узкополосных помех [3,4].

Временной подход к компенсации помех основан на анализе динамических характеристик принимаемого сигнала. Основной принцип заключается в том, что полезный сигнал изменяется быстрее, чем медленные фоновые помехи, имеющие квазистационарный или периодический характер. В рамках этого подхода применяются такие методы, как периодическое вычитание фонового сигнала и временная разностная обработка.

Метод периодического вычитания основан на предположении, что фоновая составляющая $n(t_1, t_2)$ (формируется в условиях отсутствия полезного сигнала) остается практически неизменной при многократных измерениях через фиксированный интервал T , тогда как полезный сигнал $m(t_1, t_2)$ обладает высокой изменчивостью. Это позволяет оценить фоновый сигнал усреднением нескольких реализаций:

$$F(t_1, t_2) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} f(t_1 + kT, t_2), \quad (2)$$

где N — количество усредняемых периодов.

Компенсированный сигнал получается вычитанием усредненного фона:

$$S_{corr}(t_1, t_2) = f(t_1, t_2) - F(t_1, t_2) \quad (3)$$

После подстановки:

$$S_{corr}(t_1, t_2) = [n(t_1, t_2) + m(t_1, t_2) + p(t_1, t_2) + h(t_1, t_2)] - F(t_1, t_2) \quad (4)$$

Если полезный сигнал изменяется значительно быстрее фона, усреднение его значений даёт малый вклад, и итоговое выражение принимает вид:

$$S_{corr}(t_1, t_2) \approx m(t_1, t_2) + h(t_1, t_2) - \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} h(t_1 + kT, t_2) \quad (5)$$

Таким образом, фоновые помехи устраняются, а шумовая составляющая частично подавляется за счёт усреднения [4].

Метод временной разностной обработки предполагает выделение быстрых изменений сигнала за счёт вычисления разностей между последовательными отсчетами или интервалами:

$$S_{diff}(t_1, t_2) = f(t_1, t_2) - f(t_1 - \tau, t_2), \quad (6)$$

где τ — временной шаг, соответствующий характерному периоду изменения полезного сигнала.

Подставляя выражение для сигнала:

$$\begin{aligned} S_{diff}(t_1, t_2) = & m(t_1, t_2) - m(t_1 - \tau, t_2) + n(t_1, t_2) - n(t_1 - \tau, t_2) + \\ & + p(t_1, t_2) - p(t_1 - \tau, t_2) + h(t_1, t_2) - h(t_1 - \tau, t_2) \end{aligned} \quad (7)$$

Если фоновые помехи меняются медленно, то можно считать, что $n(t_1, t_2) \approx n(t_1 - \tau, t_2)$, и тогда:

$$S_{diff}(t_1, t_2) \approx m(t_1, t_2) - m(t_1 - \tau, t_2) + p(t_1, t_2) - p(t_1 - \tau, t_2) + h(t_1, t_2) - h(t_1 - \tau, t_2) \quad (8)$$

Частотные отличия между полезным сигналом и помехами обусловлены различием их физической природы: пассивные помехи, возникающие вследствие отражений от поверхности или неоднородностей среды, как правило, имеют низкочастотный характер из-за медленного изменения во времени, тогда как полезные сигналы от локальных объектов или мелких неоднородностей характеризуются высокой временной вариативностью и содержат значительные высокочастотные компоненты. В результате применения фильтрации низкочастотные помехи эффективно подавляются, тогда как высокочастотные компоненты полезного сигнала сохраняются, что способствует повышению отношения сигнал/помеха и улучшению качества его выделения на фоне мешающих воздействий [4].

Классические методы компенсации помех в системах подповерхностного зондирования предполагают использование фиксированных параметров фильтрации и компенсации, что ограничивает их эффективность в условиях изменяющихся характеристик среды и сигнала. Такие методы часто не учитывают пространственно-временные вариации фоновых помех и полезного сигнала, которые могут возникать при изменении диэлектрической проницаемости, неоднородности среды или динамических возмущениях.

В условиях реальной эксплуатации помехи имеют непредсказуемую и изменяющуюся структуру, а также локальные особенности, которые трудно учесть с помощью статических компенсаторов. В результате классический подход к компенсации, основанный на предварительно заданных параметрах, не способен обеспечить качественное подавление помех во всех возможных сценариях.

Адаптивные методы компенсации позволяют динамически подстраивать параметры фильтрации и компенсации на основе текущих характеристик сигнала и среды. Это достигается путем применения алгоритмов адаптации, основанных на нечеткой логике, методах статистического анализа или динамической оптимизации. Такой подход позволяет эффективно компенсировать помехи даже в сложных и изменяющихся условиях наблюдения [5].

Классический автокомпенсатор с одним входом представляет собой систему обработки сигнала, в которой поступающий сигнал $S(n)$ проходит через фильтр компенсации с фиксированными параметрами. В компенсаторе адаптивно изменяется комплексный весовой коэффициент, на который умножается принятый сигнал, что позволяет формировать фоновой компонент помехи, который затем вычитается из принятого сигнала, обеспечивая его компенсацию и повышение качества выделения полезного сигнала.

Сигнал на выходе автокомпенсатора можно записать как:

$$S_{out}(n) = S(n) - \hat{F}(n), \quad (9)$$

где $S(n)$ — входной сигнал, содержащий полезный сигнал, фоновые помехи и шумы; $\hat{F}(n)$ — оценка фонового сигнала, полученная с использованием фиксированных фильтров.

Фильтр компенсации может быть представлен в виде линейного фильтра с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтр):

$$\hat{F}(n) = \sum_{k=0}^{M-1} h_k \cdot S(n-k) \quad (10)$$

Основной недостаток такой конструкции заключается в том, что параметры фильтра h_k задаются априорно и не учитывают изменяющиеся условия среды. Если

параметры помехи существенно изменяются во времени, эффективность компенсации резко падает.

Конечная цель при компенсации помех – формирование на выходе компенсатора помех сигнала $e(n) = s(n) + x_0(n) - \hat{x}(n)$, который по критерию минимума среднеквадратической ошибки наилучшим образом соответствует входному сигналу. Фактически это означает, что полезный сигнал на выходе компенсатора помех в значительной мере очищен от некоррелированной помехи, поскольку мешающие отражения представляют собой коррелированные помехи и не могут быть устранины с использованием подходов, ориентированных на некоррелированные компоненты. Импульсная передаточная функция фильтра подстраивается путем автоматического изменения комплексного весового коэффициента в итерационном процессе, направленном на минимизацию ошибки $e(n)$. Алгоритм такой подстройки учитывает напряжение на входе программируемого фильтра в числе прочих факторов, определяющих величину ошибки [6].

При соответствующем выборе алгоритма адаптивный фильтр может обеспечить компенсацию помех при изменяющихся во времени характеристиках сигнала и помехи, возникающей за счет непрерывной подстройки своих параметров по критерию минимума сигнала ошибки на выходе компенсатора.

Наиболее эффективные системы компенсации пассивных помех используют комбинацию вышеперечисленных подходов. Например, адаптивные алгоритмы могут сочетаться со спектральной обработкой, а пространственная фильтрация – с временной разностной обработкой. Комбинированные системы позволяют учитывать изменяющиеся условия среды и обеспечивать максимальное подавление помех при сохранении полезного сигнала.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ОБРАБОТКИ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ДАННЫХ

Платформа оснащена держателем для датчика перемещения, связанного шкивом с колесом и обеспечивающим съем данных через равные интервалы, а также креплениями для антенной системы с возможностью регулировки высоты подвеса, местоположения относительно рельсов и изменением угла их установки. Условия проведения эксперимента: на железнодорожной насыпи на глубинах от 10 до порядка 30 см были установлены три объекта: первый объект – макет противопехотной мины в пластмассовом корпусе; второй объект – металлическая пластина; третий объект – макет противотанковой мины в пластмассовом корпусе (рисунок 1).

При обработке принятого сигнала формируется радиолокационный портрет заглубленного объекта, с учетом того, что решается задача восстановления мнимой квадратурной составляющей с помощью преобразования Гильберта и компенсация мешающих отражений. Результаты радиолокационных изображений принятого сигнала до и после компенсации мешающих отражений, для соответствующих условий, представлены на рисунке 2.

Однако при совместном наблюдении трех объектов (рисунок 2 в, г) на фоне контрастного объекта (металл – объект 2) происходит снижение контрастности диэлектрических объектов (объекте 1 и 3).

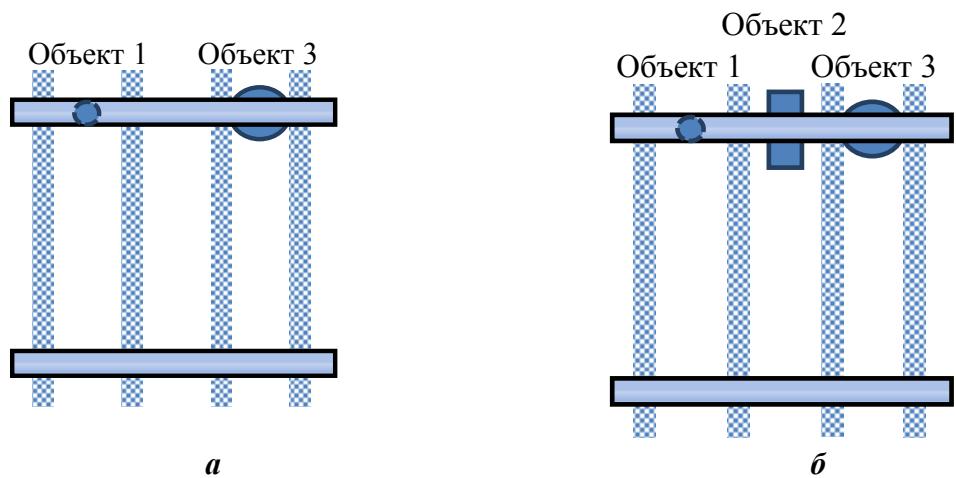


Рис. 1. Условия проведения предварительных исследований

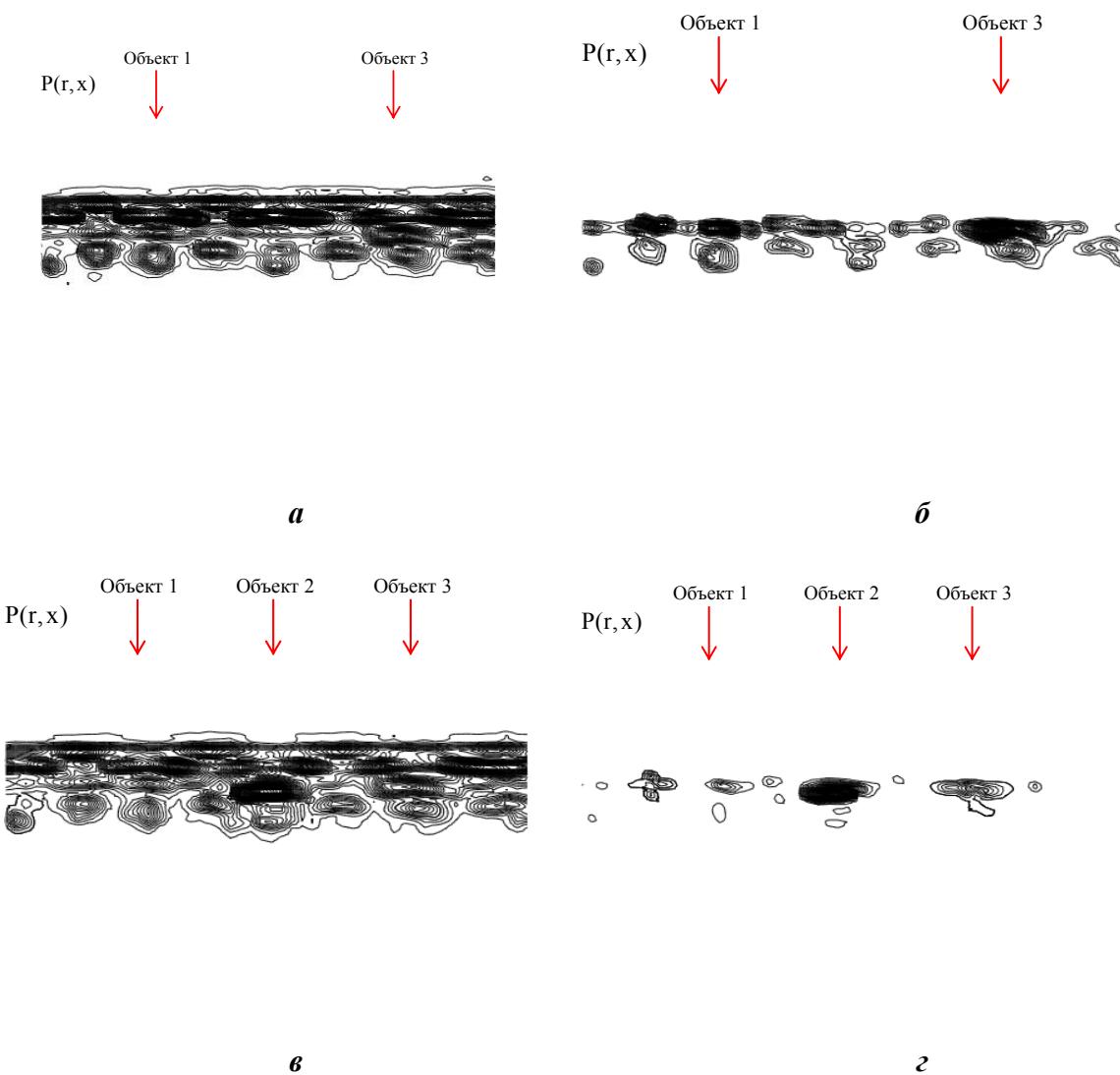


Рис. 2. Результаты обработки принятого сигнала: а), в) – результаты обработки без компенсации мешающих отражений; б), г) – результаты обработки с компенсацией мешающих отражений

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данном обзоре рассмотрены методы обработки сигналов, направленные на выделение полезного сигнала на фоне помех и шума. Рассмотренные методы, включая адаптивные фильтры и подстройку параметров, показали высокую эффективность в условиях динамично изменяющихся помех и нестабильных характеристик среды. Актуальность использования адаптивных методов обусловлена возрастанием сложности реальных сигналов и помех. В таких условиях стандартные методы не всегда обеспечивают необходимую гибкость и точность. Адаптивные подходы, наоборот, корректируют параметры в реальном времени, что улучшает обработку сигналов и выделение полезных компонентов на фоне сильных помех. Представляется перспективным дальнейшее изучение данного направления для разработки более эффективных алгоритмов, способных адаптироваться к изменениям сигналов и помех, а также для их применения в таких областях, как радиолокация, медицинская диагностика и телекоммуникации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Демьянюк Д.В., Чугай К.Н., Максимович Е.С. Имитационная модель сигнала, отраженного от заглубленного объекта, с учетом свойств укрывающей среды // Минск: Учреждение образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2018.
2. Чугай К.Н., Савенко С.А. Современный подход к обработке сложных сигналов в системе подповерхностного зондирования // Наука и военная безопасность. – 2015. – № 1. – С. 39 – 43.
3. Журилова О.Е., Башкиров А.В., Белецкий С.Ю., Панычев С.Н., Костюков А.С. Современные методы и задачи спектрального анализа сигналов: краткий обзор и сравнение // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2019, Т.15, № 2, С. 128-131.
4. Гринев А.Ю. Вопросы подповерхностной радиолокации. Монография // М.: Радиотехника, 2005 – 416с.
5. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.
6. Зайцев А.Н., Однцов В.И. Алгоритмы адаптивных компенсаторов помех и примеры их применения для обработки геомагнитных данных // Геофизические исследования. 2013. Т. 14. № 1. С. 31-40.

REFERENCES

1. Demjanjuk D.V., Chugai K.N., Maksimovich E.S. Simulation model of a signal reflected from a buried object, taking into account the properties of the shielding medium // Minsk: Educational Institution "Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics", 2018.
2. Chugai K.N., Savenko S.A. Modern approach to processing complex signals in the subsurface sensing system // Science and military security. – 2015. – No. 1. – pp. 39-43.
3. Zhurilova O.E., Bashkirov A.V., Beletskai S.Yu., Panychev S.N., Kostyukov A.S. Modern methods and tasks of spectral signal analysis: a brief overview and comparison // Bulletin of the Voronezh State Technical University, 2019, Vol. 15, No. 2, pp. 128-131.
4. Grinev A.Yu. Issues of subsurface radar. Monograph // M:RadioEngineering, 2005 - 416 p.
5. Widrow B., Stirns S. Adaptive signal processing. Moscow: Radio and Communications, 1989. 440 p.
6. Zaitsev A.N., Odintsovo V.I. Algorithms of adaptive noise compensators and examples of their application for processing geomagnetic data // Geophysical research. 2013. Vol. 14. No. 1. pp. 31-40.

ДИНАМИЧЕСКИЙ ДИАПАЗОН ПО СКОРОСТИ В МИМО РАДИОЛОКАТОРЕ НА БАЗЕ BPSK СИГНАЛОВ

Ю. М. Мелёшин

Национальный исследовательский университет «МИЭТ», Москва, Россия

Аннотация. В работе приведены результаты исследования динамического диапазона по скорости радиолокатора с множественными входами и множественными выходами (MIMO) с разделением передающих сигналов с двоичной фазокодовой манипуляцией (BPSK) в соответствии с псевдоортогональными псевдослучайными последовательностями (ПСП). Рассмотрена архитектура системы, где с передающих антенных элементов излучаются различные ПСП длительностью K , которые при обработке в приемной вычислительной системе разделяются на P частей за счет частичной кросскорреляционной обработки. Полученные результаты многомерной функции неопределенности в сечении дальность-скорость исследовались на предмет зависимости динамического диапазона от параметров K и P . В результате исследований показано, что динамический диапазон по скорости зависит только от K и приблизительно равен K .

Ключевые слова: MIMO; радиолокатор; функция неопределенности; селекция движущихся целей; фазокодовая манипуляция.

DYNAMIC RANGE OF VELOCITY IN MIMO RADAR BASED ON BPSK SIGNALS

Y. M. Meleshin

National Research University of Electronic Technology (MIET), Moscow, Russia

Abstract. The paper presents the results of a study of the dynamic range in terms of speed of a multiple-input multiple-output (MIMO) radar with binary phase-code shift keying (BPSK) division of transmit signals in accordance with pseudo-orthogonal pseudo-random sequences (PRS). The architecture of the system is considered, where different PRS of duration K are emitted from transmitting antenna elements, which are divided into P parts during processing in the receiving computing system due to partial cross-correlation processing. The obtained results of the multidimensional ambiguity function in the range-speed section were studied for the dependence of the dynamic range on the parameters K and P . As a result of the studies, it was shown that the dynamic range in terms of speed depends only on K and is approximately equal to K .

Keywords: MIMO; radar; ambiguity function; clutter cancellation; phase-code keying.

1. ВВЕДЕНИЕ

Для реализации радиолокаторов с множественными входами и множественными выходами (multiple-input-multiple-output – MIMO) требуется реализовать ортогональность между передающими сигналами, такое разделение каналов может быть реализовано разными способами: временным [1-2], частотным [3-4] и кодовым [5-6] разделением. Существуют также методы комбинирования частотной модуляции с непрерывной волной (FMCW) с кодовым разделением [7-8]. Каждый из этих методов имеет свои преимущества, но в рамках данного исследования мы рассмотрим кодовое разделение, реализуемое с использованием сигналов с двоичной фазокодовой манипуляцией (BPSK), модулированных двоичной псевдослучайной

последовательностью (ПСП) [9-10]. Такой подход требует формирования ансамбля ПСП, позволяющих выполнять корреляционную обработку в каждом приемном канале и, таким образом, извлекать отклики от целей для каждого передающего элемента. В результате этих операций формируется пространственная функция неопределенности (ПФН), которая определяет качество работы системы. Для решения задачи селекции движущихся целей также возникает необходимость формирования последовательных импульсов, повторяющихся с частотой повторения импульсов (ЧПИ) и определяющих ширину ПФН в сечении дальность-скорость, что в конечном итоге определяет доплеровское разрешение системы, и которое напрямую влияет на возможность обнаружения движущихся целей на фоне стационарных объектов.

В данной работе исследуется сечение ПФН дальность-скорость в котором определяется зависимость динамического диапазона от параметров системы.

2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ

Для построения математической модели были взяты исходные параметры радиолокатора, представленные в таблице 1

Таблица 1. Исходные параметры радиолокатора

Параметр	Значения
Диапазон частот, ГГц	24.05 – 24.25
Количество передающих каналов (N)	32 (два ряда в угломестной плоскости)
Количество приемных каналов (M)	16 (один ряд в азимутальной плоскости)
Длина последовательности (K)	1019...64399
Число разбиений последовательности (P)	8...32
Частота дискретизации АПЦ, МГц	40

Расчет откликов от целей производился исходя из геометрической модели, построенной как показано на рисунке 1.

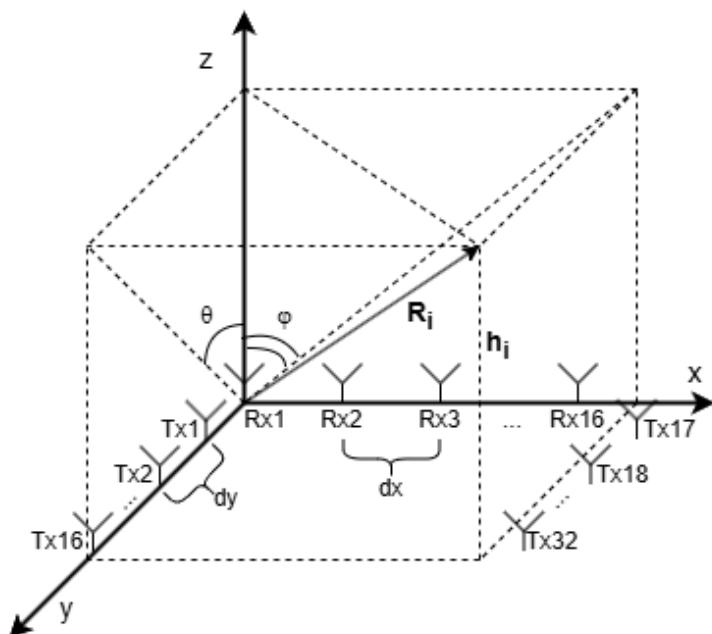


Рис. 1. Расположение антенных элементов и целей.

Для расчета сигналов на приемных элементах для каждой цели ($i=1\dots I$) задаются радиус-вектор R_i , угловые координаты θ_i , φ_i и радиальная скорость V_i . Отклики от целей вычисляются с учетом геометрической разницы в движении между всеми передатчиками и всеми приемниками. Сначала для каждой цели рассчитывается высота перпендикуляра от цели к плоскости антенны:

$$h_i = \sqrt{\frac{R_i^2}{\tan(\theta_i)^2 + \tan(\varphi_i)^2 + 1}}$$

Затем для каждой пары передающего (n) и приемного (m) антенных элементов вычисляется пространственная разность хода:

$$dR_{i,n,m} = R_i - \sqrt{h^2 + (\tan(\theta_i) h - dx(n-1))^2 + (\tan(\varphi_i) h - dy(m-1))^2},$$

где $n=1\dots N$, $m=1\dots M$.

Каждый из N передающих элементов излучал BPSK-сигнал stx_n , который модулировался собственной последовательностью Лежандра длиной K символов. Сигнал, поступающий на приемник m от всех передающих элементов, рассчитывается следующим образом:

$$s_m = \sum_{i=1}^I \sum_{n=1}^N stx_n * \exp\left(j \left[\frac{(2\pi * Fd_i * t + phi)}{dR_{i,n,m} * 2\pi/\lambda} \right] \right),$$

Fd_i рассчитывается для каждой цели в зависимости от скорости цели:

$$Fd_i = \frac{2V_i}{c} f_c$$

В результате моделирования удается получить ПФН в сечении дальность-скорость.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

Для параметров целей $R_1=1200$ м, $R_2=1230$ м, $R_3=1260$ м, $V_1=25$ м/с, $V_2=0$ м/с, $V_3=-25$ м/с, ЭПР₁=0,05 кв.м., ЭПР₂=0,1 кв.м., ЭПР₃=10 кв.м., К=9199, Р=16, была получена нормированная ПФН, представленная на рисунке 2.

Как видно из представленных данных, все три цели успешно разрешились как по дальности, так и по скорости.

Для исследования динамического диапазона было проведено аналогичное моделирование для набора целей и параметров К и Р, которые представлены в таблице

2. В качестве критерия было выбрано значение диапазона целей при условии превышения наименьшей цели пикового бокового максимума ПФН на 6 дБ.

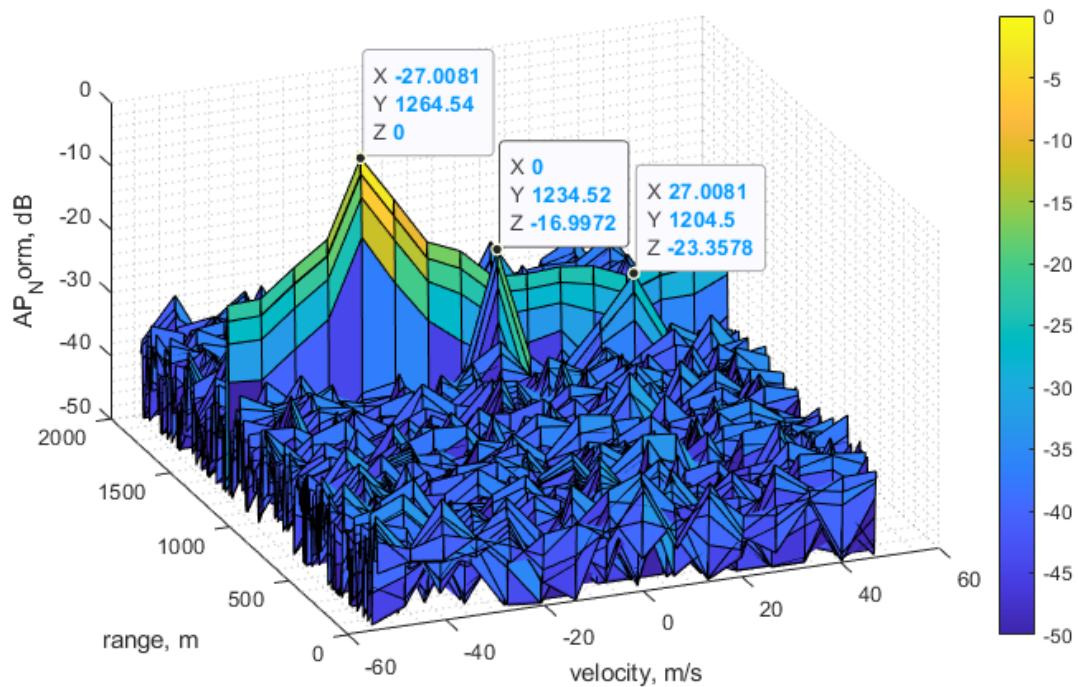


Рис. 2. Нормированная ПФН для трех заданных целей.

Таблица 2. Результаты исследований динамического диапазона

Длина последовательности К	Число разбиений Р	Динамический диапазон, дБ
1019	8	12,5
	16	11,4
	32	11,0
9199	8	21,2
	16	22,3
	32	22,7
17599	8	27,2
	16	26,0
	32	28,2
64399	8	34,0
	16	34,9
	32	35,1

По результатам исследования видно, что динамический диапазон в большей степени зависит от параметра К и его можно оценить на уровне значения К (с учетом выбранного превышения уровня бокового лепестка ПФН).

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе была промоделирована архитектура MIMO радиолокатора на базе 16 приемных и 32 передающих каналов К-диапазона частот на базе BPSK сигналов. Показана работоспособность такой системы с точки зрения возможности построения ПФН в сечение дальность-скорость и определению по нему дальности до цели и ее радиальную компоненту скорости.

По результатам исследования сделаны выводы о необходимости учета динамического диапазона такой системы, который ориентировано равен длине выбранной ПСП. Полученные выводы могут быть использованы при проектировании различных режимов работы в MIMO радиолокаторе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Y. L. Sit, G. Li, S. Manchala, H. Afrasiabi, C. Sturm, and U. Lubbert, "BPSK-based MIMO FMCW automotive-radar concept for 3D position measurement" 2018 15th European Radar Conference (EuRAD), Madrid, Spain, pp. 289-292, 2018.
2. Chapurskij V. V. Poluchenie radiogolograficheskikh izobrazhenij ob"ektor na osnove razrezhennyh antennyh reshetok tipa MIMO s odnochastotnym i mnogochastotnym izlucheniem // Vestnik Moskovskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta im. N.E. Baumana. Seriya Priborostroenie. 2011. № 4(85). S. 72-91.
3. M. Pan and B. Chen, "MIMO high frequency surface wave radar using sparse frequency FMCW signals" International Journal of Antennas and Propagation, pp. 1-16, 2017.
4. S. Y. Nusenu, W. -Q. Wang and A. Basit, "Time-Modulated FD-MIMO Array for Integrated Radar and Communication Systems," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 17, no. 6, pp. 1015-1019, June 2018.
5. S. Ahmed, J. S. Thompson, B. Mulgrew and Y. Petillot, "Fast computations of constant envelope waveforms for MIMO radar transmit beampattern," 2010 IEEE Radar Conference, Arlington, VA, USA, 2010, pp. 458-463.
6. W. A. Ahmad et al., "Multimode W-Band and D-Band MIMO Scalable Radar Platform," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 69, no. 1, pp. 1036-1047, Jan. 2021.
7. M. S. Khasanov, Y. M. Meleshin and V. N. Karpov, "Investigation into FMCW MIMO Radar Design Based on Fast Phase Coded Waveforms," 2024 26th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA), Moscow, Russian Federation, 2024, pp. 1-4.
8. Мелёшин Ю.М., Хасанов М.С., Карпов В.Н., Лялин К.С. MIMO радиолокатор на базе линейно-частотно модулированных сигналов с медленной фазокодовой манипуляцией // Труды МАИ. 2024. № 138. URL:
<https://trudymai.ru/published.php?ID=182670>.
9. D. R. Fuhrmann and G. San Antonio, "Transmit beamforming for MIMO radar systems using signal cross-correlation," in IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 44, no. 1, pp. 171-186, January 2008.
10. Y. M. Meleshin, E. O. Romanova, K. S. Lyalin, M. S. Khasanov and T. A. Dovgal, "BPSK-based MIMO Radar Energy Efficiency Analysis," 2021 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus), St. Petersburg, Moscow, Russia, 2021, pp. 2538-2540.

REFERENCES

1. Y. L. Sit, G. Li, S. Manchala, H. Afrasiabi, C. Sturm, and U. Lubbert, "BPSK-based MIMO FMCW automotive-radar concept for 3D position measurement" 2018 15th European Radar Conference (EuRAD), Madrid, Spain, pp. 289-292, 2018.
2. Chapurskij V. V. Poluchenie radiogolograficheskikh izobrazhenij ob"ektor na osnove razrezhennyh antennyh reshetok tipa MIMO s odnochastotnym i mnogochastotnym izlucheniem // Vestnik Moskovskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta im. N.E. Baumana. Seriya Priborostroenie. 2011. № 4(85). S. 72-91.
3. M. Pan and B. Chen, "MIMO high frequency surface wave radar using sparse frequency FMCW signals" International Journal of Antennas and Propagation, pp. 1-16, 2017.

4. S. Y. Nusenu, W. -Q. Wang and A. Basit, "Time-Modulated FD-MIMO Array for Integrated Radar and Communication Systems," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 17, no. 6, pp. 1015-1019, June 2018.
5. S. Ahmed, J. S. Thompson, B. Mulgrew and Y. Petillot, "Fast computations of constant envelope waveforms for MIMO radar transmit beampattern," 2010 IEEE Radar Conference, Arlington, VA, USA, 2010, pp. 458-463.
6. W. A. Ahmad et al., "Multimode W-Band and D-Band MIMO Scalable Radar Platform," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 69, no. 1, pp. 1036-1047, Jan. 2021.
7. M. S. Khasanov, Y. M. Meleshin and V. N. Karpov, "Investigation into FMCW MIMO Radar Design Based on Fast Phase Coded Waveforms," 2024 26th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA), Moscow, Russian Federation, 2024, pp. 1-4.
8. Meleshin Yu.M., Khasanov M.S., Karpov V.N., Lyalin K.S. MIMO radar based on chirps with slow phase shift keying. *Trudy MAI*, 2024, no. 138. URL:
<https://trudymai.ru/eng/published.php?ID=182670>.
9. D. R. Fuhrmann and G. San Antonio, "Transmit beamforming for MIMO radar systems using signal cross-correlation," in IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 44, no. 1, pp. 171-186, January 2008.
10. Y. M. Meleshin, E. O. Romanova, K. S. Lyalin, M. S. Khasanov and T. A. Dovgal, "BPSK-based MIMO Radar Energy Efficiency Analysis," 2021 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus), St. Petersburg, Moscow, Russia, 2021, pp. 2538-2540.

**МЕХАНИСТИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ЗАДАЧЕ УПРАВЛЕНИЯ
ЗАЩИТОЙ КАРТОГРАФИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ
В ИНТЕГРИРОВАННОЙ СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ
ГИДРОГРАФИЧЕСКОЙ СЛУЖБЫ ВОЕННО-МОРСКОГО ФЛОТА
(ИСУ ГС ВМФ)**

А. В. Ивкин С. А. Вызуллин, О. В. Годовых, Р. Г. Кулиева

Краснодарское высшее военное орденов Жукова и Октябрьской Революции
Краснознаменное училище имени генерала армии С.М.Штеменко (КВВУ),
Краснодар, Российская Федерация

Аннотация. Предложен механистический подход к построению математической модели защиты картографической и геопространственной информации в ИСУ ГС ВМФ на базе анализа динамики процессов управления защитой информации. Рассматривается взаимодействие основных элементов системы информационной безопасности, включая ведение распределенного реестра, применение смарт-контрактов и электронных подписей. Модель основана на системе дифференциальных уравнений второго порядка, что позволяет учитывать динамику изменений системы и ее устойчивость при воздействии внешних и внутренних угроз [1]. Введение параметра демпфирования (возможности качественного влияния на процесс) обеспечивает контроль за поведением системы, предотвращая чрезмерные колебания элементов системы управления защитой картографической информации и повышая ее адаптивность к динамически изменяющимся внешним условиям [2].

Ключевые слова: защита информации, информационная безопасность, математическая модель, картография, система управления.

**MCHANISTIC APPROACH TO THE PROBLEM OF MANAGING THE
PROTECTION OF CARTOGRAPHIC INFORMATION IN THE
INTEGRATED MANAGEMENT SYSTEM OF THE NAVAL
HYDROGRAPHIC SERVICE (ISM NHS)**

A. V. Ivkin, S. A. Vizulin, O. V. Godovskyh, R. G. Kulieva

Krasnodar Higher Military Orders of Zhukov and the October Revolution Red Banner School named after Army General S.M.Shtemenko (KHMS), Krasnodar, Russian Federation

Abstract. A mechanistic approach to the construction of a mathematical model for the protection of cryptographic and geospatial information in the IMS NHS based on the analysis of the dynamics of information security management processes is proposed. The interaction of the main elements of the information security system, including the maintenance of a distributed registry, the use of smart contracts and electronic signatures, is considered. The model is based on a system of second-order differential equations. Which it possible to take into account the dynamics of system changes and its stability under the influence of external and internal threats [1]. The introduction of the damping parameter (the possibility of qualitative influence on the process) ensures control over the behavior of the system, preventing excessive fluctuations in the elements of the cartographic information protection control system and increasing its adaptability to dynamically changing external conditions [2].

Keywords: information protection, information security, mathematical model, cartography, the management system.

1. ВВЕДЕНИЕ

1.1 АКТУАЛЬНОСТЬ ИССЛЕДОВАНИЯ

Механистический подход к решению задачи управления защитой картографической информации в интегрированной системе управления ГС ВМФ обусловлен необходимостью:

1) актуализированного непрерывного анализа процессов управления защитой картографической информации во времени, их алгоритмизации и оптимизации параметров средств защиты с учетом изменяющихся внешних условий;

2) прогнозирования поведения элементов интегрированной системы управления ГС ВМФ и их влияния друг на друга в процессе функционирования, во время стабильного состояния и при интенсивных и сложных кибератак;

3) обеспечения целостности и конфиденциальности большого объема картографических данных при их создании, обработки и обмене между различными подразделениями и ведомствами для обеспечения национальной безопасности и эффективности военно-морских операций. Современные подходы не обеспечивают выработку сигналов управления с требуемой (высокой) скоростью.

1.2 ЦЕЛЬ ИССЛЕДОВАНИЯ

Цель – разработка математической модели процесса управления защитой картографической информации в ИСУ ВМФ, адаптивной к быстроизменяющимся внешним воздействиям на процессы (кибератаки различного уровня сложности и интенсивности). Предлагается формализовать процессы управления картографической информацией в зависимости от внутренних условий (качественных характеристик персонала, уровня подготовки, средств и методов защиты информации и других условий) и внешних действий (действий злоумышленника во воздействии на систему вовремя кибератаки).

Механистический подход к решению задач управления защитой картографической информации позволяет формализовать процессы и создать математическую модель, учитывающую динамику изменений системы и ее устойчивость в условиях внешних и внутренних угроз. Тогда можно анализ фазового пространства дает возможность исследовать и прогнозировать поведение системы при различных воздействиях, оптимизировать параметры для обеспечения максимальной защищенности информации.

2. МЕТОДОЛОГИЯ ИССЛЕДОВАНИЯ

2.1 РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ

Предлагаемая математическая модель процесса управления защитой картографической информации в ИСУ ВМФ позволяет описать эти процессы в фазовом пространстве, с учетом устойчивости системы, реакции на внешние и внутренние угрозы, а также специфики особых ситуаций.

1. Основные положения модели процесса управления защитой картографической информации в ИСУ ВМФ. Подход основан на формальной замене многофункциональной системы управления на колебательную систему с числом степеней свободы соответствующим числу функций управления.

Введем обобщенную координату X , являющуюся функцией времени t : $X=X(t)$.

В зависимости от особенностей задачи, $X(t)$ может описывать функцию:

- 1) достижения целей и задач управления конфиденциальной информацией $F(t)$, $i=1$;
- 2) управления процессами ведения распределенного реестра (блокчейна) $E(t)$, $i=2$;
- 3) защиты данных, с помощью шифрования и смарт-контрактов $D(t)$, $i=3$;

4) верификации пользователей с использованием электронной подписи $C(t)$, $i=4$;

5) подготовки и определения уровня знаний сотрудников по работе с системой защиты $B(t)$, $i=5$;

6) ресурсного обеспечения безопасности (оборудование, программные средства) $A(t)$, $i=6$;

7) определения уровня защиты распределенного реестра от атак и изменений $G(t)$, $i=7$.

Здесь и ниже t – время.

2. Дифференциальное уравнение второго порядка описывающее динамику изменения $X(t)$:

$$\frac{\partial^2 X(t)}{\partial t^2} + 2a_i \frac{dX(t)}{dt} + \omega^2 X(t) = P_i(t), \quad (1)$$

где: α_i – коэффициент демпфирования для функции X ;

ω – собственная частота колебаний функции X ;

$P_i(t)$ – внешнее воздействие.

Учитывать взаимное влияние функций $F(t)$; $E(t)$; $D(t)$; $C(t)$; $B(t)$; $A(t)$; $G(t)$ друг на друга будем способом аналогичным для описания колебаний в системах с числом степеней свободы больше чем одна.

$$\begin{aligned} \ddot{x}_1 + 2a_j \dot{x}_j + \omega_j x_j &= P_i(t) + \sum_i^j a_{ji} x_i \\ \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots & \\ \ddot{x}_1 + 2a_1 \dot{x}_1 + \omega_1 x_1 &= P_1(t) + \sum_i^j a_{1i} x_1 \end{aligned} \quad (A)$$

Система дифференциальных уравнений (A) позволяет описать, как технические процессы защиты информации взаимодействуют в сетевентрической среде ВМФ, и какие меры необходимо предпринять для повышения устойчивости. Модель, основанная на (A) позволит прогнозировать поведение системы в условиях угроз и оптимизировать распределение ресурсов, автоматизировать процессы управления безопасностью, в том числе реализацию ролевой системы разграничения доступа при актуализации и обработки картографической информации с использованием смарт-контрактов и их верификации с применением электронной подписи.

3. Дифференциальные уравнения, описывающие систему. Каждую функцию системы защиты информации опишем уравнением второго порядка, чтобы учесть динамику изменений и устойчивость системы в фазовом пространстве [3].

Цели и задачи управления конфиденциальной информацией:

$$\ddot{F} + 2a_F F + w_{0f}^2 F = \beta_F E - \gamma_F C \quad (2)$$

где:

\ddot{F} – ускорение изменения целей защиты в ответ на угрозы.

\dot{F} – скорость изменения целей.

a_f – коэффициент демпфирования, стабилизирующий цели при изменении процессов реестра и верификации пользователей.

β_F – влияние управления распределенным реестром на достижение целей.

γ_F – Влияние верификации пользователей на корректировку целей.

w_{0f}^2 – определяет, как быстро цели безопасности восстанавливаются после возмущений.

Например, если система получает предупреждение о попытке взлома, частота w_{0f}^2 показывает, с какой скоростью будут пересмотрены и восстановлены основные меры безопасности.

Решение систем уравнений (A) в общем случае представляет довольно сложную математическую задачу. Ограничимся одномерной ситуацией, например, для функции $x_1 = F(t)$. В этом случае взаимное влияние разнородных функций управления исключается, либо сводится к внешнему воздействию $P_i(t)$.

Уравнение (1). Проанализируем возможные решения неоднородного дифференциального уравнения (1) методом фазовой плоскости.

4. Метод фазовой плоскости. Уравнение движения, описывающее нелинейную колебательную систему, как правило невозможно решить аналитически. В связи с этим одним из основных методов анализа являются численные методы с использованием ЭВМ. Применение численных методов возможно только при численном задании параметров и характеристик всех элементов колебательной системы, а также значений всех начальных условий. Вычисления дают решение для вполне определенного конкретного случая. Изменение любого параметра колебательной системы или начальных условий требует новых расчетов. Однако, часто требуется знать общие свойства исследуемых колебательных систем и возможные типы движений как при изменении параметров, так и начальных условий.

2.2 ОСНОВНЫЕ ТИПЫ ОСОБЫХ ТОЧЕК И ИХ ВЛИЯНИЕ НА ПОВЕДЕНИЕ ИНТЕГРИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Выявить наиболее общие и важные характеристики и свойства нелинейных колебательных систем без аналитического и численного исследования уравнений движения можно с помощью качественных методов.

Основной метод качественного анализа колебательной системы состоит в построении фазовой траектории в n -мерном пространстве состояний. Координатными осями этого пространства являются переменные состояния. Значения решения для каждого момента времени t определяет точку пространства состояний, называемой описывающей или изображающей точкой. Соединяя последовательно эти точки получим кривую, направленную в сторону возрастания времени и называемой фазовой траекторией. Проекция каждой точки траектории на оси координат определяет значения соответствующих переменных состояний. Перемещение изображающей точки по фазовой траектории от начальной точки, соответствующей начальным условиям при $t=0$, до конечной точки при $t \rightarrow \infty$ будет определять решения для всех возможных состояний, т.е. имеется однозначное соответствие между решениями уравнения движения и траектории.

Для приближенного качественного построения фазового портрета в первую очередь определяются особые точки и на основе линеаризации уравнений устанавливают устойчивость или неустойчивость и вид особых точек. По этим данным можно нанести траекторию в окрестности всех особых точек, допуская некоторую экстраполяцию за ближние окрестности.

Основные типы особых точек и их влияние на поведение интегрированной системы управления ГС ВМФ при различных внешних и внутренних воздействиях.

1. Асимптотически стабильный узел. Этот тип особой точки характеризуется быстрым возвращением системы к стабильному состоянию после возмущений без колебаний.

Если демпфирующие коэффициенты α велики ($\alpha\omega < 2\omega$), система быстро возвращается к стабильному состоянию после возмущений без колебаний. При малых значениях α система становится неустойчивой. В контексте защиты информации асимптотически стабильный узел проявляется после попытки несанкционированного доступа к картографическим данным, когда система восстановления активирует контрмеры, возвращая уровень безопасности в исходное состояние без излишних колебаний.

2. Неустойчивый узел. При малых значениях коэффициента демпфирования α система становится неустойчивой, и даже небольшие возмущения могут вывести ее из равновесия. Недостаточное управление реестром картографических данных приводит к уязвимости, что может вызвать компрометацию геопространственной информации. Такая ситуация характерна для неустойчивого узла, когда система не способна противостоять даже незначительным угрозам.

3. Седловая точка. Система устойчива в одном направлении, но легко выходит из равновесия в другом. В практике защиты картографической информации седловая точка проявляется, когда система может быть устойчива к внешним атакам на данные, но оставаться уязвимой к внутренним угрозам, например, ошибкам при обновлении геопространственной информации.

4. Центр. Нейтрально устойчивая точка, при которой система продолжает колебаться вблизи состояния равновесия. Регулярное обновление системы защиты обеспечивает стабильность, но не предотвращает полностью появление новых угроз для картографических данных. Такое поведение системы характерно для центра как особой точки фазового пространства.

5. Фокус. Различают устойчивый и неустойчивый. В случае множественных попыток взлома система защиты картографической информации либо адаптируется, улучшая защиту (устойчивый фокус), либо становится все более уязвимой (неустойчивый фокус). Устойчивый фокус характеризуется затухающими колебаниями, когда система постепенно приходит к равновесному состоянию, в то время как неустойчивый фокус демонстрирует нарастающие колебания, которые могут привести к полной дестабилизации системы защиты.

Анализ особых точек позволяет прогнозировать поведение системы защиты картографической информации при различных воздействиях, оптимизировать параметры системы для обеспечения максимальной устойчивости, выявлять потенциальные уязвимости и разрабатывать стратегии реагирования на различные типы угроз.

2.3 АПЕРИОДИЧЕСКИЕ КОЛЕБАНИЯ В СИСТЕМЕ ЗАЩИТЫ КАРТОГРАФИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ

Апериодические колебания представляют собой особый тип динамического поведения системы защиты информации, характеризующейся отсутствием повторяемости и цикличности. В контексте механистического подхода к задаче управления защитой картографической информации в интегрированной автоматизированной системе ГС ВМФ, апериодические колебания имеют важное значение для обеспечения устойчивости системы. Аналогичными уравнениями второго порядка описываются функции $E(t)$; $D(t)$; $C(t)$; $B(t)$; $A(t)$; $G(t)$.

1. Система управления как колебательная система. Применение параметра ω_0^2 моделировании устойчивости.

Включение параметра ω_0^2 в уравнения позволяет учитывать естественные колебания системы, которые возникают при воздействии внешних факторов, таких как атаки, сбои

или внезапные изменения в системе. Рассмотрим как величина ω_0^2 влияет на поведение системы в различных уравнениях.

Параметр ω_0^2 описывает частоту, с которой система возвращается к равновесию, если она отклонена от своего стабильного состояния. В отсутствие демпфирования ($\alpha=0$) система будет колебаться с частотой ω_0^2 . В реальных системах защиты информации такие колебания могут представлять собой возвратно-поступательные реакции, например, попытки системы восстановиться после попытки взлома или изменений в данных.

2. Критически демпфированные и недемпфированные системы. Критическое демпфирование: если $\alpha = \sqrt{\omega_0^2}$, система быстро возвращается к равновесию без колебаний. Это идеальный случай для процессов, где важна быстрая стабилизация, например, при восстановлении после атаки.

Недемпфированная система: если $\alpha=0$, система будет бесконечно колебаться с частотой ω_0 , что нежелательно в системах защиты, так как это может указывать на нестабильность.

Перераспределение ресурсов при колебаниях: в системах, управляемых блокчейном, частота ω_0 может моделировать, как быстро распределенный реестр реагирует на изменения, такие как внезапные отключения узлов или массовые запросы на доступ. Высокие значения ω_0 указывают на быструю реакцию, но могут привести к перерегулировкам и нестабильности.

ω_{0e}^2 : описывает, как быстро распределенный реестр адаптируется к изменениям. Например, при массовой записи новых транзакций в блокчейн, значение ω_{0e} влияет на скорость синхронизации данных.

ω_{0d}^2 : показывает, как быстро система может восстановить защиту данных после взлома или сбоя. Высокая частота указывает на быстрое восстановление, но может быть риск чрезмерной реакции, когда система становится неустойчивой.

ω_{0c}^2 : характеризует скорость реакции системы верификации на аномальные действия. Быстрая верификация важна, чтобы не допустить несанкционированного доступа, но слишком высокая частота может вызвать ошибки в аутентификации.

ω_{0b}^2 : определяет, как быстро персонал может адаптироваться к новым угрозам и процедурам обучения. Более низкие значения частоты обеспечивают плавное обучение, а высокие ускоренное, но могут быть связаны с повышенной нагрузкой.

ω_{0a}^2 : описывает, как быстро ресурсы могут быть перераспределены при угрозе. Быстрое перераспределение важно для предотвращения сбоев в защите, но может привести к нестабильности при чрезмерной частоте.

ω_{0g}^2 : показывает, как быстро система усиливает защиту реестра при обнаружении угроз. Более высокая частота указывает на быстрые меры по защите, но может создать риск чрезмерного использования ресурсов.

Для критически важных процессов, таких как защита данных и верификация пользователей, выбираются более высокие значения ω_0^2 , чтобы система могла быстро реагировать на угрозы.

Для менее критичных процессов, таких как обучение персонала, значения ω_0^2 ниже, чтобы обеспечить стабильное и плавное обучение.

Важно найти баланс между быстрой реакцией и устойчивостью системы. Слишком высокие значения ω_0^2 могут сделать систему неустойчивой, особенно при недостаточном демпфировании.

Анализ фазового пространства процессов системы защиты информации позволяет выявить ключевые особые точки, определяющие устойчивость и эффективность всей системы безопасности.

Значения ω_0^2 подбираются с помощью моделирования различных сценариев, таких как атаки или массовые запросы. Система должна демонстрировать устойчивость и правильную амплитуду колебаний, чтобы не реагировать чрезмерно.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанная математическая модель позволяет описать динамику защиты информации в сетевентрической среде ВМФ с учетом влияния внутренних и внешних факторов. Использование параметра демпфирования обеспечивает устойчивость системы, предотвращая неконтролируемые колебания и резкие изменения в процессах управления информационной безопасностью. Практическое применение модели возможно для прогнозирования поведения системы в реальных условиях, позволяя адаптировать механизмы защиты информации к меняющимся угрозам и требованиям безопасности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Буренин А. Н. Инфокоммуникационные системы. – М.: Медиа Паблишер, 2019. – С. 145-148.
2. Баранов В. В. Процессы управления безопасностью. – М.: РТУ МИРЭА, 2018. – С. 178-180.
3. Котенко И. В. Построение системы сервисов безопасности. – СПб.: СПИИРАН, 2017. – С. 89-92.
4. Cebrowski A. K., & Garstka, J.J. (1998). Network-Centric Warfare: Its Origin and Future. U.S. Naval Institute Proceedings, 124(1), 28-35.
5. Мигулин В. В., Медведев В. И., Мустель Е. Р., Пармыгин В. Н., под ред. Мигулина В. В. Основы теории колебаний. – М. Наука, 1978-392 с.

REFERENCES

1. Burenin, A. N. Infocommunication system. – Moscow: Media Publisher, 2019. – Pp. 145-148.
2. Baranov, V. V. Security management processes. – Moscow: RTU MIREA, 2018. – Pp. 178-180.
3. Kotenko, I. V. Building a system of security services. – Saint Petersburg: SPYIRAN, 2017. – Pp. 89-92.
4. Cebrowski, A. K., & Garstka, J. J. (1998). Network-Centric Warfare: Its Origin and Future. U.S. Naval Institute Proceedings, 124 (1), 28-35.
5. Migulin, V. V., Medvedev, V. I., Mustel, E. R., Parmygin, V. N., edited by Migulin V. V. Fundamentals of the Theory of Oscillations. – Moscow. Nauka, 1978-392 p.

МОДЕЛИРОВАНИЕ КОМПАКТНОГО 3Д НЧИ – ГИДРОАКУСТИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ СО СЛОЖНОЙ ФОРМОЙ ИЗЛУЧАЮЩЕЙ ОБОЛОЧКИ

A. K. Бритенков, Р. В. Травин

Институт прикладной физики им. А. В. Гапонова-Грекова Российской академии наук
(ИПФ РАН), Нижний Новгород, Россия

Аннотация. В докладе представлены результаты расчётов электроакустических характеристик компактных 3D НЧИ – преобразователей продольно-изгибного типа с цельнометаллической излучающей оболочкой сложной формы. Проведена верификация конечно-элементной модели путём сравнения измеренных резонансных характеристик преобразователей в воздухе и электроакустических характеристик в воде с расчётыми. Анализ проведённых расчётов частотных характеристик преобразователей и результатов электроакустических измерений двух собранных макетов 3D НЧИ в натурных условиях подтверждает корректность использованных моделей и возможность применения методов конечно-элементного моделирования при проектировании излучателей подобной конструкции.

Натурные испытания являются неотъемлемой частью процесса разработки низкочастотных гидроакустических излучателей как основной способ определения электроакустических параметров преобразователя и корректировки направления конструкторского поиска. Тем не менее, ввиду высокой организационной сложности и стоимости натурных экспериментальных исследований, для проверки достижимости заданных характеристик подобных преобразователей необходимо моделирование и проведение предварительных расчётов на основе верификации используемых численных моделей проектируемых изделий.

Ключевые слова: гидроакустический излучатель, акустическое моделирование, гидроакустика, конечно-элементный метод.

MODELING OF A COMPACT 3D LFR – HYDROACOUSTIC TRANSDUCER WITH A COMPLEX SHAPE OF RADIATING SHELL

A. K. Britenkov, R. V. Travin

Institute of Applied Physics named after A.V. Gaponov-Grekov of the Russian Academy of Sciences (IAP RAS), Nizhny Novgorod, Russia

Abstract. The report presents the results of modeling compact 3D LFR – transducers of longitudinal-bending type with an all-metal radiating shell of complex shape. The finite element model was verified by comparing the measured resonance characteristics of the transducers in air and electroacoustic characteristics in water with the calculated ones. The analysis of the calculations of the frequency characteristics of the transducers and the results of electroacoustic measurements of two assembled 3D LFR models in natural conditions confirms the correctness of the models used and the possibility of using finite element modeling methods in designing emitters of similar design.

Full-scale tests are an integral part of the development process of low-frequency hydroacoustic emitters as the main method of determining the electroacoustic parameters of the transducer and adjusting the direction of design search. However, due to the high organizational complexity and cost of full-scale experimental studies, to check the achievability of the specified characteristics of such transducers, it is necessary to model and

conduct preliminary calculations based on the verification of the used numerical models of the designed products.

Keywords: hydroacoustic radiator, acoustic modeling, hydroacoustics, calculation by the finite element method.

1. ВВЕДЕНИЕ

Область применения низкочастотных гидроакустических излучателей активно расширяется, охватывая всё более широкий спектр задач. Наиболее востребованы в современной парадигме развития гидроакустических средств, применяемых для морских исследований, компактные гидроакустические излучатели низкочастотного диапазона. К ним относятся малогабаритные преобразователи продольно-изгибного типа с цельнометаллическими корпусами сложной формы, обладающие рядом преимуществ по сравнению с гидроакустическими излучателями аналогичных размеров.

Типичной проблемой низкочастотных гидроакустических преобразователей продольно-изгибного типа традиционной конструкции [1] является герметизация продольных прорезей, выполняемых для снижения поперечной жёсткости, определяющей рабочий диапазон частот преобразователя. Обычно для решения этой проблемы используются эластичные вставки и обволакивающее покрытие металлического корпуса слоем гидроизолирующего материала. Такое конструктивное решение приводит к снижению ресурса изделия ввиду недостаточной надежности kleевых соединений между металлом и эластичными элементами конструкции. Кроме того, потери энергии в герметизирующем покрытии могут быть достаточно большими, что снижает эффективность электромеханического преобразования и КПД излучателя в целом. Выходом из данной проблемы является гофрирование корпуса излучателя, применяемое в конструкции 3D НЧИ [2] – излучателей продольно-изгибного типа с цельнометаллической излучающей оболочкой сложной формы. Подобное техническое решение является одной из важнейших особенностей излучателей продольно-изгибного типа. Цельная конструкция металлического корпуса низкочастотного гидроакустического излучателя, кроме стойкости к циклическим нагрузкам (ресурс компактного 3D НЧИ превышает 10^{10} циклов), имеет явные технологические преимущества при производстве.

При разработке и тестировании 3D НЧИ необходимо проведение натурных испытаний для детального анализа электроакустических характеристик преобразователей, выявления проблемных сторон и поиска идей для улучшения характеристик и оптимизации преобразователя. С другой стороны, в целях подтверждения корректности выбранных конструктивных особенностей и уточнения направления конструкторского поиска, целесообразно предварительное моделирование излучателя (например, с использованием конечно-элементного представления) для оценки характеристик преобразователя. С учётом верификации численных моделей на основе экспериментальных данных подобные расчёты являются основным инструментом для проектирования излучателей с заданными характеристиками.

В рамках настоящей работы проведены расчёты и экспериментальные измерения для двух излучателей продольно-изгибного типа сложной формы (3D НЧИ № 1 и 3D НЧИ № 2), незначительно отличающихся размерами и геометрией излучающей оболочки [3].

2. РАСЧЁТ РЕЗОНАНСНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК КОРПУСОВ 3D НЧИ № 1 И № 2 В ВОЗДУХЕ

В качестве основного элемента, определяющего частоту преобразователя, как правило, выступает его излучающая оболочка – корпус низкочастотного гидроакустического. В связи с этим целесообразно проведение расчётов резонансных характеристик корпусов излучателей сложной формы с помощью конечно-элементного моделирования (рисунок 1).



Рис. 1. Модели корпусов 3D НЧИ (а, в) и их поперечные разрезы (б, г).

Корпус № 1 (рисунок 1, а) с размерами $\text{Ø}89 \times 90$ (диаметр×длина) мм имеет 12 волн гофрирования, корпус № 2 (рисунок 1, в) при размерах $\text{Ø}102 \times 92$ мм имеет 16 волн гофрирования переменной амплитуды [4]. На основе STL-модели, использованной для изготовления подобных корпусов 3D НЧИ из титанового порошка Ti-6Al-4V с применением технологии послойного лазерного сплавления, проведены расчёты характеристик макетов преобразователей на базе описанных выше цельнометаллических корпусов.

Расчёты показали, что корпус 3D НЧИ № 1 имеет более широкую полосу частотной характеристики для основного резонанса (рисунок 2) по сравнению с корпусом 3D НЧИ № 2, что возможно связано с более простой геометрией гофрирования.

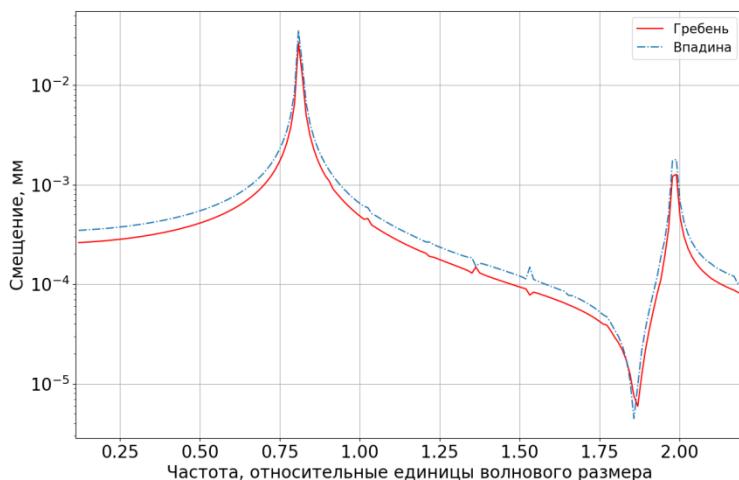


Рис. 2. Спектральное распределение амплитуды колебаний корпуса 3D НЧИ № 1.

Наличие дополнительных резонансов корпуса 3D НЧИ № 2 в расчётных моделях (рисунок 3) обусловлено более сложной формой гофрирования оболочки.

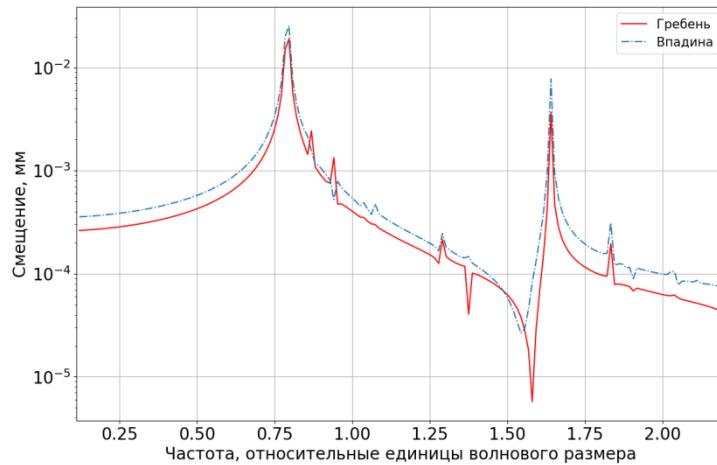


Рис. 3. Спектральное распределение амплитуды колебаний корпуса 3D НЧИ № 2.

Как видно из графиков АЧХ (рисунки 2 и 3), резонансная частота корпуса 3D НЧИ № 2 незначительно ниже частоты основного резонанса корпуса 3D НЧИ № 1, что связано с различием изделий в размерах. Резонансы обоих корпусов 3D НЧИ № 1 и № 2 соответствуют частоте (в относительных единицах волнового размера) 0.8, различаясь не более чем на 1-2 %. Оценка спектральных распределений частоты колебаний боковой поверхности корпуса в центральном сечении для обоих преобразователей показала качественное совпадение основных резонансов, рассчитанных на основе STL-моделей с резонансными частотами, наблюдаемыми при проведении вибро-механических измерений корпусов излучателей на вибростенде [3] при помощи лазерного виброметра.

3. РАСЧЁТ РЕЗОНАНСНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МАКЕТОВ 3D НЧИ № 1 И № 2 В ВОЗДУХЕ

В расчётной модели собранного излучателя наблюдается повышение резонансной частоты колебаний излучающей оболочки (усредненное значение для 3-х точек – на впадине, торце и гребне) в сравнении с частотой основного резонанса корпуса. На графике спектральных распределений макетов излучателей, представленных на рисунке 4, для 3D НЧИ № 1 увеличение резонансной частоты составляет около 15 %, для 3D НЧИ № 2 – около 5 %.

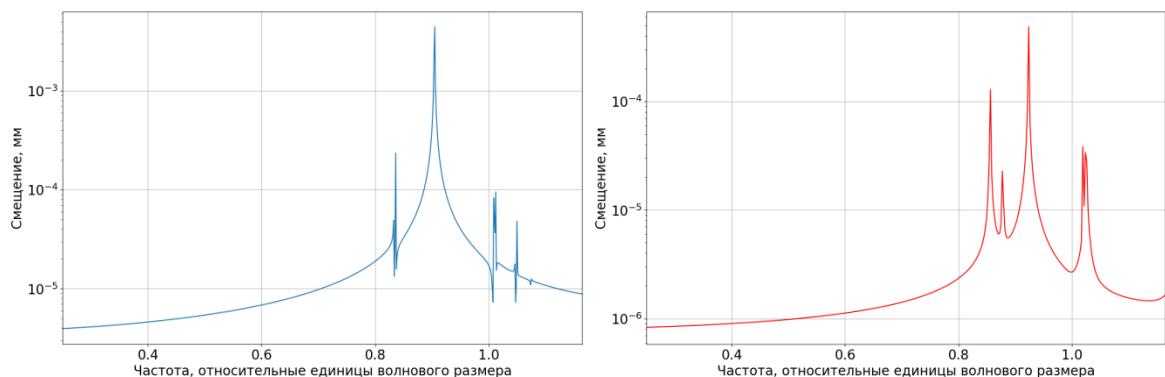


Рис. 4. Усредненное спектральное распределение колебаний поверхности излучающей оболочки 3D НЧИ № 2 (слева) и 3D НЧИ № 1 (справа).

Различие резонансных частот макетов преобразователей, как и различие основных резонансов их корпусов, обусловлено в первую очередь, отличием размеров излучателей на 10-12% и массы на 15-20%, а также геометрией излучающих оболочек, в частности разной амплитудой и количеством волн гофрирования. Частоты основных резонансов собранных излучателей в воздухе, как и в случае с отдельными корпусами, практически совпадают со значениями, полученными в результате измерений [3].

4. РАСЧЁТ ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК 3D НЧИ № 1 И 3D НЧИ № 2 В ВОДЕ

При погружении излучателя в воду добавляется присоединённая масса воды, что приводит к снижению его резонансной частоты. Как правило, для излучателей продольно-изгибного типа традиционной конструкции в аналогичном диапазоне частот, соотношение между частотами основных резонансов в воздухе и воде находится в пределах 1.5-2.0 [4]. Конструкция 3D НЧИ предполагает достаточно высокий коэффициент механической трансформации [5], что определяет понижение резонансной частоты в воде по отношению к частоте резонанса в воздухе в 2 раза и более. Поскольку по аналогии с электрическим колебательным контуром с повышающим трансформатором (где эквивалентом присоединённой массы является индуктивность, пересчитываемая к элементарному контуру через квадрат коэффициента преобразования), частота собственных колебаний гидроакустического преобразователя в воде существенно зависит от коэффициента механической трансформации

$$f_{\text{НЧИ}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m_{\text{кс}} + n^2 M_{\text{пр}}}}, \quad (1)$$

где k – коэффициент упругости механической колебательной системы, определяемый жесткостью конструкции преобразователя, $m_{\text{кс}}$ – эквивалентная масса колебательной системы, зависящая от конструктивного устройства излучателя, n – механический коэффициент трансформации, $M_{\text{пр}}$ – присоединённая масса, то учёт присоединённой массы воды является определяющим фактором для расчётов резонансных характеристик преобразователя.

Расчёт электроакустических характеристик 3D НЧИ в воде на основе STL-модели, в частности зависимости развивающего давления от частоты, показал, что для обоих излучателей частота основного резонанса снижается примерно в 2 раза по отношению к резонансной частоте в воздухе (рисунок 5).

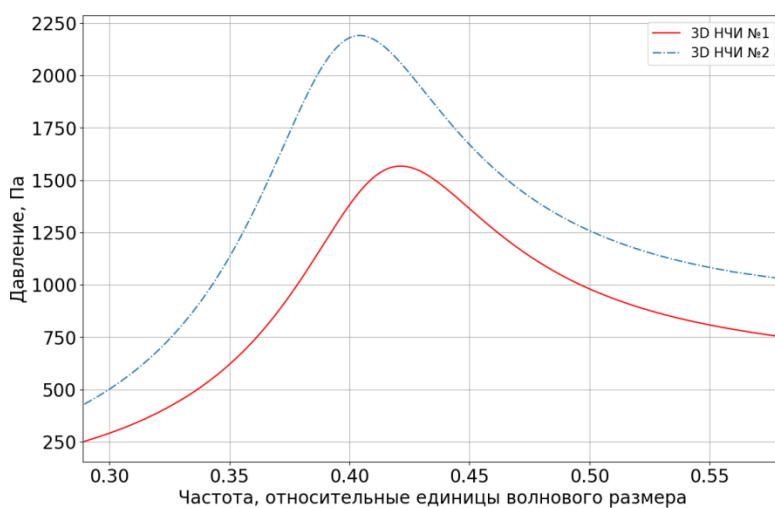


Рис. 5. Зависимость развивающего давления 3D НЧИ № 2 и 3D НЧИ № 1 от частоты.

Различия электроакустических параметров излучателей также связаны с их массогабаритными параметрами: незначительное увеличение размеров корпуса 3D НЧИ № 2 по сравнению с 3D НЧИ № 1 при практически идентичных размерах активных элементов приводит к повышению его чувствительности по напряжению в среднем на 5-15 %. Расчётная чувствительность по напряжению 3D НЧИ № 2 примерно на 7 % выше 3D НЧИ № 1, что также подтверждают результаты натурных испытаний на открытой воде [6].

Для наглядности расхождения расчётных значений и экспериментальных результатов измерений для 3D НЧИ № 1 и № 2 в воде и в воздухе сведены в таблицу 1.

Таблица 1. Различия расчётных значений и результатов натурных измерений.

3D НЧИ №	Различие резонансных частот в воздухе, %	Различие резонансных частот в воде, %	Различие чувствительностей по напряжению (в воде), %
1	0.8	2.7	2.2
2	1.4	1.6	0.5

Расхождение резонансных частот в воде и полученных при расчёте значений чувствительности по напряжению с данными измерений [6] с одной стороны характеризует сложность конструкции 3D НЧИ и говорит о необходимости учёта дополнительных параметров для корректировки расчётной модели преобразователя, а с другой – на возможный разброс параметров используемых в конструкции излучателей деталей, влияющих на точность расчёта электроакустических параметров излучателя и погрешности измерительной аппаратуры. С другой стороны, расхождение резонансных частот излучателей находится в пределах погрешности электроакустических измерений, составляющих для подобных частотных диапазонов. Результирующая погрешность электроакустических измерений чувствительности излучателя по напряжению, определяемая согласно ГОСТ Р 8.736-2011 находится в пределах $\pm 10\text{-}12\%$, что при разрешении АЦП по частоте менее 1 Гц в пересчёте на точность определения частоты резонанса составляет около 100 Гц.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведённые расчёты электроакустических параметров 3D НЧИ в воздухе и воде показывают применимость методов конечно-элементного моделирования для предварительной оценки характеристик излучателей. На примере двух 3D НЧИ моделирование и экспериментальные измерения подтверждают тенденцию обратно пропорциональной зависимости частоты от размеров и массы преобразователя. При увеличении габаритов 3D НЧИ на 10-12 % и массы на 15-20 % повышение чувствительности и эффективности излучателя (с учётом верификации модели по результатам натурных испытаний) составляет 8-10 %. На основании этой закономерности можно предполагать, что для излучения гидроакустических сигналов в низкочастотном диапазоне с эффективным уровнем звукового давления, необходимым для решения различных прикладных задач гидроакустики (например, акустической термометрии), на дистанциях в десятки и сотни километров, размеры 3D НЧИ должны составлять около $\varnothing 180 \times 250$ мм (диаметр×длина).

С учётом возможностей конечно-элементного моделирования и развития аддитивных технологий, доступных для изготовления корпусов 3D НЧИ сложной формы, открываются перспективы разработки и излучателей схожей конструкции для разнообразных гидроакустических приложений. Подобные преобразователи могут

найти применение в широком спектре задач, например, в качестве компонентов гидроакустических модемов, систем телеуправления или гидроакустических маяков.

Работа выполнена в рамках государственного задания ИПФ РАН «Распространение акустических волн в морской среде и верхнем слое земной коры» (проект FFUF-2024-0041).

ЛИТЕРАТУРА

1. Боголюбов Б. Н., Кирсанов А. В., Леонов И. И., Смирнов С. А., Фарфель В. А. Расчёт и экспериментальные исследования компактного продольно-изгибного гидроакустического преобразователя с центральной частотой излучения 520 Гц. // Гидроакустика, 2015, Т. 23, № 3. - С. 20–26.
2. Бритенков А. К., Боголюбов Б. Н., Дерябин М. С., Фарфель В. А. Измерение электромеханических характеристик компактного низкочастотного гидроакустического излучателя сложной формы. // Труды МАИ, 2019, № 105. - С. 1-24.
3. Бритенков А. К., Норкин М. С., Захаров С. Б., Травин Р. В., Стуленков А. В. Сравнительные исследования вибромеханических характеристик компактных гидроакустических преобразователей продольно-изгибного типа со сложной формой излучающей оболочки. // Акустич. журн., 2023, Т. 69, № 6. - С. 808-816.
4. Андреев М. Я., Боголюбов Б. Н., Клюшин В. В., Рубанов И. Л. Низкочастотный малогабаритный продольно-изгибный электроакустический преобразователь. // Датчики и системы, 2010, № 12. - С. 51–55.
5. Свердлин Г.М. Гидроакустические преобразователи и антенны Л.: Судостроение, 1988. - С. 232.
6. Бритенков А. К., Норкин М. С., Стуленков А. В., Травин Р. В. Исследование электроакустических характеристик компактного 3D НЧИ – низкочастотного гидроакустического преобразователя продольно-изгибного типа сложной формы. // Научное приборостроение, 2023, Т. 33, № 4. - С. 28-39.

REFERENCES

1. Bogolyubov B. N., Kirsanov A. V., Leonov I. I., Smirnov C. A., Farfel V. A., Design and experimental testing of compact flexensional hydroacoustic transducer with central radiation frequency 520 Hz. // Hydroacoustics, 2015, No. 23(3). - Pp. 20–26.
2. Britenkov A. K., Bogolyubov B. N., Deryabin M. S., Farfel V. A., Measuring electromechanical characteristics of a complex shape compact low-frequency hydroacoustic radiator. // Trudy MAI, 2019, No. 105. - Pp. 1-24.
3. Britenkov A. K., Norkin M. S., Zakharov S. B., Travin R. V., Stulenkov A. V. Comparative researching of the vibromechanical characteristics of compact hydroacoustic transducers longitudinal-bending type with a complex radiating shell shape. // Akust. zh., 2023, Vol. 69, No. 6. - Pp. 808-816.
4. Andreev M. Ya., Bogolyubov B. N., Klyushin V. V., Rubanov I. L. Low-frequency small-sized longitudinal-bending electroacoustic transducer. // Sensors and systems, 2010, No. 12. - Pp. 51–55.
5. Sverdlin G.M., Hydroacoustic transducers and antennas. L.: Shipbuilding, 1988. – 232 p.
6. Britenkov A. K., Norkin M. S., Stulenkov A. V., Travin R. V. Study of the electroacoustic characteristics of the compact low-frequency hydroacoustic transducer (3d LFHE) of a longitudinal-bending type and a complex shape. // Nauchnoe Priborostroenie, 2023, Vol. 33, No. 4. - Pp. 28-39.

СИСТЕМА ЛОКАЛЬНОЙ НАВИГАЦИИ ПО ИСКУСТВЕННОМУ ПЕРЕМЕНННОМУ МАГНИТНОМУ ПОЛЮ

A. M. Агеев, A. B. Мандрыкин, R. B. Угрюмов, K. A. Тивиков

ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»,
г. Воронеж, Россия

Аннотация. Рассматриваются возможности создания локальных систем навигации с использованием переменного низкочастотного магнитного поля. Проведен анализ навигационных систем, с использованием магнитных полей. Отмечается небольшой радиус действия навигационной системы с использованием переменного магнитного поля, однако использование множества маяков, работающих на разных частотах, позволяет формировать навигационное поле требуемой дальности действия. Показано, что использование переменного вращающегося поля позволяет определять одновременно три линейных и три угловых координаты подвижных объектов. Предполагается комплексирование магнитометрической системы локальной навигации со штатными навигационными системами летательных аппаратов.

Ключевые слова: магнитометрическая система локальной навигации, способы формирования магнитного поля, дальность действия магнитометрической системы навигации, масштабирование магнитометрической системы навигации.

LOCAL NAVIGATION SYSTEM BY ARTIFICIAL VARIABLE THE MAGNETIC FIELD

A.M. Ageev, A.V. Mandrykin, R. B. Ugryumov, K. A. Tivikov

Military Educational and Scientific Center of the Air Force «Air Force Academy named after Professor N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin» (Voronezh, Russia)

Abstract. The possibilities of creating local navigation systems using a variable low-frequency magnetic field are considered. An analysis of navigation systems using magnetic fields is carried out. A small range of the navigation system using a variable magnetic field is noted, but the use of multiple beacons operating at different frequencies allows forming a navigation field of the required range. It is shown that the use of a variable rotating field allows determining three linear and three angular coordinates of moving objects simultaneously. It is assumed that the magnetometric local navigation system is integrated with standard navigation systems of aircraft.

Keywords: magnetometric local navigation system, methods for forming a magnetic field, range of the magnetometric navigation system, scaling of the magnetometric navigation system.

1. ВВЕДЕНИЕ

Магнитометрические системы навигации – это системы, позволяющие однозначно определить местоположение объекта навигации по постоянному магнитному полю земли [1] или по искусственно созданному магнитному переменному навигационному полю [2]. Данные системы могут применяться как основные, резервные, или дополняющие системы навигации. Навигационные системы по постоянным магнитным полям (МП), при наличии электронной магнитной карты местности, могут осуществлять навигацию подвижного объекта на достаточно больших расстояниях, обладают точностью сопоставимую с точностями глобальных навигационных систем. Для повышения точности навигации в локальных районах целесообразнее применять

магнитометрические системы локальной навигации по переменным МП. Такие системы навигации находят свое применение при навигации в районах аэродрома, горных местностях, арктических зонах, в закрытых или подземных сооружениях, в районах, где невозможно использование других навигационных систем.

К преимуществам навигационных систем по переменным МП можно отнести:

- высокую помехоустойчивость (практическая невозможность радиоподавления);
- скрытность навигации;
- высокую точность определения координат (до единиц сантиметров);
- независимость от метеоусловий и слабопроводящих преград;
- низкие массогабариты бортового оборудования.

Магнитометрическая система по переменному МП работает следующим образом. С помощью источника переменного МП в пространстве формируется вращающееся МП, пространственное распределение индукции которого известно, а ее величина однозначно определяются координатами точки в пространстве. Измеряя на борту объекта навигации с помощью трехкоординатного магнитного датчика (МД) (высокоточного феррозондового магнитометра) шесть параметров переменного МП, можно вычислить три линейные и три угловые координаты объекта навигации.

2. СПОСОБ ВЫЧИСЛЕНИЯ КООРДИНАТ

Определение координат точки пространства по переменному МП возможно несколькими способами [3]:

1. Вращающиеся магнитное поле (два ортогональных соленоида), функционирует на 1 рабочей частоте, требуется синхронизация, вычисление координат происходит в четверти пространства. Недостатками являются: Применение источников МП, выполненных на основе двух контуров с токами и функционирующих на одной частоте, вызовет неоднозначность определения местоположения объекта навигации в четверти полупространства.

2. Три дипольных поля с различными частотами (три ортогональных соленоида), 3 рабочих частоты, синхронизация не требуется, определение координат в полупространстве. Недостатками являются: Использование трех дипольных полей с различными частотами вызывает необходимость разноса частот и сложность настройки магнитной системы, что, в свою очередь, вызовет увеличение погрешности вычисления координат.

3. Вращающееся магнитное поле с магнитным полем кратной частоты (субгармоники) (три ортогональных соленоида), 2 рабочих частоты, требуется синхронизация, определение координат в полупространстве. Недостатками являются: Источник вращающегося магнитного поля с дипольным магнитным полем кратной частоты (субгармоники), для осуществления навигации на больших расстояниях, требует дополнительной синхронизации.

Применение первого способа для навигации ЛА не целесообразно, в связи с вычислением координат объекта навигации в четверти пространства. Применение второго способа, возможно на ограниченных типах ЛА, в связи с большим разносом частот формируемого навигационного поля.

3. РАСЧЕТ КООРДИНАТ

Рассмотрим третий вариант источника навигационного МП, состоящего из трех взаимно ортогональных элементарных замкнутых контуров с токами, магнитные центры

которых совпадают (рисунок 1). По контурам 1 и 2 протекают токи со сдвигом фаз $\frac{\pi}{2}$ и частотой ω_1 , по контуру 3 протекает ток с частотой $\omega_2 = \frac{\omega_1}{2}$.

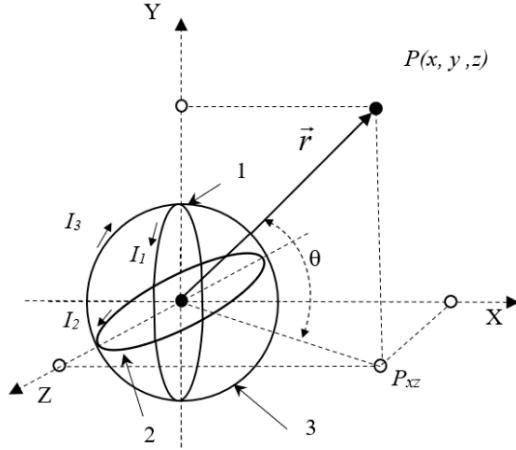


Рис 1.

Навигационное поле, создаваемое системой, представляет собой два МП:

- вращающееся МП \vec{B}_1 , контуры 1 и 2 с частотой ω_1 ;
- дипольное поле \vec{B}_2 , контур 3 с частотой $\omega_2 = \frac{\omega_1}{2}$.

Магнитный момент источника МП при равномерной намагниченности магнитопровода по объему сердечника определяется соотношением [2]

$$\vec{M} = \vec{J}V = \frac{V(\mu_n - 1)\vec{B}_s}{\mu_n \mu_0}, \quad (1)$$

где \vec{J} – намагниченность сердечника, V – объем сердечника, μ_n – начальная магнитная проницаемость материала магнитопровода, μ_0 – магнитная постоянная, \vec{B}_s – индукция насыщения.

Магнитный момент системы из контуров 1 и 2 будет равен $\vec{M}_1 = \{M_1 \cos \omega_1 t, 0, M_1 \sin \omega_1 t\}$.

В основе модель идеального диполя, представляющая собой контур диаметром d , через который протекает переменный ток (рисунок 3) [4]

$$i(t) = I_m \cos(\omega t), \quad (2)$$

где I_m – амплитуда тока, а $\omega = \frac{2\pi c}{\lambda}$ – его частота.

Индукция МП, создаваемого контуром с током в ближней зоне $r < \frac{\lambda}{2\pi}$ [4], равна [5]

$$\vec{B}(\vec{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \left(\frac{3(\vec{M} \cdot \vec{r})\vec{r}}{r^5} - \frac{\vec{M}}{r^3} \right), \quad (3)$$

где r – расстояние от геометрического центра контура с током до точки наблюдения $P(x, y, z)$, μ_0 – магнитная постоянная, M – магнитный момент системы.

Вычисление линейных координат объекта навигации. Обозначим систему координат, связанную с источником МП, XYZ. Индукция МП в точке $P(x, y, z)$ определяется выражениями:

$$\vec{B}_1 = \frac{\mu_0 M_1}{4\pi r^5} \begin{pmatrix} 2x^2 - y^2 - z^2 \\ 3xy \\ 3xz \end{pmatrix}, \quad \vec{B}_2 = \frac{\mu_0 M_1}{4\pi r^5} \begin{pmatrix} 3xz \\ 3yz \\ 2z^2 - x^2 - y^2 \end{pmatrix}, \quad \vec{B}_3 = \frac{\mu_0 M_2}{4\pi r^5} \begin{pmatrix} 3xy \\ 2y^2 - x^2 - z^2 \\ 3yz \end{pmatrix}. \quad (4)$$

Это поле может быть измерено тремя взаимно ортогональными датчиками МП:

$$\vec{B}'_1 = \begin{pmatrix} B_{0x}' \cos \varphi_{0x}' \\ B_{0y}' \cos \varphi_{0y}' \\ B_{0z}' \cos \varphi_{0z}' \end{pmatrix}, \quad \vec{B}'_2 = \begin{pmatrix} B_{0x}' \sin(\varphi_{0x}') \\ B_{0y}' \sin(\varphi_{0y}') \\ B_{0z}' \sin(\varphi_{0z}') \end{pmatrix}, \quad \vec{B}'_3 = \begin{pmatrix} B_{3x}' \\ B_{3y}' \\ B_{3z}' \end{pmatrix}, \quad (5)$$

где $B_{0x}', B_{0y}', B_{0z}', \varphi_{0x}', \varphi_{0y}', \varphi_{0z}'$ – амплитуды и начальные фазы сигнала на частоте ω_1 , $B_{3x}', B_{3y}', B_{3z}'$ – амплитуды сигнала на частоте ω_2 в подвижной системе координат, связанной с датчиком.

Скалярное произведение векторов не зависит от выбора системы координат. Тогда из уравнений (1, 4) запишем систему

$$\begin{cases} B_1'^2 = \left[\frac{\mu_0 M_1}{4\pi r^5} \right]^2 [(2x^2 - y^2 - z^2)^2 + 9x^2 y^2 + 9x^2 z^2], \\ B_2'^2 = \left[\frac{\mu_0 M_1}{4\pi r^5} \right]^2 [9x^2 z^2 + 9y^2 z^2 + (2z^2 - x^2 - y^2)^2], \\ B_3'^2 = \left[\frac{\mu_0 M_2}{4\pi r^5} \right]^2 [9x^2 y^2 + (2y^2 - x^2 - z^2)^2 + 9y^2 z^2], \\ (\vec{B}'_1 \cdot \vec{B}'_2) = \left[\frac{\mu_0 M_1}{4\pi r^5} \right]^2 [(2x^2 - y^2 - z^2) \cdot 3xz + 3xy \cdot 3yz + 3xz \cdot (2z^2 - x^2 - y^2)], \\ (\vec{B}'_1 \cdot \vec{B}'_3) = \left[\frac{\mu_0}{4\pi r^5} \right]^2 \cdot M_1 M_2 \cdot [(2x^2 - y^2 - z^2) \cdot 3xy + 3xy \cdot (2y^2 - x^2 - z^2) + 3xz \cdot 3yz], \\ (\vec{B}'_2 \cdot \vec{B}'_3) = \left[\frac{\mu_0}{4\pi r^5} \right]^2 \cdot M_1 M_2 \cdot [3xz \cdot 3xy + (2y^2 - x^2 - z^2) \cdot 3yz + 3yz \cdot (2z^2 - x^2 - y^2)]. \end{cases} \quad (6)$$

Обозначим:

$$\begin{cases} A_1 = \left(\frac{4\pi}{\mu_0 M_1} \right)^2 B_1'^2, \quad A_2 = \left(\frac{4\pi}{\mu_0 M_1} \right)^2 B_2'^2, \\ A_3 = \left(\frac{4\pi}{\mu_0 M_2} \right)^2 B_3'^2, \quad A_4 = \left(\frac{4\pi}{\mu_0 M_1} \right)^2 (\vec{B}'_1 \cdot \vec{B}'_2), \\ A_5 = \left(\frac{4\pi}{\mu_0} \right)^2 \cdot \frac{(\vec{B}'_1 \cdot \vec{B}'_3)}{M_1 M_2}, \quad A_6 = \left(\frac{4\pi}{\mu_0} \right)^2 \cdot \frac{(\vec{B}'_2 \cdot \vec{B}'_3)}{M_1 M_2}. \end{cases} \quad (7)$$

Коэффициенты $A_1, A_2, A_3, A_4, A_5, A_6$ вычисляются по измеренным значениям амплитуд и фаз.

Учитывая, что $x^2 + y^2 + z^2 = r^2$, получим решение для вычисления расстояния и линейных координат

$$\begin{cases} r = \sqrt[6]{\frac{6}{A_1 + A_2 + A_3}}, \\ x = \sqrt{\frac{(A_1 \cdot r^6 - 1)r^2}{3}} \operatorname{sign}(A_6) \cdot \operatorname{sign}(y), \\ y = \pm \sqrt{\frac{(A_3 \cdot r^6 - 1)r^2}{3}}, \\ z = \sqrt{\frac{(A_2 \cdot r^6 - 1)r^2}{3}} \operatorname{sign}(A_5) \cdot \operatorname{sign}(y). \end{cases} \quad (8)$$

При вычислении координат таким способом, возможно определить местоположение объекта в полупространстве, и при известном расположении источника МП (над поверхностью Земли или под ней), однозначно определить местоположение объекта навигации. При использовании одной частоты навигационного сигнала, и сигнала субгармоники, в качестве сигнала синхронизации, в значительной мере уменьшает разнос рабочих частот источника МП, и тем самым позволяет применять данную математическую модель на БПЛА с различными типами двигателей с достаточно узкими частотными диапазонами магнитных шумов [3].

Вычисление угловых координат объекта навигации. Для любого момента времени верно уравнение $\vec{B}' = R\vec{B}$, где \vec{B}' – измеренная индукция поля в подвижной системе координат, \vec{B} – расчетная индукция поля в неподвижной системе координат, R – матрица поворота. Тогда с учетом (1, 4) можно записать

$$\begin{bmatrix} \vec{B}_1 & \vec{B}_2 & \vec{B}_1 \times \vec{B}_2 \end{bmatrix} = R \cdot \begin{bmatrix} \vec{B}'_1 & \vec{B}'_2 & \vec{B}'_1 \times \vec{B}'_2 \end{bmatrix},$$

откуда

$$R = \begin{bmatrix} \vec{B}_1 & \vec{B}_2 & \vec{B}_1 \times \vec{B}_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \vec{B}'_1 & \vec{B}'_2 & \vec{B}'_1 \times \vec{B}'_2 \end{bmatrix}^{-1} = \begin{pmatrix} R_{11} & R_{12} & R_{13} \\ R_{21} & R_{22} & R_{23} \\ R_{31} & R_{32} & R_{33} \end{pmatrix}. \quad (9)$$

Выражение (9) позволяет вычислить все элементы матрицы R . Поворот подвижной системы координат относительно неподвижной будем характеризовать тремя углами (ϕ, θ, ψ) [6]. Матрица R связана с углами поворота следующим образом

$$R = R_x(\phi)R_y(\theta)R_z(\psi) = \begin{pmatrix} \cos \theta \cos \psi & -\cos \theta \sin \psi & \sin \theta \\ \sin \phi \sin \theta \cos \psi + \cos \phi \sin \psi & \cos \phi \cos \psi - \sin \phi \sin \theta \sin \psi & -\cos \theta \sin \phi \\ \sin \phi \sin \psi - \cos \phi \cos \psi \sin \theta & \cos \phi \sin \theta \sin \psi + \sin \phi \cos \psi & \cos \phi \cos \theta \end{pmatrix}, \quad (10)$$

а углы вычисляются с использованием выражений (8, 9) по формулам

$$\begin{cases} \phi = \operatorname{arctg} \left[-\frac{R_{23}}{R_{33}} \right] - \text{угол крена}, \\ \theta = \arcsin [R_{13}] - \text{угол тангажа}, \\ \psi = \operatorname{arctg} \left[-\frac{R_{12}}{R_{11}} \right] - \text{угол рысканья}. \end{cases} \quad (11)$$

Оценка расстояния от соленоида. Современные магнитометрические приборы могут обеспечить регистрацию МП при отношении сигнал/шум 20 дБ при предельно

минимальном значение магнитной индукции $B_{pez} = 10^{-10}$ Тл. Тогда с учетом (3)

$$r(M) = \left[\frac{\mu_o \cdot 2M}{4\pi \cdot B_{pez}} \right]^{\frac{1}{3}}. \quad (12)$$

В расчетах учитывались погрешности измерений магнитометрического датчика исходя из порога чувствительности датчика МП DRV425 $\Delta B_{\text{пор}} = 10^{-2}$ нТл, которая определялась выражением:

$$\delta B_{x,y,z} = \frac{\Delta B_{\text{пор}}}{B_{\text{изм}}}, \quad \delta B_{x,y,z} = \delta B = \delta\varphi, \quad (13)$$

где $\delta B_{x,y,z}$, δB , $\delta\varphi$ – абсолютные погрешности, $\Delta B_{\text{пор}}$ – пороговая чувствительность датчика МП, $B_{\text{изм}}$ – значение индукции МП на максимальном расстоянии.

Исходя из этого вычислялись:

– абсолютная погрешность максимальной дальности действия системы:

$$\Delta r = |r - B'_{\text{пор}}|, \quad B'_{\text{пор}} = B'_r(1 + \delta B), \quad (14)$$

где Δr – относительная погрешность расстояния, $B'_{\text{пор}}$ – рассчитанное отклонение расстояния, B'_r – рассчитанное значение расстояния в точке.

– абсолютные погрешности линейных координат:

$$\Delta(x, y, z) = |(x, y, z) - (x, y, z)_{\text{пор}}|, \quad (x, y, z)_{\text{пор}} = (x, y, z)(1 + \delta B), \quad (15)$$

где $\Delta(x, y, z)$ – относительная погрешность линейных координат по осям x, y, z , $(x, y, z)_{\text{пор}}$ – рассчитанное отклонение линейных координат по осям x, y, z , (x, y, z) – рассчитанное значение линейных координат по осям x, y, z в точке пространства.

– абсолютные погрешности угловых координат:

$$\Delta\varphi_{(x,y,z)} = |\varphi_{(x,y,z)} - \varphi'_{(x,y,z)\text{пор}}|, \quad \varphi'_{(x,y,z)\text{пор}} = \varphi'_{(x,y,z)}(1 + \delta\varphi), \quad (16)$$

где $\Delta\varphi_{(x,y,z)}$ – относительная погрешность угловых координат по осям, $\varphi'_{(x,y,z)\text{пор}}$ – рассчитанное отклонение угловых координат по осям, $\varphi'_{(x,y,z)}$ – рассчитанное значение угловых координат по осям в точке пространства.

4. ПРИМЕР РАСЧЕТА

Исходных данные: объем сердечника $V = 0,78$ м³; магнитная проницаемость сердечника $\mu_o = 2 \cdot 10^4$ Гн/м; магнитная проницаемость конструкционных элементов БПЛА $\mu = 1$ Гн/м; частота формирования поля $\omega = 850$ Гц (выбранная с учетом диапазона шумов бортового оборудования $\omega \neq \omega_{\text{ш}}$); порог чувствительности датчиков $\Delta B_{\text{пор}} = 10^{-2}$ нТл; координаты контрольной точки: $x_0 = 120$ м, $y_0 = 30$ м, $z_0 = 48$ м, $r = 138$ м; углы ориентации объекта: $\varphi_{x0} = 15$ град, $\varphi_{y0} = 26$ град, $\varphi_{z0} = 10$ град.

Результаты вычисления для контрольной точки:

- линейные координаты: $x = 118$ м; $y = 30,5$ м; $z = 47,3$ м;
- расстояние до точки $r = 140,3$ м;
- угловые координаты: $\varphi_x = 14,75$ град; $\varphi_y = 26,43$ град; $\varphi_z = 10,16$ град.

Результаты вычисления погрешностей:

- погрешность измерения линейных координат и расстояния (рисунок 2): $\Delta x = 2$ м; $\Delta y = 0,5$ м; $\Delta z = 0,8$ м; $\Delta r = 2,3$ м.
- погрешность измерения угловых координат (рисунок 3): $\Delta\varphi_x = 0,25$ град; $\Delta\varphi_y = 0,43$ град; $\Delta\varphi_z = 0,16$ град.

Дополнительно определены:

- максимальная дальность действия системы навигации: $R = 998$ м;

– максимальная погрешность координат на максимальной дальности действия системы: $\Delta R = 210$ м;

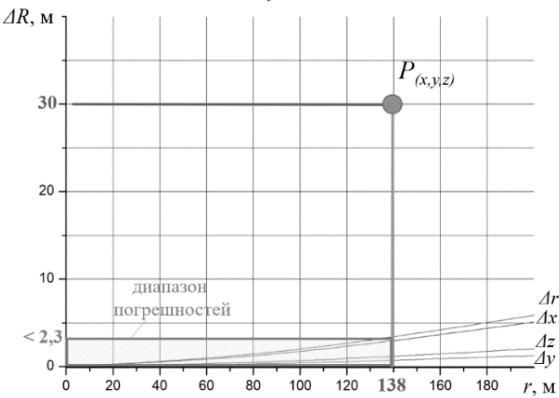


Рис. 2.

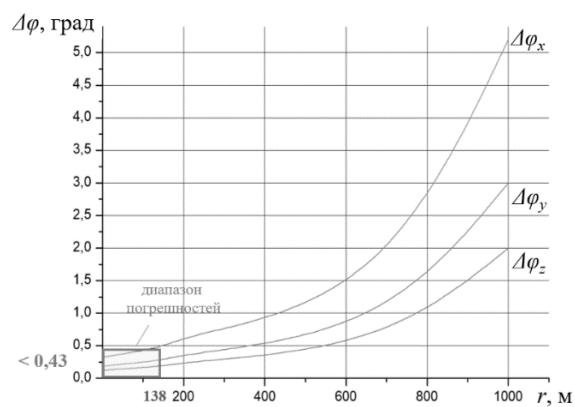


Рис. 3.

Из проведенных расчетов и полученных зависимостей (рисунки 2, 3) видно, что погрешности определения линейных и угловых координат составляют не более 2,3 м и 0,43 град соответственно.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Использование систем магнитометрической навигации позволит решать задачи в условиях ограниченной видимости и условиях радиопомех. При этом существуют различные подходы по созданию таких систем и использованию их при решении различных навигационных задач. Использование системы навигации из трех соленоидов, функционирующей на одной навигационной частоте, и частоте субгармоники для канала синхронизации, позволит применять данные системы на различных классах подвижных объектов, при этом погрешность вычисления линейных и угловых координат составляют не более 2,3 м и 0,43 град соответственно.

ЛИТЕРАТУРА

1. Джанджава Г.И., Герасимов Г.И., Августов Л.И. Навигация и наведение по пространственным геофизическим полям // Известия ЮФУ. 2013. № 3. С. 74–84.
2. Голев И.М., Агеев А.М., Угрюмов Р.Б., Заенцева Т.И., Мандрыкин А.В., Возможности локальной навигации на основе искусственных магнитных полей // Научно-технический журнал по проблемам навигации «Новости навигации», 2021. – № 1. – С.12–19.
3. Голев И.М., Заенцева Т.И., Угрюмов Р.Б., Мандрыкин А.В. Системы локальной магнитометрической аэронавигации с различными источниками переменного магнитного поля // Научно-технический журнал по проблемам навигации «Новости навигации». 2023. С. 5–13.
4. Малков Н.А., Пудовкин А.П. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. Тамбов: Тамб. гос. техн. ун–та. 2007. 88 с.
5. Иродов И.Е. Электромагнетизм. Основные законы. М.: БИНОМ. Лаборатория знаний. 2014. 9-е изд. 319 с. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://techlibrary.ru/b/2q1r1p1e1p1c_2q.2m._311m1f111t1r1p1n1a1d1o1f1t1j1i1n._2w1s1o1p1c1o2c1f_1i1a111p1o2c._2014.pdf (дата обращения 20.02.2025).
6. Бромберг П.В. Матричные методы в теории линейного и импульсного регулирования. М.: Издательство Наука. 1967. 324 с.

REFERENCES

1. Dzhandzhava G.I., Gerasimov G.I., Avgustov L.I. Navigation and guidance by spatial geophysical fields // Bulletin of the Southern Federal University. 2013. No. 3. – Pp. 74–84.
2. Golev I.M., Ageev A.M., Ugryumov R.B., Zaentseva T.I., Mandrykin A.V., Possibilities of local navigation based on artificial magnetic fields // Scientific and technical journal on navigation problems "Navigation News", 2021. No. 1. – Pp.12–19.
3. Golev I.M., Zaentseva T.I., Ugryumov R.B., Mandrykin A.V. Local magnetometric air navigation systems with various sources of alternating magnetic field // Scientific and technical journal on navigation problems "Navigation News". 2023. –Pp. 5–13.
4. Malkov N.A., Pudovkin A.P. Electromagnetic compatibility of radio electronic equipment. Tambov: Tambov state tech. univ. 2007. – 88 p.
5. Irodov I.E. Electromagnetism. Basic laws. Moscow: BINOM. Knowledge laboratory. 2014. 9th ed. 319 p. [Electronic resource]. Access mode:
https://techlibrary.ru/b/2q1r1p1e1p1c_2q.2m._3l1m1f1l1t1r1p1n1a1d1o1f1t1j1l1n._2w1s1o1p1c1o2c1f_1i1a1l1p1o2c._2014.pdf (date of access 02/20/2025).
6. Bromberg P.V. Matrix methods in the theory of linear and pulse control. Moscow: Nauka Publishing House. 1967. – 324 p.

ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО ИСПОЛЬЗОВАНИЮ ТЕХНОЛОГИЙ ДЛЯ АВТОНОМНОЙ НАВИГАЦИИ ТАКТИЧЕСКИХ БПЛА В УСЛОВИЯХ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕНИЯ

А.М. Агеев, А.С. Белоусов, В.В. Проценко, Н.В. Сухачев

ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»,
Воронеж, Россия

Аннотация. В статье рассматриваются проблемы автономной навигации тактических беспилотных летательных аппаратов (БпЛА) в условиях радиоэлектронного подавления. Предложены технологии, основанные на визуальной одометрии и инерциальных измерениях, которые позволяют повысить устойчивость БпЛА к внешним помехам. Описаны методы интеграции систем автономной навигации с использованием доступного на рынке оборудования. Проведены тесты, подтверждающие эффективность предложенных решений. Результаты исследования могут быть использованы для повышения автономности БпЛА в условиях современных военных конфликтов, что особенно актуально в условиях активного радиоэлектронного противодействия.

Ключевые слова: автономная навигация, БпЛА, радиоэлектронное подавление, визуальная одометрия.

PROPOSALS FOR THE USE OF TECHNOLOGIES FOR AUTONOMOUS NAVIGATION OF TACTICAL UAVS IN CONDITIONS OF ELECTRONIC WARFARE

А.М. Ageev, A.S. Belousov, V.V. Protsenko, N.V. Sukhachev

Military Educational and Scientific Center of the Air Force «Air Force Academy named after Professor N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin», Voronezh, Russia

Abstract. The article discusses the problems of autonomous navigation of tactical unmanned aerial vehicles (UAVs) in conditions of electronic warfare. Technologies based on visual odometry and inertial measurements are proposed, which increase the resistance of UAVs to external interference. Methods of integrating autonomous navigation systems using existing equipment are described. Tests confirming the effectiveness of the proposed solutions have been carried out. The research results can be used to increase the autonomy of UAVs in modern military conflicts.

Keywords: autonomous navigation, UAV, electronic warfare, visual odometry.

1. ВВЕДЕНИЕ

Современные тактические БпЛА характеризуются высокой мобильностью, низкой стоимостью и способностью действовать в условиях, недоступных для традиционных авиационных средств поражения. Однако их эффективность в условиях радиоэлектронного подавления значительно снижается, что обусловлено уязвимостью классических систем навигации и управления [1]. В данной статье рассматриваются технологии, позволяющие повысить автономность и устойчивость БпЛА к внешним помехам, что особенно актуально в условиях современных военных конфликтов.

2. ПРОБЛЕМЫ АВТОНОМНОЙ НАВИГАЦИИ БПЛА В УСЛОВИЯХ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕНИЯ

Традиционные системы навигации БПЛА, такие как GPS и ГЛОНАСС, крайне уязвимы в условиях радиоэлектронного подавления. В таких условиях сигналы спутниковой навигации могут быть подавлены или искажены, что приводит к потере ориентации и управляемости БПЛА [2]. Это особенно критично для задач, требующих высокой точности, таких как бомбометание или доставка грузов.

Существующие системы автономной навигации, такие как FPV-дроны, часто не имеют автоматических режимов полета и дополнительных систем позиционирования. Это делает их крайне уязвимыми в условиях радиоэлектронного противодействия [3]. Для повышения автономности и устойчивости к внешним помехам необходимо внедрение систем, способных функционировать без зависимости от спутниковых сигналов.

3. ТЕХНОЛОГИИ АВТОНОМНОЙ НАВИГАЦИИ БПЛА

В условиях радиоэлектронного подавления технология автономной навигации, основанная на визуальной одометрии и инерциальных измерениях, становится ключевым решением для обеспечения стабильной работы БПЛА [4]. Одним из наиболее перспективных устройств для реализации такой навигации являются модули бинокулярной системы технического зрения, например, Intel RealSense T265, которые сочетают в себе возможности V-SLAM (визуально-инерциальной одометрии) и инерциального модуля (рисунок 1).

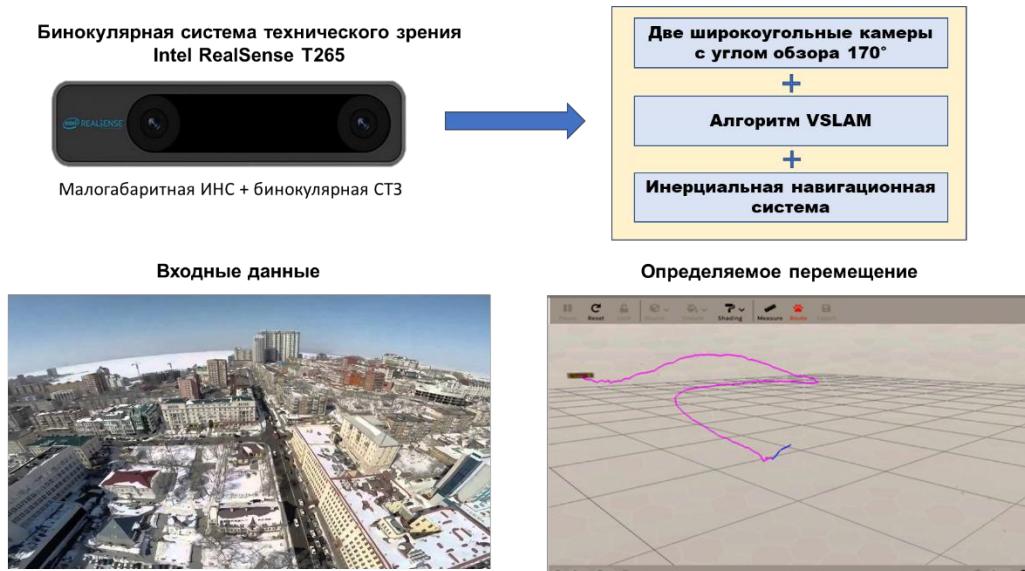


Рис. 1. Решение задачи видеонавигации с использованием Intel RealSense T265

Камера Intel RealSense T265 обеспечивает точность позиционирования до 1 см и частоту обновления данных до 30 Гц, что позволяет БПЛА сохранять ориентацию даже в условиях отсутствия спутниковых сигналов [5].

Технология визуальной одометрии основана на анализе последовательности изображений, получаемых с камеры, для определения перемещения БПЛА в пространстве. Визуально-инерциальная одометрия (V-SLAM) использует данные как от камеры, так и от инерциального измерительного блока (IMU) для повышения точности навигации. IMU измеряет ускорение и угловую скорость, что позволяет

компенсировать ошибки, возникающие при обработке только визуальных данных. В результате, даже в условиях отсутствия спутниковых сигналов, БпЛА может точно определять свое местоположение и ориентацию в пространстве.

4. РАЗРАБОТКА И ТЕСТИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ АВТОНОМНОЙ НАВИГАЦИИ

Для реализации автономной навигации была предложена интеграция Intel RealSense T265 с одноплатным компьютером Raspberry Pi 3B [6], что обеспечивает высокую производительность при низком энергопотреблении. Камера Intel RealSense T265 устанавливалась на БпЛА и направлялась вперед по строительной оси аппарата (рисунок 2).



Рис. 2. Экспериментальный БпЛА для отработки системы визуальной одометрии

Подключение камеры к Raspberry Pi 3B выполнялось через USB-порт, что обеспечивало высокую скорость передачи данных. Raspberry Pi 3B, оснащенный четырехъядерным процессором с частотой 1,2 ГГц, обеспечивал обработку данных в реальном времени, что критично для задач автономной навигации [7].

Аппаратная часть системы включала в себя камеру Intel RealSense T265, одноплатный компьютер Raspberry Pi 3B и автопилот ArduPilot. Камера устанавливалась на БпЛА с использованием специальных креплений для минимизации вибраций, что повышало точность измерений [8]. Для обеспечения стабильной работы системы также использовался барометрический датчик Bosch BMP390, который обеспечивал точность измерения высоты до 0,1 м [9].

Программная часть системы включала в себя библиотеку librealsense и ее Python-обертку pyrealsense2, которые необходимы для работы с камерой T265. Также использовались дополнительные Python-пакеты, такие как dronekit, apscheduler и pyserial, для передачи данных от камеры в автопилот через протокол MAVLink [10]. Для обработки данных визуальной одометрии использовался алгоритм SLAM (Simultaneous Localization and Mapping), который позволял БпЛА строить карту окружающей среды и определять свое местоположение в реальном времени [11].

Проведенные тесты показали, что система способна обеспечивать стабильную навигацию даже в условиях отсутствия спутниковых сигналов. Точность измерений и стабильность работы системы были подтверждены в ходе наземных и летных испытаний (рисунок 3).



Рис. 3. Результаты экспериментальных исследований системы визуальной одометрии БпЛА

В ходе тестов система показала точность позиционирования до 5 см на высоте до 50 м, что достаточно для выполнения задач бомбометания и доставки грузов. Однако на больших высотах точность снижается до 20 см, что требует дальнейшей доработки системы.

Проведенные испытания показали, что предложенная система автономной навигации обладает рядом достоинств, таких как высокая точность позиционирования, устойчивость к внешним помехам в условиях радиоэлектронного подавления и возможность работы без спутниковых сигналов. Однако система имеет и некоторые ограничения: точность снижается на больших высотах, а работа датчиков оптического потока зависит от качества текстуры поверхности и освещенности.

5. ПРИМЕНЕНИЕ СИСТЕМ АВТОНОМНОЙ НАВИГАЦИИ ДЛЯ ЗАДАЧ БОМБОМЕТАНИЯ

Для задач бомбометания не обязательно знать точные координаты БпЛА. Достаточно информации о путевой скорости и высоте, что позволяет определить место падения боеприпаса относительно текущего местоположения [12]. В условиях радиоэлектронного подавления использование датчиков оптического потока становится важным инструментом для автономной навигации [13].

Датчики оптического потока обладают рядом преимуществ, таких как высокая точность на малых высотах, низкое энергопотребление и простота интеграции. Однако их работа зависит от качества текстуры поверхности и освещенности, что может ограничивать их применение в сложных условиях.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработка и внедрение систем автономной навигации, способных функционировать в условиях подавления спутниковых сигналов, является важным направлением исследований. Результаты работы показали, что использование технологий визуальной одометрии и оптического потока позволяет повысить

автономность и устойчивость БПЛА к внешним помехам. В дальнейшем планируется исследование интеграции данных систем с алгоритмами машинного обучения для повышения точности навигации, а также разработка методов компенсации ограничений, связанных с качеством текстуры поверхности и освещенностью.

ЛИТЕРАТУРА

1. Костенко А.В. Уязвимость беспилотных летательных аппаратов в условиях радиоэлектронной борьбы // Вестник Военной академии. – 2020. – № 1. – 135 с.
2. Gonzalez A. GPS Vulnerabilities and Countermeasures // Journal of Defense Modeling and Simulation: Applications, Methodology, Technology. – 2018. – Vol. 15, No. 2. – Pp. 195-204.
3. Kumar V., Ramesh A. Challenges and Solutions in Autonomous Drone Navigation // International Journal of Aerospace Engineering. – 2020. – Vol. 8, No. 3. – Pp. 1-10. – Article ID 8845312.
4. Licea D. B. et al. Optical communication-based identification for multi-UAV systems: theory and practice // arXiv preprint arXiv: 2302.04770. – 2023.
5. Навигация БПЛА на основе последовательностей изображений, регистрируемых бортовой видеокамерой / Б.М. Миллер, К.В. Степанян, А.К. Попов, А.Б. Миллер // Автоматика и телемеханика. – 2017. – № 12. – С. 141–154.
6. Bhosale A., Rane S. Integration of Intel RealSense Camera with Raspberry Pi for Autonomous Navigation // International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT). – 2020. – Vol. 8, No. 7. – Pp. 1-6.
7. Dhananjay R., Kumar A. Real-Time Data Processing for Autonomous Navigation in Drones // International Journal of Computer Applications. – 2018. – Vol. 182, No. 3. – Pp. 1-6.
8. Intel Corporation. Intel RealSense T265: The Camera for Robotics. – Режим доступа: <https://www.intel.com/content/www/us/en/architecture-and-technology/realsense/technology/t265.html> (дата обращения: 18.03.2025).
9. Bosch Sensortec. BMP390 – Digital barometric pressure sensor. – Режим доступа: <https://www.bosch-sensortec.com/products/environmental-sensors/pressure-sensors/bmp390/> (дата обращения: 18.03.2025).
10. Intel Corporation. librealsense: Intel RealSense SDK. – Режим доступа: <https://github.com/IntelRealSense/librealsense> (дата обращения: 18.03.2025).
11. Durrant-Whyte H. F., Bailey T. Simultaneous localization and mapping: A survey // IEEE Robotics & Automation Magazine. – 2006. – Vol. 13, No. 2. – Pp. 99-110.
12. Табличные методы решения баллистических задач бомбометания: учебное пособие / Бунин Н.М., Данеко А.И., Корочкин А.Н. [и др.]; под ред. Данеко А.И. – М.: Эдитус, 2019. – 103 с.
13. Степанян К.В., Попов А.К., Миллер А.Б., Миллер Б.М. Оптический поток в задачах навигации и управления беспилотными автономными средствами // Информационные процессы. – 2023. – Т. 23, № 4. – С. 526–544.

REFERENCES

1. Kostenko, A. V. (2020). "Vulnerability of unmanned aerial vehicles in conditions of electronic warfare." // Bulletin of the Military Academy. – Voronezh: MESC AF «AFA», 2020. – 135 p.
2. Gonzalez, A. GPS Vulnerabilities and Countermeasures // Journal of Defense Modeling and Simulation: Applications, Methodology, Technology. – 2018. – Vol. 15, No. 2. – Pp. 195-204.

3. Kumar V., Ramesh A. Challenges and Solutions in Autonomous Drone Navigation // International Journal of Aerospace Engineering. – 2020. – Vol. 8, No. 3. – Pp. 1-10. – Article ID 8845312.
4. Licea, D. B. et al. Optical communication-based identification for multi-UAV systems: theory and practice // arXiv preprint arXiv:2302.04770. – 2023.
5. Miller, B.M., Stepanyan, K.V., Popov, A.K., Miller, A.B. UAV navigation based on sequences of images recorded by an onboard video camera // Automation and Remote Control. – 2017. – No. 12. – Pp. 141–154.
6. Bhosale, A., Rane, S. Integration of Intel RealSense Camera with Raspberry Pi for Autonomous Navigation // International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT). – 2020. – Vol. 8, No. 7. – Pp. 1-6.
7. Dhananjay, R., Kumar, A. Real-Time Data Processing for Autonomous Navigation in Drones // International Journal of Computer Applications. – 2018. – Vol. 182, No. 3. – Pp. 1-6.
8. Intel Corporation. Intel RealSense T265: The Camera for Robotics. – URL: <https://www.intel.com/content/www/us/en/architecture-and-technology/realsense/technology/t265.html> (accessed: 18.03.2025).
9. Bosch Sensortec. BMP390 – Digital barometric pressure sensor. – URL: <https://www.bosch-sensortec.com/products/environmental-sensors/pressure-sensors/bmp390/> (accessed: 18.03.2025).
10. Intel Corporation. librealsense: Intel RealSense SDK. – URL: <https://github.com/IntelRealSense/librealsense> (accessed: 18.03.2025).
11. Durrant-Whyte, H. F., Bailey, T. Simultaneous localization and mapping: A survey // IEEE Robotics & Automation Magazine. – 2006. – Vol. 13, No. 2. – Pp. 99-110.
12. Bunin, N.M., Daneko, A.I., Korochkov, A.N. [et al.]; edited by Daneko, A.I.; Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation, Moscow Aviation Institute (National Research University). Tabular methods for solving ballistic problems of bombing: textbook. – Moscow: Editus, 2019. – 103 p.
13. Stepanyan, K. V., Popov, A. K., Miller, A. B., Miller, B. M. Optical flow in navigation and control tasks for unmanned autonomous vehicles // Information Processes. – 2023. – Vol. 23, No. 4. – Pp. 526–544.

МОДЕРНИЗАЦИЯ АВТОНОМНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ ПОДСИСТЕМЫ, ВХОДЯЩЕЙ В СОСТАВ КОМПЛЕКСНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ КС-100М

A. M. Криштал, A. V. Журавлев, P. N. Медников

Акционерное общество научно-внедренческое предприятие «ПРОТЕК»
(АО НВП «ПРОТЕК»), г. Воронеж, Россия

Аннотация. В докладе раскрываются причины и возможные направления модернизации автономной навигационной подсистемы, входящей в состав комплексной навигационной аппаратуры КС-100М.

Ключевые слова: автономная навигационная аппаратура; датчик магнитного поля; феррозонд; магнитоиндуктивный датчик.

MODERNIZATION OF THE AUTONOMOUS NAVIGATION SUBSYSTEM, WHICH IS PART OF THE INTEGRATED NAVIGATION EQUIPMENT KS-100M

A. M. Kristal, A. V. Zhuravlev, P. N. Mednikov

Joint-Stock Company Scientific and Implementation Enterprise "PROTEK" (JSC NVP "PROTEK"), Voronezh, Russia

Abstract. The report reveals the reasons and possible directions for upgrading the autonomous navigation subsystem, which is part of the KS-100M integrated navigation equipment.

Keywords: autonomous navigation equipment; magnetic field sensor; fluxgate; magneto-inductive sensor.

1.ВВЕДЕНИЕ



Рис.1 Блок навигационных измерений КС-100М-БНИ и блок датчиков КС-100М-БФА

Комплексную навигационную аппаратуру КС-100М НВП «ПРОТЕК» серийно производит и поставляет для применения по назначению с 2007 года. За это время аппаратура КС-100М была неоднократно модернизирована в части приемоизмерителей радионавигационных систем. Автономная навигационная подсистема АНД, входящая в состав КС-100М, с момента завершения ее разработки в 1997 году принципиально практически не изменилась, сохраняя на высоком уровне все параметры, заложенные при проектировании. При этом за прошедшее время выявился ряд недостатков, присущих АНД, и прежде всего – низкая технологичность используемого датчика магнитного поля, сложность его интеграции на объекте, устаревшая ЭКБ – база электронных компонентов устройства.

Необходимость замены ЭКБ на современную дала импульс для модернизации автономной системы с применением новых датчиков и новых методов измерения, при этом необходимо сохранить на достигнутом ранее уровне или превзойти угловые и точностные параметры.

2. ЦЕЛИ И ВОЗМОЖНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ МОДЕРНИЗАЦИИ

Подавляющее большинство навигационной аппаратуры построено на базе радионавигационных систем и прежде всего глобальных спутниковых навигационных систем. Но, как любая система, зависящая от сигнала извне, эти системы теряют работоспособность при пропадании, чрезмерном зашумлении такого сигнала или каком-либо ином внешнем воздействии на него. Автономная навигационная система принципиально защищена от такого воздействия, так как строится на основе естественных полей, присущих нашей планете – земного магнитного и гравитационного. Принцип работы ее основан на непрерывном определении магнитного азимута движения и пройденного пути, на основании чего и вычисляются текущие координаты подвижного объекта относительно заранее заданной исходной точки. В каждом цикле вычислений (один раз в секунду) по усредненным показаниям датчиков определяется курс объекта и углы наклона в продольном и поперечном направлениях, а также, используя показания датчика пути, рассчитываются приращения координат

В прежнем варианте угломерного датчика для измерения компонент вектора магнитного поля использовались феррозонды, для измерения компонент вектора силы тяжести – акселерометры. По показаниям акселерометров определяется положение плоскости горизонта, на которую проецируется вектор магнитного поля, что позволяет определить магнитный азимут продольной оси датчика и, соответственно, объекта. Для коррекции положения плоскости горизонта при ускорении или замедлении объекта используются данные, получаемые от датчика пути.

Основной источник ошибок в данной схеме – собственное магнитное поле объекта, которая вызывает девиационную ошибку системы «объект-прибор». Эта ошибка минимизируется алгоритмическим путем в процессе движения объекта. Для надежного определения компонент вектора магнитного поля величина воздействия магнитного поля объекта не должна превышать значений, определяемых параметрами датчика, прежде всего его динамическим диапазоном, который в применяемых датчиках не превышает трех значений величины магнитного поля Земли. В настоящее время датчик устанавливается снаружи корпуса объекта и поднимается над ним на немагнитном основании, что позволяет смягчить это ограничение. Также, так как применяемые сейчас датчики выдают аналоговый сигнал, передача его снаружи в АНД сопряжена с дополнительными помехами, вызывающими ухудшение точности.

Таким образом, модернизация подсистемы автономной навигации должна решить вышеописанные проблемы, для чего предлагается:

1. Перевести конструкцию автономной навигационной системы на современную ЭКБ с применением микроконтроллеров класса STM32.
2. Расширить динамический диапазон датчика магнитного поля для увеличения точности работы алгоритма автоматического устранения девиации.
3. Исключить передачу аналоговых сигналов по кабелю связи между датчиком и модулем обработки, заменив аналоговый сигнал на цифровой.

Первая задача – чисто техническая и вопросов не вызывает. Что касается второй задачи, то тут возможны несколько вариантов.

Возможно применение магнитных датчиков МЭМС, но они, как правило, не обладают необходимыми параметрами. Например, датчик MAG3110 при высоком

динамическом диапазоне в 1000 μT обладает чувствительностью 0,1 μT , что не дает возможности получить точность угломерной системы выше 1°.

Возможно изменение конструкции существующего феррозондового датчика с помощью дополнительных обмоток для компенсации магнитного поля объекта и соответствующей коррекции алгоритма обработки сигналов от феррозондов для управления токами компенсации и учета их влияния на результат измерения. При этом становится возможным размещение датчика непосредственно на корпусе объекта. Подобная схема была реализована в 2008 году и серийно выпускалась НКТБ «Феррит» в составе аппаратуры спецприменения до 2012 года.

Возможна замена феррозондового датчика на магнитоиндуктивный, имеющий как больший динамический диапазон – до четырех и более значений магнитного поля Земли, так и более высокую дискретность измерений и, соответственно, точность. Например, датчик RM3100 при динамическом диапазоне до 800 μT имеет чувствительность от 0,05 μT до 0,013 μT в зависимости от настройки.

Необходимо заметить, что такое повышение чувствительности и динамического диапазона при использовании магнитоиндуктивного датчика связано с физикой его работы, так как выходным сигналом чувствительного элемента датчика является последовательность импульсов с периодом, пропорциональным измеряемому магнитному полю. С другой стороны, это вносит ограничение на частоту отсчетов, которую можно получить от такого датчика. Для вышеупомянутого RM3100 эта частота составляет от 1600 до 440 отсчетов в секунду на каждую ось чувствительности, то есть для трёхосевого датчика эти значения нужно делить на 3.

Возможно также сочетание магнитоиндуктивного датчика с дополнительной обмоткой компенсации.

Применение магнитоиндуктивных датчиков связано с минимальной коррекцией алгоритмов обработки данных АНД, что позволяет в полной мере использовать отлаженные программные модули устранения девиационной ошибки при существенном упрощении аппаратной части оборудования.

Что касается третьей задачи, связанной с исключением передачи аналогового сигнала по длинной линии связи, просматривается вариант разделения модуля обработки данных АНД на две части, при этом обработка данных от феррозондов и акселерометров выносится непосредственно в датчик, установленный на корпусе, а получаемые при этом угловые данные передаются в цифровом виде для вычисления координат. В случае применения магнитоиндуктивного датчика и акселерометра, выдающих результаты в цифровом виде, также возможно соответствующее схемотехническое решение.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Работы по модернизации автономной навигационной подсистемы АНД начаты в АО НВП «ПРОТЕК» в середине 2024 года и на данный момент первый этап близится к завершению. Параллельно ведутся конструкторская работа по второму и исследовательская – по третьему этапу. Благополучное завершение работ обеспечит продолжение выпуска комплексной навигационной аппаратуры и повышение ее качества.

СОВРЕМЕННЫЕ СПОСОБЫ МОРСКОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ

А. С. Костюков¹, Н. Д. Клоков¹, А. С. Нетяга¹

¹Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), г. Воронеж, Россия

Аннотация. В данной работе рассматриваются современные методы морского позиционирования, необходимые для обеспечения безопасности навигации и эффективного управления морским транспортом. Обсуждаются способы решения данной темы, включая системы глобального спутникового позиционирования (GPS), дифференциальное позиционирование (DGPS) и системы, основанные на автоматической идентификации судов (AIS). Особое внимание уделяется применению гидрографических данных и картографических технологий, которые позволяют повысить точность определения местоположения в сложных морских условиях. Анализируются преимущества и недостатки различных методов, включая вопросы точности, надежности и устойчивости к помехам. Также рассматриваются перспективы развития технологий позиционирования, включая использование беспилотных систем и новейших приборов связи.

Ключевые слова: система глобального спутникового позиционирования (GPS), глобальная навигационная спутниковая система (GNSS), беспилотные подводные аппараты, системы автоматической идентификации (AIS).

MODERN METHODS OF MARINE POSITIONING

A. S. Kostyukov¹, N. D. Klokov¹, A. S. Netyaga¹

¹Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. This paper discusses modern methods of marine positioning necessary to ensure the safety of navigation and effective management of maritime transport. Ways to address this issue are being discussed, including global satellite positioning (GPS), differential positioning (DGPS), and systems based on automatic vessel identification (AIS). Special attention is paid to the use of hydrographic data and cartographic technologies, which make it possible to increase the accuracy of location determination in difficult marine conditions. The advantages and disadvantages of various methods are analyzed, including issues of accuracy, reliability, and resistance to interference. The prospects for the development of positioning technologies, including the use of unmanned systems and the latest communication devices, are also being considered.

Keywords: Global Satellite Positioning System (GPS), Global Navigation Satellite System (GNSS), Unmanned Underwater vehicles, Automatic Identification Systems (AIS).

1. ВВЕДЕНИЕ

Система морского позиционирования – это технология, с помощью которой можно автоматически поддерживать положение судна в морском пространстве и определять его координаты, используя установленные для этого на корабле приспособления. Данная система важна для различных морских применений, включая оффшорное бурение, исследование океана и морское строительство. По мере развития морской промышленности спрос на подобные системы только растёт, что позволяет менять способы работы судов в сложных морских условиях. Системы морского позиционирования позволяют судам сохранять свою позицию без необходимости применения дополнительных устройств, что может быть трудоёмким и

нечелесообразным, например в глубоководных операциях. Кроме того, такие системы повышают безопасность морских операций, так как способны поддерживать стабильную позицию корабля во время неблагоприятных погодных условий, что минимизирует риск аварий и обеспечивает безопасность членов экипажа и оборудования.

Представленные системы имеют широкий спектр применений, которые критически важны для безопасного и эффективного судоходства. Рассмотрим основные направления их использования [1]:

1. Навигация судов. Первоначальное и главное применение методов позиционирования – это навигация судов. Точные координаты позволяют капитанам уверенно управлять судном, избегая опасностей на маршруте, таких как мели, другие суда или подводные препятствия.

2. Поступление грузов. Способы позиционирования необходимы для отслеживания грузов и обеспечения их своевременной доставки. Логистика, связанная с морскими перевозками, требует постоянного мониторинга местонахождения судов и выполнения расписаний.

3. Безопасность на море. Использование современных технологий позиционирования, таких как AIS, значительно повышает безопасность на море. Эти системы позволяют отслеживать суда в реальном времени, предотвращая столкновения и обеспечивая своевременное реагирование на чрезвычайные ситуации.

4. Проведение научных исследований. Морские исследования требуют точного позиционирования для изучения морской экологии, геологии дна и др. Беспилотные подводные аппараты и другие инструменты требуют точной привязки к местности для получения надежных данных.

5. Военные операции. В военно-морских силах точное позиционирование также имеет важное значение. Оно необходимо для проведения операций, маневров, а также для поиска и спасения на море. Специализированные системы помогают определить позиции судов и объектов в сложных условиях.

6. Спасательные операции. В случае аварий или бедствий на море, точные координаты необходимы для координации спасательных операций. Это позволяет быстро и эффективно находить потерпевших и оказывать им помощь.

7. Экологический мониторинг. Системы позиционирования играют важную роль в отслеживании состояния морской среды, мониторинге загрязнений и изучении миграции морских видов. Они помогают оценить воздействие человеческой деятельности на экосистемы.

Существует несколько ключевых методов морского позиционирования, каждый из которых имеет свои особенности, преимущества и недостатки. Рассмотрим наиболее распространенные из них.

2. МЕТОДЫ МОРСКОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ

Глобальная навигационная спутниковая система (GNSS)

Глобальная навигационная спутниковая система (GNSS) представляет собой сеть спутников, которая обеспечивает геолокационные услуги по всему миру. Она позволяет пользователям определять свое местоположение, скорость и время с высокой точностью. Ключевые спутниковые системы GNSS: GPS, ГЛОНАСС, Galileo, BeiDou. Данная система обладает такими плюсами как высокая точность, универсальность и интеграция с другими системами. Однако GNSS очень чувствительна к помехам, что значительно снижает надежность данных [2].

Локальные навигационные системы

Данные системы предназначены для повышения точности позиционирования судов в ограниченных районах, таких как порты, акватории небольших морей и озер, а так же другие сложные навигационные условия. Различают несколько основных типов локальных навигационных систем:

1. Радионавигационные системы. Используют радиосигналы для определения положения судна. Примером подобной системы может служить система LORAN.
2. Системы дифференциального GPS (DGPS). Обеспечивают более высокую точность позиционирования, используя базовые станции, расположенные в известных точках для исправления данных, полученных от спутников GPS.
3. Системы оптической навигации. Применяют различные оптические маркеры и маяки для определения положения. Судно может использовать видимые ориентиры, чтобы точно установить свое местоположение.
4. Интегрированные навигационные системы. Объединяют данные из различных источников (GPS, AIS, инерционные системы) для определения местоположения и улучшения точности навигации.

Локальные навигационные системы отличаются своей надежностью и точностью, но из-за своих особенностей работы имеют ограниченный радиус действия и сложность в эксплуатации.

Системы автоматической идентификации (AIS)

AIS позволяет судам обмениваться информацией о своем местоположении, курсе и скорости между собой. Это облегчает взаимодействие между судами и помогает предотвратить столкновения. Однако данная система требует регулярного питания, также данные могут быть подделаны злоумышленниками, что нарушает безопасность для навигации [3].

Радарное позиционирование

Радарные системы используют радиоволны для обнаружения и определения расстояния до объектов на море, таких как корабли, береговые линии и навигационные буи. Основные технологии радарного позиционирования: дальномеры, радар надводного положения(NAVTEX) и синтетическая апертура (SAR). Из преимуществ можно выделить возможность работы в любых погодных условиях, большую дальность обнаружения объектов и высокую скорость обработки данных. Недостатками радарного позиционирования являются ограниченная точность, зависимость от частоты, а также сложность в интерпретации данных.

Оптические системы

К ним относятся системы визуальной навигации, которые используют различные наблюдения за берегом, маяками и другими ориентирами. Эти методы особенно полезны при подходе к портам. Они обеспечивают высокую детальность и непосредственную доступность данных. Однако предложенные системы зависмы от условий видимости и сложны в интеграции с другими системами позиционирования.

Иммерсионные системы

Иммерсионные системы представляют собой технологии, используемые для позиционирования и навигации в морской среде. Данные системы обеспечивают высокую точность путем погружения датчиков в воду или непосредственного взаимодействия с подводной средой. Основные технологии иммерсионных систем:

1. Подводные GPS - адаптированные системы GPS, которые могут работать под водой с использованием акустических сигналов для определения местоположения.
2. Акустические навигационные системы - используют звуковые волны для определения расстояния и направления до подводных объектов или датчиков, что позволяет точно позиционировать подводные аппараты.
3. Беспроводные подводные сетевые технологии - обеспечивают связь и обмен данными между подводными устройствами, что позволяет координировать действия в реальном времени.
4. Эхолотные системы - используют отраженные звуковые волны для создания карт морского дна и оценки местоположения, что полезно для навигации и исследований.

Данные системы обладают высокой точностью и способностью работать в сложных условиях. В связи с особенностью своей работы, иммерсионные системы имеют ограниченный диапазон и зависимость от морских условий.

Беспилотные подводные аппараты

Беспилотные подводные аппараты (БПА) становятся всё более важными инструментами в морском позиционировании. Рассмотрим их основные аспекты, так к преимуществам БПА можно отнести:

1. Автономность. БПА могут работать в удалённых местах без человеческого контроля, что позволяет проводить длительные исследования.
2. Многофункциональность. Данные устройства оснащены различными датчиками, могут собирать данные о температуре, солености, глубине и других характеристиках воды.
3. Доступ к труднодоступным районам. БПА способны выполнять задачи в сложных условиях, где традиционные методы могут быть неэффективными или опасными.
4. Снижение риска. Использование БПА позволяет уменьшить необходимость в рисках для экипажа, особенно при исследованиях на больших глубинах или в опасных районах.

Из недостатков БПА можно выделить:

1. Зависимость от технологий. Сложные системы могут выходить из строя или требовать регулярного обслуживания, что увеличивает затраты.
2. Ограниченнная продолжительность работы. Время автономной работы может быть ограничено, особенно если аккумуляторы не всегда могут быть легко заменены.
3. Чувствительность к условиям окружающей среды: Условия воды, такие как температура и солёность, могут влиять на функциональность и производительность подводного аппарата.
4. Сложности в обработке данных. Необходимость в помощи специалистов для анализа больших объёмов данных, получаемых от БПА.

В целом, беспилотные подводные аппараты предоставляют уникальные возможности в морском позиционировании, привнося инновации и повышая эффективность исследований, но всё же требуют внимательного планирования и управления.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной статье представлено несколько классических методов и перспективных направлений в области позиционирования в морской среде. Каждый из этих методов имеет свои преимущества и недостатки, что требует от моряков и судовладельцев гибкости в подходах к навигации. Важно использовать комбинированные решения,

чтобы повысить уровень точности и надежности позиционирования. Верное применение современных технологий и методов позволит значительно снизить риски, повысить безопасность плавания и оптимизировать морские операции.

ЛИТЕРАТУРА

1. Никитин Е. Д. «Анализ и структура систем динамического позиционирования судов» // «Информационные технологии и системы: управление, экономика, транспорт, право». – 2017. – № 3(21). – С. 85–90.
2. Таушева У. А. «Математическая модель судна для отладки системы управления динамическим позиционированием судна средствами SIMINTECH» // «Системы управления и обработки информации». – 2018. – № 1(40). – С. 44–49.
3. Калинин И. М. «Компьютерная модель системы динамического позиционирования судна» // «Труды Крыловского государственного научного центра». – 2020. – № 4(394). – С. 109–120.
4. Оськин Д. А. «Информационно-управляющая система сбора и передачи информации для безэкипажного судна» // «Вестник Астраханского государственного технического университета. Серия: Морская техника и технология». – 2021. – № 2. – С. 24–31.
5. Лукомский Ю.А., Чугунов В.С. «Системы управления морскими подвижными объектами» // Л.: Судостроение, 1988. – 272 с.

REFERENCES

1. Nikitin E. D. "Analysis and structure of dynamic ship positioning systems" // "Information technologies and systems: management, economics, transport, law". – 2017. – № 3(21). – Pp. 85-90.
2. Tausheva U. A. "Mathematical model of a vessel for debugging a control system for dynamic positioning of a vessel by means of SIMINTECH" // "Information management and processing systems". – 2018. – № 1(40). – Pp. 44-49.
3. Kalinin I. M. "Computer model of the ship dynamic positioning system" // "Proceedings of the Krylov State Scientific Center". – 2020. – № 4(394). – Pp. 109-120.
4. Oskin D. A. "Information management system for collecting and transmitting information for a crewless vessel" // "Bulletin of the Astrakhan State Technical University. Series: Marine engineering and Technology". – 2021. –No. 2. –pp. 24-31.
5. Lukomsky Yu. A., Chugunov V. S. "Control systems for marine mobile objects" // L.: Sudostroenie, 1988. – 272 p.

О ЛОКАЛИЗАЦИИ ПОДВОДНЫХ ИСТОЧНИКОВ ШУМА ОДНОЧНЫМ АВТОНОМНЫМ НЕОБИТАЕМЫМ ПОДВОДНЫМ АППАРАТОМ

А.Ф. Щербатюк¹, С. А. Переселков², И. М. Косенко², Н. В. Ладыкин²,

¹Институт автоматики и процессов управления ДВО РАН (ИАПУ ДВО РАН),
Владивосток, Россия

²Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В докладе рассмотрена задача пассивного обнаружения и локализации посторонних объектов – подводных источников шума (ИШ) в заданной акватории посредством использования одиночного автономного необитаемого подводного аппарата (АНПА). Предполагается, что на борту АНПА установлена антenna скалярно-векторного приемника для обнаружения и определения направления на источник шума. Предложен алгоритм формирования траектории движения АНПА, позволяющий минимизировать области локализации нескольких ИШ. Приведены результаты модельных экспериментов, которые демонстрируют работоспособность предложенного алгоритма.

Ключевые слова: пассивное обнаружение, подводные источники шума, автономный необитаемый подводный аппарат.

ON LOCALIZATION OF UNDERWATER NOISE SOURCES BY A SINGLE AUTONOMOUS UNMANNED UNDERWATER VEHICLE

A.F. Scherbatyuk¹, S. A. Pereselkov², I. M. Kosenko², N. V. Ladykin²,

¹Institute of Automation and Control Processes of the Far Eastern Branch of the Russian
Academy of Sciences (IACP FEB RAS), Vladivostok, Russia

²Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The report considers the problem of passive detection and localization of foreign objects - underwater noise sources (USN) in a given water area using a single autonomous unmanned underwater vehicle (AUV). It is assumed that the AUV is equipped with a scalar-vector receiver antenna to detect and determine the direction of the noise source. An algorithm for forming the AUV's trajectory is proposed, which allows minimizing the localization areas of several USNs. The results of model experiments are presented, which demonstrate the operability of the proposed algorithm.

Keywords: passive detection, underwater noise sources, autonomous unmanned underwater vehicle.

1. ВВЕДЕНИЕ

Одной из актуальных проблем в настоящее время является задача обнаружения малошумных источников, таких как подводные беспилотники, которые представляют реальную угрозу судам и объектам морской инфраструктуры. Одним из эффективных способов решения задач охраны водных акваторий является применение АНПА [1,2]. Это связано с их возрастающей эффективностью и значительно меньшей стоимостью по сравнению со стационарными объектами и судами.

Для обнаружения подводных объектов на средних и дальних дистанциях в основном используются гидролокационные системы (ГЛС). Активные ГЛС используют отдельный излучатель и измеряют отраженный от объектов сигнал, в пассивных

системах измеряется собственный шум объекта. В последнее время в пассивных ГЛС широкое распространение находят комбинированные скалярно-векторные приемники (СВП) звука, предназначенные для обнаружения и определения направления на источники шума [3, 4].

В статье [5] рассмотрена задача пассивного обнаружения и локализации посторонних объектов в заданной акватории посредством использования группы АНПА. Предполагается, что на борту АНПА установлена антenna СВП для обнаружения и определения направления на источник шума. В работе рассмотрены некоторые варианты организации групповой работы АНПА и исследован централизованный вариант, когда собранная текущая информация от всех АНПА передается в один АНПА лидер, который на основе обработки полученной информации формирует план работы группы. План включает параметры движения всех АНПА для обнаружения и определения местоположения источников шума. Способ основан на применении генетического алгоритма, исследованы несколько вариантов его реализации. Приведены результаты модельных экспериментов, которые демонстрируют работоспособность предложенного способа.

Однако использование группы АНПА кратно удорожает решение задачи поиска подводных источников шума из-за высокой стоимости отдельных АНПА. Организация групповой работы АНПА связана с усложнением общей системы управления. Существенно усложняется и становится дороже навигационная система, обеспечивающая одновременное позиционирование всех АНПА из группы.

В докладе приведены некоторые результаты исследования недорогого быстро развертываемого способа поиска подводных источников шума, предназначенного для их локализации с применением одиночного АНПА, оснащенного СВП.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ И АЛГОРИТМ ЕЕ РЕШЕНИЯ

Рассмотрим ситуацию, когда для обнаружения подводных источников шума в указанной акватории с заданным размером контролируемой области используется одиночный АНПА. Предполагается, что на борту АНПА установлена антenna СВП для обнаружения и определения направления на источники шума. АНПА может обрабатывать собранную им информацию и на ее основе формировать траекторию своего движения. Предполагается, что обеспечивается навигация АНПА с требуемой точностью. Задача заключается в формировании траектории движения АНПА таким образом, чтобы минимизировать ошибку локализации обнаруженных источников шума.

Обозначим r_{\max} максимальную дальность работы СВП. При обнаружении ИШ предполагается, что он находится на отрезке длиной r_{\max} , который исходит из точки местоположения АНПА. Для упрощения описания рассмотрим плоскую постановку задачи, когда глубины ИШ и АНПА равны. Область, описывающая возможное местоположение ИШ, представляет собой узкий круговой сектор, с учетом ошибки определения пеленга на него (рис. 1). Большая ось эллипса ошибок, описывающего данный сектор, совпадает с осью сектора, а малая проходит перпендикулярно большой оси через точку геометрического центра сектора, которая находится на расстоянии R от АНПА:

$$R = 2r_{\max} \sin(\alpha) / (3\alpha), \quad (1)$$

где α – угловая ошибка определения пеленга на ИШ. При малых α справедливо приближение $R \approx 2r_{\max} / 3$.

Для минимизации эллипса ошибок возможного местоположения ИШ, АНПА необходимо выйти на линию, совпадающую с малой осью эллипса ошибок, для повторного обнаружения ИШ. При наличии двух ИШ, для минимизации их областей неопределенности АНПА должен выйти в точку пересечения прямых, совпадающих с

малыми осями их эллипсов ошибок (рис. 1), где А и В указывают предполагаемые области локализации ИШ после выхода АНПА в расчетную точку и повторного обнаружения ИШ.

Рассмотрим неподвижную систему координат, центр которой связан с АНПА в момент времени t_1 , а ось Ох направлена на первый ИШ. В указанной системе координат центр эллипса ошибок первого ИШ находится в точке с координатами $(R, 0)$. Обозначим φ пеленг на второй ИШ, тогда координаты центра эллипса ошибок второго ИШ равны $(R \cos(\varphi), R \sin(\varphi))$. Координаты точки пересечения прямых, совпадающих с малыми осями их эллипсов ошибок, равны:

$$x = R(1 - \cos(\varphi)) / \sin(\varphi), \quad (2)$$

где предполагается, что $(\pi - \alpha / 2) > \varphi > \alpha / 2$, так как в ином случае два ИШ будут неразличимы для СВП. Для малого угла φ получаем $y \approx R\varphi / 2$.

В случае присутствия более двух ИШ, с целью уменьшения областей неопределенности для каждой пары ИШ формируется точка пересечения прямых, совпадающих с малыми осями их эллипсов ошибок, и АНПА должен выйти в точку, соответствующую геометрическому центру образованного облака точек:

$$x = (\sum_i^n x_i) / n, y = (\sum_i^n y_i) / n, \quad (3)$$

где (x_i, y_i) – точки пересечения пар ИШ в единой системе координат, а n – число пар ИШ.

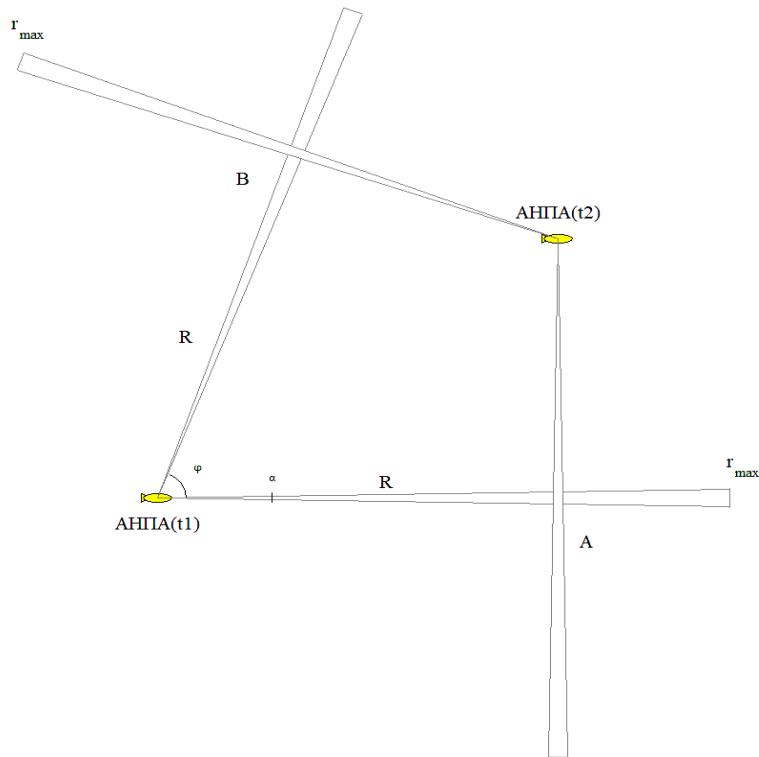


Рис. 1. Локализация двух ИШ (А и В) с использованием одиночного АНПА.

При реализации данного алгоритма в заданном районе работ выставляется АНПА для поиска подводных источников шума. После обнаружения ИШ рассчитывается целевая точка в общем случае в соответствии с (3). После выхода АНПА в указанную точку и локализации области неопределенности для каждого ИШ выполняется расчет следующей целевой точки. При этом учитывается то, что за время перехода АНПА в

текущую целевую точку области неопределенности ИШ, ограниченные угловыми секторами из точки местоположения АНПА в момент t_2 , увеличиваются из-за возможного движения ИШ в обе стороны вдоль оси секторов на $\Delta = v(t_2 - t_1)$, где v – максимально возможная скорость перемещения ИШ. Затем для текущих эллипсов ошибок ИШ, большие оси которых совпадают с осями текущих угловых секторов, формируются пары ИШ, рассчитываются новые точки пересечения малых осей эллипсов ошибок и определяется целевая точка в соответствии с (3) для следующей итерации алгоритма.

3. НЕКОТОРЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ РАБОТЫ АЛГОРИТМА ПО ПОИСКУ ПОДВОДНЫХ ИСТОЧНИКОВ ШУМА

Оценка точности и работоспособности пассивного обнаружения и локализации подводных источников шума выполнена в рамках численного моделирования. Модельные эксперименты выполнены в среде IDLE (Python).

На начальном этапе рассмотрена ситуация, когда имеется два неподвижных ИШ, расположенных в точках ИШ1 (500, 0), ИШ2 (0, 500). Начальное местоположение АНПА находилось в точке (0, 0), скорость движения АНПА составляла $v_\alpha = 2.5 \text{ м/с}$. Период получения информации от СВП был выбран равным $\tau = 10 \text{ с}$. Полагалось, что случайная ошибка определения пеленга была равномерно распределена в диапазоне $(-\alpha/2, \alpha/2)$ относительно истинного значения. При моделировании использовалось значение $\alpha = 1^\circ$. Максимальная дальность работы СВП была выбрана равной $r_{\max} = 1000 \text{ м}$. Модельный эксперимент показал, что область локализации ИШ1 уменьшилась с 8726.6 м^2 на первом шаге до 63.7 м^2 после выхода АНПА в расчетную точку, что соответствует квадрату со стороной 8 м (для ИШ2 результат аналогичен из-за симметрии взаимного расположения неподвижных источников шума относительно АНПА).

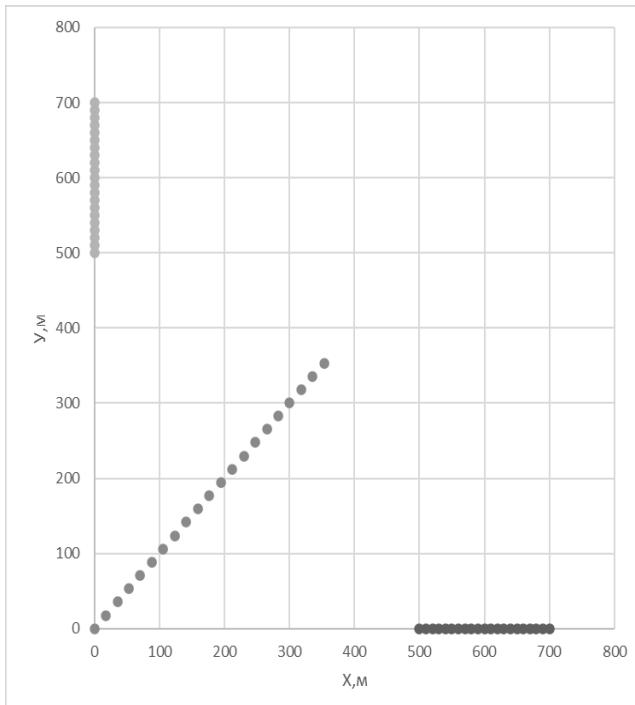


Рис. 2. Траектории движения АНПА (серая точечная линия), ИШ1 (темно-серая точечная линия) и ИШ2 (светло-серая точечная линия).

Затем рассмотрена ситуация, когда имеется два подвижных ИШ с начальными местоположениями в точках ИШ1 (500, 0), ИШ2 (0, 500), которые двигались со скоростью $v_{uu} = 1 \text{ м/с}$ курсами $\varphi_1 = 0^\circ$ и $\varphi_2 = 90^\circ$ соответственно. На рис. 2 показаны траектории движения АНПА, ИШ1 и ИШ2.

На рис. 3 показан график, иллюстрирующий процесс локализации ИШ1 в процессе движения всех объектов. Модельный эксперимент показал, что область локализации ИШ1 уменьшилась с 8726.6 м^2 на первом шаге до 147.2 м^2 после выхода АНПА в расчетную точку, что соответствует квадрату со стороной 14 м (для ИШ2 результат аналогичен из-за симметрии взаимного расположения мобильных источников шума относительно АНПА).

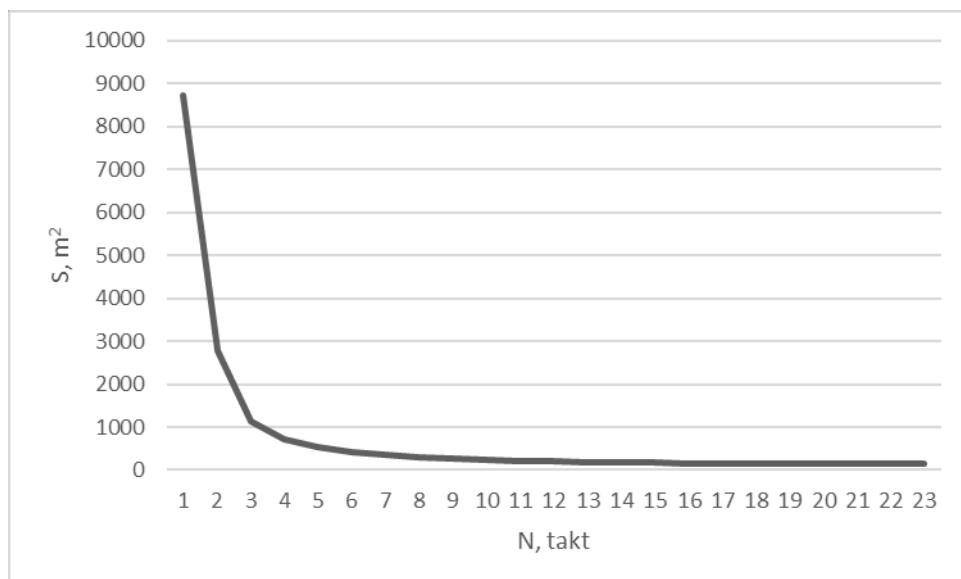


Рис. 3. Процесс локализации ИШ1 в процессе движения всех объектов.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенный в докладе способ формирования траектории движения АНПА позволяет минимизировать области локализации обнаруженных ИШ. Приведенные результаты модельных экспериментов демонстрируют работоспособность алгоритма, реализующего указанный способ. Использовании предложенного алгоритма формирования траектории движения АНПА приводит к значительному снижению сложности и стоимости системы поиска подводных источников шума за счет использования одиночного АНПА, оснащенного СВП. Повышается оперативности развертывания описанной системы поиска подводных источников шума по сравнению с известными комплексами аналогичного назначения. Однако с увеличением числа ИШ эффективность сокращения области неопределенности для каждого ИШ уменьшается.

В дальнейшем предполагается исследовать задачу локализации для трех и более ИШ на основе предложенного алгоритма с использованием нескольких АНПА, когда обнаруженные ИШ равномерно распределяются между АНПА, с учетом их относительного местоположения. Полученные данные предполагается сравнить с результатами, приведенными в статье [5], где для решения аналогичной задачи используется алгоритм на основе генетического метода.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-61-10024, <https://rscf.ru/project/23-61-10024/> (реализация текущей версии алгоритма, разработка системы моделирования и выполнение модельных экспериментов работы алгоритма) и государственного задания ИАПУ ДВО РАН (разработка способа пассивного обнаружения и локализации посторонних подводных источников шума в заданной акватории с использованием одиночного АНПА).

ЛИТЕРАТУРА

1. Ferri G, Munafò A, Tesei A, Braca P, Meyer F, Pelekkanakis K, Petroccia R, Alves J, Strode C, LePage K. Cooperative robotic networks for underwater surveillance: an overview. *IET Radar, Sonar & Navigation.* 2017 Jul 5, P. 40-61.
2. Спорышев М.С., Щербатюк А.Ф. О некоторых алгоритмах решения задачи патрулирования подводной среды с помощью группы взаимодействующих АНПА. // Подводные исследования и робототехника, №4, 2019, стр. 21-26.
3. Матвиенко Ю.В., Каморный А.В., Хворостов Ю.А. Об одном подходе к решению задачи обнаружения подводного источника шумовых сигналов // Подводные исследования и робототехника. 2018. № 2 (26). С. 37–43.
4. E. Sullivan. Bearing Estimation With a Single Moving Pressure-Vector Sensor. Proceedings of the OCEANS 2016 MTS/IEEE Conference, Monterey, USA.
5. Павин А.М., Щербатюк А.Ф. О ПОИСКЕ ИСТОЧНИКОВ ШУМА ГРУППОЙ ВЗАИМОДЕЙСТВУЮЩИХ АНПА С ПРИМЕНЕНИЕМ ГЕНЕТИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА // Подводные исследования и робототехника. 2024. №. 2 (48). С. 26–37. DOI: 10.37102/1992-4429_2024_48_02_04.
6. Кузькин В.М., Переселков С.А., Кузнецов Г.Н. Спектрограмма и локализация источника звука в мелководном море // Акустический журнал. – 2017. – Т. 63, № 4. – С. 406-418.
7. Кузькин В.М., Переселков С.А., Матвиенко Ю.В., Ткаченко С.А. Обнаружение источника в диспергирующих средах // Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. – 2019. – Т. 11, № 3. – С. 337-344.
8. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Matvienko Y.V., Lyakhov G.A., Tkachenko S.A. Noise source detection in an oceanic waveguide using interferometric processing // Phys. Wave Phenom. – 2020. – Vol. 28, № 1. – P. 68-74.
9. Pereselkov S., Kuz'kin V. Interferometric processing of hydroacoustic signals for the purpose of source localization // Acoust. Soc. Am. – 2022, – Vol. 151 – P. 666-676.
10. Ehrhardt M., Pereselkov S.A., Kuz'kin V.M., Kaznacheev I., Rybyanets P. Experimental observation and theoretical analysis of the low-frequency source interferogram and hologram in shallow water // J. Sound Vibr. – 2023, – 544 – С. 117388.
11. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kuznetsov G.N., Grigor'ev V.A. Resolving power of the interferometric method of source localization // Phys. Wave Phenom. – 2018, – Vol. 26, № 2. – P. 150-159.
12. Кузькин В.М., Переселков С.А., Грачев В.И., Рыбянец П.В., Ткаченко С.А. Разрешение шумовых сигналов при наличии случайных неоднородностей океанической среды // Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. – 2024. – Т.16, № 3 – С. 395-406.
13. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Zvyagin V.G., Malykhin Yu.A., Prosovetskiy D.Yu. Intense internal waves and their manifestation in interference patterns of received

- signals on oceanic shelf // Physics of Wave Phenomena. – 2018. – Vol. 26, № 2. – P. 160-167.
14. Badiey M., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Intense internal waves and their manifestation in the interference patterns of received signals on oceanic shelf. Part II // Phys. Wave Phenom. – 2019. – Vol. 27, № 4. – P. 313-319.
 15. Kaznacheeva E.S., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Interferometric processing of hydroacoustic information in the presence of intense internal waves // Physics of Wave Phenomena. – 2021. – Vol. 29, № 3. – P. 278-284.
 16. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Badiey M., Ladykin N.V., Malykhin A.Yu., Tkachenko S.A. Robustness of holographic processing of hydroacoustic signals in the presence of intense internal waves // Physics of Wave Phenomena. – 2023. – Vol. 31, № 5. – P. 346-354.
 17. Badiey M., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Interferometry of hydrodynamics of oceanic shelf caused by intensive internal waves // Fundam. Appl. Hydophys. – 2020. – Vol. 1 P. 45-55.
 18. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Казначеева Е.С., Грачев В.И., Ткаченко С.А., Рыбянец П.В. Голографическая обработка движущихся источников в мелком море при наличии интенсивных внутренних волн // Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. – 2022. – Т.14, № 2 – С. 197-204.
 19. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Грачев В.И., Ткаченко С.А., Ладыкин Н.В., Кузов М.В Голографический метод локализации движущегося источника звука в присутствии интенсивных внутренних волн // Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. – 2023. – Т.15, № 3 – С. 317-326.
 20. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Rybyanets P., Ladykin N. Three-dimensional modeling of sound field holograms of a moving source in the presence of internal waves causing horizontal refraction // J. Mar. Sci. Eng. – 2023. – Vol. 11 – P.1922.
 21. Кузькин В.М., Матвиенко Ю.В., Пересёлков С.А., Казначеева Е.С. Интерферометрическая обработка с использованием вертикальной линейной антенны // Вестник ВГУ. Серия: Физика. Математика. – 2020. – № 2 – С. 14-23.
 22. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Ткаченко С.А., Казначеев И.В. Реализация адаптивного интерферометрического метода локализации источника звука. II часть // Вестник ВГУ. Серия: Физика. Математика. – 2020. – № 1 – С. 14-23.
 23. Pereselkov S., Kuz'kin V., Lyakhov G., Tkachenko S., Kaznacheeva E. Adaptive Algorithms for Interferometric Processing // Phys. Wave Phenom. – 2020. – № 28 – С. 267-273.
 24. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Ткаченко С.А., Казначеев И.В. Интерферометрическая обработка акустической информации с использованием протяженных антенн в диспергирующих средах // Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. – 2020. – Т.12, № 4 – С. 483-494.
 25. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Матвиенко Ю.В., Ткаченко С.А., Просовецкий Д.Ю. Обнаружение шумового сигнала в океаническом волноводе горизонтальной антенной // Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. – 2022. – Т.14, № 1 – С. 65-72.
 26. Kuz'kin V.M., Matvienko Yu.V., Pereselkov S.A., Prosovetskiii D.Yu., Kaznacheeva E.S. Mode selection in oceanic waveguides // Physics of Wave Phenomena. – 2022 – Vol. 30, № 2. – P. 111-118.
 27. Kuz'kin V.M., Matvienko Yu.V., Pereselkov S.A., Kaznacheeva E.S., Tkachenko S.A. Holographic method for mode selection in a shallow sea in the presence of intense internal waves // Physics of Wave Phenomena. – 2022 – Vol. 30, № 5. – P. 314-320.

28. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Казначеева Е.С., Грачев В.И., Ткаченко С.А., Рыбянец П.В. Выделение мод шумового источника в мелком море методом голографической интерферометрии в присутствии интенсивных внутренних волн // Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. – 2022. – Т.14, № 3 – С. 279-286.
29. Казначеев И.В., Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. Интерферометрический метод обнаружения движущегося источника звука векторно-скалярным приемником // Акуст. журн. – 2018. – Т.64, № 1 – С. 33-45.
30. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kaznacheev I.V., Grigor'ev V.A. Interferometric method for estimating the velocity of a noise sound source and the distance to it in shallow water using a vector-scalar receiver // Phys. Wave Phenom. – 2017 – Vol. 25, № 4. – P. 299-306.
31. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kuznetsov G.N., Kaznacheev I.V. Interferometric direction finding by a vector-scalar receiver // Physics of Wave Phenomena. – 2018 – Vol. 26, № 1. – P. 63-73.
32. Переселков С.А., Кузькин В.М., Кузнецов Г.Н., Просовецкий Д.Ю., Ткаченко С.А. Интерференционный метод оценки координат движущегося шумового источника в мелком море с использованием высокочастотных сигналов // Акустический журнал. – 2020. – Т.66, № 4 – С. 437-445.
33. Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Куцов М.В., Переселков С.А. Интерференционная структура шумового поля движущегося источника в высокочастотном диапазоне // Известия РАН. Серия физическая. – 2021. – Т.85, № 6 – С. 907-912.

REFERENCES

1. Ferri G., Munafò A., Tesei A., Braca P., Meyer F., Pelekanakis K., Petroccia R., Alves J., Strode C., LePage K. Cooperative robotic networks for underwater surveillance: an overview. *IET Radar, Sonar & Navigation*, July 5, 2017, pp. 40–61.
2. Sporyshev M.S., Shcherbatyuk A.F. On some algorithms for solving the problem of underwater environment patrolling using a group of interacting AUVs. *Underwater Research and Robotics*, No. 4, 2019, pp. 21–26.
3. Matvienko Yu.V., Kamorny A.V., Khvorostov Yu.A. On an approach to solving the problem of detecting an underwater source of noise signals. *Underwater Research and Robotics*, 2018, No. 2 (26), pp. 37–43.
4. Sullivan E. Bearing Estimation With a Single Moving Pressure-Vector Sensor. *Proceedings of the OCEANS 2016 MTS/IEEE Conference*, Monterey, USA.
5. Pavin A.M., Shcherbatyuk A.F. On the search for noise sources by a group of interacting AUVs using a genetic algorithm. *Underwater Research and Robotics*, 2024, No. 2 (48), pp. 26–37. DOI: 10.37102/1992-4429_2024_48_02_04.
6. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kuznetsov G.N. Spectrogram and localization of a sound source in a shallow sea. *Acoustical Journal*, 2017, Vol. 63, No. 4, pp. 406–418.
7. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Matvienko Yu.V., Tkachenko S.A. Detection of a source in dispersive media. *Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies*, 2019, Vol. 11, No. 3, pp. 337–344.
8. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Matvienko Yu.V., Lyakhov G.A., Tkachenko S.A. Noise source detection in an oceanic waveguide using interferometric processing. *Physics of Wave Phenomena*, 2020, Vol. 28, No. 1, pp. 68–74.
9. Pereselkov S., Kuz'kin V. Interferometric processing of hydroacoustic signals for the purpose of source localization. *Acoustical Society of America*, 2022, Vol. 151, pp. 666–676.

10. Ehrhardt M., Pereselkov S.A., Kuz'kin V.M., Kaznacheev I., Rybyanets P. Experimental observation and theoretical analysis of the low-frequency source interferogram and hologram in shallow water. *Journal of Sound and Vibration*, 2023, Vol. 544, Article 117388.
11. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kuznetsov G.N., Grigoryev V.A. Resolving power of the interferometric method of source localization. *Physics of Wave Phenomena*, 2018, Vol. 26, No. 2, pp. 150–159.
12. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Grachev V.I., Rybyanets P.V., Tkachenko S.A. Resolution of noise signals in the presence of random inhomogeneities in the ocean environment. *Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies*, 2024, Vol. 16, No. 3, pp. 395–406.
13. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Zvyagin V.G., Malykhin Yu.A., Prosovetsky D.Yu. Intense internal waves and their manifestation in interference patterns of received signals on the oceanic shelf. *Physics of Wave Phenomena*, 2018, Vol. 26, No. 2, pp. 160–167.
14. Badiey M., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetsky D.Yu. Intense internal waves and their manifestation in the interference patterns of received signals on the oceanic shelf. Part II. *Physics of Wave Phenomena*, 2019, Vol. 27, No. 4, pp. 313–319.
15. Kaznacheeva E.S., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Interferometric processing of hydroacoustic information in the presence of intense internal waves. *Physics of Wave Phenomena*, 2021, Vol. 29, No. 3, pp. 278–284.
16. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Badiey M., Ladykin N.V., Malykhin A.Yu., Tkachenko S.A. Robustness of holographic processing of hydroacoustic signals in the presence of intense internal waves. *Physics of Wave Phenomena*, 2023, Vol. 31, No. 5, pp. 346–354.
17. Badiey M., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Interferometry of hydrodynamics of the oceanic shelf caused by intense internal waves. *Fundamental and Applied Hydrophysics*, 2020, Vol. 1, pp. 45–55.
18. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kaznacheeva E.S., Grachev V.I., Tkachenko S.A., Rybyanets P.V. Holographic processing of moving sources in shallow water in the presence of intense internal waves. *Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies*, 2022, Vol. 14, No. 2, pp. 197–204.
19. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Grachev V.I., Tkachenko S.A., Ladykin N.V., Kutsov M.V. Holographic method for localizing a moving sound source in the presence of intense internal waves. *Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies*, 2023, Vol. 15, No. 3, pp. 317–326.
20. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Rybyanets P., Ladykin N. Three-dimensional modeling of sound field holograms of a moving source in the presence of internal waves causing horizontal refraction. *Journal of Marine Science and Engineering*, 2023, Vol. 11, Article 1922.
21. Kuz'kin V.M., Matvienko Yu.V., Pereselkov S.A., Kaznacheeva E.S. Interferometric processing using a vertical linear array. *Bulletin of Voronezh State University. Series: Physics. Mathematics*, 2020, No. 2, pp. 14–23.
22. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Tkachenko S.A., Kaznacheev I.V. Implementation of the adaptive interferometric method of source localization. Part II. *Bulletin of Voronezh State University. Series: Physics. Mathematics*, 2020, No. 1, pp. 14–23.
23. Pereselkov S., Kuz'kin V., Lyakhov G., Tkachenko S., Kaznacheeva E. Adaptive Algorithms for Interferometric Processing. *Physics of Wave Phenomena*, 2020, Vol. 28, pp. 267–273.

24. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Tkachenko S.A., Kaznacheev I.V. Interferometric processing of acoustic information using extended arrays in dispersive media. *Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies*, 2020, Vol. 12, No. 4, pp. 483–494.
25. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Matvienko Yu.V., Tkachenko S.A., Prosovetsky D.Yu. Detection of a noise signal in an oceanic waveguide using a horizontal array. *Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies*, 2022, Vol. 14, No. 1, pp. 65–72.
26. Kuz'kin V.M., Matvienko Yu.V., Pereselkov S.A., Prosovetsky D.Yu., Kaznacheeva E.S. Mode selection in oceanic waveguides. *Physics of Wave Phenomena*, 2022, Vol. 30, No. 2, pp. 111–118.
27. Kuz'kin V.M., Matvienko Yu.V., Pereselkov S.A., Kaznacheeva E.S., Tkachenko S.A. Holographic method for mode selection in a shallow sea in the presence of intense internal waves. *Physics of Wave Phenomena*, 2022, Vol. 30, No. 5, pp. 314–320.
28. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kaznacheeva E.S., Grachev V.I., Tkachenko S.A., Rybyanets P.V. Mode selection of a noise source in shallow water by the method of holographic interferometry in the presence of intense internal waves. *Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies*, 2022, Vol. 14, No. 3, pp. 279–286.
29. Kaznacheev I.V., Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Interferometric method for detecting a moving sound source using a vector-scalar receiver. *Acoustical Journal*, 2018, Vol. 64, No. 1, pp. 33–45.
30. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kaznacheev I.V., Grigoryev V.A. Interferometric method for estimating the velocity of a noise source and the distance to it in shallow water using a vector-scalar receiver. *Physics of Wave Phenomena*, 2017, Vol. 25, No. 4, pp. 299–306.
31. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kuznetsov G.N., Kaznacheev I.V. Interferometric direction finding using a vector-scalar receiver. *Physics of Wave Phenomena*, 2018, Vol. 26, No. 1, pp. 63–73.
32. Pereselkov S.A., Kuz'kin V.M., Kuznetsov G.N., Prosovetsky D.Yu., Tkachenko S.A. Interferometric method for estimating the coordinates of a moving noise source in shallow water using high-frequency signals. *Acoustical Journal*, 2020, Vol. 66, No. 4, pp. 437–445.
33. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Kutsov M.V., Pereselkov S.A. Interference structure of the noise field of a moving source in the high-frequency range. *Proceedings of the Russian Academy of Sciences. Physics Series*, 2021, Vol. 85, No. 6, pp. 907–912.

ЧАСТОТНАЯ-ВРЕМЕННАЯ ЭФФЕКТИВНОСТЬ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ В МЕЛКОМ МОРЬЕ

В. А. Башкарев¹, С. А. Переселков¹, В. М. Кузькин², А. С. Переселков¹

¹Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

²Институт общей физики им А.М. Прохорова РАН (ИОФ РАН), Москва, Россия

Аннотация. Проанализирована структура двумерной пространственной спектральной плотности широкополосного акустического источника в океаническом волноводе. Анализ проведен численно на основе модового описания акустического поля на случай регулярного океанического волновода. Исследованы зависимости от полосы частот из диапазона 100 Гц – 1000 Гц и от времени наблюдения из диапазона 30 с – 240 с. Результаты численного эксперимента представлены в виде зависимостей положения и ширины максимума углового распределения двумерной пространственной спектральной плотности.

Ключевые слова: акустический сигнал, акустическое поле, интерферограмма, голограмма, угловое распределение 2D-голограммы, гидроакустический волновод.

FREQUENCY AND TIME DEPENDENCE OF RESULTING PARAMETERS IN ACOUSTIC SIGNAL INTERFEROMETRIC PROCESSING WITHIN OCEANIC WAVEGUIDES

V. A. Bashkarev¹, S. A. Pereselkov¹, V. M. Kuz'kin², A. S. Pereselkov¹

¹Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

²General Physics Institute of the Russian Academy of Sciences (GPI RAS), Moscow, Russia

Abstract. The structure of the two-dimensional spatial spectral density of a broadband acoustic source in an oceanic waveguide is analyzed. The analysis is conducted numerically using a modal description of the acoustic field in a regular oceanic waveguide. Dependencies are investigated across frequency bands (100 Hz – 1000 Hz) and observation times (30 s – 240 s). Results of the numerical experiment are presented as dependencies of the position and width of the maximum in the angular distribution of the two-dimensional spatial spectral density.

Keywords: acoustic signal, acoustic field, interferogram, hologram, angular distribution of a 2D hologram, hydroacoustic waveguide.

1. ВВЕДЕНИЕ

Представлена методика голографической обработки широкополосных гидроакустических сигналов для мелкого моря. Теоретические разработки базируются на интерференционном подходе [1, 2]. Существуют работы, в которых детально рассмотрено текущее состояние методов голографической обработки, в частности в книге [3] приведен подробный список литературы. Суть обработки заключается в применении к интерферограмме акустического поля двумерного частотно-временного преобразования Фурье. Метод позволяет нивелировать флуктуации среды и обеспечить высокую помехоустойчивость при решении задачи гидролокации: обнаружения [4–7], разрешения [8, 9], пеленгования [10, 11], определения радиальной скорости (проекция скорости в направлении приемника) и удаления [1, 2, 12–16], восстановления глубины [17, 18]. Привлекательность метода заключается в отсутствии потребности подробного описания среды распространения звуковых колебаний, что является на практике чрезвычайно сложной задачей в силу многофакторности и динамизма. Важным шагом

для развития голографической обработки явилось установление адаптивных алгоритмов, которые позволяют восстанавливать удаление и радиальную скорость источника без знания априорной информации о характеристиках среды распространения [19, 20]. Данный факт расширяет область применения голографической обработки и позволяет решать проблему опознавания малошумных источников в акваториях с неизвестными передаточными функциями. В отличие от методов пространственной обработки сигналов, согласованных со средой распространения, голографическая обработка позволяет установить простые и универсальные соотношения между восстанавливаемыми параметрами источника и измеряемыми величинами. Для решения описанных задач достаточно использование одиночных приемников.

Предметом исследования данной работы является проведение численного эксперимента для анализа частотной и временной зависимость структуры 2D-голограммы широкополосного звукового сигнала источника в мелком море.

2. РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННОГО ЭКСПЕРИМЕНТА

Горизонтально-однородный волновод глубиной $H=50$ м, равномерный профиль скорости звука $c=1500$ м/с. Диапазон частот $f=100-1000$ Гц. Диапазон времени наблюдения $\Delta t=30-240$ с. Параметры поглощающего однородного дна: отношение плотности грунта и воды $\rho=1.8$, комплексный показатель преломления $n=0.84(1+i0.03)$. Начальное горизонтальное расстояние $r_0=10$ км. Скорость источника $v=2$ м/с. Глубина приемника $z_q=48$ м, глубина источника $z_s=10$ м. Приемник $Q_0(0, 0)$ расположен в начале неподвижной системы координат (X, Y, Z).

Результаты численного эксперимента приведены в графической форме на рисунках. Семейство кривых на Рис. 1 даёт представление о поведении экстремума углового распределения голограммы χ и ширины углового распределения голограммы $\Delta\chi$ в зависимости от диапазона частот. При моделировании закладывалось, что источник движется со скоростью $v=2$ м/с и время наблюдения составляет $\Delta t=240$ с. Согласно Рис. 1 (а) набор кривых демонстрирует, что, при увеличении начального расстояния между источником и приемником положение экстремума углового распределения голограммы χ приближается к началу координат. Одновременно рис. 1 (б) демонстрирует, что ширина углового распределения голограммы $\Delta\chi$ многократно уменьшается. Также наблюдается, что ростом частоты источника координата экстремума углового распределения голограммы χ увеличивается по величине, а ширина углового распределения $\Delta\chi$ практически не изменяется, кривые Рис. 1 (б) расположены очень плотно.

Рис. 2 демонстрирует зависимость от скорости источника положение экстремума углового распределения голограммы χ (а) и ширины углового распределения голограммы $\Delta\chi$ Рис. 2 (б). Начальная дистанция до источника $r_0=10$ км и время наблюдения также составляет $\Delta t=240$ с. Как следует из представленных на графиках результатов, при увеличении скорости источника положение экстремума углового распределения голограммы χ удаляется от начала координат (Рис. 2 (а)), а ширина углового распределения голограммы $\Delta\chi$ существенно увеличивается (Рис. 2 (б)). По поведению семейства кривых следует отметить, что с ростом частоты излучения координата экстремума углового распределения голограммы χ увеличивается по величине. С ростом частоты ширина углового распределения $\Delta\chi$ увеличивается.

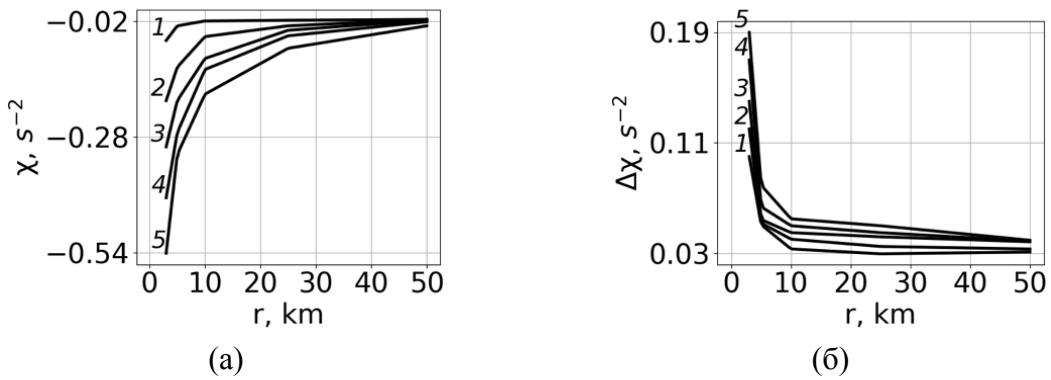


Рис. 1. Зависимость от расстояния до источника экстремума углового распределения голограммы χ (а), ширины углового распределения голограммы $\Delta\chi$ (б). Источник движется со скоростью $v=2$ м/с, время наблюдения составляет $\Delta t=240$ с. Кривая 1: 100-150 Гц, кривая 2: 300-350 Гц, кривая 3: 500-550 Гц, кривая 4: 700-750 Гц, кривая 5: 900-950 Гц

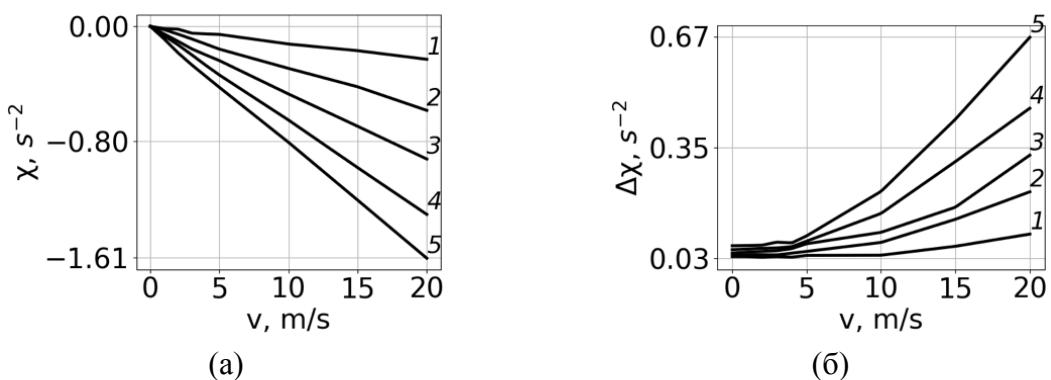


Рис. 2. Зависимость от скорости источника экстремума углового распределения голограммы χ (а), ширины углового распределения голограммы $\Delta\chi$ (б). Источник на расстоянии $r_0=10$ км, время наблюдения составляет $\Delta t=240$ с. Кривая 1: 100-150 Гц, кривая 2: 300-350 Гц, кривая 3: 500-550 Гц, кривая 4: 700-750 Гц, кривая 5: 900-950 Гц

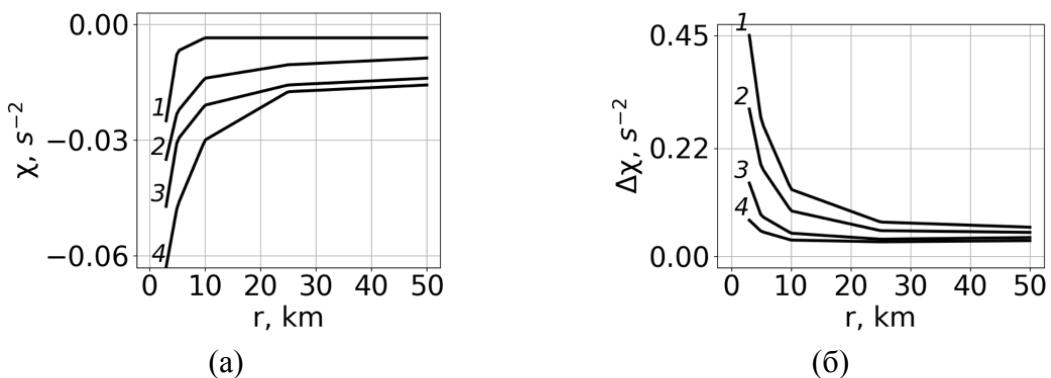


Рис. 3. Зависимость от расстояния до источника экстремума углового распределения голограммы χ (а), ширины углового распределения голограммы $\Delta\chi$ (б). Источник движется со скоростью $v=2$ м/с, наблюдение в диапазоне частот 300-350 Гц. Время наблюдения за объектом – кривая 1: 30с, кривая 2: 60с, кривая 3: 120с, кривая 4: 240с

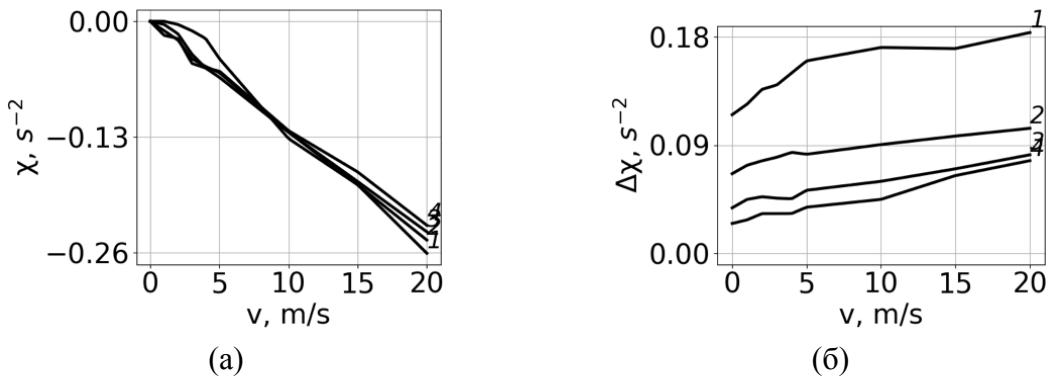


Рис. 4. Зависимость от скорости источника экстремума углового распределения голограммы χ (а), ширины углового распределения голограммы $\Delta\chi$ (б). Источник движется со скоростью $v=2$ м/с, наблюдение в диапазоне частот 300-350 Гц. Время наблюдения за объектом – кривая 1: 30с, кривая 2: 60с, кривая 3: 120с, кривая 4: 240с

Семейство кривых на Рис. 3 и Рис. 4 соответствуют различному времени наблюдения (накопления информации), т.е. являются результатами исследования, проведенным выше, но с заменой построения семейства кривых не по набору частот излучения источником, а набору времени наблюдения.

Рис. 3 дает информацию о зависимости от расстояния до источника экстремума углового распределения голограммы χ Рис. 3 (а), ширины углового распределения голограммы $\Delta\chi$ Рис. 3 (б). Скорость источника $v=2$ м/с, наблюдение в диапазоне частот 300-350 Гц. Увеличение времени накопления информации приводит к смещению абсолютного значения координаты экстремума углового распределения голограммы χ к началу координат, что также происходит с увеличением начального расстояния между источником и приёмником. С ростом времени наблюдения интерференционной картины ширина углового распределения голограммы $\Delta\chi$ Рис. 3 (б) демонстрирует кратное её уменьшение, с ростом расстояния между источником и приёмником она уменьшается и группы кривых асимптотически сближаются.

И наконец Рис. 4 показывает зависимость от скорости источника экстремума углового распределения голограммы χ Рис. 4 (а), ширины углового распределения голограммы $\Delta\chi$ Рис. 4 (б). При этом скорость движения источника принята $v=2$ м/с, наблюдение проводится в диапазоне частот 300-350 Гц. Есть все основания принять, что положение экстремума углового распределения голограммы χ Рис. 4 (а) не зависит от времени наблюдения, кривые соответствующие различному времени наблюдения расположены плотно. Ширина углового распределения голограммы $\Delta\chi$ Рис. 4 (б) демонстрирует кратное отличие в зависимости от времени наблюдения, большее время накопления информации уменьшает значение ширины углового распределения голограммы $\Delta\chi$. Необходимо отметить, что никакой асимптотики друг к другу в семействе кривых не проявляется.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе представлены результаты анализа зависимости структуры 2D-голограммы источника в океаническом волноводе от полосы частот из диапазона 100 Гц – 1000 Гц и от времени наблюдения из диапазона 30 с – 240 с. Анализ проведён численно на основе модового описания акустического поля на случай однородного по глубине океанического волновода. Исследованы зависимости 2D-голограммы от полосы частот из диапазона 100 Гц – 1000 Гц и от времени наблюдения из диапазона 30 с – 240 с. Результаты численного эксперимента представлены в виде зависимостей положения и ширины максимума углового распределения 2D-голограммы.

4. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-61-10024, <https://rscf.ru/project/23-61-10024/>

ЛИТЕРАТУРА

1. Кузнецов Г.Н. Спектrogramма и локализация источника звука в мелком море / Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. // Акуст. журн. 2017. Т. 63. № 4. С. 406-418.
2. Казначеев И.В. Интерферометрический метод обнаружения движущегося источника звука векторно-скалярным приемником / Казначеев И.В., Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. // Акуст. журн. 2018. Т. 64. № 1. С. 33-45.
3. Пересёлков С.А. Голографическая обработка широкополосных гидроакустических сигналов / Пересёлков С.А., Кузькин В.М. // Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2023. 183 с.
4. Казначеева Е.С. Оценка дальности обнаружения малогабаритного подводного аппарата по его шумовому полю / Казначеева Е.С., Кузькин В.М., Матвиенко Ю.В., Пересёлков С.А., Хворостов Ю.А. // Подводные исследования и роботехника. 2021. № 4 (38). С. 80-85.
5. Кузькин В.М. Предельная дальность обнаружения подводного шумового источника с применением голографической обработки / Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Грачев В.И., Рыбянец П.В., Ткаченко С.А. // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 1. С. 129–136. DOI: 10.17725/rensit.2024.16.129.
6. Кузькин В.М. Обнаружение источника в диспергирующих средах / Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Матвиенко Ю.В., Ткаченко С.А. // РЭНСИТ. 2019. Т. 11. № 3. С. 337-344. DOI: 10.17725/rensit.2019.11.337.
7. Kuz'kin V.M. Noise-source detection in an oceanic waveguide using interferometric processing / Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Matvienko Yu. V., Tkachenko S.A. // Phys. Wave Phenom. 2020. V. 28. N. 1. P. 68–74.
8. Kuz'kin V.M. Resolving power of the interferometric method of source localization / Kuz'kin V.M., Kuznetsov G.N., Pereselkov S.A., Grigor'ev V.A. // Phys. Wave Phenom. 2018. Vol. 26. No. 2. P. 150-159.
9. Кузькин В.М. Разрешение шумовых сигналов при наличии случайных неоднородностей океанической среды / Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Грачев В.И., Рыбянец П.В., Ткаченко С.А. // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 3. С. 395–406.
10. Kuz'kin V.M. Interferometric direction finding by a vector-scalar receiver / Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kuznetsov G.N., Kaznacheev I.A. // Phys. Wave Phenom. 2018. Vol. 26. No. 1. P. 63-73.
11. Kuznetsov G.N. Direction finding of a noise sound source / Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. // Phys. Wave Phenom. 2019. Vol. 27. No. 3. P. 237–241.
12. Pereselkov S.A. Interferometric processing of hydroacoustic signals for the purpose of source localization / Pereselkov S.A., Kuz'kin V.M. // J. Acoust. Soc. Am. 2022. Vol. 151. No. 2 P. 666–676.
13. Кузькин В.М. Голографическая обработка движущихся источников в мелком море при наличии интенсивных внутренних волн / Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Казначеева Е.С., Грачев В.И., Ткаченко С.А., Рыбянец П.В. // РЭНСИТ. 2022. Т. 14. № 2. С. 197-204. DOI: 10.17725/rensit.2022.14.197.

14. Ehrhardt M. Experimental observation and theoretical analysis of the low-frequency source interferogram and hologram in shallow water / Ehrhardt M., Pereselkov S., Kuz'kin V., Kaznacheev I., Rybyanets P. // Sound and Vibration. 2023. Vol. 544. P. 117388.
15. Кузькин В.М. Голографический метод локализации движущегося источника звука в присутствии интенсивных внутренних волн / Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Грачев В.И., Ткаченко С.А., Ладыкин Н.В., Куцов М.В.// РЭНСИТ. 2023. Т. 15. № 3. С. 317–326. DOI: 10.17725/rencit.2023.15.317.
16. Pereselkov S. The formation of 2D holograms of a noise source and bearing estimation by a vector scalar receiver in the high-frequency band / Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Matvienko Yu., Tkachenko S., Rybyanets P. // J. Mar. Sci. Eng. 2024. Vol. 12. P. 704.
17. Беседина Т.Н. Определение глубины источника звука в мелком море на фоне интенсивного шума / Беседина Т.Н., Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. // Акуст. журн. 2015. Т. 61. № 6. С. 718-728.
18. Kuznetsov G.N. Wave method for estimating the sound source depth in a oceanic waveguide / Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. // J. Phys. Wave Phenom. 2016. Vol. 24. No. 4. P. 310-316.
19. Kaznacheeva E.S. Measurement capability of the interferometric method of sound source localization in the absence of data on the waveguide transfer function / Kaznacheeva E.S., Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A. // Phys. Wave Phenom. 2019. Vol. 27. No. 1. P. 73-78.
20. Kaznacheeva E.S. Adaptive algorithms for interferometric processing / Kaznacheeva E.S., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Tkachenko S.A. // Phys. Wave Phenom. 2020. Vol. 28. No. 3. P. 267–273.
21. Бреховских Л.М. Теоретические основы акустики океана / Бреховских Л.М., Лысанов Ю.П. // М.: Наука, 2007. 370 с.

REFERENCES

1. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Spectrogram and Localization of a Sound Source in Shallow Water. // Acoustic Journal, 2017, Vol. 63, No. 4, pp. 406–418.
2. Kaznacheev I.V., Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Interferometric Method for Detecting a Moving Sound Source by a Vector-Scalar Receiver. //Acoustic Journal, 2018, Vol. 64, No. 1, pp. 33–45.
3. Pereselkov S.A., Kuz'kin V.M. Holographic Processing of Broadband Hydroacoustic Signals. // Voronezh: Publishing House of Voronezh State University, 2023, 183 p.
4. Kaznacheeva E.S., Kuz'kin V.M., Matvienko Yu.V., Pereselkov S.A., Khvorostov Yu.A. Estimation of the Detection Range of a Small Underwater Vehicle Based on Its Noise Field. // Underwater Research and Robotics, 2021, No. 4 (38), pp. 80–85.
5. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Grachev V.I., Rybyanets P.V., Tkachenko S.A. Limiting Detection Range of an Underwater Noise Source Using Holographic Processing. // RENSIT, 2024, Vol. 16, No. 1, pp. 129–136.
6. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Matvienko Yu.V., Tkachenko S.A. Detection of a Source in Dispersive Media. // RENSIT, 2019, Vol. 11, No. 3, pp. 337–344.
7. Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Matvienko Yu.V., Tkachenko S.A. Noise-Source Detection in an Oceanic Waveguide Using Interferometric Processing. // Phys. Wave Phenom., 2020, Vol. 28, No. 1, pp. 68–74.
8. Kuz'kin V.M., Kuznetsov G.N., Pereselkov S.A., Grigor'ev V.A. Resolving Power of the Interferometric Method of Source Localization. // Phys. Wave Phenom., 2018, Vol. 26, No. 2, pp. 150–159.

9. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Grachev V.I., Rybyanets P.V., Tkachenko S.A. Resolution of Noise Signals in the Presence of Random Inhomogeneities in the Oceanic Environment. // RENSIT, 2024, Vol. 16, No. 3, pp. 395–406.
10. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kuznetsov G.N., Kaznacheev I.A. Interferometric Direction Finding by a Vector-Scalar Receiver. // Phys. Wave Phenom., 2018, Vol. 26, No. 1, pp. 63–73.
11. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Direction Finding of a Noise Sound Source. // Phys. Wave Phenom., 2019, Vol. 27, No. 3, pp. 237–241.
12. Pereselkov S.A., Kuz'kin V.M. Interferometric Processing of Hydroacoustic Signals for the Purpose of Source Localization. // J. Acoust. Soc. Am., 2022, Vol. 151, No. 2, pp. 666–676.
13. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kaznacheeva E.S., Grachev V.I., Tkachenko S.A., Rybyanets P.V. Holographic Processing of Moving Sources in Shallow Water with Intensive Internal Waves. // RENSIT, 2022, Vol. 14, No. 2, pp. 197–204.
14. Ehrhardt M., Pereselkov S., Kuz'kin V., Kaznacheev I., Rybyanets P. Experimental Observation and Theoretical Analysis of the Low-Frequency Source Interferogram and Hologram in Shallow Water. // Sound and Vibration, 2023, Vol. 544, p. 117388.
15. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Grachev V.I., Tkachenko S.A., Ladykin N.V., Kutsov M.V. Holographic Method for Localizing a Moving Sound Source in the Presence of Intensive Internal Waves. // RENSIT, 2023, Vol. 15, No. 3, pp. 317–326.
16. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Matvienko Yu., Tkachenko S., Rybyanets P. The Formation of 2D Holograms of a Noise Source and Bearing Estimation by a Vector Scalar Receiver in the High-Frequency Band. // J. Mar. Sci. Eng., 2024, Vol. 12, p. 704.
17. Besedina T.N., Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Determination of the Depth of a Sound Source in Shallow Water Against the Background of Intensive Noise. Acoustic Journal, 2015, Vol. 61, No. 6, pp. 718–728.
18. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Wave Method for Estimating the Sound Source Depth in an Oceanic Waveguide. // Phys. Wave Phenom., 2016, Vol. 24, No. 4, pp. 310–316.
19. Kaznacheeva E.S., Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A. Measurement Capability of the Interferometric Method of Sound Source Localization in the Absence of Data on the Waveguide Transfer Function. // Phys. Wave Phenom., 2019, Vol. 27, No. 1, pp. 73–78.
20. Kaznacheeva E.S., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Tkachenko S.A. Adaptive Algorithms for Interferometric Processing. // Phys. Wave Phenom., 2020, Vol. 28, No. 3, pp. 267–273.
21. Brekhovskikh L.M., Lysanov Yu.P. Theoretical Foundations of Ocean Acoustics. Moscow: Nauka, 2007, 370 p.

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКОГО МЕТОДА ОЦЕНКИ ПЕЛЕНГА ИСТОЧНИКА

В. А. Башкарев¹, С. А. Переселков¹, В. М. Кузькин², А. С. Переселков¹,

¹Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

²Институт общей физики им А.М. Прохорова РАН (ИОФ РАН), Москва, Россия

Аннотация. Проанализирована эффективность использования интерферометрического метода применительно к задаче гидролокации, а именно к локализации источника акустического сигнала – определения пеленга (угла направления) на него. Анализ проведен для случая мелкого моря. Была использована модовая модель распространения гидроакустического сигнала в регулярном океаническом волноводе. Результаты получены для широкого набора параметров частоты в диапазоне от 100 до 999 Гц, времени наблюдения от 30 до 240 секунд, отношения сигнал/шум по мощности от 0.0001 до 10.0.

Ключевые слова: интерферометрическая обработка, акустический сигнал, гидролокация, пеленг, гидроакустические поля, океанический волновод.

ANALYSIS OF THE INTERFEROMETRIC METHOD EFFECTIVENESS FOR SOURCE BEARING ESTIMATION

V. A. Bashkarev¹, S. A. Pereselkov¹, V. M. Kuz'kin², A. S. Pereselkov¹

¹Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

²General Physics Institute of the Russian Academy of Sciences (GPI RAS), Moscow, Russia

Abstract. The study examines the efficiency of applying an interferometric method to hydroacoustic localization tasks, specifically for determining the bearing (directional angle) to an acoustic signal source in shallow seas. The analysis employs a mode-based model of hydroacoustic signal propagation in a regular oceanic waveguide. Key parameters evaluated include: frequency range: 100–999 Hz, observation time: 30–240 seconds, signal-to-noise ratio (SNR) by power: 0.0001–10.0.

Keywords: interferometric processing, acoustic signal, hydrolocation, bearing, hydroacoustic fields, oceanic waveguide.

1. ВВЕДЕНИЕ

Задача гидролокации – определения направления и дальности до объекта в водной среде остается актуальной. В отличии от родственной по смыслу задачи радиолокации в настоящий момент не достигнуты сопоставимые результаты по точности и времени обработки акустических сигналов от объекта. Проблема вызвана более сложной средой распространения и стохастичностью ее параметров на фоне помех множественной физической природы. Прямой перенос методов радиолокации, исторически полученных ранее, для решения задачи гидролокации, не позволяет достичь требуемого качества получаемых результатов. По указанной причине существует задача поиска и проверки новых подходов к приему и обработке гидроакустических сигналов.

Начиная с 80-х годов XX века начали появляться работы по использованию методов обработки гидроакустических сигналов на основе интерферометрической обработки. В их основе формирование за период наблюдения интерференционной картины в координатах «время наблюдения» – «частота», применение к интерферограмме двумерного преобразования Фурье [1, 2]. На полученном таким образом картине

распределения пространственной спектральной плотности формируются фокальные пятна, где значения спектральной плотности на много порядков превышают фоновое значение спектра в иных областях. Рассчитываемое интегральное значение углового распределения спектральной плотности сигнала позволяет производить оценку интересующих параметров объекта. Рядом работ теоретически обосновано применение описанного подхода для задач определения дальности, пеленга, глубины, скорости шумящего объекта [3].

Для решения задачи необходимо использование векторно-скалярного приемника акустических сигналов. С его помощью определяют горизонтальные компоненты колебательных скоростей V_x и V_y . Радиальная составляющая горизонтальной скорости определяется их значениями:

$$V_r = \sqrt{V_x^2 + V_y^2} \quad (1)$$

В тоже время саму радиальную составляющую горизонтальной скорости можно определить суммой мод

$$V_r = \frac{1}{2\pi\rho f} \sum_m A_m h_m(f) \exp[ih_m(f)r] \quad (2)$$

Здесь: A_m – модовая амплитуда, ρ – плотность воды, $h_m(f)$ – горизонтальное волновое число m -ой моды, r – дистанция между источником и приемником.

Записывая компоненты скорости в виде

$$V_x = V_r \cos \varphi \text{ и } V_y = V_r \sin \varphi \quad (3)$$

решается задача по нахождению величины φ – пеленга на объект с использованием интерферометрического метода через построения интерферограммы, голограммы – применением двумерного преобразования Фурье, и функции углового распределения спектральной плотности. Интерферограмма («яркость») определяется

$$I_P(f, t) = P(f, t)P^*(f, t) \quad (4)$$

где: $P(f, t)$ – звуковое давление, $*$ означает комплексное сопряжение.

Голограмма является образом двумерного преобразования Фурье от интерферограммы:

$$F(\tau, v) = \int_0^{\Delta t} \int_{f_1}^{f_2} I(f, t) \exp[i2\pi(vt - ft)] dt df \quad (5)$$

Функция углового распределения спектральной плотности определяется как

$$G(\chi) = \int_0^{\Delta t} |F(\tau, \chi)| d\tau \quad (6)$$

Голограммы F_x и F_y с точностью до множителей $\cos \varphi$ и $\sin \varphi$ воспроизводят голограмму F_r , так что

$$|\tan \varphi| = \frac{G_y}{G_x} \quad (7)$$

Здесь φ – искомый пеленг на источника. Направления $\pm \varphi$ и $\pi \pm \varphi$ неразличимы. Направление выясняется определением знака соотношения интерферограмм:

$$\gamma_x = \frac{I_x(f, t)}{I_r(f, t)} \text{ и } \gamma_y = \frac{I_y(f, t)}{I_r(f, t)} \quad (8)$$

Если $\gamma_x > 0$ и $\gamma_y > 0$, то объект расположен в 1-й четверти векторно-скалярного приемника; если $\gamma_x < 0$ и $\gamma_y > 0$ – во 2-й; если $\gamma_x < 0$ и $\gamma_y < 0$ – в 3-й; и наконец если $\gamma_x > 0$ и $\gamma_y < 0$ – в 4-й.

Ключевых посылов использования интерферометрических методов два:

1. высокая помехоустойчивость как результат квазикогерентного накопление информации о локационных параметрах объекта на фоне некоррелируемых аддитивных шумов различной физической природы,
2. отсутствие необходимости априорной информации о среде распространения, иными словами – информации о передаточной функции акватории и ее эволюции во времени.

Несмотря на наличие работ [4-22], в которых рассмотрена и обоснована применимость интерферометрических методов для решения задачи гидролокации, экспериментальных исследований на основе натуральных или численных экспериментов проведено недостаточно.

В данной работе на основе численного эксперимента с использование модового подхода [23] в описании процесса распространения акустических сигналов в условиях океанических волноводов рассмотрены вопросы эффективности определения пеленга на шумящий объект. Использовалась модель гауссовой аддитивной помехи с широким диапазоном отношений по мощности сигнал/шум. Варьированию подвергались параметры, которые возможно регулировать на уровне приемника: частота и время наблюдения (накопления информации).

2. РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННОГО ЭКСПЕРИМЕНТА

Численный эксперимент проводился в рамках модовой модели распространения гидроакустических сигналов в случае регулярного океанического волновода для следующих значений параметров:

1. глубина волновода – 50 м,
2. глубина приемника сигнала – 48 м (гидроакустический буй на дне),
3. глубина источника сигнала – 10 м,
4. скорость движения объекта – 3 м/с,
5. скорость звука от глубины не зависит и равна 1500 м/с,
6. набор частотных диапазонов: 100-150 Гц, 300-350 Гц, 500-550 Гц, 700-725 Гц, 900-950 Гц.
7. набор времени накопления 30 с, 60 с, 120 с, 180 с, 240 с,
8. влияние аддитивного гауссова шума рассмотрено для значений отношения сигнал/шум (С/Ш) 0.0001, 0.001, 0.01, 0.5, 1.0, 10.0.

Шум для каждого из результатов накладывался как среднее по 10 реализациям случайного процесса. Конечные графики получены интерполяцией расчетных значений кубическими сплайнами.

Рассматривалась ситуация, когда объект двигался прямолинейно и равномерно мимо приемника, минимальное расстояние между ними 5 км, общий путь источника составил 50 км и расположился симметрично относительно минимального расстояния между ним и приемником. Схема движения объекта представлена на Рис.1.

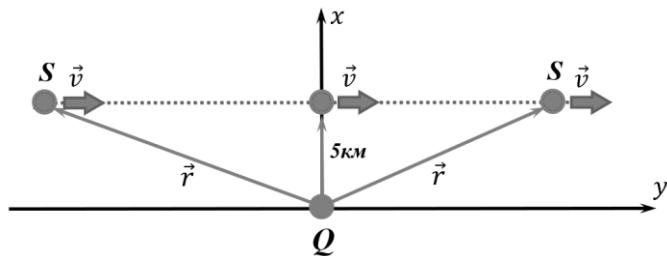


Рис.1. Схема движения объекта

Объект, являющийся источником акустического сигнала, движется слева направо прямолинейно с постоянной скоростью. Перпендикуляр из точки расположения приемника к направлению движения источника образует ось ОХ, соответственно угол Θ между направлением на объект и осью ОХ является пеленгом. При нахождении источника слева от перпендикуляра знак у величины пеленга будет отрицательный, справа – положительный.

Ниже представлены результаты моделирования и соответствующие им выводы.

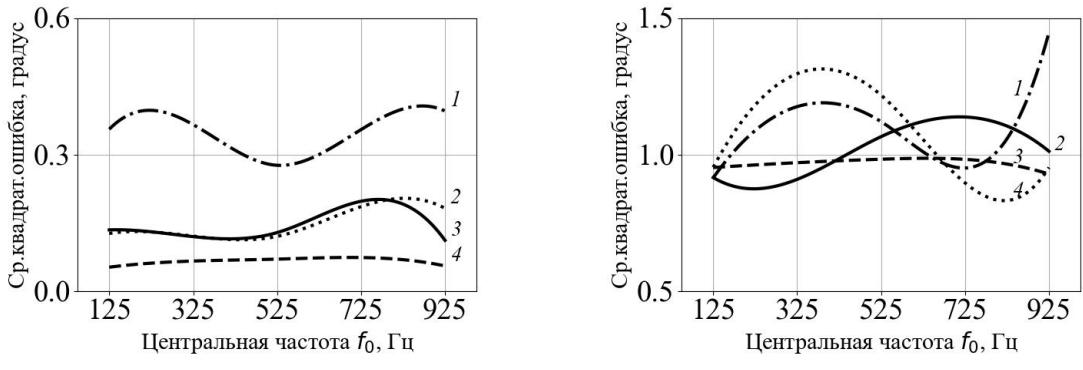


Рис. 2. Среднеквадратичное отклонение между величиной оценки пеленга и его истинным значением от частоты; С/Ш – кривая 1: 0.01, кривая 2: 0.5, кривая 3: 1.0, кривая 4: 10.0; время наблюдения Δt : 30с (а) и 240с (б)

Как видно из Рис. 2(а) среднеквадратичная ошибка в определении пеленга не зависит от полосы частот и увеличивается с ростом отношения С/Ш. С увеличением времени наблюдения, сравнивая Рис. 2(а) и Рис. 2(б), выясняем, что кривые сближаются, но при этом наблюдается сохранение большей флюктуации среднеквадратической ошибки при уменьшении отношения С/Ш.

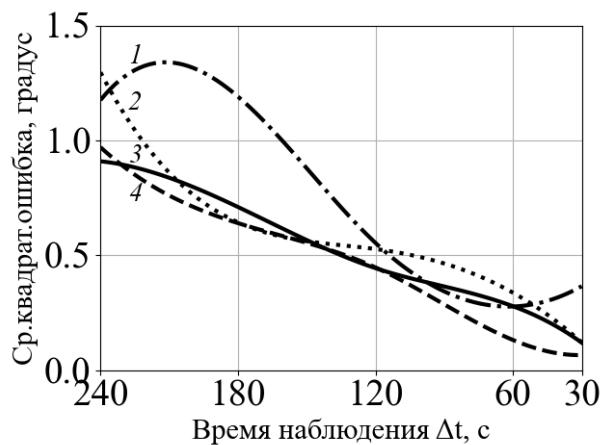


Рис. 3. Среднеквадратичное отклонение между величиной оценки пеленга и его истинным значением от времени наблюдения; С/Ш – кривая 1: 0.01, кривая 2: 0.5, кривая 3: 1.0, кривая 4: 10.0; $\Delta f = 300\text{--}350\text{Гц}$

Изучение зависимости среднеквадратичной ошибки в определении пеленга от времени наблюдения (Рис. 3) позволяет сделать два вывода. Первый: зависимость ошибки от значения отношения С/Ш не наблюдается, кривые расположены компактно, но при этом обращает на себя рост флюктуаций ошибки с уменьшением отношения С/Ш. Второй: ошибка растет с увеличением времени наблюдения.

Последний вывод может показаться нелогичными, но на самом деле легко объяснимым – с увеличением времени наблюдения источник сигнала проходит значительный путь и соответственно непрерывно и значительно изменяется величина пеленга, происходит его «размазывание» и сравнение с истинным средним пеленгом накапливает существенную ошибку.

Для подтверждения данного утверждения был произведен контрольный численный эксперимент для случая радиального движения, при котором величина пеленга остаются

постоянной. Рис.4 наглядно демонстрирует независимость среднеквадратичной ошибки от времени наблюдения для случая радиального движения.

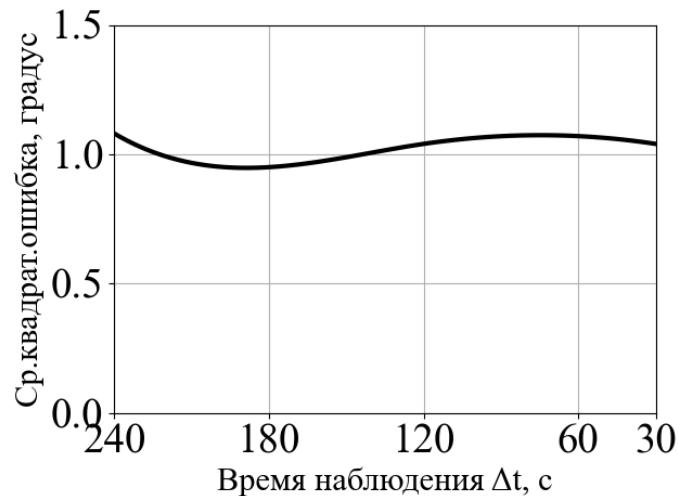


Рис. 4. Случай радиального движения объекта. Среднеквадратичное отклонение между величиной оценки пеленга и его истинным значением от времени наблюдения; С/Ш = 0.5; $\Delta f = 300\text{-}350\text{Гц}$

Далее представлены три заключительных графика, по которым можно сделать выводы о модуле ошибки в определении пеленга в зависимости от его истинного значения.

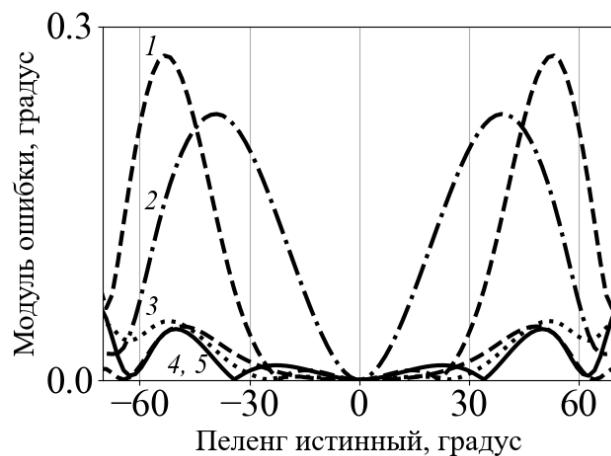
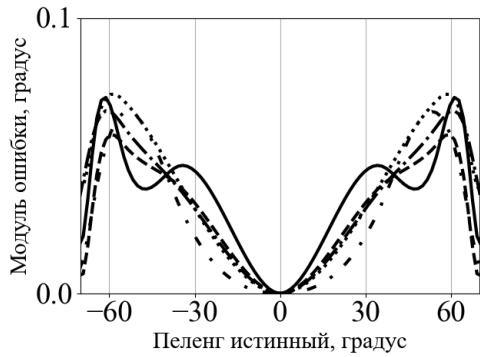
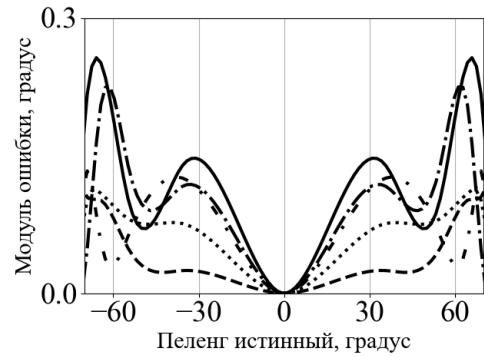


Рис. 5. Модуль ошибки между величиной оценки пеленга и его истинным значением; С/Ш – кривая 1: 0.001, кривая 2: 0.01, кривая 3: 0.5, кривая 4: 1.0, кривая 5: 10.0; время наблюдения Δt : 30с; $\Delta f = 500\text{-}550\text{Гц}$

На Рис. 5 группа кривых демонстрирует зависимость абсолютного значения ошибки от значения отношения С/Ш. Начиная с величины С/Ш > 0.5 наблюдается сближение кривых ошибки, что говорит о стабилизации показателя помехоустойчивости интерферометрического метода. Значения С/Ш 0.001 и 0.01 дают кратный рост ошибки, особенно наблюданной в районе -55 и +55 градусов, что объясняем особенностью поведения функции тангенса.



(а)



(б)

Рис. 6. Модуль ошибки между величиной оценки пеленга и его истинным значением; $C/I = 10.0$ (а), $C/I = 0.01$ (б); время наблюдения $\Delta t: 60\text{с}$

Согласно группе рисунков Рис. 6 при высоком значении отношения C/I кривые ошибки сближаются и имеют максимальные значение на краях диапазона (Рис. 6(а)). При уменьшении значения C/I (Рис. 6(б)) наблюдается уменьшение плотности расположения кривых, но выводы о закономерности ошибки от частоты оцениваем как ненадежные – кривые имеют множество взаимных пересечений для различных значений пеленга.

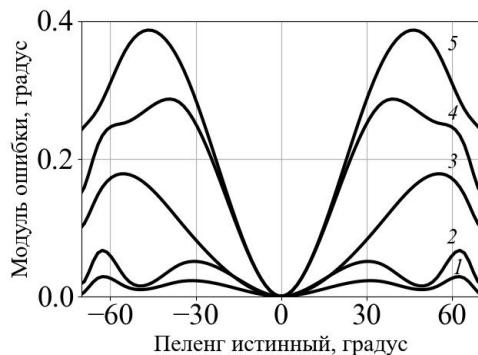


Рис. 7. Модуль ошибки между величиной оценки пеленга и его истинным значением; время наблюдения Δt – кривая 1: 30с, кривая 2: 60с, кривая 3: 120с, кривая 4: 180с, кривая 5: 240с; $C/I = 10.0$; $\Delta f = 100-150\text{Гц}$.

Вид зависимостей на Рис. 7 подтверждает закономерности выявленных согласно Рис. 3 – с ростом времени наблюдения растет абсолютная ошибка и в разрезе значений пеленга. На основании обоих графиков можно сделать заключение, что время наблюдения до 60 секунд обеспечивает максимальную точность.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведенного анализа эффективности использования интерферометрического метода в отношении определения пеленга на движущийся объект выявлена его высокая практическая точность и помехоустойчивость при отсутствии требования априорных знаний характеристик среды распространения. Последнее условие особенно актуально в силу динамичности акустической обстановки в акватории и наличия разнообразных шумовых помех различной физической природы. Анализ проведен в широком диапазоне параметров и для широкого диапазона углов пеленга.

По совокупности исследования можно сделать два обобщающих вывода:

1. Даже при крайне малых значениях отношения С/Ш характерная ошибка в величине пеленга не превышает 1 градус, что применительно к рассмотренной картине движения объекта даст ошибку на дистанции в 50 км в пройденном пути источником порядка 850 м, а при дистанции в 10 км менее 200 м.
2. Точность обеспечивается при коротких интервалах времени наблюдения, уже при 30 с имеем высокую точность (которая снижается при увеличении времени наблюдения), что позволяет решать практически важные задачи обработки гидроакустических сигналов в реальном масштабе времени.
Данный эффект можно использовать для определения с высокой точностью мгновенного значения тангенциальной составляющей скорости источника.

Несмотря на неизбежные модельные упрощения в силу значительного количества параметров используемой, неоднократно верифицированной модовой модели: регулярный океанический волновод, постоянство скорости звука от глубины, фиксированные значения глубины источника и приемника, постоянство вектора скорости и характера движения объекта – полученные закономерности можно трактовать как характерные и для иных комбинаций параметров. Объединение утверждения о полученной перспективности использования интерферометрического метода обработки гидроакустических сигналов для оценки пеленга объекта с ожидаемыми, но требующими экспериментальной проверки, положительными результатами оценки тем же методом дистанции до объекта и его скорости позволяет развить до практического использования интерферометрический подход в решении гидроакустических задач.

4. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-61-10024, <https://rscf.ru/project/23-61-10024/>.

ЛИТЕРАТУРА

1. Чупров С.Д. Интерференционная структура звукового поля в слоистом океане // Акустика океана. Современное состояние / Под ред. Л.М. Бреховских и И.Б. Андреевой. М.: Наука. 1982. С.71-91
2. Орлов Е.Ф., Шаронов Г.А. Интерференция звуковых волн в океане. Владивосток: Дальннаука. 1998. 196 с.
3. Пересёлков С.А. Голографическая обработка широкополосных гидроакустических сигналов / Пересёлков С.А., Кузькин В.М. // Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2023. 183 с.
4. Кузнецов Г.Н. Спектrogramма и локализация источника звука в мелком море / Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. // Акуст. журн. 2017. Т. 63. № 4. С. 406-418.
5. Казначеев И.В. Интерферометрический метод обнаружения движущегося источника звука векторно-скалярным приемником / Казначеев И.В., Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. // Акуст. журн. 2018. Т. 64. № 1. С. 33-45.
6. Пересёлков С.А. Голографическая обработка широкополосных гидроакустических сигналов / Пересёлков С.А., Кузькин В.М. // Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2023. 183 с.
7. Казначеева Е.С. Оценка дальности обнаружения малогабаритного подводного аппарата по его шумовому полю / Казначеева Е.С., Кузькин В.М., Матвиенко Ю.В., Пересёлков С.А., Хворостов Ю.А. // Подводные исследования и роботехника. 2021. № 4 (38). С. 80-85.
8. Кузькин В.М. Предельная дальность обнаружения подводного шумового источника с применением голографической обработки / Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Грачев

- В.И., Рыбянец П.В., Ткаченко С.А. // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 1. С. 129–136. DOI: 10.17725/rensit.2024.16.129.
8. Кузькин В.М. Обнаружение источника в диспергирующих средах / Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Матвиенко Ю.В., Ткаченко С.А. // РЭНСИТ. 2019. Т. 11. № 3. С. 337–344. DOI: 10.17725/rensit.2019.11.337.
 9. Kuz'kin V.M. Noise-source detection in an oceanic waveguide using interferometric processing / Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Matvienko Yu. V., Tkachenko S.A. // Phys. Wave Phenom. 2020. V. 28. N. 1. P. 68–74.
 10. Kuz'kin V.M. Resolving power of the interferometric method of source localization / Kuz'kin V.M., Kuznetsov G.N., Pereselkov S.A., Grigor'ev V.A. // Phys. Wave Phenom. 2018. Vol. 26. No. 2. P. 150-159.
 11. Кузькин В.М. Разрешение шумовых сигналов при наличии случайных неоднородностей океанической среды / Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Грачев В.И., Рыбянец П.В., Ткаченко С.А. // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 3. С. 395–406.
 12. Kuz'kin V.M. Interferometric direction finding by a vector-scalar receiver / Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kuznetsov G.N., Kaznacheev I.A. // Phys. Wave Phenom. 2018. Vol. 26. No. 1. P. 63-73.
 13. Kuznetsov G.N. Direction finding of a noise sound source / Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. // Phys. Wave Phenom. 2019. Vol. 27. No. 3. P. 237–241.
 14. Pereselkov S.A. Interferometric processing of hydroacoustic signals for the purpose of source localization / Pereselkov S.A., Kuz'kin V.M. // J. Acoust. Soc. Am. 2022. Vol. 151. No. 2 P. 666–676.
 15. Кузькин В.М. Голографическая обработка движущихся источников в мелком море при наличии интенсивных внутренних волн / Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Казначеева Е.С., Грачев В.И., Ткаченко С.А., Рыбянец П.В. // РЭНСИТ. 2022. Т. 14. № 2. С. 197-204. DOI: 10.17725/rensit.2022.14.197.
 16. Ehrhardt M. Experimental observation and theoretical analysis of the low-frequency source interferogram and hologram in shallow water / Ehrhardt M., Pereselkov S., Kuz'kin V., Kaznacheev I., Rybyanets P. // Sound and Vibration. 2023. Vol. 544. P. 117388.
 17. Кузькин В.М. Голографический метод локализации движущегося источника звука в присутствии интенсивных внутренних волн / Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Грачев В.И., Ткаченко С.А., Ладыкин Н.В., Куцов М.В.// РЭНСИТ. 2023. Т. 15. № 3. С. 317–326. DOI: 10.17725/rensit.2023.15.317.
 18. Pereselkov S. The formation of 2D holograms of a noise source and bearing estimation by a vector scalar receiver in the high-frequency band / Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Matvienko Yu., Tkachenko S., Rybyanets P. // J. Mar. Sci. Eng. 2024. Vol. 12. P. 704.
 19. Беседина Т.Н. Определение глубины источника звука в мелком море на фоне интенсивного шума / Беседина Т.Н., Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. // Акуст. журн. 2015. Т. 61. № 6. С. 718-728.
 20. Kuznetsov G.N. Wave method for estimating the sound source depth in a oceanic waveguide / Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. // J. Phys. Wave Phenom. 2016. Vol. 24. No. 4. P. 310-316.
 21. Kaznacheeva E.S. Measurement capability of the interferometric method of sound source localization in the absence of data on the waveguide transfer function / Kaznacheeva E.S., Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A. // Phys. Wave Phenom. 2019. Vol. 27. No. 1. P. 73-78.
 22. Kaznacheeva E.S. Adaptive algorithms for interferometric processing / Kaznacheeva E.S., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Tkachenko S.A. // Phys. Wave Phenom. 2020. Vol. 28. No. 3. P. 267–273.

23. Бреховских Л.М. Теоретические основы акустики океана / Бреховских Л.М., Лысанов Ю.П. // М.: Наука, 2007. 370 с.

REFERENCES

1. Chuprova S.D. Interference Structure of the Sound Field in a Layered Ocean. In: Brekhovskikh L.M., Andreeva I.B. (Eds.), Ocean Acoustics. Current State. Moscow: Nauka, 1982, pp. 71-91.
2. Orlov E.F., Sharonov G.A. Interference of Sound Waves in the Ocean. Vladivostok: Dalnauka, 1998, 196 p.
3. Pereselkov S.A., Kuz'kin V.M. Holographic Processing of Broadband Hydroacoustic Signals. Voronezh: Publishing House of Voronezh State University, 2023, 183 p.
4. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Spectrogram and Localization of a Sound Source in Shallow Sea. Acoust. J., 2017, Vol. 63, No. 4, pp. 406-418.
5. Kaznacheev I.V., Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Interferometric Method for Detecting a Moving Sound Source by a Vector-Scalar Receiver. Acoust. J., 2018, Vol. 64, No. 1, pp. 33-45.
6. Kaznacheeva E.S., Kuz'kin V.M., Matvienko Yu.V., Pereselkov S.A., Khvorostov Yu.A. Estimation of the Detection Range of a Small Underwater Apparatus Based on Its Noise Field. Underwater Research and Robotics, 2021, No. 4 (38), pp. 80-85.
7. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Grachev V.I., Rybyanets P.V., Tkachenko S.A. Limiting Detection Range of an Underwater Noise Source Using Holographic Processing. RENSIT, 2024, Vol. 16, No. 1, pp. 129-136. DOI: 10.17725/rensit.2024.16.129.
8. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Matvienko Yu.V., Tkachenko S.A. Detection of a Source in Dispersive Media. RENSIT, 2019, Vol. 11, No. 3, pp. 337-344. DOI: 10.17725/rensit.2019.11.337.
9. Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Matvienko Yu.V., Tkachenko S.A. Noise-Source Detection in an Oceanic Waveguide Using Interferometric Processing. Phys. Wave Phenom., 2020, Vol. 28, No. 1, pp. 68-74.
10. Kuz'kin V.M., Kuznetsov G.N., Pereselkov S.A., Grigor'ev V.A. Resolving Power of the Interferometric Method of Source Localization. Phys. Wave Phenom., 2018, Vol. 26, No. 2, pp. 150-159.
11. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Grachev V.I., Rybyanets P.V., Tkachenko S.A. Resolution of Noise Signals in the Presence of Random Inhomogeneities of the Oceanic Medium. RENSIT, 2024, Vol. 16, No. 3, pp. 395-406.
12. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kuznetsov G.N., Kaznacheev I.A. Interferometric Direction Finding by a Vector-Scalar Receiver. Phys. Wave Phenom., 2018, Vol. 26, No. 1, pp. 63-73.
13. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Direction Finding of a Noise Sound Source. Phys. Wave Phenom., 2019, Vol. 27, No. 3, pp. 237-241.
14. Pereselkov S.A., Kuz'kin V.M. Interferometric Processing of Hydroacoustic Signals for Source Localization. J. Acoust. Soc. Am., 2022, Vol. 151, No. 2, pp. 666-676.
15. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kaznacheeva E.S., Grachev V.I., Tkachenko S.A., Rybyanets P.V. Holographic Processing of Moving Sources in Shallow Sea with Intensive Internal Waves. RENSIT, 2022, Vol. 14, No. 2, pp. 197-204. DOI: 10.17725/rensit.2022.14.197.
16. Ehrhardt M., Pereselkov S., Kuz'kin V., Kaznacheev I., Rybyanets P. Experimental Observation and Theoretical Analysis of the Low-Frequency Source Interferogram and Hologram in Shallow Water. Sound and Vibration, 2023, Vol. 544, p. 117388.
17. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Grachev V.I., Tkachenko S.A., Ladykin N.V., Kutsov M.V. Holographic Method for Localizing a Moving Sound Source in the Presence of

- Intensive Internal Waves. RENSIT, 2023, Vol. 15, No. 3, pp. 317-326. DOI: 10.17725/rensit.2023.15.317.
- 18. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Matvienko Yu., Tkachenko S., Rybyanets P. Formation of 2D Holograms of a Noise Source and Bearing Estimation by a Vector Scalar Receiver in the High-Frequency Band. J. Mar. Sci. Eng., 2024, Vol. 12, p. 704.
 - 19. Besedina T.N., Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Determination of the Depth of a Sound Source in Shallow Sea against a Background of Intensive Noise. Acoust. J., 2015, Vol. 61, No. 6, pp. 718-728.
 - 20. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Wave Method for Estimating the Sound Source Depth in an Oceanic Waveguide. J. Phys. Wave Phenom., 2016, Vol. 24, No. 4, pp. 310-316.
 - 21. Kaznacheeva E.S., Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A. Measurement Capability of the Interferometric Method of Sound Source Localization in the Absence of Data on the Waveguide Transfer Function. Phys. Wave Phenom., 2019, Vol. 27, No. 1, pp. 73-78.
 - 22. Kaznacheeva E.S., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Tkachenko S.A. Adaptive Algorithms for Interferometric Processing. Phys. Wave Phenom., 2020, Vol. 28, No. 3, pp. 267-273.
 - 23. Brekhovskikh L.M., Lysanov Yu.P. Theoretical Foundations of Ocean Acoustics. Moscow: Nauka, 2007, 370 p.

КРИТЕРИЙ ВЫБОРА ИНФОРМАТИВНЫХ ФРАКТАЛЬНЫХ ПРИЗНАКОВ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ДЛЯ КОРРЕЛЯЦИОННО-ЭКСТРЕМАЛЬНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

В. А. Кузнецов^{1,3}, А. А. Потапов², А. С. Артюх³, Ю. Альхефиан¹

¹ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е.Жуковского и Ю.А.Гагарина»,
Воронеж, Российская Федерация

²Институт радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова РАН,
Москва, Российская Федерация

³МГТУ им. Н.Э. Баумана,
Москва, Российская Федерация

Аннотация. В статье приведено обоснование необходимости применения радиолокационных станций с синтезированной апертурой антенны в качестве целевой нагрузки беспилотных летательных аппаратов средней и большой дальности в составе разведывательно-ударных комплексов. В условиях подавления каналов глобальных навигационных спутниковых систем высокую актуальность приобретают автономные навигационные системы с коррекцией текущего местоположения по радиолокационным изображениям на основе корреляционно-экстремальных навигационных систем. В качестве признака для поиска радиолокационного изображения на цифровой карте местности выбрана известная направленная морфологическая мультифрактальная сигнатура, при этом неисследованным остается вопрос выбора информативных составляющих тензора, что предлагается в работе в виде критерия. Предложен минимаксный критерий выбора оптимального подмножества тензора, обеспечивающий максимальную релевантность подмножества тензора направленной морфологической мультифрактальной сигнатуры при минимальной избыточности признаков в подмножестве.

Ключевые слова: радиолокационное изображение; фрактальная размерность; корреляционно-экстремальная навигационная система; беспилотный летательный аппарат.

CRITERION FOR SELECTING INFORMATIVE FRACTAL FEATURES OF RADAR IMAGES FOR A CORRELATION-EXTREMAL NAVIGATION SYSTEM OF AN UNMANNED AERIAL VEHICLE

V. A. Kuznetsov^{1,3}, A. A. Potapov², A. S. Artyukh³, U. Alhefian¹

¹N. E. Zhukovsky and U. A. Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia

²V. A. Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics of RAS, Moscow, Russia

³N. E. Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russia

Abstract. The article provides a rationale for the use of synthetic aperture radar (SAR) systems as payloads for medium- and long-range unmanned aerial vehicles (UAVs) within reconnaissance-strike complexes. In environments where global navigation satellite system (GNSS) signals are suppressed, autonomous navigation systems with position correction based on radar imagery using correlation-extremal navigation systems become highly relevant. A known directional morphological multifractal signature was selected as the feature for matching radar images with a digital terrain map; however, the problem of selecting informative components of the tensor remains unexplored, which this work addresses by proposing a criterion. A minimax criterion for selecting the optimal tensor subset is proposed,

ensuring maximum relevance of the subset to the directional morphological multifractal signature while minimizing feature redundancy within the subset

Keywords: radar image; fractal dimension; correlation-extremal navigation system; unmanned aerial vehicle.

1. ВВЕДЕНИЕ

Современные боевые действия характеризуются интенсивным применением беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) различных классов, типов и назначения. Судя по результатам их боевой и опытно-боевой эксплуатации, одним из перспективных направлений развития беспилотной авиации, позволяющих существенно сократить цикл разведки приоритетных мобильных целей и их поражения, является совершенствование разведывательно-ударных комплексов (РУК) с БПЛА средней и большой дальности (рисунок 1).

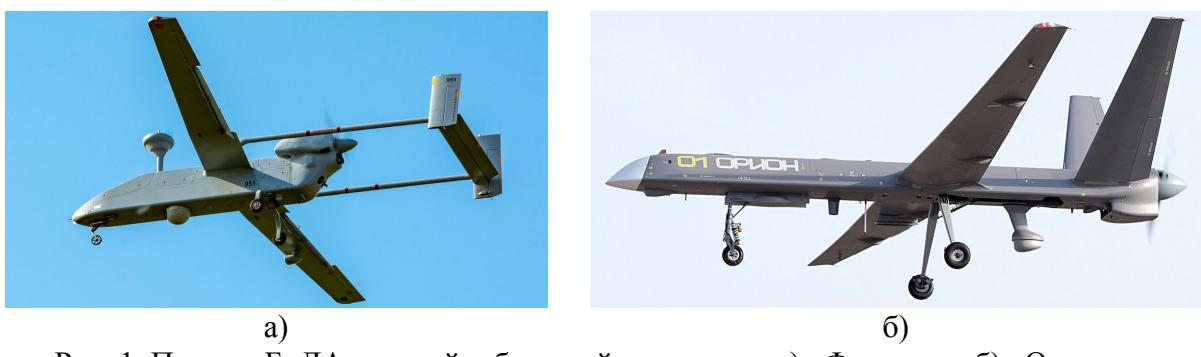


Рис. 1. Пример БПЛА средней и большой дальности: а) «Фортост»; б) «Орион».

В свою очередь, целевая нагрузка видимого и инфракрасного диапазонов на БПЛА указанных классов не позволяет решать задачи целеуказания без входа в зону обнаружения и поражения средств противовоздушной обороны (ПВО) противника. Данное обстоятельство обуславливает применение в качестве целевой нагрузки БПЛА радиолокационных станций с синтезированной апертурой (РСА) (рисунок 2), обладающих большей дальностью и позволяющих выполнять боевые задачи воздушной разведки независимо от погоды, облачности, времени суток и задымленности на театре военных действий [1].

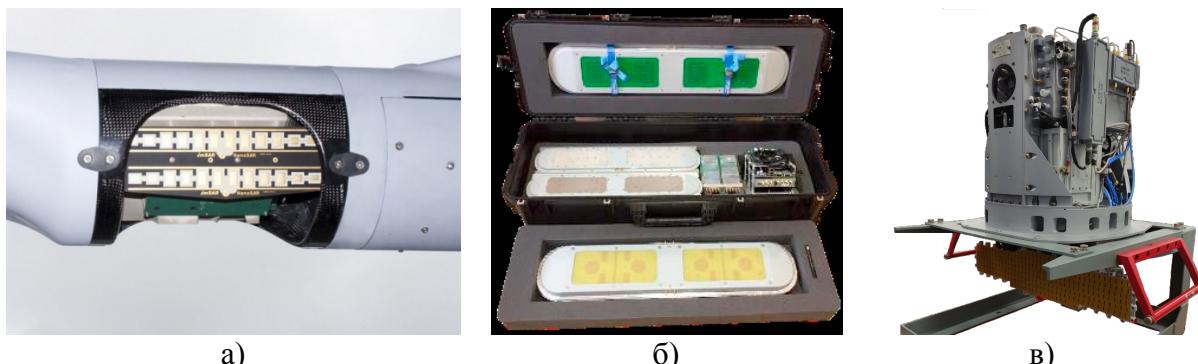


Рис. 2. Пример РСА на БПЛА: а) NanoSAR (IMSAR, США); б) РСА (НИИ СТТ, г. Смоленск); в) Изд. 13Н1153 (МГТУ им. Н.Э. Баумана, г. Москва).

Вместе с тем, современные боевые действия характеризуются непрерывным и повсеместным применением средств радиоэлектронной борьбы (РЭБ) обеими

сторонами конфликта. В связи с вышеуказанными факторами, а также использованием высокоточного оружия с встроенными навигационными датчиками, средства РЭБ в районе прикрываемого объекта воздействуют, в первую очередь, на каналы глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС), а также на каналы телеметрии и управления БпЛА. В таких условиях приобретает высокую актуальность и возникает острая необходимость реализации режима автономной навигации БпЛА по радиолокационному изображению (РЛИ), формируемому непосредственно на борту воздушного судна.

Известно, что на борту БпЛА средней и большой дальности имеются датчики, основанные на различных физических принципах, формирующие физические поля или выполняющие оценку соответствующих навигационных параметров с некоторой точностью (погрешностью) и обеспечивающие коррекцию инерциальной навигационной системы (ИНС) БпЛА. Методическую основу коррекции ИНС в условиях подавления каналов ГНСС составляют корреляционно-экстремальные навигационные системы (КЭНС).

Известные методы и алгоритмы, реализованные в КЭНС, адаптированы для поиска на цифровых картах местности (ЦКМ) текущих изображений оптического диапазона. Достаточно высоких вероятности их гарантированного нахождения и точности совмещения удалось добиться при использовании искусственных нейронных сетей – такие технологии повсеместно используются в настоящее время. Однако, в силу специфики формирования РЛИ [2, 3], существующие подходы малоэффективны. Помимо того, что отражение (рассеяние) электромагнитных волн (ЭМВ) от объектов сложной формы носят случайный характер, существенное влияние оказывают характеристики РСА: диапазон частот ЭМВ, поляризация, разрешающая способность, дальность обнаружения, режим съемки и, соответственно, полоса (зона) обзора, а также динамический диапазон (ДД) формируемых РЛИ, обусловленный, кроме всего прочего, помеховой обстановкой в районе мониторинга подстилающей поверхности. Несмотря на то, что поставить полноценную помеху широкополосному сигналу достаточно сложно, РЛИ в условиях воздействия помех формируется с меньшим динамическим диапазоном. Причем ДД может значительно изменяться от кадра к кадру. Таким образом, столь широкий перечень факторов, определяющих качество формируемых РЛИ, определяет необходимость применения текстурных и, в частности, фрактальных признаков для реализации процессов поиска и совмещения РЛИ и ЦКМ. Единственным на сегодняшний день фрактальным признаком, объединяющим все (за исключением лакунарности) фрактальные свойства исследуемых объектов, является направленная морфологическая мультифрактальная сигнатура (НММФС) [4, 5]. С практической точки зрения, интерес представляет научное обоснование наиболее информативных составляющих этого фрактального признака для обеспечения гарантированного обнаружения и высокоточного совмещения РЛИ на ЦКМ.

2. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ТЕНЗОРЕ НММФС

К одним из наиболее эффективных по критерию высокой достоверности выделения малоконтрастных пространственно-распределенных объектов, областей и их границ признаков, используемых при решении задачи сопоставления изображений, особенно в условиях узкого динамического диапазона изображения, следует отнести текстурные и фрактальные признаки. В работе [5] предложен тензор НММФС, позволяющий одновременно и с высокой точностью извлекать совокупность наиболее существенных фрактальных свойств текстуры. Многомерность данного признака определяется количеством значений порядка скейлинговых моментов q , который, в свою очередь, характеризует извлекаемые свойства изображения. Так, например, при

$q = 0$ мультифрактальная размерность приобретает смысл классической фрактальной размерности, при $q = 1$ – информационной размерности, а при $q \leq -1$ появляется возможность анализировать области РЛИ с разбросанными «блестящими точками» по поверхности изображения.

В основу большинства методов фрактального анализа двумерных изображений положена обработка «скользящим» окном, причем для достижения возможности многомасштабного вычисления фрактальных признаков, размеры окон w , соответствующих масштабам, определяются выражением $w=2\varepsilon+1$, где ε – масштаб анализа ($\varepsilon=1,2,3,\dots$).

В соответствии с [4 5], вычисление признака НММФС $S_{q,\varepsilon,n}$ в виде тензора

$$S_{q,\varepsilon,n} = \begin{bmatrix} L_{-\infty}(\varepsilon_1) & L_{-\infty}(\varepsilon_2) & \dots & L_{-\infty}(\varepsilon_{\#\$}) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ L_{-\&}(\varepsilon_1) & L_{-\&}(\varepsilon_2) & \dots & L_{-\&}(\varepsilon_{\#\$}) \\ L_{\&}(\varepsilon_1) & L_{\&}(\varepsilon_2) & \dots & L_{\&}(\varepsilon_{\#\$}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{\infty}(\varepsilon_1) & L_{\infty}(\varepsilon_2) & \dots & L_{\infty}(\varepsilon_{\#\$}) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где $L_q(\varepsilon) = [L_q \% \& L_q \% \& \dots L_q \% \& \#\$ -]^\top$ – вектор-столбец локальных морфологических мультифрактальных экспонент (ЛММЭ), $n = \overline{\$n_1 \# \dots \&}$ – номер направления анализа, соответствующий углу поворота структурирующего элемента, T – оператор транспонирования, основано на вычислении (с помощью итерационных покрытий) ЛММЭ – по сути, двумерных фрактальных сигнатур, определяемых морфологически, для заданных порядков q скейлинговых моментов с учетом преобладающих направлений ориентации элементов (анизотропии) текстуры изображения:

$$L_q(\varepsilon\$n) = \frac{!"\# Z(q\$e + \%\$n) - !"'\# Z(q\$e\$n)}{!"'\# \left(\frac{\%}{\varepsilon + \%} \right) - !"'\# \left(\frac{\%}{\varepsilon} \right)}, \quad (2)$$

где $Z_{q,\varepsilon,n}$ – обобщенная статистическая сумма как функция распределения меры мультифрактального множества q -го порядка на каждом анализируемом масштабе для каждого поворота структурирующего элемента.

Выявление анизотропных свойств анализируемого изображения возможно при реализации процедуры определения преобладающих направлений ориентации текстуры, основанной на аппроксимации эллипсами значений ЛММЭ $L_q(\varepsilon)$ в полярной системе координат и определении их большой и малой полуосей, коэффициента эллиптичности $k_\circ(q, \varepsilon)$ и угла $\psi(q, \varepsilon)$ наклона эллипса. Выбор преобладающего направления ориентации элементов текстуры (номера поворота) для $L_q(\varepsilon\$n_{q!\varepsilon}) \in L_q(\varepsilon)$ проводится в соответствии с правилом

$$n_{q!\varepsilon} = \begin{cases} "!\! !"\#\$ k_\circ(q\%\varepsilon) \geq \&\% \\ \left\lfloor \frac{\pi - \psi(q!\varepsilon)}{\Delta\theta} \right\rfloor !\! !"\#\$ k_\circ(q\%\varepsilon) < \&\% \end{cases}, \quad (3)$$

где $\lfloor \bullet \rfloor$ – оператор округления до ближайшего целого в меньшую сторону, $\Delta\theta$ – шаг дискретизации диапазона углов поворота структурирующего элемента.

Направленная морфологическая мультифрактальная сигнатура с уточненными в соответствии с выражением (3) значениями ЛММЭ $L_q(\varepsilon, n_{q,\varepsilon})$ может быть представлена в виде массива

$$S_{q,\varepsilon}^{!'' \#} = \begin{bmatrix} L_{q\#\$ \%}\left(\varepsilon_1 !n_{q\# \$ \%!''}\right) & \cdots & L_{q\#\$ \%}\left(\varepsilon_{\# \&} !n_{q\# \$ \% \varepsilon_{\# \&}}\right) \\ \vdots & \cdots & \vdots \\ L_{-''}\left(\varepsilon_1 !n_{-''!''}\right) & \cdots & L_{-''}\left(\varepsilon_{\# \&} !n_{-''! \varepsilon_{\# \&}}\right) \\ L_{''}\left(\varepsilon_1 !n_{''!''}\right) & \cdots & L_{''}\left(\varepsilon_{\# \&} !n_{''! \varepsilon_{\# \&}}\right) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{q\#\&'}\left(\varepsilon_1 !n_{q\#\& !''}\right) & \cdots & L_{q\#\&'}\left(\varepsilon_{\# \&} !n_{q\#\& ! \varepsilon_{\# \&}}\right) \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Формируемые в заданном диапазоне масштабов мультифрактальные сигнатуры адекватны общеизвестному предположению о масштабно-инвариантном характере фрактальных поверхностей. Мультифрактальный, сингулярный и анизотропный характер реальных изображений наиболее полно может быть описан тензором НММФС. Данный признак является наиболее репрезентативным по сравнению с известными, поскольку обеспечивается функциональная взаимосвязь извлекаемых признаков – одновременное вычисление одним методом с уточнением их значений в соответствии с преобладающим направлением ориентации элементов текстуры изображения. Результаты проведенных авторами исследований показали возможность обработки с помощью указанного метода как фрактальных изображений, так и изображений, не обладающих фрактальными свойствами, что свидетельствует о целесообразности и потенциально высокой эффективности обеспечения единого признакового пространства для ЦКМ различных типов и РЛИ.

Поскольку очевидно, что, помимо различных РСА, при эксплуатации РУК с БпЛА различных производителей используются разные типы ЦКМ разных масштабов, особенно остро стоит вопрос обеспечения универсальности единого признакового пространства для сравнения (в общем случае) и поиска фрагмента (в частности) РЛИ и ЦКМ для различных типов ЦКМ: топографических карт, оптических изображений, магнитных полей, РЛИ и др., как показано на рисунке 3.





Рис. 3. Пример результатов текстурно-фрактальной обработки ЦКМ одного района на основе: топографической карты (а, б), оптического изображения (в, г), РЛИ (д, е).

3. ПРИМЕР ФРАКТАЛЬНЫХ ПРИЗНАКОВ

Поскольку тензор НММФС является многомерным в координатах (q, ε, n) – «порядок скейлингового момента-масштаб-направленность», имеет смысл сократить размерность признакового пространства по критерию максимальной информативности. Исходя из особенностей многомасштабной оконной обработки при вычислении НММФС (отличиях размеров окон), результаты обработки на различных масштабах ε отличаются степенью «размытия» точечных объектов (рисунок 4). Данную особенность предлагается использовать для адаптации текущей разрешающей способности РСА к масштабу ЦКМ. Как видно из рисунков, многомасштабный анализ на основе локальных, в пределах двух соседних масштабов, фрактальных признаков позволяет выделить сингулярности (локальные неоднородности текстуры) разных размеров.

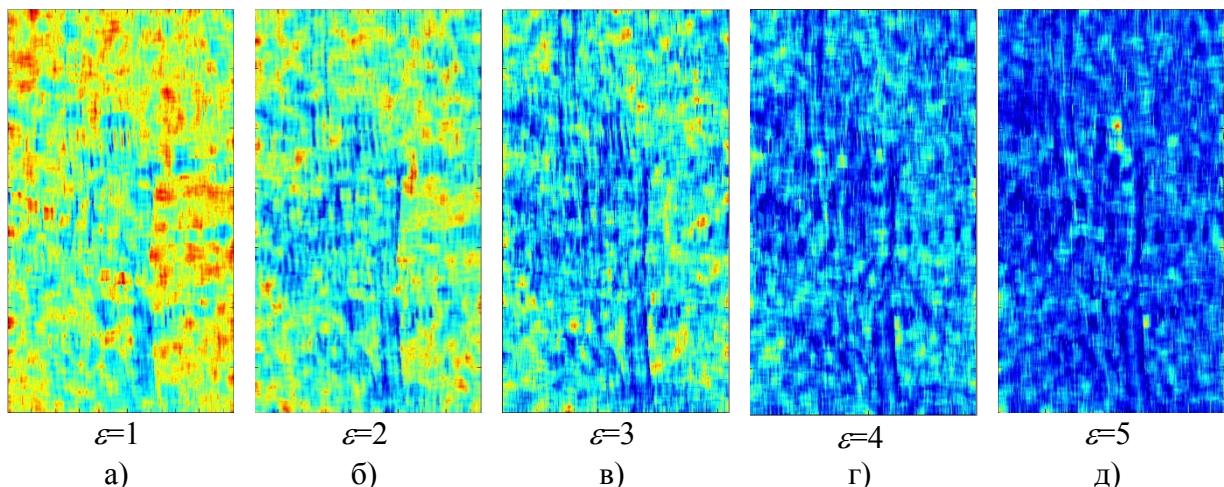


Рис. 4. Пример результатов текстурно-фрактальной обработки РЛИ на рисунке 3, д (а) в зависимости от масштаба анализа (б–д) при $q=1$.

На рисунке 5 для наглядности приведен пример, показывающий отличия результатов текстурно-фрактальной обработки при различных порядках q скейлинговых моментов.

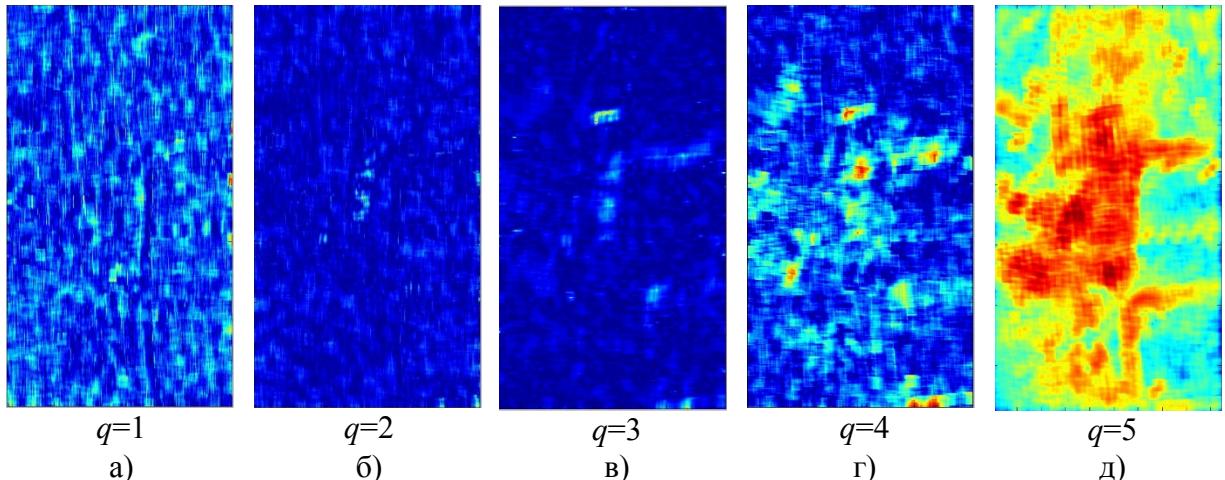


Рис. 5. Пример результатов текстурно-фрактальной обработки РЛИ на рисунке 3, д (а) в зависимости от порядка q скейлинговых моментов (б–д) при $\varepsilon=6$

Как видно из рисунков 4 и 5, выбор наиболее информативных составляющих тензора НММФС, обеспечивающих единство признакового пространства для поиска и сравнения двух изображений различной физической природы, действительно необходим для применения в КЭНС БпЛА.

4. КРИТЕРИЙ ВЫБОРА ИНФОРМАТИВНЫХ ФРАКТАЛЬНЫХ ПРИЗНАКОВ

Основным отличием от известного аналитического описания процедур вычисления НММФС [4, 5] является наличие критерия адаптивного выбора наиболее информативных составляющих тензора НММФС для конкретного типа ЦКМ при функционировании РСА в различных режимах с изменяющейся разрешающей способностью.

Задача обоснования оптимального набора фрактальных признаков заключается в том, чтобы выбрать такое подмножество признаков из исходного набора признаков (в частности, тензора НММФС), что эффективность поиска и совмещения РЛИ и ЦКМ, исследуемого на этом подмножестве признаков, будет максимальной (по всем подмножествам исходного тензора НММФС):

$$X'^{\#} = \underset{X' \subseteq X}{\text{!}^{\#} \$ \% Q \& D}, \quad D = I!T!X'''', \quad (5)$$

где $I(T)$ – алгоритм сравнения признаков, $T(X)$ – исследуемая выборка ЦКМ, X – множество признаков исследуемой выборки $T(X)$, $X' \subseteq X$ – подмножество множества признаков, $T!X''$ – исследуемая выборка РЛИ, построенная с использованием подмножества признаков X' , D – алгоритм поиска РЛИ на ЦКМ $D = I!T!X'''$, $Q(D)$ – эффективность поиска и совмещения РЛИ на ЦКМ.

Целью выделения оптимального набора признаков является не только уменьшение размерности пространства признаков за счет исключения неинформативных признаков. Дело в том, что отдельный признак, признанный неинформативным, при использовании его в подмножестве может повысить эффективность поиска и совмещения.

Одним из факторов, определяющих выбор критерия обоснования признаков, является требование к независимости к обучающей выборке. Простыми словами, выбранные признаки должны быть инвариантны к типу подстилающей поверхности как на РЛИ, так и на ЦКМ. Так, в работе предложен минимаксный критерий, обеспечивающий максимальную релевантность при минимальной избыточности. Такая логика объясняется приближением результатов к теоретически оптимальным,

максимизирующим взаимную информацию совместного распределения выбранных признаков на РЛИ и ЦКМ.

Под взаимной информацией двух величин будем понимать количество информации, содержащееся в одной случайной величине относительно другой и определять через энтропию и условную энтропию случайных величин x и y как:

$$I(x^i y) = H(x) - H(x|y). \quad (6)$$

Рассмотрим признак x^i и ЦКМ c_j . Дадим следующее эквивалентное определение взаимной информации:

$$I(x^i c_j) = \sum_{x^i \in \{\text{да}\}} \sum_{e_j \in \{\text{да}\}} P(x^i e_j) \ln \frac{P(x^i e_j)}{P(x^i) P(e_j)}, \quad (7)$$

где e_j – случайная величина, принимающая значение 1, если найдено соответствие РЛИ и ЦКМ c_j , и 0 – в противном случае.

Величина взаимной информации для признака показывает, насколько много информации (в смысле теории информации) признак x^i содержит о ЦКМ c_j . Если распределение признака x_i при условии ЦКМ c_j совпадает с его распределением на всей исследуемой выборке, то $I(x^i | c_j) = 0$. Величина взаимной информации для признака будет максимальной, если признак x^i является индикатором ЦКМ c_j , то есть $x_k^i = 1 \Leftrightarrow y_k = c_j, \forall k = \overline{1, m}$.

Примем следующие обозначения: при фиксированной ЦКМ c_j , здесь и далее, A – количество РЛИ исследуемой выборки, в которых $y_k = c_j$ и $x_k^i = 1$, B – количество РЛИ, в которых $y_k \neq c_j$ и $x_k^i = 1$, C – количество РЛИ, в которых $y_k = c_j$ и $x_k^i = 0$, D – количество всех остальных РЛИ, $N = A + B + C + D$.

Тогда оценка приращения информации $G(x^i c_j)$ будет определена следующим образом:

$$G(x^i c_j) = -\frac{A+C}{N} \ln \frac{A+C}{N} + \frac{A+B}{N} \ln \frac{A}{N} + \frac{C+D}{N} \ln \frac{C}{N}. \quad (8)$$

В таком случае, взаимную информацию признака x^i и ЦКМ c_j можно оценить следующим образом:

$$\begin{aligned} I(x^i c_j) &= \frac{A}{N} \ln \left(\frac{A \cdot N}{(A+C)(A+B)} \right) + \frac{C}{N} \ln \left(\frac{C \cdot N}{(A+C)(C+D)} \right) + \\ &+ \frac{B}{N} \ln \left(\frac{B \cdot N}{(A+B)(B+D)} \right) + \frac{D}{N} \ln \left(\frac{D \cdot N}{(B+D)(C+D)} \right). \end{aligned} \quad (9)$$

Теперь для вычисления ранга признака x^i можно воспользоваться одним из следующих способов:

– оценить среднее значение взаимной информации признака x^i и ЦКМ для всех ЦКМ:

$$I(x^i c_j) = \sum_{j=1}^M P(c_j) I(x^i c_j); \quad (10)$$

– взять максимальное значение взаимной информации признака x^i и ЦКМ:

$$I(x^i c_j) = \max_{j=1}^M P(c_j) I(x^i c_j). \quad (11)$$

Критерий максимальной релевантности находит подмножество признаков S такое, что оно максимизирует среднее значение взаимной информации РЛИ и ЦКМ c_j по всем признакам x^i , включенным в подмножество S :

$$!" \# D\$S \%_j \& D"S\#_j \$ = \frac{!}{|S|} \sum_{x^i \in S} I(x^i \# c_j). \quad (12)$$

Однако, если пользоваться только критерием максимальной релевантности, то может оказаться, что у выбранных признаков наблюдается высокая избыточность, то есть они могут быть значительно зависимы друг от друга. Поэтому рассматривается также критерий минимальной избыточности:

$$!" \# R\$S \%_j \& R\$S \%_j \$ = \frac{\#}{|S|^!} \sum_{x^i \# x^j \in S} I(x^i \# x^j). \quad (13)$$

Критерий, комбинирующий два указанных критерия, можно записать следующим образом:

$$!" \# !" D\#R\$! = D - R. \quad (14)$$

или

$$!" D\#R\$ = \%_S \left[\frac{\#}{|S|} \sum_{x^i \in S} I(x^i \# c_j) - \frac{\#}{|S|^!} \sum_{x^i \# x^j \in S} I(x^i \# x^j) \right]. \quad (15)$$

Для поиска наилучшего подмножества можно применить инкрементальный поиск, всякий раз добавляя к имеющемуся подмножеству один новый признак.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, высокая необходимость применения разведывательно-ударных комплексов с БПЛА средней и большой дальности не вызывает сомнений. При этом, для выполнения разведывательных задач, без необходимости входа в зону поражения средств ПВО противника, в качестве целевой нагрузки используются РСА, обладающие большей, по сравнению с датчиками оптического диапазона, дальностью. Вместе с тем, современные боевые действия характеризуются непрерывным и интенсивным применением средств РЭБ, подавляющих каналы ГНСС, телеметрии и управления. В таких условиях, очевидно, перспективным направлением выступает реализация на борту БПЛА автономной навигационной системы, корректирующей ИНС с помощью КЭНС на основе РЛИ и ЦКМ различных типов (топографических карт, фотопланов и др.).

Для создания подобной системы, вследствие существенных отличий физической природы оптических и радиолокационных изображений, требуется единое универсальное призматическое пространство, в котором выполняется поиск и сопоставление РЛИ и ЦКМ. Пожалуй, единственным комплексным признаком, обеспечивающим извлечение различных свойств изображений и инвариантным к динамическому изменению характеристик РЛИ и параметров функционирования РСА, является тензор НММФС. В таком случае, остается нерешенным вопрос разработки критерия выбора наиболее информативных составляющих тензора, обеспечивающих высокую релевантность РЛИ ЦКМ.

В работе предложен минимаксный критерий, позволяющий максимизировать взаимную информацию, вычисляемую с помощью энтропии и условной энтропии, при минимальной размерности подмножества фрактальных признаков тензора НММФС. Предложена адаптация к изменению разрешения РЛИ, обусловленная сменой режимов и дальности функционирования РСА, основанная на выборе конкретных масштабов анализа в соответствии с задаваемой оператором целевой нагрузки разрешающей способностью РСА.

ЛИТЕРАТУРА

1. Купряшкин И. Ф., Лихачев В. П., Рязанцев Л. Б. Малогабаритные многофункциональные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением. М.: Радиотехника, 2020. – 280 с.
2. Кузнецов В. А. Структура и свойства наземных объектов на изображениях РСА в задачах распознавания. // Телекоммуникации, 2012, № 10. – С. 31-38.
3. Кузнецов В. А., Потапов А. А., Аликулов Е. А. Имитационное моделирование многодиапазонных радиолокационных изображений наземных объектов. // Радиолокация, навигация, связь, 2021, Т. 2. – С. 251-257.
4. Кузнецов В. А., Потоцкий А. Н. Метод измерения направленной морфологической мультифрактальной сигнатуры текстуры изображений. // Успехи современной радиоэлектроники, 2017, № 3. – С. 39-52.
5. Потапов А. А., Кузнецов В. А., Потоцкий А. Н. Новый класс топологических текстурно-мультифрактальных признаков и их применение для обработки радиолокационных и оптических малоконтрастных изображений. // Радиотехника и электроника, 2021, Т. 66, № 5. – С. 757-767.

REFERENCES

1. Kupryashkin I. F., Lihachev V. P., Ryazantsev L. B. Small-sized multifunctional radars with continuous frequency-modulated radiation. M.: Radiotekhnika, 2020. – 280 p.
2. Kuznetsov V. A. Structure and properties of ground objects on SAR images in recognition problems. // Telecommunications, 2012, No. 10. – Pp. 31-38.
3. Potapov A. A., Kuznetsov V. A., Alikulov E. A. Simulation modeling of multiband radar images of ground objects. // Radiolocation, Navigation, Communication, 2021, T. 2. – Pp. 251-257.
4. Kuznetsov V. A., Pototskiy A. N. Method of measuring directional morphological multifractal signatures of the texture images. // Journal Achievements of Modern Radioelectronics, 2017, No. 3. – Pp. 39-52.
5. Potapov A. A., Kuznetsov V. A., Pototskiy A. N. New class of topological textural multifractal descriptors and their application for processing low-contrast radar and optical images. // Journal of Communications Technology and Electronics, 2021, Vol. 66. No. 5. – Pp. 581-590.

РАЗНОСТНО-УГЛОМЕРНЫЙ МЕТОД КООРДИНАТОМЕТРИИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ

B. V. Севидов

Военная академия связи, Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация. Представлен разработанный разностно-угломерный метод координатометрии радиолокационной станции со сканирующей диаграммой направленности. Указанный метод основан на регистрации радиоизлучений радиолокационной станцией в моменты времени направления максимума диаграммы направленности на каждый из измерителей в ходе сканирования. Такие моменты времени фиксируются, а их разницы являются координатно-информационными параметрами. На основе координатно-информационных параметров рассчитываются параметры положения – разности азимутов. Далее строятся линии положения, соответствующие параметрам положения. В качестве искомых координат радиолокационной станции выбираются координаты пересечения линий положения. Представлен пример построения линий положения для выбранного варианта размещения космических аппаратов. Представлены результаты работы имитационная модели в виде изолиний радиусов среднеквадратического отклонения оценки координат радиолокационной станции со сканирующей диаграммой направленности для выбранных условий.

Ключевые слова: радиоэлектронный мониторинг, оценка координат, источник радиоизлучения, координатно-информационный параметр, параметр положения, линия положения, аппроксимация, интерполяция, космический аппарат.

DIFFERENCE-ANGLE METHOD OF RADAR STATION COORDINATION

V.V. Sevidov

Military Academy of telecommunications named, Saint-Petersburg, Russian Federation

Abstract. The developed difference-angle method of radar station coordination with a scanning radiation pattern is presented. This method is based on the registration of radio emissions by the radar station at the time of the direction of the maximum of the radiation pattern to each of the meters during scanning. Such time points are recorded, and their differences are coordinate-informative parameters. Based on the coordinate-informative parameters, the position parameters are calculated – the azimuth difference. Next, the position lines corresponding to the position parameters are constructed. The coordinates of the intersection of the position lines are selected as the desired coordinates of the radar station. An example of constructing position lines for a selected spacecraft placement option is presented. The results of the simulation model in the form of isolines of radii of the standard deviation of the estimated coordinates of a radar station with a scanning radiation pattern for selected conditions are presented.

Keywords: radio electronic monitoring, coordinate estimation, radio emission source, coordinate-information parameter, position parameter, position line, approximation, interpolation, spacecraft.

1. ВВЕДЕНИЕ

Важнейшей задачей РЭМ является оценка координат источников радиоизлучения методами координатометрии (КМ), в которых синхронно измеряют один или несколько координатно-информационных параметров (временные задержки, частотные сдвиги и т.д.) радиосигнала разнесенными в пространстве измерителями [1...3].

Существует класс источников радиоизлучения – радиолокационные станции (РЛС) со сканирующей диаграммой направленности (СДН), для которых измерить один или несколько параметров радиосигнала разнесенными в пространстве измерителями и, как следствие, применение известных методов КМ не представляется возможным.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Ввиду ограниченности частотно-временного и пространственного радиоэлектронного ресурса частота излучаемого радиолокационного сигнала может входить в полосу частот нескольких связных космических аппаратов (КА), находящихся в зоне радиовидимости (ЗРВ) указанной РЛС. При штатной работе, правильно спроектированной РЛС, с учетом выполнения ограничений на частоту, мощность и коэффициент усиления антенны, излучаемые радиолокационные сигналы не оказывают деструктивного воздействия на работу связных КА. Однако из-за внезапно возникающих неисправностей аппаратуры РЛС радиолокационные сигналы на некоторых частотах, в некоторых направлениях выступают в качестве непреднамеренных радиопомех, причем эксплуатирующий РЛС персонал может даже не знать о таких неисправностях, если отсутствуют системы контроля.

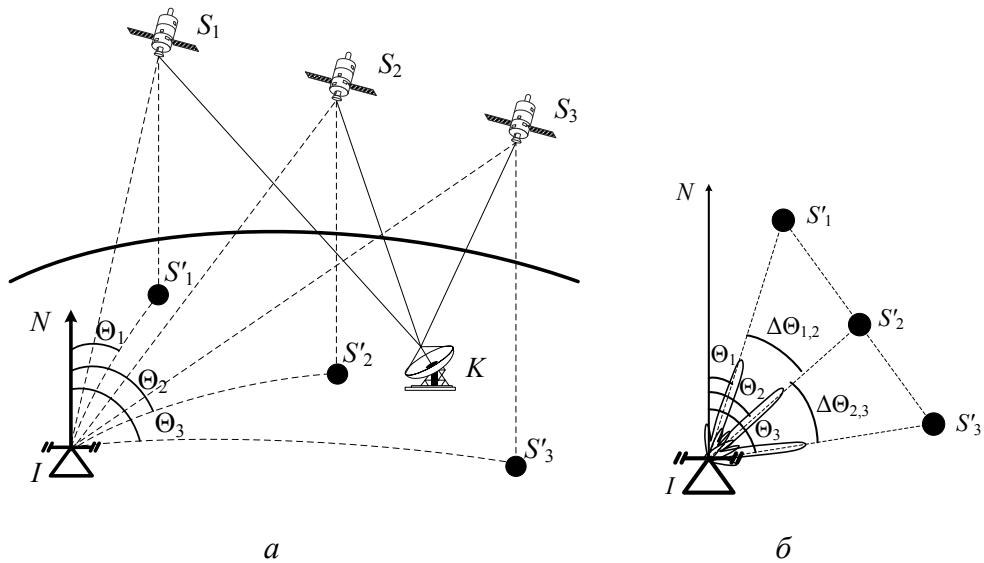


Рис. 1. Геометрическая основа разработанного РУМ КМ РЛС со СДН:
а – в 3-мерном пространстве, б – на плоскости (вид сверху).

Для своевременного реагирования на указанные коллизии предлагается оценка координат РЛС со СДН разработанным разностно-углеренным методом (РУМ) КМ. Сущность предлагаемого метода состоит в следующем. Полагают, что объект измерений, стационарная либо мобильная (корабельная, самолетная) РЛС со СДН, излучает радиолокационные сигналы в известной полосе частот.

Геометрическая основа разработанного РУМ КМ РЛС со СДН представлена на рисунке 1 а – в 3-мерном пространстве, и 1 б – на плоскости (вид сверху), где введены следующие обозначения: I – РЛС со СДН; K – комплекс радиоэлектронного мониторинга (КРЭМ); S_1, S_2, S_3 – первый, второй, третий КА; S'_1, S'_2, S'_3 – подспутниковые точки (ПСТ) первого, второго, третьего КА; IN – направление на Север;

$\Theta_1, \Theta_2, \Theta_3$ – азимуты главного лепестка СДН РЛС в моменты времени t_1, t_2, t_3 направления максимума СДН РЛС на первый, второй, третий КА соответственно; $\Delta\Theta_{1,2}$ – разность азимутов между Θ_2 и Θ_1 ; $\Delta\Theta_{2,3}$ – разность азимутов между Θ_3 и Θ_2 .

Разработанный РУМ КМ РЛС со СДН относится к позиционным методам КМ, в котором в качестве кординатно-информационных параметров (КИП) выступают временные задержки $\tau_{1,2} = t_2 - t_1$ и $\tau_{2,3} = t_3 - t_2$, в качестве параметров положения (ПП) – разности азимутов $\Delta\Theta_{1,2}$ и $\Delta\Theta_{2,3}$, а в качестве линий положения (ЛП) – линии на поверхности референц-эллипсоида Земли, характеризуемые соответствующими ПП.

3. ОПИСАНИЕ РАЗРАБОТАННОГО МЕТОДА

Разработанный РУМ КМ включает этапы, содержание которых раскрыто ниже.

Этап 1. Вводят исходные данные.

В качестве исходных данные выступают: район ведения РЭМ; полоса частот РЛС, координаты которых необходимо оценивать; априорные данные о КА, ЗРВ которых включают район ведения РЭМ.

Этап 2. Размещают КРЭМ, выбирают КА.

Размещают КРЭМ в непосредственной близости района ведения РЭМ.

Выбирают не менее трех КА, ЗРВ которых включают район ведения РЭМ и диапазон работы на линии вверх которых включает полосу частот РЛС, координаты которых необходимо оценивать.

Разработанный РУМ КМ инвариантен к типу орбит КА. Так каждый из КА может находиться на низкой, на геостационарной или на высокоэллиптической орбитах. При использовании КА на геостационарной или на высокоэллиптической орбитах необходимо дополнительно учесть разницы расстояний от района ведения РЭМ до каждого КА и от КРЭМ до каждого КА, которые могут значительно отличаться. При использовании КА на низких орbitах указанными разницами расстояний возможно пренебречь.

Этап 3. Оценивают координат КА.

Координаты трех КА оценивают одним из известных способов [4]. Если моменты времени оценки координат КА и измерения КИП не совпадают, то применяют алгоритмы прогнозирования координат КА [5].

Этап 4. Оценивают период вращения РЛС.

На рисунке 2 представлены радиосигнал, излучаемый РЛС со СДН и его отклики, принимаемые первым КА в двух соседних периодах сканирования. На верхнем графике представлен радиосигнал $P_0(t)$, излучаемый РЛС со СДН, в виде последовательности радиолокационных импульсов с периодом следования импульсов T_i и длительностью импульса τ_i . На нижнем графике – отклики радиосигнала РЛС со СДН, принимаемые первым КА $P_1(t)$ в двух соседних периодах сканирования. Полагают, что координаты КРЭМ K и трех КА известны все измерения и расчеты ведутся относительно КА.

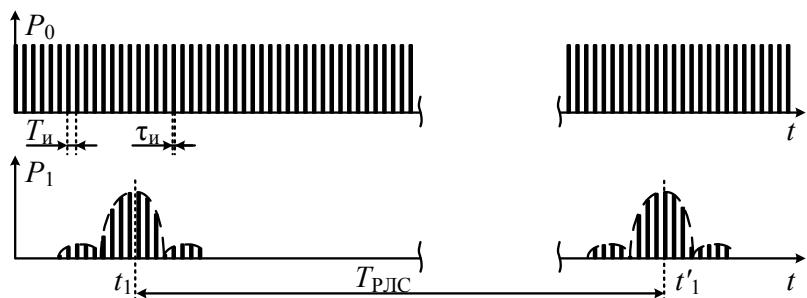


Рис. 2. Радиосигнал, излучаемый РЛС со СДН и его отклики, принимаемые первым КА в двух соседних периодах сканирования.

Для измерения периода сканирования РЛС со СДН $T_{\text{РЛС}}$, необходимо на одном из КА (в качестве примера рассматривается первый КА) измерить задержку между моментами времени приема максимальная мощность радиосигнала (ММР) РЛС указанным КА в двух соседних периодах сканирования – t_1 и t'_1 соответственно:

$$T_{\text{РЛС}} = t'_1 - t_1.$$

Этап 5. Измеряют КИП.

На верхнем графике рисунка 3 представлен радиосигнал $P_0(t)$, в виде последовательности радиолокационных импульсов с периодом следования импульсов T_i и длительностью импульса τ_i , излучаемый РЛС со СДН. На трех нижних графиках рисунка 7 последовательно представлены отклики радиосигнала РЛС со СДН, принимаемые первым КА $P_1(t)$, вторым КА $P_2(t)$ и третьим КА $P_3(t)$ в течении периода сканирования.

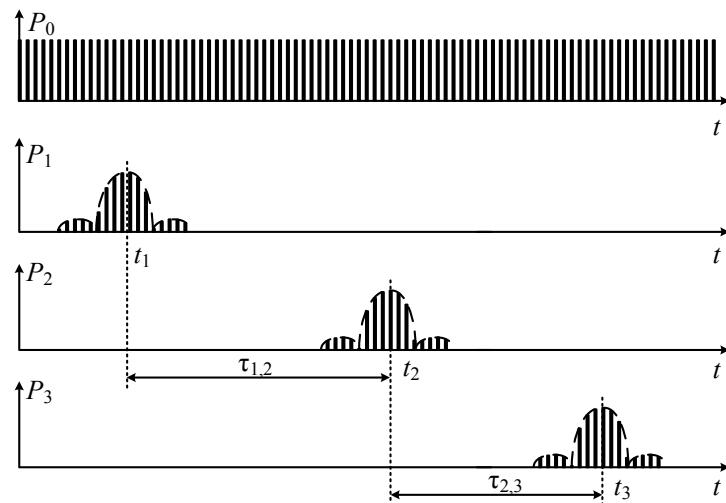


Рис. 3. Графики радиосигнала, излучаемого РЛС со СДН и его откликов, принимаемых первым КА, вторым КА и третьим КА в течении периода сканирования.

Для измерения разности моментов времени приема ММР РЛС каждым из пары КА, состоящей из первого и второго КА, соответствующих моментам времени направления максимума СДН РЛС на указанные КА в течении одного периода сканирования, необходимо зафиксировать и измерить задержку $\tau_{1,2}$ между моментами времени t_1 и t_2 приема ММР РЛС указанными КА в течении одного периода сканирования:

$$\tau_{1,2} = t_2 - t_1.$$

Для измерения разности моментов времени приема ММР РЛС каждым из пары КА, состоящей из второго и третьего КА, соответствующих моментам времени направления максимума СДН РЛС на указанные КА в течении одного периода сканирования, необходимо зафиксировать и измерить задержку $\tau_{2,3}$ между моментами времени t_2 и t_3 приема ММР РЛС указанными КА в течении одного периода сканирования:

$$\tau_{2,3} = t_3 - t_2.$$

Этап 6. Рассчитывают ПП.

Рассчитывают ПП по формулам:

$$\Delta\Theta_{1,2} = \frac{360\tau_{1,2}}{T_{\text{РЛС}}}, \quad \Delta\Theta_{2,3} = \frac{360\tau_{2,3}}{T_{\text{РЛС}}}.$$

Этап 7. Построение ЛП на референц-эллипсоиде Земли.

На рисунке 4 представлена схема построения ЛП, включающая следующие этапы.

Этап 7.1. Вводят исходные данные.

В качестве исходных данные выступают: координаты КА S_1 и S_2 ; ПП – измеренный угол $\Delta\Theta_{1,2}$; шаг азимута Θ_l ; шаг расстояния h .

Необходимо на поверхности референц-эллипсоида Земли построить ЛП, характеризующуюся ПП – измеренным углом $\Delta\Theta_{1,2}$.

Этап 7.2. Выбирают очередную дугу большого круга.

Зная координаты КА S_1 и S_2 определяют координаты ПСТ КА S'_1 и S'_2 . Далее находят центр дуги S'_1 и S'_2 – точку F_1 . Из точки F_1 с заданным шагом азимута Θ_l строят дуги большого круга. На рисунке 4.1 для примера показаны четыре таких дуги l_1, l_2, l_3, l_4 . Всего же для построения ЛП необходимо $N_l = 360/\Theta_l$ таких дуг.

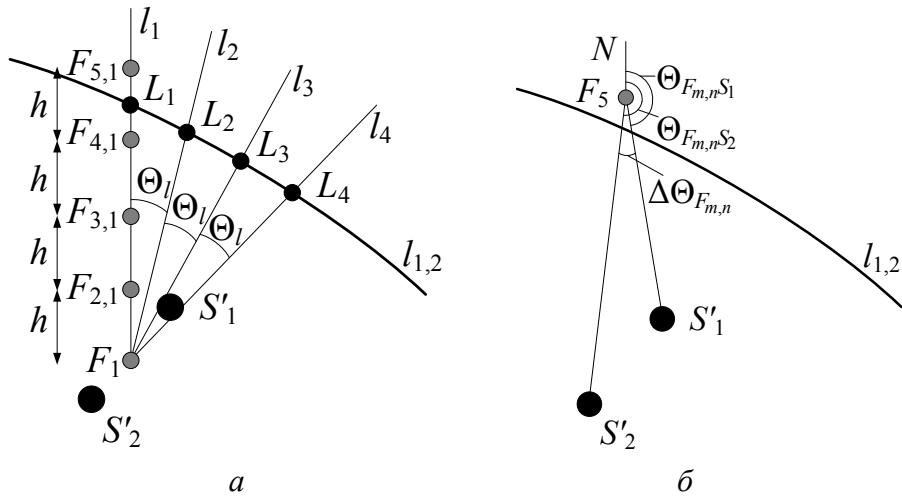


Рис. 4. Схема построения ЛП $l_{1,2}$, a – поиск точек, принадлежащих ЛП $l_{1,2}$; b – расчет текущего значения угла засечки.

Этап 7.3. Выбирают вспомогательные точки на дугах большого круга.

Широту $\varphi_{F_{m,n}}$ и долготу $\lambda_{F_{m,n}}$ вспомогательных точек $F_{m,n}$ рассчитывают по формулам сферической тригонометрии

$$\varphi_{F_{m,n}} = \arcsin \left(\sin \varphi_{F_1} \cos((m-1)h) + \sin((m-1)h) \cos((n-1)\Theta_l) \cos \varphi_{F_1} \right),$$

$$\lambda_{F_{m,n}} = \lambda_{F_1} + \operatorname{arctg} \left(\frac{\sin((m-1)h) \sin((n-1)\Theta_l) \cos \varphi_{F_1}}{\cos((m-1)h) - \sin \varphi_{F_1} \sin \varphi_{F_{m,n}}} \right),$$

где $n = 1 \dots N_l$ – номер дуги большого круга; $m = 1 \dots N_t$ – номер точки на дуге большого круга, считая точку F_1 первой и общей для всех дуг; $N_t = D/h$ – Количество вспомогательных точек на каждой дуге; D – дальность от ПСТ до границы ЗРВ КА; φ_{F_1} – широта точки F_1 ; λ_{F_1} – долгота точки F_1 .

В представленных формулах дальность представлена в градусах ($1^\circ \approx 111$ км).

Этап 7.4. Рассчитывают разницы азимутов для каждой вспомогательной точки.

Разницу азимутов $\Delta\Theta_{F_{m,n}}$ для каждой вспомогательной точки (см. рисунок 5б) рассчитывают по формуле

$$\Delta\Theta_{F_{m,n}} = \Theta_{F_{m,n}S_1} - \Theta_{F_{m,n}S_2},$$

где $\Theta_{F_{m,n}S_1}$ $\Theta_{F_{m,n}S_2}$ – азимуты от вспомогательной точки на первый и второй КА соответственно, которые в свою очередь равны:

$$\Theta_{F_m,nS_i} = \arctg\left(\frac{A}{B}\right), \quad A = \cos\varphi_{F_m,n} \cos\varphi_{S_i} \sin(\lambda_{S_i} - \lambda_{F_m,n}),$$

$$B = \sin\varphi_{S_i} - \sin\varphi_{F_m,n} (\cos\varphi_{F_m,n} \cos\varphi_{S_i} \cos(\lambda_{S_i} - \lambda_{F_m,n}) + \sin\varphi_{S_i} \sin\varphi_{F_m,n}),$$

где φ_{S_i} – широта i -го КА; λ_{S_i} – долгота i -го КА; $i = 1 \dots 2$ – номер КА.

Этап 7.5. Рассчитывают координаты точек для каждой из дуг большого круга, принадлежащих ЛП.

Интерполируют координаты вспомогательных точек $F_{m,n}$ каждой из дуг l_n для нахождения координат точки L_n .

Этап 7.6. Построение ЛП.

Аппроксимируют точки L_n , получают ЛП.

В качестве примера выбраны координаты КА, представленные в таблице 1 в географической системе координат (ГСК) и декартовой системе координат (ДСК).

Таблица 1. Координаты КА в ГСК и ДСК.

№ п/п	КА	Координаты КА					
		В ГСК			В ДСК		
		φ , °с.ш.	λ , °з.д.	h , м	x , м	y , м	z , м
1	S_1	45,4882	37,3756	487863	3831182	2926572	4873448
2	S_2	44,6111	35,5754	487794	3981601	2847964	4799244
3	S_3	43,3637	36,0311	487757	4042605	2940464	4691869

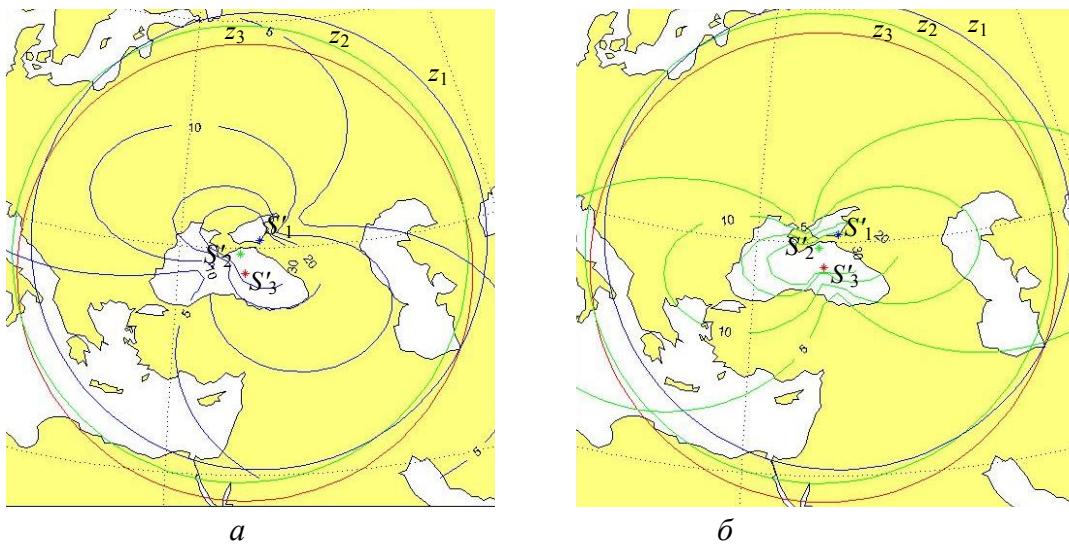


Рис. 5. Пример построения линий положения: a – относительно КА S_1 и S_2 , b – относительно КА S_2 и S_3 .

Пример построения ЛП представлен на рисунке 5 a – относительно КА S_1 и S_2 , на рисунке 5 b – относительно КА S_2 и S_3 [6]. Каждая из ЛП подписана номиналом соответствующего ПП.

На рисунке 5 также введены обозначения: S'_1 , S'_2 , S'_3 – ПСТ первого, второго, третьего КА; z_1 , z_2 , z_3 – ЗРВ первого, второго, третьего КА для угла места равного $\beta_{\min} = 8^\circ$ на краю ЗРВ.

Этап 8. Оценка координат РЛС со СДН.

Координат РЛС со СДН определяются, как координаты точки пересечения ЛП, соответствующих измеренным ПП [7]. Для рассматриваемого примера, при измеренных ПП $\Delta\Theta_{1,2} = 5^\circ$, $\Delta\Theta_{2,3} = 10^\circ$, таких пересечений будет четыре: точка $I_{\text{РЛС}}$ – с истинными координатами РЛС со СДН, соответствующее; точки I_1, I_2, I_3 – с ложными координатами РЛС (см. рисунок 6).

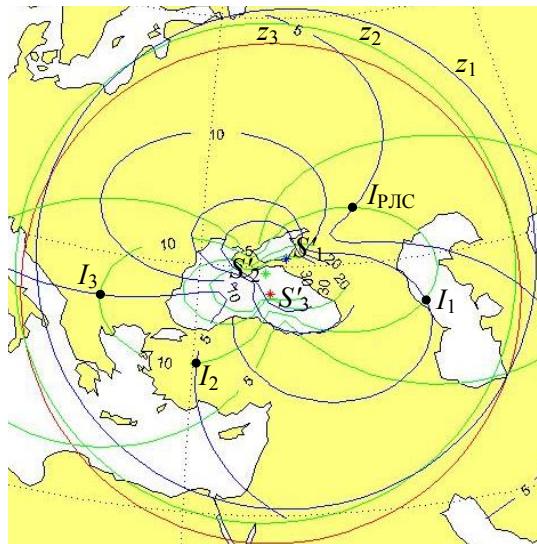


Рис. 6. Пример нахождения координат РЛС со СДН на пересечении линий положения.

Неоднозначность, наблюдаемую и в альтернативных методах КМ устраниют, используя априорную информацию о местоположении РЛС со СДН.

Этап 9. Расчет погрешности оценки координат РЛС со СДН

Погрешность оценки координат РЛС со СДН рассчитывают с помощью имитационной модели, представленной ниже.

Этап 10. Вывод результатов.

В качестве результатов представленного алгоритма выступают координаты РЛС и погрешности оценки координат РЛС, рассчитанные на этапах 8 и 9 соответственно.

Представленные этапы составляют разработанный РУМ КМ РЛС со СДН.

4. ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ РАЗРАБОТАННОГО МЕТОДА

Вблизи точек пересечения ЛП аппроксимируют квадратичными полиномами и составляют систему квадратных уравнений:

$$\begin{cases} a_{1,1}x^2 + a_{1,2}y^2 + a_{1,3}z^2 + a_{1,4}xy + a_{1,5}xz + a_{1,6}yz = b_1, \\ a_{2,1}x^2 + a_{2,2}y^2 + a_{2,3}z^2 + a_{2,4}xy + a_{2,5}xz + a_{2,6}yz = b_2, \\ b_3^2x^2 + b_3^2y^2 + a_3^2z^2 = R_3^2, \end{cases}$$

где $a_{1,1}, a_{1,2}, a_{1,3}, a_{1,4}, a_{1,5}, a_{1,6}, b_1$ – коэффициенты квадратичного полинома при аппроксимации ЛП $l_{1,2}$ вблизи точки пересечения с ЛП $l_{2,3}$; $a_{1,1}, a_{1,2}, a_{1,3}, a_{1,4}, a_{1,5}, a_{1,6}, b_1$ – коэффициенты квадратичного полинома при аппроксимации ЛП $l_{2,3}$ вблизи точки пересечения с ЛП $l_{1,2}$; a_3 и b_3 – малая полуоси референц-эллипсоида Земли, переменная R_3^2 определяется в соответствии с выражением

$$R_3^2 = a_3^2 b_3^2.$$

Для решения представленной системы квадратных уравнений (1) применяют итерационный алгоритм Ньютона-Рафсона с разложением функций в ряды Тейлора с точностью до первых производных.

Погрешность оценки координат РЛС со СДН которая зависит от большого количества факторов, которые в рамках настоящей статьи возможно свести к топологии системы КМ (взаимному размещению измерителей и РЛС со СДН) и погрешности σ_t оценок временных задержек $t_{1,2}$ и $t_{2,3}$ соответственно.

Для оценки точностных характеристик на основе математической модели составлена имитационная модель КМ РЛС со СДН в среде программирования *MathLab*.

В качестве примера на рисунке 7 представлен результат работы имитационной модели [8] в виде изолиний радиусов среднеквадратического отклонения (СКО) оценки координат РЛС со СДН, реализующей разработанный РУМ КМ для выбранных исходных данных:

координаты КРЭМ и трех КА в ГСК и в ДСК представлены в таблице 1;

широты и долготы исследуемых координат предполагаемого размещения РЛС со СДН с градацией 1° в следующих диапазонах: по широте – от 30° с.ш. до 60° с.ш., по долготе – от 20° в.д. до 50° в.д.;

время одного полного оборота СДН – 1 с;

вводимые погрешности: координат КА $\sigma_s = 30$ м (для каждой из 3-х координат);

вводимые погрешность измерения временных задержек $\sigma_t = 10$ мкс.

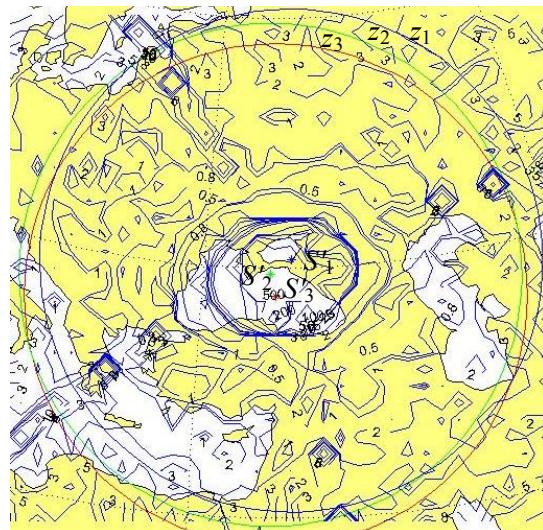


Рис. 7. Изолинии радиусов СКО оценки координат РЛС со СДН, реализующей разработанный РУМ КМ для выбранных условий.

Для каждой из выбранных точек предполагаемого размещения РЛС со СДН провели следующие процедуры:

для текущей точки размещения РЛС со СДН и каждой из трех точек размещения КА рассчитывали идеальные азимуты $\Theta_1, \Theta_2, \Theta_3$, то есть такие, какие были бы измерены при нулевых погрешностях измерений;

для текущей точки размещения РЛС со СДН и рассчитывали идеальные разности азимутов;

вводили погрешности σ_s, σ_t с учетом их нормального распределения, получали разности азимутов с погрешностью $\Delta\Theta'_{12}, \Delta\Theta'_{23}$ и координаты КА с погрешностью;

по полученным значениям разностей азимутов с погрешностью $\Delta\Theta'_{12}$, $\Delta\Theta'_{23}$ и координат КА с погрешностью, используя вышеописанный метод рассчитывали координаты РЛС со СДН для текущей исследуемой точки;

усредняли координаты РЛС со СДН по результатам 1000 экспериментов;

сравнивали заданные и рассчитанные координаты РЛС со СДН, получали погрешность оценки координат σ_L ;

по результатам расчета погрешностей оценки координат для всех исследуемых точек предполагаемого размещения РЛС со СДН строили изолинии СКО оценки координат РЛС со СДН (изолинии для выбранных условий представлены на рисунке 7).

Анализ изолиний радиусов СКО оценки координат ЗС, представленных на рисунке 7, показывает, что при выбранных исходных данных погрешность оценки координат РЛС со СДН в рабочих зонах не превышает одного километра, что может быть приемлемым для решения ряда прикладных задач. Нерабочие зоны, характеризуемые неприемлемо большой ошибкой оценки координат РЛС со СДН, наблюдаются в районах ПСТ S'_1 , S'_1 , S'_1 и на продолжении дуг большого круга, проходящих через указанные ПСТ.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанный РУМ КМ РЛС со СДН имеет свои достоинства и недостатки.

Достоинства РУМ КМ РЛС со СДН:

относительная простота реализации;

высокая потенциальная точность оценки координат РЛС со СДН;

большая площадь ведения РЭМ.

Недостатки РУМ КМ РЛС со СДН:

ограниченность по объектам оценки координат;

перерывы в ведении РЭМ, обусловленные перемещением КА;

необходимость устранения неоднозначности;

наличие нерабочих зон.

Разработанный РУМ РЛС со СДН может быть использован при проектировании новых и модернизации существующих КРЭМ, а также в учебном процессе при подготовке соответствующих специалистов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Севидов В. В. Метод координатометрии земной станции, основанный на использовании двух космических аппаратов / В. В. Севидов // Труды учебных заведений связи. – 2025. – Т. 11, № 1. – С. 44-52.
2. Севидов В. В. Анализ топологии системы координатометрии по показателю удаленности от базы пеленгования / В. В. Севидов, С. В. Дворников // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. – 2024. – № 3. – С. 64-70.
3. Реализация разностно-энергетического способа определения местоположения космических объектов / С. В. Дворников, В. В. Севидов, Е. Г. Боленко, А. В. Красюков // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. – 2019. – № 2. – С. 62-69. – EDN MRJOTJ.
4. Патент № 2652603 С1 Российская Федерация, МПК G01S 5/00. Способ определения параметров орбиты искусственного спутника Земли : № 2017121725 : заявл. 20.06.2017: опубл. 27.04.2018 / В. В. Балабанов, В. Л. Беспалов, А. Х. Кельян [и др.]; заявитель "Военная академия связи", ООО НПП "HTT". – EDN ZEEWKL.
5. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ. Модель движения искусственного спутника Земли / В. В. Севидов, Р. В. Волков, В. Н. Саягин. – EDN WVFUCJ.

6. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2025613170 Российской Федерации. Программа расчета и отображения линии положения земных станций разностно-угломерной модели координатометрии на поверхности референц-эллипсоида Земли: заявл. 29.01.2025: опубл. 10.02.2025 / В. В. Севидов. – EDN DMYATB.
7. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2025613997 Российской Федерации. Программа оценки координат земных станций разностно-угломерным методом координатометрии на поверхности референц-эллипсоида Земли: заявл. 29.01.2025: опубл. 18.02.2025 / В. В. Севидов. – EDN FTQEXZ.
8. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2025612567 Российской Федерации. Программа расчета и отображения изолиний радиуса среднеквадратического отклонения оценки координат земных станций разностно-угломерным методом координатометрии на поверхности референц-эллипсоида Земли: заявл. 29.01.2025: опубл. 31.01.2025 / В. В. Севидов. – EDN EGMCLW.

REFERENCES

1. Sevidov V. V. The method of coordination of the Earth station based on the use of two spacecraft / V. V. Sevidov // Proceedings of educational institutions of communications. – 2025. – Vol. 11, No. 1. – pp. 44-52.
2. Sevidov V. V. Analysis of the topology of the coordinate measurement system in terms of distance from the bearing base / V. V. Sevidov, S. V. Dvornikov // Issues of radio electronics. Series: Television technology. - 2024. – No. 3. – pp. 64-70.
3. Implementation of a difference-energy method for determining the location of space objects / S. V. Dvornikov, V. V. Sevidov, E. G. Bolenko, A.V. Krasyukov // Issues of radio electronics. Series: Television technology. – 2019. – No. 2. – pp. 62-69. – EDN MRJOTJ.
4. Patent No. 2652603 C1 Russian Federation, IPC G01S 5/00. Method for determining the parameters of the orbit of an artificial satellite of the Earth : No. 2017121725 : application 20.06.2017: published 27.04.2018 / V. V. Balabanov, V. L. Bespalov, A. Kh. Kalyan [and others]; applicant "Military Academy of Communications", OOO NPP "NTT". – EDN ZEEWKL.
5. Certificate of state registration of a computer program. Model of motion of an artificial Earth satellite / V. V. Sevidov, R. V. Volkov, V. N. Sayapin. – EDN WFVUCJ.
6. Certificate of state registration of the computer program No. 2025613170 Russian Federation. The program for calculating and displaying the position line of Earth stations of the difference-angle model of coordinate geometry on the surface of the reference ellipsoid of the Earth: application 29.01.2025: publ. 10.02.2025 / V. V. Sevidov. – EDN DMYATB.
7. Certificate of state registration of the computer program No. 2025613997 Russian Federation. The program for estimating the coordinates of Earth stations by the difference-angle method of coordinate measurement on the surface of the reference ellipsoid of the Earth: application 29.01.2025: publ. 18.02.2025 / V. V. Sevidov. – EDN FTQEXZ.
8. Certificate of state registration of the computer program No. 2025612567 Russian Federation. The program for calculating and displaying the isolines of the radius of the standard deviation of the estimate of the coordinates of Earth stations by the difference-angle method of coordinate measurement on the surface of the reference ellipsoid of the Earth: application 29.01.2025: publ. 31.01.2025 / V. V. Sevidov. – EDN EGMCLW.

ЛОКАЦИЯ ДВИЖУЩИХСЯ БИОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ ДОПЛЕРОВСКОЙ СИСТЕМОЙ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ

В. К. Клочко

"РГРТУ", Рязань, Россия

Аннотация. Предлагается радиотехнический подход к локации и измерению скорости движущихся биологических объектов. Подход основан на многоканальной обработке ультразвуковых сигналов, принимаемых системой датчиков, ориентированных в единой системе координат одним общим углом поворота относительно направления ультразвукового луча. Подход отличается наличием критерия, позволяющего синтезировать алгоритм локации, а также анализировать точность оценок. Дан расчет статистической погрешности оценок на примере измерения скорости кровотока в сосудах.

Ключевые слова: ультразвуковые датчики, доплеровский эффект, измерение вектора скорости, погрешность оценок.

LOCATION OF MOVING BIOLOGICAL OBJECTS BY DOPPLER POSITIONING SYSTEM

V. K. Klochko

"RGRTU", Ryazan, Russia

Abstract. A radio engineering approach to the location and measurement of the speed of moving biological objects is proposed. The approach is based on multi-channel processing of ultrasonic signals received by a system of sensors oriented in a single coordinate system by one common angle of rotation relative to the direction of the ultrasonic beam. The approach is distinguished by the presence of a criterion that allows synthesizing the location algorithm, as well as analyzing the accuracy of estimates. The calculation of the statistical error of estimates is given on the example of measuring the blood flow velocity in the vessels.

Keywords: ultrasonic sensors, Doppler effect, velocity vector measurement, estimation error.

1. ВВЕДЕНИЕ

В работе излагается радиотехнический подход [1, 2] к локации и измерению скорости движущихся объектов [3]. Для движущихся биологических объектов технически предлагается следующее.

На рисунке изображен усеченный конус корпуса прибора в прямоугольной системе координат $OXYZ$, где ось OZ направлена по оси конуса в сторону излучения, а оси OX и OY расположены в плоскости большего основания конуса. В точке $O(0,0,0)$ центра основания расположен центральный передающий ультразвуковой датчик, в точках $A(0,R,0)$, $B(-\sqrt{3}R/2,-R/2,0)$ и $C(\sqrt{3}R/2,-R/2,0)$, делящих окружность основания на равные части, расположены принимающие датчики (R – радиус большего основания).

Передающий ультразвуковой луч направлен по оси конуса в сторону движущегося биологического объекта. Принимающие лучи, отраженные от точки $D(0,0,Rctg\alpha)$ пересечения оси конуса с отражающим элементом сосуда, составляет с осью конуса общий угол α . Орты векторов \overrightarrow{OD} , \overrightarrow{AD} , \overrightarrow{BD} , \overrightarrow{CD} соответственно определяются как

$\vec{a}_0 = (0, 0, 1)$, $\vec{a}_1 = (0, -\sin \alpha, \cos \alpha)$, $\vec{a}_2 = (0, 0, 0, 866 \sin \alpha, 0, 5 \sin \alpha, \cos \alpha)$,
 $\vec{a}_3 = (-0, 866 \sin \alpha, 0, 5 \sin \alpha, \cos \alpha)$, где $0,866 = \sqrt{3}/2$.

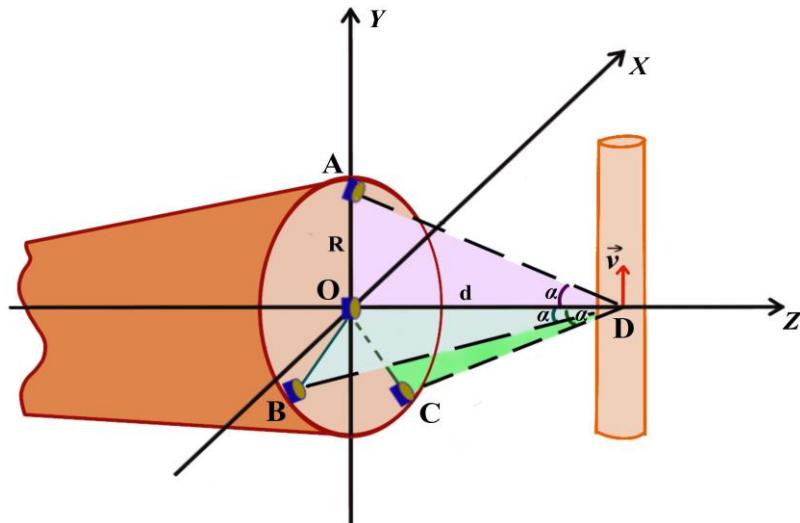


Рис. 1. Система координат и направление ультразвуковых лучей

Радиальные проекции вектора скорости \vec{v} на направления ортов \vec{a}_0 , \vec{a}_1 , \vec{a}_2 , \vec{a}_3 находятся как скалярные произведения вектора скорости на орты:

$$v_k = \text{пр}_{\vec{a}_k} \vec{v} = (\vec{v}, \vec{a}_k), k = 0,1,2,3. \quad (1)$$

Доплеровские частоты в приемных датчиках определяются формулой

$$f_k = (v_0 + v_k)/\lambda, k = 1,2,3, \quad (2)$$

где λ – длина ультразвуковой волны.

С учетом (1) система уравнений (2) в координатной форме принимает вид

$$\lambda f_k = (\vec{v}, \vec{a}_0 + \vec{a}_k) = v_x(a_{0x} + a_{kx}) + v_y(a_{0y} + a_{ky}) + v_z(a_{0z} + a_{kz}), k = 1,2,3, \quad (3)$$

или в матричной форме

$$A \cdot V = \lambda \cdot F \Leftrightarrow \begin{bmatrix} a_{0x} + a_{1x} & a_{0y} + a_{1y} & a_{0z} + a_{1z} \\ a_{0x} + a_{2x} & a_{0y} + a_{2y} & a_{0z} + a_{2z} \\ a_{0x} + a_{3x} & a_{0y} + a_{3y} & a_{0z} + a_{3z} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_x \\ v_y \\ v_z \end{bmatrix} = \lambda \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где матрица A в (4) с учетом координат ортов имеет вид

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\sin \alpha & 1 + \cos \alpha \\ (\sqrt{3}/2)\sin \alpha & (1/2)\sin \alpha & 1 + \cos \alpha \\ -(\sqrt{3}/2)\sin \alpha & (1/2)\sin \alpha & 1 + \cos \alpha \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где общий угол α наклона трех боковых датчиков относительно оси конуса регулируется.

Задача заключается в нахождении оценки \hat{V} вектора скорости V . При этом положение объекта локации определяется координатами точки $D(0,0,d)$, где $d = R \cdot \text{ctg} \alpha$, а угол α устанавливается в процессе локализации положения объекта (его локации).

2. ОЦЕНКА ВЕКТОРА СКОРОСТИ

При описании (4) вектор $\hat{V} = (\hat{v}_x, \hat{v}_y, \hat{v}_z)^T$, где T – символ транспонирования, находится из решения системы трех уравнений с тремя неизвестными координатами вектора скорости $V = (v_x, v_y, v_z)^T$ методом обратной матрицы:

$$\hat{V} = \lambda \cdot A^{-1} \cdot F . \quad (6)$$

Для повышения точности оценок скорости число приемных датчиков, размещенных по окружности следует увеличить до n ($n > 3$). Система уравнений (3) становится переопределенной и выражение (4) принимает вид (7), где E – вектор ошибок измерения доплеровских частот:

$$A \cdot V = \lambda \cdot (F + E) = \lambda \cdot F + \lambda \cdot E \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow \begin{bmatrix} a_{0x} + a_{1x} & a_{0y} + a_{1y} & a_{0z} + a_{1z} \\ \dots & \dots & \dots \\ a_{0x} + a_{nx} & a_{0y} + a_{ny} & a_{0z} + a_{nz} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_x \\ v_y \\ v_z \end{bmatrix} = \lambda \begin{bmatrix} f_1 \\ \dots \\ f_n \end{bmatrix} + \lambda \cdot \begin{bmatrix} e_1 \\ \dots \\ e_n \end{bmatrix}, \quad (7)$$

По критерию минимума квадрата нормы вектора ошибок $\lambda \cdot E$

$$J = \| \lambda \cdot E \|^2 = (AV - \lambda F)^T (AV - \lambda F) \quad (8)$$

из необходимого условия экстремума (8) находится вектор \hat{V} оценок координат вектора скорости V :

$$\begin{aligned} dJ/dV = 2(AV - \lambda F)^T A = O^T &\Leftrightarrow A^T AV + \lambda A^T F = O \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow \hat{V} = \lambda (A^T A)^{-1} A^T F, \end{aligned} \quad (9)$$

причем достаточное условие минимума выполняется для положительно определенной матрицы квадратичной формы $d^2 J / dV^2 = 2A^T A$.

При $n = 3$ формула (9) принимает вид (6).

3. ПОГРЕШНОСТЬ ОЦЕНОК

Погрешность оценок (6), (9), подверженных влиянию ошибок измерения доплеровской частоты, определяется ковариационной матрицей $K_{\Delta V}$ ошибок оценок (или самих несмещенных оценок \hat{V} , $K_{\hat{V}} = K_{\Delta V}$):

$$\Delta V = V - \hat{V} = V - (A^T A)^{-1} A^T (\lambda F) = V - (A^T A)^{-1} A^T (AV - \lambda E) = \lambda (A^T A)^{-1} A^T E.$$

Для некоррелированного вектора ошибок E матрица $K_{\Delta V}$ имеет вид

$$K_{\Delta V} = M[\Delta V \Delta V^T] = \lambda^2 \sigma_f^2 (A^T A)^{-1} \quad (10)$$

где M – символ математического ожидания; σ_f^2 – дисперсия центрированной ошибки измерения частоты.

Удобно погрешность отдельной координаты вектора ошибок оценить по формуле (Tr – след матрицы)

$$\sigma_{vx} = \lambda \sigma_f \sqrt{Tr(A^T A)^{-1} / n}. \quad (11)$$

Норма вектора ошибок $\|\Delta V\| = \Delta v$, как скалярная случайная величина,

распределена по закону Максвелла со средним значением Δv_{cp} и среднеквадратическим отклонением (СКО) $\sigma_{\Delta v}$:

$$\Delta v_{cp} = 1,6\sigma_{vx}, \quad \sigma_{\Delta v} = 1,4\sigma_{vx}. \quad (12)$$

С учетом (12) средняя ошибка измерения скорости в (12) вычисляется как

$$\Delta v_{\text{cp}} = 1,6\lambda\sigma_f \sqrt{\text{Tr}(A^T A)^{-1} / n} \quad (13)$$

Для матрицы A , заданной выражением (5), обратная матрица в (13) раскрывается как диагональная матрица вида

$$(A^T A)^{-1} = \begin{bmatrix} a & 0 & 0 \\ 0 & a & 0 \\ 0 & 0 & b \end{bmatrix} = \text{diag}(a, a, b), a = \frac{2}{3 \sin^2 \alpha}, b = \frac{1}{3(1+\cos\alpha)^2} \quad (14)$$

и формула (13) при подстановке (14) принимает вид

$$\Delta v_{\text{cp}} = 1,6\lambda\sigma_f \sqrt{(2a+b)/n}. \quad (15)$$

4. ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ОЦЕНОК

Для уменьшения средней ошибки (15) предусматривается увеличение числа приемных датчиков в два раза и их расположение по окружности основания конуса парами в точках A, A' , B, B' , C, C' с координатами

$$A(0, R, 0), A'(R/2, \sqrt{3}R/2, 0), B(-\sqrt{3}R/2, -R/2, 0), B'(-R, 0, 0) \\ C(\sqrt{3}R/2, -R/2, 0), C'(R/2, -\sqrt{3}R/2, 0).$$

При этом матрица A координат ортов, находящаяся в составе уравнения (7), принимает вид матрицы B , заданной выражением (16).

$$B = \begin{bmatrix} 0 & -\sin \alpha & 1+\cos \alpha \\ -(1/2)\sin \alpha & -(\sqrt{3}/2)\sin \alpha & 1+\cos \alpha \\ (\sqrt{3}/2)\sin \alpha & (1/2)\sin \alpha & 1+\cos \alpha \\ \sin \alpha & 0 & 1+\cos \alpha \\ -(\sqrt{3}/2)\sin \alpha & (1/2)\sin \alpha & 1+\cos \alpha \\ (-1/2)\sin \alpha & (\sqrt{3}/2)\sin \alpha & 1+\cos \alpha \end{bmatrix}. \quad (16)$$

Оценка вектора скорости \hat{V} находится по формуле (9), а средняя ошибка Δv_{cp} – по формуле (15) путем замены матрицы A на матрицу B .

При этом обратная матрица $(B^T B)^{-1}$ раскрывается как диагональная матрица вида

$$(B^T B)^{-1} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} a & 0 & 0 \\ 0 & a & 0 \\ 0 & 0 & b \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \text{diag}(a, a, b),$$

где a и b определены в (14). Соответственно средняя ошибка уменьшается в $\sqrt{2}$ раз:

$$\Delta v_{\text{cp}} = \frac{1}{\sqrt{2}} 1,6\lambda\sigma_f \sqrt{(2a+b)/n}. \quad (17)$$

5. АЛГОРИТМ ОЦЕНИВАНИЯ ВЕКТОРА СКОРОСТИ

Алгоритм сводится к следующему.

1. В корпусе прибора в виде усеченного конуса размещаются один приемопередающий датчик по центру большего основания конуса и три принимающих боковых датчика, расположенных по окружности большего основания конуса с взаимным угловым отклонением 120^0 и имеющих общий регулируемый угол наклона α к оси конуса.

2. Прибор осью OZ ориентируется в направлении биологического объекта.

3. Центральный датчик излучает ультразвуковой сигнал по осевой линии конуса в направлении объекта. Отраженные сигналы принимаются боковыми датчиками, расположенными по окружности большего основания конуса и наклоненными под одним начальным углом $\alpha = 60^0$ к осевой линии конуса.

4. Измеряются доплеровские сдвиги частот f_1, f_2, f_3 в трех боковых датчиках и на основе измеренных частот вычисляется вектор $\hat{V} = (\hat{v}_x, \hat{v}_y, \hat{v}_z)$ оценок трех координат вектора скорости V движения биологического объекта по формуле (6).

5. Величина скорости $v(t) = \|V\| = \sqrt{v_x^2 + v_y^2 + v_z^2}$, как норма вектора V , отображается в реальном времени t на экране индикатора.

6. Выбирается угол $\hat{\alpha}$ поворота боковых датчиков и направление излучения в сторону биологического объекта (по оси OZ) путем фиксации максимальной величины скорости v_{max} , которая принимается за измеренную максимальную скорость. На основе выбранного угла $\hat{\alpha}$ дается оценка положения объекта как $D(0,0,\hat{d})$, где $\hat{d} = R \cdot ctg \hat{\alpha}$,

7. Для измерения скорости биологического объекта на большой глубине d (см. рисунок) увеличивается число принимающих датчиков с регулируемым углом α к осевой линии конуса в два раза. Датчики размещаются по окружности парами с угловым расстоянием между соседними парами 90^0 так, чтобы противоположные датчики не лежали на одной прямой, параллельной сосуду (при параллельности доплеровская частота равна нулю). В состав вектора F дополнительно включаются три измеряемые доплеровские частоты: $F = (f_1, f_2, f_3, f_4, f_5, f_6)^T$, матрица A меняется на матрицу B формулы (16) и вектор скорости V вычисляется как $\hat{V} = \lambda(B^T B)^{-1} B^T F$.

6. РАСЧЕТ СРЕДНЕЙ ОШИБКИ

Расчет средней ошибки проводился применительно к задаче измерения скорости кровотока в сосудах. Известно [3], что в практике ультразвуковых измерений используются несущие частоты $f_0 = 2 \div 10$ МГц. Для скорости ультразвука $c = 1540$ м/с длина ультразвуковой волны составляет

$$\lambda = 1540 / f_0 = (154 \div 770) \cdot 10^{-6} \text{ м.}$$

Формула (15) расчета ошибки измерения скорости для указанного диапазона значений λ и случая трех приемных датчиков ($n = 3$) принимает вид

$$\Delta v_{cp} = (0,0002 \div 0,0012) \sigma_f \sqrt{(2a+b)/3}, \quad (18)$$

где параметры a и b определены в (14) и зависят от угла α .

Примем скорость кровотока равной $v = 0,1$ м/с[7, 8]. Доплеровская частота в каждом k -м приемном датчике для диапазона углов наклона $\alpha = (30^\circ \div 60^\circ)$ составляет

$$f_k = v_k / \lambda = v \sin \alpha / \lambda = \frac{0,1 \cdot (0,5 \div 0,866) \cdot 10^6}{(154 \div 770)} = (65 \div 562) \text{ Гц.}$$

Также примем СКО ошибки измерения f_k равным $\sigma_f = 10$ Гц.

В таблице 1 показан расчет диапазонов средней ошибки (18) и средней относительной ошибки в процентах $\varepsilon_{cp} = (\Delta v_{cp} / v) \cdot 100\%$ для разных значений угла α , скорости $v = 0,1$ м/с и $\sigma_f = 10$ Гц. Указано расстояние d от центрального излучающего датчика до сосуда в зависимости от угла α : $d = R \cdot ctg \alpha$. Расчет диапазона средней ошибки для шести приемных датчиков ($n = 6$) в соответствии с формулой (17) представлен таблицей 2.

Таблица 1. Средняя и относительная ошибки ($n = 3$)

α	d	$\Delta v_{cp}, \text{м/с}$	$\varepsilon_{cp}, v = 0,1 \text{ м/с}$
30°	$1,7R$	$0,0027 \div 0,016$	$2,7 \% \div 16,1 \%$
40°	$1,2R$	$0,0021 \div 0,013$	$2,1 \% \div 12,7 \%$
50°	$0,8R$	$0,0018 \div 0,011$	$1,8 \% \div 10,7 \%$
60°	$0,6R$	$0,0016 \div 0,010$	$1,6 \% \div 9,6 \%$

Таблица 2. Средняя и относительная ошибки ($n = 6$)

α	d	$\Delta v_{cp}, \text{м/с}$	$\varepsilon_{cp}, v = 0,1 \text{ м/с}$
30°	$1,7R$	$0,0019 \div 0,011$	$1,9 \% \div 11,4 \%$
40°	$1,2R$	$0,0015 \div 0,009$	$1,5 \% \div 8,9 \%$
50°	$0,8R$	$0,0013 \div 0,008$	$1,3 \% \div 7,6 \%$
60°	$0,6R$	$0,0011 \div 0,007$	$1,1 \% \div 6,8 \%$

Из таблиц 1 и 2 следует, что меньшие значения средней ошибки в диапазонах, указанных в таблицах, соответствуют большим частотам излучения. То есть средняя ошибка измерения уменьшается с увеличением частоты зондирования. С увеличением глубины измерения (расстояния d до сосуда), то есть уменьшения угла α , средняя ошибка увеличивается.

Увеличение ошибки можно компенсировать увеличением радиуса основания конуса R , но при этом увеличиваются размеры диагностического прибора. Поэтому компенсировать рост ошибки можно увеличением числа приемных датчиков от трех до шести (таблица 2 в сравнении с таблицей 1).

Как следует из (18) уменьшение средней ошибки Δv_{cp} также можно достичь уменьшением СКО ошибки измерения доплеровской частоты σ_f .

Увеличение числа приемных датчиков не приводит к увеличению энергетической нагрузки прибора, так как излучает один центральный датчик.

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе на основе алгебраического подхода к измерению положения и скорости биологического объекта предложены метод и алгоритм, позволяющие получать оценки положения и вектора скорости независимо от угла между распространением ультразвукового луча и направлением движения объекта. Присутствует простая настройка ультразвукового прибора, реализующего метод, по одному углу в реальном времени.

Дан расчет погрешности оценок скорости предложенным методом, показавший допустимый процент погрешности. Предложенные метод и алгоритм могут быть реализованы на современной элементной базе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Клочко В.К. Пеленгация движущихся объектов многопозиционной доплеровской системой // Радиотехника. 2020. Т. 84, № 11 (21). С. 5 – 12.
2. Клочко В. К., Ву Ба Хунг. Обнаружение подвижных источников системой радиоприемников // Цифровая обработка сигналов. 2022. № 4. С. 50 - 55.
3. Ультразвуковая диагностика сосудистых заболеваний / Под ред. В.П. Куликова. М.: СТРОМ, 2007. 512 с.

REFERENCES

4. 1.Klochko V.K.Directionfindingofmovingobjectsbymulti-positionDopplersystem // Radio engineering. 2020. Т. 84, № 11 (21). P. 5 - 12.
5. Klochko V.K, Wu B.H.Detectionofmobilesources by the radio receiver system // Digital signal processing. 2022. № 4. P. 50-55.
6. Ultrasound diagnosis of vascular diseases / Ed. V.P.Kulikova.M.: STROM,2007.512 p.

ПОЛЯРИЗАЦИОННО-АМПЛИТУДНЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ УГЛА КРЕНА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

В. Л. Гулько, А. А. Мещеряков

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
(ТУСУР), Томск, Россия

Аннотация. Предлагается радиолокационный метод определения угла крена летательного аппарата по отраженным сигналам от пассивного поляризационно-анизотропного радиомаяка с горизонтальной собственной поляризацией. Оценка угла крена производится по одному отраженному радиоимпульсу в бортовой РЛС на выходе СВЧ двухканального приемного устройства по измеренному отношению амплитуд синфазных ортогонально линейно поляризованных составляющих принятого сигнала радиомаяка.

Ключевые слова: трехгранный уголковый отражатель, поляризационная решетка, импульсные сигналы, плоскость поляризации.

POLARIZATION-AMPLITUDE METHOD OF AIRCRAFT ROLL ANGLE DETERMINATION

V. L. Gulko, A. A. Mescheryakov

Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Tomsk, Russia

Abstract. A radar method for determining the roll angle of an aircraft using reflected signals from a passive polarization-anisotropic radio beacon with horizontal natural polarization is proposed. The roll angle is estimated from a single reflected radio pulse in the onboard radar at the output of a microwave dual-channel receiving device based on the measured ratio of amplitudes of in-phase orthogonal linearly polarized components of the received beacon signal.

Keywords: trihedral corner reflector, polarization grating, scattering anisotropy, pulse signals, plane of polarization.

1. ВВЕДЕНИЕ

Для определения навигационных элементов полета летательного аппарата (ЛА) таких как крен и тангаж в практической навигации обычно используются инерциальные средства навигации [1]. В работах [2, 3] для измерения угла крена ЛА предлагается новый, основанный на другом физическом принципе действия, радиолокационный метод с использованием поляризационных характеристик зондирующих импульсных радиосигналов. Суть метода, заключается в том, что в точке с известными координатами располагается пассивный радиомаяк в виде радиолокационного поляризационно анизотропного трехгранного уголкового отражателя (УО) с горизонтальной собственной поляризацией, при которой эффективная поверхность рассеяния максимальна. Для измерения крена ЛА радиолокационным методом предлагалась использовать в бортовой РЛС зондирующие импульсные радиосигналы, у которых линейная плоскость поляризации вращалась с заданной частотой [2, 3]. Оценка угла крена ЛА осуществлялась на выходе приемного устройства по фазе второй гармоники частоты поляризационной модуляции, которая содержалась в спектре огибающей принятых сигналов от пассивного радиомаяка [2]. В

[3] приведены результаты экспериментальных исследований подтверждающие работоспособность и эффективность предлагаемого радиолокационного метода. Однако, его недостаток заключается в низком быстродействии измерений, так как для оценки угла крена ЛА требуется принять последовательность радиоимпульсов на периоде поляризационной модуляции. С целью повышения быстродействия измерений в [4, 5] предлагался моноимпульсный радиолокационный метод определения угла крена ЛА, в котором использовалась фиксированная линейная поляризация излучаемых импульсных радиосигналов, плоскость которой составляла угол $\pi/4$ относительно поперечной оси ЛА. В этом методе [4, 5] пассивный радиомаяк представлял собой сложную конструкцию и состоял из двух пространственно разнесенных в горизонтальной плоскости радиолокационных поляризационно анизотропных трехгранных УО с горизонтальной и вертикальной поляризациями соответственно.

Предлагаемый в работе метод позволяет осуществлять моноимпульсную оценку угла крена ЛА по одному отраженному радиоимпульсу от пассивного радиомаяка состоящего только из одного поляризационно-анизотропного трехгранного УО с горизонтальной собственной поляризацией.

Для обоснования этого метода рассмотрим матрицу рассеяния поляризационно-анизотропного трехгранного УО с горизонтальной собственной поляризацией.

2. МАТРИЦА РАССЕЯНИЯ ПАССИВНОГО РАДИОМАЯКА С ЗАДАННЫМИ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ РАССЕЯНИЯ

Пассивный радиомаяк, представляет собой радиолокационный поляризационно анизотропный трехгранный УО с треугольной формой отражающих граней с горизонтальной собственной поляризацией (см. рис. 1).

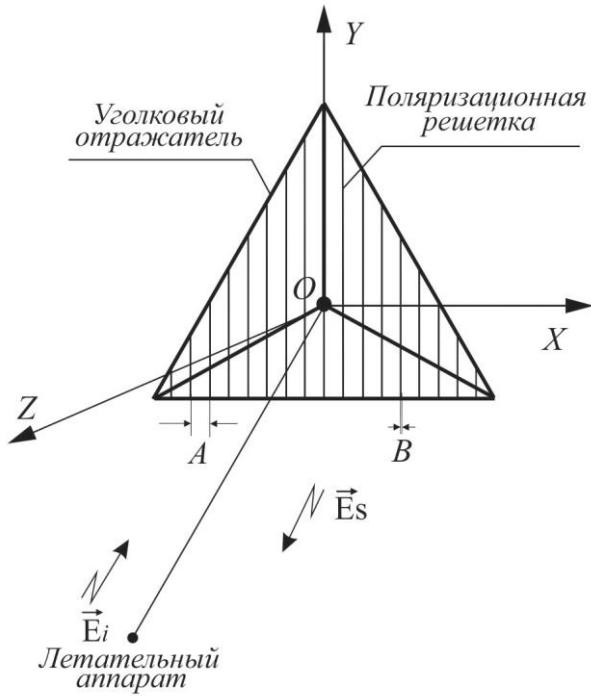


Рис. 1. Радиолокационный поляризационно-анизотропный трехгранный УО с горизонтальной собственной поляризацией

Введем декартову систему координат. Оси OX и OZ находятся в горизонтальной плоскости XOZ , а ось OY перпендикулярна ей. Вершину УО поместим в начало декартовой системы координат - точку O . Известно [4-6], что для придания

поляризационно изотропному трехгранному УО с треугольными гранями поляризационно анизотропных свойств с горизонтальной собственной поляризацией необходимо в раскрыве УО разместить вертикально ориентированную поляризационную решетку (*ПР*) из параллельных металлических проводников с шагом *A* и диаметром проводников *B* (рис. 1). Параметры *A* и *B* *ПР* выбираются такими [4-6], чтобы составляющая вектора напряженности электрического поля падающей электромагнитной волны \vec{E}_i с плоскостью поляризации ортогональной металлическим проводникам *ПР*, проходила через *ПР* практически не изменяясь, и после трехкратного отражения от треугольных граней УО распространялась в направлении, обратном направлению падения. При этом отраженная электромагнитная волна \vec{E}_s будет всегда горизонтально поляризована. Вектор \vec{E}_s независимо от ориентации плоскости поляризации падающей электромагнитной волны \vec{E}_i будет всегда находиться в горизонтальной плоскости *XOZ*, а фазовый центр рассеяния - в вершине УО, расположенный в точке *O* [4 6]. В тоже время вертикальная составляющая, плоскость поляризации которой параллельна металлическим проводникам *ПР*, полностью отражается от нее как от плоской металлической пластины [4 6].

Матрица рассеяния (*MP*) $[S]$ поляризационно анизотропного УО в линейном поляризационном базисе, опуская временную зависимость, может быть представлена в виде [4 6]

$$[S] = \sqrt{\sigma_m} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где σ_m - максимально возможная эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) поляризационно анизотропного УО при облучении его горизонтально поляризованной электромагнитной волной. Максимум ЭПР σ_m будет совпадать с направлением нормали к плоскости раскрыва УО.

3. ОПИСАНИЕ МЕТОДА

Расположим в точке с известными координатами пассивный радиомаяк с *MP* (1). Бортовой РЛС ЛА пассивный радиомаяк облучается импульсными радиосигналами, плоскость поляризации которых горизонтальная и совпадает с поперечной осью ЛА. Тогда вектор Джонса [7] при отсутствии угла крена ЛА, когда его поперечная ось находится в горизонтальной плоскости *XOZ*, может быть определен в линейном поляризационном базисе в следующем виде

$$\vec{E}_i = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

На борту ЛА СВЧ двухканальное приемное устройство бортовой РЛС принимает отраженные пассивным радиомаяком радиоимпульсы, плоскость поляризации которых всегда горизонтальна независимо от ориентации плоскости поляризации облучающей волны \vec{E}_i . Прием отраженных волн на борту будем осуществлять в линейном поляризационном базисе, орты которого ориентированы под углом $\theta = -\pi/4$ к вертикальной и поперечной строительным осям ЛА.

Пусть ЛА имеет в общем случае крен $\pm\gamma$. Тогда используя формализм векторов и матриц Джонса [7], найдем вектора Джонса синфазных ортогонально линейно

поляризованных составляющих $\vec{E}_{Sx'}$ и $\vec{E}_{Sy'}$ принятой на борту ЛА электромагнитной волны \vec{E}_S :

$$\vec{E}_{Sx'} = C \begin{bmatrix} \cos \gamma \cos(\theta \pm \gamma) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (3)$$

$$\vec{E}_{Sy'} = C \begin{bmatrix} 0 \\ -\cos \gamma \sin(\theta \pm \gamma) \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где C – постоянная величина, учитывающая потенциал передатчика, расстояние от передатчика до УО и обратно, его максимально возможную ЭПР σ_m и чувствительность приемника.

Тогда сигналы непосредственно на входах СВЧ двухканального приемного устройства будут иметь вид:

$$E_{Sx'} = C \cos \gamma \cos(\theta \pm \gamma), \quad (5)$$

$$E_{Sy'} = -C \cos \gamma \sin(\theta \pm \gamma). \quad (6)$$

Выражения (5), (6) позволяют определить фазы $\Phi_{Sx'}$ и $\Phi_{Sy'}$, а также отношение амплитуд $A_{Sx'}$ и $A_{Sy'}$ ортогонально линейно поляризованных составляющих $E_{Sx'}$ и $E_{Sy'}$ на выходе приемника.

В случае линейной амплитудной характеристики приемника и линейного детектора получим

$$\Phi_{Sx'} = \Phi_{Sy'} = 0^\circ, \quad (7)$$

$$\frac{A_{Sy'}}{A_{Sx'}} = |\operatorname{tg}(\theta \pm \gamma)|. \quad (8)$$

Подставляя в (8) $\theta = -\pi/4$, получим выражение для определения угла крена ЛА в виде

$$\gamma_{[pad]} = \pm \left(-\frac{\pi}{4} + \operatorname{arctg} \frac{A_{Sy'}}{A_{Sx'}} \right), \quad (9)$$

где «+» и «-» - означает положительный и отрицательный угол крена ЛА соответственно.

В случае, если двухканальный приемник имеет логарифмические амплитудные характеристики и линейный детектор, то (9) для определения угла крена ЛА преобразуется к виду:

$$\gamma_{[pad]} = \pm \left(-\frac{\pi}{4} + \operatorname{arctg} 10^{\lg A_{Sy'}/A_{Sx'}} \right). \quad (10)$$

Из полученных выражений (9), (10) следует, что в рассматриваемом методе информация о крене ЛА содержится в амплитудных соотношениях синфазных ортогонально линейно поляризованных составляющих принятых на борту ЛА горизонтально поляризованных сигналов радиомаяка.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предлагаемый радиолокационный поляризационно-амплитудный метод определения угла крена ЛА за счет использования фиксированной поляризации излучения сигналов бортовой РЛС и СВЧ двухканального приема допускает его моноимпульсную оценку. Отраженный сигнал от пассивного

поляризационно-анизотропного радиомаяка содержит полную информацию о крене ЛА.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ, проект FEWM-2023-0014.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пельпор Д.С., Ягодкин В.В. Гирокопические системы. М.: Высшая школа, 1988. - 216 с.
2. Гулько В.Л. Поляризационно-модуляционный способ радиолокационного измерения угла крена летательного аппарата и устройство для его реализации. RU №337384, заяв. 09.07.2013, опубл. 10.01.2015.
3. Gulko V.L. Radar Method for Determining the Roll Angle of an Aircraft / Gulko V.L., Mescheryakov A.A., Blinkovsky N.K. // Instruments and Experimental Techniques, 2022, № 65(3), pp. 500–508.
4. Гулько В.Л. Радиолокационный метод оценивания углового положения летательного аппарата на основе использования векторных свойств зондирующих сигналов / Гулько В.Л., Мещеряков А.А. // РЭНСИТ, 2024, №16 (4). - С. 465-472.
5. Гулько В. Л. Радиолокационный поляризационно-амплитудный метод определения угла крена летательного аппарата / Гулько В. Л., Луц О. Я., Мещеряков А. А. // Сборник научных трудов 34-ой Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», 2024, вып. 6. - С. 14-15.
6. Кобак В.О. Радиолокационные отражатели. М.: Сов. Радио и связь, 1975. – 248 с.
7. Аззам Р., Башара Н. Эллипсометрия и поляризованный свет. М.: МИР, 1981. - 583 с.

REFERENCES

1. Pelpor D.S., Yagodkin V.V. Gyroscopic systems. M.: Vissaya shkola, 1988. - 216 p.
2. Gulko V.L. Polarization-modulation method of radar measurement of aircraft roll angle and a device for its realization. RU 2537384, stated. 09.07.2013, publ. 10.01.2015.
3. Gulko V.L. Radar Method for Determining the Roll Angle of an Aircraft / Gulko V.L., Mescheryakov A.A., Blinkovsky N.K. // Instruments and Experimental Techniques, 2022, № 65(3), Pp. 500–508.
4. Gulko V.L. Radar method of aircraft angular position estimation based on the use of sounding signals vector properties / Gulko V.L., Mescheryakov A.A. // Radioelektronika, Nanosistemy, Informacionnye Tehnologii, 2024, 16(4), Pp. 465–472.
5. Gulko V.L. Радиолокационный поляризационно-амплитудный метод определения угла крена летательного аппарата /Gulko V.L., Luts O.Ya., Mescheryakov A.A. // Collection of Scientific Proceedings of the 34th International Crimean Conference “Microwave Engineering and Telecommunication Technologies”, 2024, issue 6. - Pp. 14-15.
6. Kobak V.O. Radar reflectors. M.: Sov. Radio i svyaz', 1975. – 248 p.
7. Azzam R., Bashara N., Ellipsometry and polarized light. M.: Mir, 1981. – 583 p.

АНАЛИЗ ДВУХЭЛЕМЕНТНОЙ МОДЕЛИ ВЯЗКОУПРУГОСТИ ДЛЯ ОЦЕНКИ НЕЛИНЕЙНЫХ СВОЙСТВ БИОЛОГИЧЕСКИХ ТКАНЕЙ

Д. А. Кравчук, Лагута М.В.

ФГАОУ ВО «Южный федеральный университет», г. Таганрог

Аннотация. Развитие неинвазивных методов исследования структурных изменений мягких тканей привело к появлению наиболее безопасного метода – ультразвуковой эластографии. В основе работы данной группы методов лежит оценка изменения вязкоупругих свойств биотканей при возникновении диффузных изменений или очаговых образований. Она в свою очередь бывает двух видов: статическая (компрессионная) и динамическая (эластография сдвиговой волны). В работе рассмотрена математическая модель двухэлементной вязкоупругой среды для оценки свойств биологических тканей акустическими методами медицинской диагностики.

Ключевые слова: акустический сигнал, упругость, нелинейный параметр.

ANALYSIS OF A TWO-ELEMENT VISCOELASTICITY MODEL FOR CALCULATION OF NONLINEAR PROPERTIES OF BIOLOGICAL TISSUES

D. A. Kravchuk, Laguta M.V.

Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education "Southern Federal University", Taganrog

Abstract. The development of non-invasive methods for studying structural changes in soft tissues has led to the emergence of the safest method - ultrasound elastography. The work of this group of methods is based on the assessment of changes in the viscoelastic properties of biological tissues in the event of diffuse changes or focal formations. It, in turn, comes in two types: static (compression) and dynamic (shear wave elastography). The paper considers a mathematical model of a two-element viscoelastic medium for assessing the properties of biological tissues using acoustic methods of medical diagnostics.

Keywords: acoustic signal, elasticity, nonlinear parameter.

1. ВВЕДЕНИЕ

Оценка упруго-эластических свойств биотканей методов статической и динамической эластографии проводится на основе определения модуля Юнга (E), который отражает степень того, на сколько трудно деформировать материал с помощью сжатия или растяжения. Так как увеличение жесткости приводит к увеличению модуля Юнга, то ее удобнее использовать в качестве оценки упругих свойств, чем эластичность, которая при этом уменьшается. Таким образом, методы эластографии представляют собой методы оценки жесткости тканей и органов [1-3].

В зависимости от метода модуль Юнга может определяться на основе различных соотношения параметров внешнего воздействия определенного типа и реакции биотканей на это воздействие. Для методов компрессионной эластографии он определяется по формуле:

$$E = \sigma / \varepsilon,$$

где σ – величина внешней компрессии (кПа), ε – величина упругой деформации тканей, которая определяется как соотношение размеров образца после приложения

деформирующей силы (F_d) к его первоначальному размеру (l) [4]: $\varepsilon = (l - l_d)/l$.

2. МОДЕЛИРОВАНИЕ

Динамические методы эластографии основаны на исследовании процесса распространения сдвиговой акустической волны и позволяют получить количественные показатели и как следствие определить степень изменений или стадию заболевания [6].

Такие методы приводят к возникновению в мягких биологических тканях деформаций типа сдвига (рисунок 1, а). Также биологические ткани могут подвергаться деформации кручения (рисунок 1, б), которая возникает под действием моментов сил, действующих в плоскости поперечных сечений [5].

Модуль Юнга в методах на основе распространения сдвиговой волны определяется согласно выражению:

$$E = 3\rho c^2,$$

где ρ – плотность ткани, c – скорость поперечной волны в исследуемой области или образце.

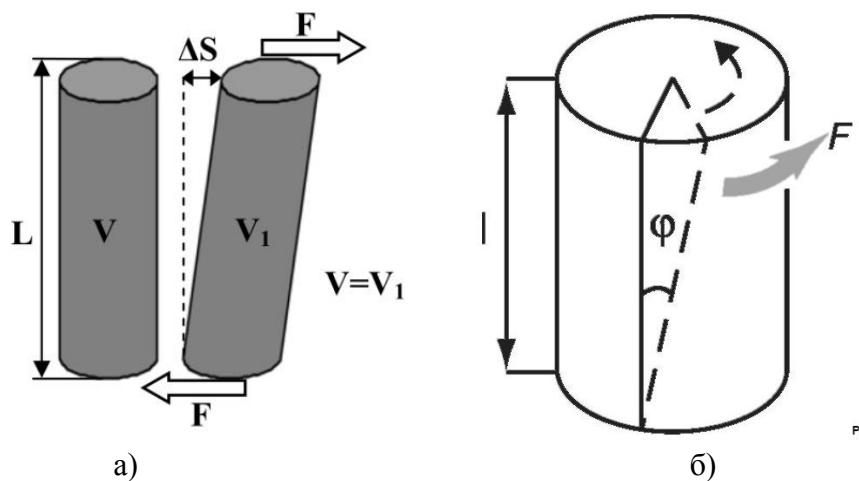


Рис. 1. Типы деформаций

В данном случае в качестве оцениваемого физического параметра выступает скорость распространения поперечной акустической волны, которая для биологических тканей значительно меньше чем скорость продольной. Это позволяет более точно оценивать ее незначительные изменения, связанные с изменением жесткости.

Одномерные математические модели вязкоупругих свойств биологических тканей представляют собой модели процессов при одноосном деформировании. Одномерные модели представляют собой механические системы, состоящие из элементов, отражающих упругость и вязкость. Такие элементы имеют линейные характеристики типа «сила-длина» и «сила-скорость деформации» [5].

Модель Фойгта стала первой моделью, учитывающей одновременно такие свойства как вязкость и упругость. Эта модель состоит из двух параллельно соединенных элементов (рисунок 2). Пружина 1 отражает упругость, а поршень 2 является демпфером, отражающим вязкие свойства [6].

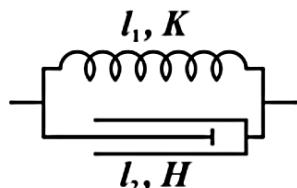


Рис. 2. Модель Фойгта

Каждый из элементов модели характеризуется определенным набором параметров. Так пружина имеет длину l_1 и жесткость K , а поршень – длину l_2 и параметр вязкости H . Длины l_1 и l_2 в большинстве случаев равны и записываются как l . Тогда сила, приложенная вдоль оси деформации, описывается выражением [8]:

$$F_k = K(l - l_0) + H \frac{dl}{dt} = k\varepsilon + \eta \frac{d\varepsilon}{dt},$$

где l – длина элементов при воздействии силы; l_0 – начальная длина элементов; $\varepsilon = \Delta l/l_0$ – относительное изменение размера; η – вязкость.

С учетом данного представления модели вязкоупругой среды, уравнение Бюргерса для распространения поперечной акустической волны в биотканях примет вид [5,8]:

$$\frac{\partial U(Z,\tau)}{\partial Z} - U(Z,\tau) \frac{\partial U(Z,\tau)}{\partial \theta} = D \frac{\partial^2 U(Z,\tau)}{\partial \theta^2},$$

где $D = 1/2\Gamma Re$ – параметр, определяемый нелинейным параметром Γ и числом Рейнольдса $Re = \frac{u_0 \mu}{2\pi f_0 V_0 \eta}$.

Для оценки степени проявления нелинейных свойств различных биотканей было проведено математическое моделирование изменения соотношения третьей гармоники, распространяющейся поперечной волны к волне основной частоты. Результаты моделирования приведены на рисунке 3.

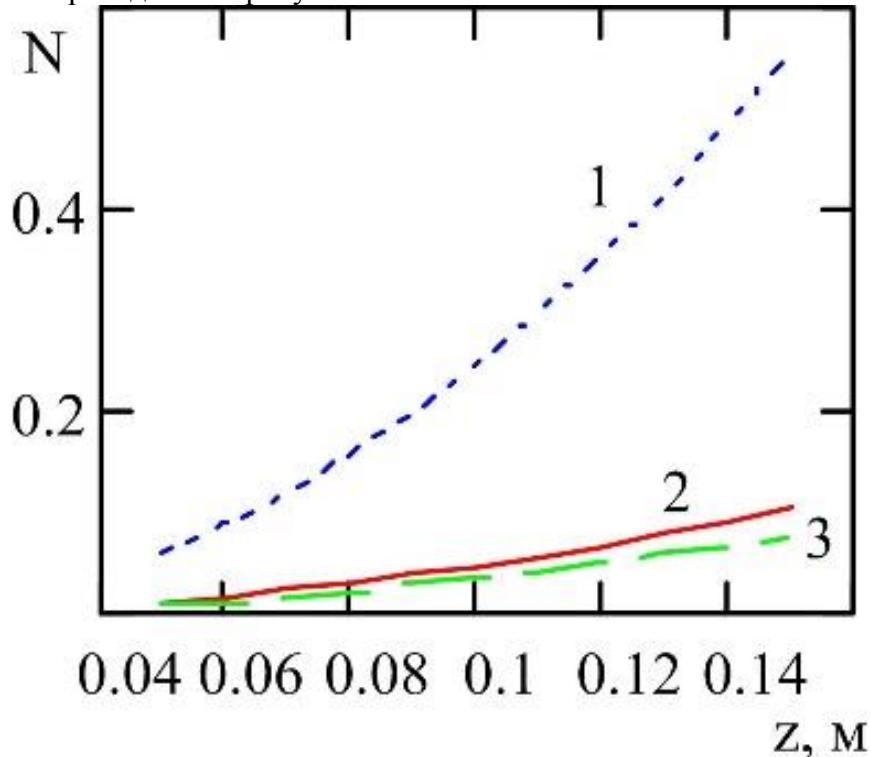


Рис. 3. Процесс продольной деформации во времени согласно модели Фойгта для ступенчатой нагрузки

На рисунке 3: 1 – печень ($\gamma = 7,8$), 2 – жировая ткань ($\gamma = 11,1$), 3 – мышечная ткань ($\gamma = 2,8$). Из результатов, представленных на графике, можно сделать вывод, что помимо нелинейного коэффициента биоткани, в процесс образования и роста гармонических составляющих вносят вклад ее вязкоупругие свойства.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Для описания процессов распространения поперечных волн в твердых телах с целью изучения проявления нелинейности этого взаимодействия необходимо начать с описания их свойств с точки зрения теории упругости [8]. Процесс деформации рассматривается с точки зрения изменения расстояния между двумя ближайшими точками среды и возникновения при этом упругих напряжений на макроуровне.

ЛИТЕРАТУРА

1. Морозова Т. Г., Борсуков А. В. Современная характеристика эластографических методов исследования на примере их комплексного использования // ПМ. 2016. №9 (101).
2. Кравчук Д.А., Чернов Н.Н., Переселков С.А., Михралиева А.И. Экспериментальные исследования акустического поля поперечных волн в модели биологической ткани // Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. 2024. Т. 16. № 3. С. 381-386
3. Кравчук Д.А., Чернов Н.Н., Михралиева А.И. Аналитическое моделирование эластографии молочной железы // Известия Юго-Западного государственного университета. Серия: Управление, вычислительная техника, информатика. Медицинское приборостроение. 2024. Т. 14. № 1. С. 104-113.
4. В.А. Буров, Д.И. Зотов, О.Д. Румянцева. Восстановление пространственных распределений скорости звука и поглощения в фантомах мягких биотканей по экспериментальным данным ультразвукового томографирования. Акустический журнал. Том 61, № 2. 2015 г. – с. 254–273.
5. И.Ю. Демин, Н.В. Прончатов-Рубцов. Эластография сдвиговых характеристик мягких биологических тканей. Учебно-методические материалы для магистрантов и аспирантов. Нижний Новгород, 2014, 114 с.
6. Кобелев А.В., Смолюк Л.Т., Кобелева Р.М., Проценко Ю.Л. Нелинейные вязкоупругие свойства биологических тканей. // Екатеринбург: УрО РАН, 2012. – 244 с.
7. Кулик В. М. Физические основы методов измерения вязкоупругих свойств / В.М. Кулик, А. В. Бойко // Прикладная механика и техническая физика. 2018. – Т. 59, №5. – с. 123–136.
8. Лагута, М. В., Н. Н. Чернов Применение поперечных акустических волн для исследования структурных изменений биотканей // Исследования и творческие проекты для развития и освоения проблемных и прибрежно-шельфовых зон юга России: Сборник трудов XV Всероссийской Школы-семинара, молодых ученых, аспирантов, студентов и школьников, Геленджик, 15–17 мая 2024 года. – Ростов-на-Дону; Таганрог: Южный федеральный университет, 2024. – С. 262-266

REFERENCES

1. Morozova T. G., Borsukov A. V. Modern characteristics of elastographic research methods using the example of their complex use // PM. 2016. No. 9 (101).
2. Kravchuk D. A., Chernov N. N., Pereselkov S. A., Mikhralieva A. I. Experimental studies of the acoustic field of transverse waves in a biological tissue model // Radioelectronics. Nanosystems. Information technologies. 2024. Vol. 16. No. 3. P. 381-386
3. Kravchuk D. A., Chernov N. N., Mikhralieva A. I. Analytical modeling of mammary gland elastography // Bulletin of the South-West State University. Series: Management, computing, informatics. Medical instrument making. 2024. Vol. 14. No. 1. P. 104-113.

4. V. A. Burov, D. I. Zotov, O. D. Rumyantseva. Reconstruction of spatial distributions of sound velocity and absorption in soft tissue phantoms based on experimental ultrasound tomography data. *Acoustic Journal*. Vol. 61, No. 2. 2015 – P. 254–273.
5. I. Yu. Demin, N. V. Pronchatov-Rubtsov. Elastography of soft biological tissue shear characteristics. Educational and methodological materials for master's and postgraduate students. Nizhny Novgorod, 2014, 114 p.
6. Kobelev A. V., Smolyuk L. T., Kobeleva R. M., Protsenko Yu. L. Nonlinear viscoelastic properties of biological tissues. // Ekaterinburg: Ural Branch of the Russian Academy of Sciences, 2012. – 244 p.
7. Kulik V. M. Physical foundations of methods for measuring viscoelastic properties / V. M. Kulik, A. V. Boyko // Applied mechanics and technical physics. 2018. – Vol. 59, No. 5. – pp. 123–136.
8. Laguta, M. V., N. N. Chernov Application of transverse acoustic waves to study structural changes in biological tissues // Research and creative projects for the development and exploration of problem and coastal-shelf zones in the south of Russia: Collection of works of the XV All-Russian School-Seminar, young scientists, graduate students, students and schoolchildren, Gelendzhik, May 15–17, 2024. – Rostov-on-Don; Taganrog: Southern Federal University, 2024. – pp. 262–266

АЛГОРИТМ КОНТРОЛЯ ЦЕЛОСТНОСТИ НАВИГАЦИОННО-ВРЕМЕННЫХ ОПРЕДЕЛЕНИЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ

Д. И. Савин, И. Д. Запеко

ВУНЦ ВВС «ВВА им. Профессора Н.Е.Жуковского и Ю.А.Гагарина», Воронеж, Россия

Аннотация. Предложен подход, который позволяет выявить факт наличия спуффинг-атаки на навигационно-временные определения аппаратуры потребителей глобальных навигационных спутниковых систем. Выявление недостоверности оценок происходит за счет измерения дальности между объектами источником дополнительной информации и ее сравнении с вычисленной относительной дальностью между двумя объектами, рассчитанной по координатам.

Ключевые слова: аппаратура потребителей; спуффинг-атака.

ALGORITHM FOR MONITORING THE INTEGRITY OF NAVIGATION AND TIME DEFINITIONS OF CONSUMER EQUIPMENT OF GLOBAL NAVIGATION SATELLITE SYSTEMS

D. I. Savin, I. D. Zapeko

MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)

Abstract. An approach is proposed that makes it possible to identify the presence of a spoofing attack on the navigation-time definitions of the equipment of consumers of global navigation satellite systems. The unreliability of estimates is revealed by measuring the distance between objects as a source of additional information and comparing it with the calculated relative distance between two objects calculated by coordinates.

Keywords: consumer equipment; spoofing attack.

1. ВВЕДЕНИЕ

Аппаратура потребителей глобальных навигационных спутниковых систем (АП ГНСС) в настоящее время помогает решать различные задачи: определять местоположение воздушного судна на различных этапах полета, а также служит для решения различного спектра задач, как в военной, так и в гражданской сфере [1].

Достоверность получаемых оценок координат не всегда оказывается высокой. Происходит это из-за влияния различных факторов: выход из строя самого космического аппарата, спуффинг-атаки или влияние других факторов.

Существование различных современных методов контроля целостности навигационно-временных определений аппаратуры потребителей, таких как RAIM контроль, AAIM контроль, пеленгационный метод и другие ныне существующие, позволяют повысить достоверность навигационно-временных определений, но и эти методы не лишены недостатков [2-4].

В данной статье предлагается алгоритм контроля целостности навигационно-временных определений АП ГНСС, основанный на получении избыточной информации о дальности между объектами с учетом, что координаты объекта, до которого определена дальность, известны. В качестве источника избыточной информации о дальности между объектами предлагается использовать лазерный дальномер, который может быть установлен на борту воздушного судна (ВС) в качестве отдельного изделия или входить в состав другого оборудования.

Помимо лазерного дальномера в качестве источника информации можно использовать любое радиоэлектронное оборудование, позволяющее определить расстояние между объектами при условии известности координат объекта, до которого определена дальность.

2. МАТЕМАТИЧЕСКИЙ АППАРАТ И ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Рассматривается пара ВС, которые определяют собственные абсолютные координаты при помощи АП ГНСС. На борту каждого ВС имеется оборудование для измерения дальности между ВС.

Для начала расчетов необходимо задать параметры:

– координаты точек: $X_1 \ "Y_1 \ "Z_1$ – первого ВС, $X_2 \ "Y_2 \ "Z_2$ – второго ВС;

– скорость 1-го ВС: V_1 ;

– скорость 2-го ВС: V_2 ;

– точность аппаратуры АП ГНСС;

– допустимая вероятность ошибки при осуществлении контроля целостности:

$F = "#^{-1}$ согласно требованиям ИКАО;

– точность лазерного дальномера или другого выбранного источника избыточной информации.

Алгоритм контроля целостности навигационно-временных определений АП ГНСС предполагает следующую последовательность действий:

- определение дальности между двумя ВС (каждым из них независимо от измерений другого) дополнительным источником навигационной информации (например, лазерным дальномером);

- обмен координатами ВС (сообщение собственных координат двумя ВС по принципу «каждый-каждому»);

- вычисление каждым ВС относительной дальности между ВС по координатам, определенным при помощи АП ГНСС;

- сравнение дальности, измеренной дополнительным источником навигационной информации (измерение дальномера) и относительной дальности, вычисленной по оценкам координат АП ГНСС;

- принятие решения о наличии факта искажения навигационно-временных определений АП ГНСС.

Для проведения исследований было выполнено математическое моделирование на ПЭВМ. Динамика движения ВС была задана простейшей моделью равномерного прямолинейного движения

$$\begin{cases} X_i = X_{i!} + V_i t_k \\ Y_i = Y_{i!} \\ Z_i = Z_{i!} \# \end{cases} \quad (1)$$

где $X_i \ "Y_i \ "Z_i$ – координаты i -го ВС, $X_{i!} \ "Y_{i!} \ "Z_{i!}$ – начальные координаты i -го ВС;

t_k – текущий момент времени.

На рисунке 1 представлены истинные пространственные траектории движения ВС, реализующие модель динамики, представленной системой уравнений (1).

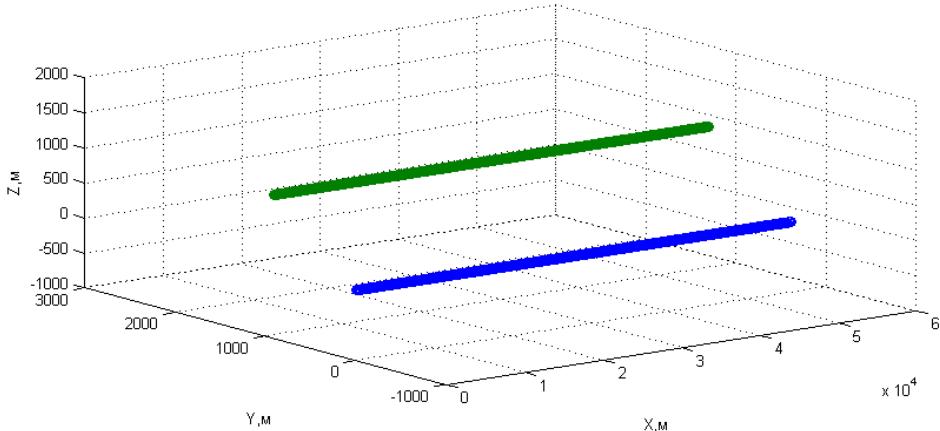


Рис. 1. Истинные пространственные траектории двух ВС.

Для получения оценок координат АП ГНСС к истинным координатам в каждый момент времени были добавлены шумы, распределенные по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием и заданной величиной среднеквадратического отклонения (СКО) (точностные характеристики согласно паспорту на изделие).

Выражение для вычисления оценок координат ВС, определенных АП ГНСС следующее

$$\begin{cases} \hat{X}_i | t = X_i + \Delta X | \sigma_{xy} \\ \hat{Y}_i | t = Y_i + \Delta Y | \sigma_{xy} \\ \hat{Z}_i | t = Z_i + \Delta Z | \sigma_z \end{cases} \quad (2)$$

где $\hat{X}_i | t$, $\hat{Y}_i | t$, $\hat{Z}_i | t$ – оценки абсолютных собственных координат i -го ВС в текущий момент времени, полученные при помощи АП ГНСС; $\Delta X | \sigma_{xy}$, $\Delta Y | \sigma_{xy}$, $\Delta Z | \sigma_z$ – случайные ошибки определения пространственных координат с учетом СКО определения плановых координат и координаты Z . Истинная траектория движения одного ВС и оценки пространственных координат, полученных с помощью АП ГНСС представлены на рисунке 2.

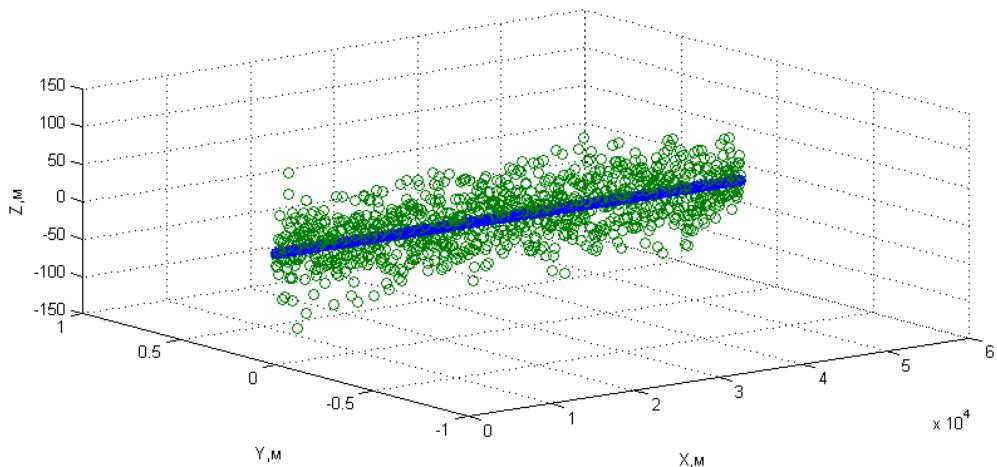


Рис. 2. Истинная пространственная траектория ВС и оценки абсолютных координат.

Для определения оценки относительной дальности после обмена абсолютными координатами двумя ВС (или ВС и другого объекта) использовалось выражение

$$\Delta d_{\text{отнГНСС}} = \sqrt{X^2 + Y^2 + Z^2} \quad (3)$$

При проведении исследований для получения относительной дальности, полученной с помощью дополнительного источника навигационной информации (например, лазерного дальномера), использовалось следующее выражение

$$\Delta d_{\text{отндон}} = \sqrt{X^2 + Y^2 + Z^2 + \Delta d_{\text{дон}} + \sigma_{\text{дон}}} \quad (4)$$

где $\Delta d_{\text{дон}}$ – случайная ошибка определения относительной дальности между двумя ВС (или объектами), распределенная по нормальному закону с заданной величиной СКО $\sigma_{\text{дон}}$, характеризующей точность выбранного источника (например, лазерного дальномера).

Следующим шагом осуществлялось сравнение относительных дальностей, определенных по оценкам АП ГНСС каждого ВС и по измерениям дополнительного источника навигационной информации по выражению

$$\Delta d_{\text{отн}} = |d_{\text{отнГНСС}} - d_{\text{отндон}}| \quad (5)$$

Далее для принятия решения о наличии искажения в навигационно-временных определения АП ГНСС (спуффинг-атаки) необходимо произвести сравнение полученной величины по выражению (5) с заранее выбранным порогом h .

$$\begin{cases} |\Delta d_{\text{отн}}| \geq h \rightarrow 1 \\ |\Delta d_{\text{отн}}| \leq h \rightarrow 0 \end{cases} \quad (6)$$

где 1 – принятие решения о наличии искажения (спуффинг-атаки); 0 – принятие решения об отсутствии каких-либо искажений (спуффинг-атак).

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанный алгоритм предназначен для осуществления контроля целостности АП ГНСС, за счет сравнения относительных дальностей, полученных АП ГНСС и источниками дополнительной информации. Синтезированный алгоритм предлагается к применению в дополнение к существующим. Недостатком является получение информации о наличии искажения без устранения влияния на качество навигационно-временных определений. Ограничением предлагаемого подхода является необходимость неподверженности спуффинг-атаке одного из взаимодействующих объектов. Дальнейшие исследования направлены на определение величины порогового значения для предлагаемого подхода.

ЛИТЕРАТУРА

- Гарин Е. Н., Определение относительных координат объекта с помощью спутниковых средств радионавигации/Е. Н. Гарин, Д. Д. Дмитриев, В. И. Кокорин, Н. З. Кремез//Радиолокация, навигация и связь: сб. докладов конф. "RLNC-2006": в 3 т.–Воронеж: НПО "САКВОЕЕ", 2006. – (Т.3, с. 1776-184).
- Гарин Е. Н., Измерение пространственной ориентации самолетов/Е. Н. Гарин//Проблемы развития информационных технологий в системе ВКО РФ: сб. материалов XXXVIII Воен.-научн. конф. ВА ВКО, секция 7.–Тверь 2009. –с.157-159.
- Гарин Е. Н., Применение навигационной аппаратуры ГЛОНАСС/GPS на малых летательных аппаратах//Е.Н. Гарин, В. И. Кокорин, Ю. Л. Фатеев//Современные технологии– ключевое звено в возрождении отечественного авиастроения:

- материалы международной НПК: в 2 т. Т.2– Казань: Издательство Казанского гос. техн. университета, 2008.– с.35-39.
4. Перов А. И., ГЛОНАСС. Модернизация и перспективы развития. Монография/ Под редакцией А.И. Перова. – М.: Радиотехника, 2020. –1072 с.

REFERENCES

1. Garin E. N., The determination of relative coordinates of an object using satellite navigation/E. N. Garin, D. D. Dmitriev, V. I. Kokorin, N. Z. Kremez//Radar, navigation and communication: collection of reports]. "RLNC-2006": 3,- Voronezh: NPO "SEQUOIA", 2006. - (Vol. 3, pp. 1776-1884).
2. Garin E. N., Measurement of the spatial orientation of the aircraft/E. N. Garin//Problems of development of information technologies in the system of aerospace defense of the Russian Federation: proceedings of XXXVIII Military.-scientific. Conf. VA VKO, section 7.- Tver 2009. - pp. 157-159.
3. Garin E. N., The use of navigation equipment GLONASS/GPS on the small aircraft//E. N. Garin, V. I. Kokorin, Yu. I. Fateev//Modern technologies– the key point in revival of domestic aviation industry: materials of international SPC: in 2 t. T. 2– Kazan: Publishing house of Kazan state technical. University, 2008.- p. 35-39.
4. Perov A. I., GLONASS. Modernization and development prospects. The monograph/ Edited by A.I. Perov, Moscow: Radiotekhnika, 2020, 1072 p.

АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ И ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛА ГЛОНАСС L1 С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРОГРАММНО-ОПРЕДЕЛЯЕМОГО РАДИО (SDR): ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ И ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ

Д. С. Кузищин, Я. В. Мыкольников, А. А. Рогозин, П. Н. Чижиков

МГТУ им. Баумана, Москва, Россия

Аннотация. В докладе представлен подход к созданию и передаче навигационного сигнала на основе современных технологий. Рассмотрены ключевые этапы разработки, включая модуляцию и формирование навигационного сообщения. Также уделено внимание практической реализации с использованием SDR-платформ, что позволяет гибко настраивать параметры сигнала и адаптировать его для различных задач. Приведены результаты измерений, подтверждающие корректность работы алгоритма и его применимость для моделирования и отладки спутниковых систем. Материалы доклада могут быть использованы в образовательных, исследовательских и инженерных целях.

Ключевые слова: ГЛОНАСС, SDR, алгоритм имитации.

GLONASS L1 SIGNAL GENERATION AND TRANSMISSION ALGORITHM USING SOFTWARE-DEFINED RADIO (SDR): THEORETICAL FOUNDATIONS AND PRACTICAL IMPLIMENTATION

D. S. Kuzishchin, Y. V. Mykolnikov, A. A. Rogozin, P. N. Chizhikov

Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russia

Abstract. The report presents an approach to the creation and transmission of a navigation signal based on modern technologies. The key stages of development, including the modulation and formation of the navigation message, are considered. Attention is also paid to practical implementation using SDR platforms, which allows you to flexibly adjust the signal parameters and adapt it for various tasks. The measurement results confirming the correctness of the algorithm and its applicability for modeling and debugging satellite systems are presented. The materials of the report can be used for educational, research and engineering purposes.

Keywords: GLONASS, SDR, imitation algorithm.

1. ВВЕДЕНИЕ

Сегодня в мире активно используются глобальные спутниковые навигационные системы (ГНСС), включая ГЛОНАСС. Широкое применение ГНСС нашли в таких областях, как геодезия и картография, транспортная отрасль, телекоммуникации, а также в сферах, связанных с мониторингом различных объектов [1, 2]. Принципы построения и работы, характеристики и перспективные технологии на основе ГНСС изучаются и исследуются в ведущих технических российских вузах [3].

С целью эффективной подготовки специалистов в области спутниковых систем навигации и разработчиков новых систем и устройств необходимо изучать и исследовать особенности структуры и формирования, характеристики и требования, предъявляемые к сигналам ГНСС и навигационной аппаратуре потребителя (НАП).

В настоящее время в ряде регионов не представляется возможным исследование свойств, характеристик сигналов, принятых НАП от навигационных космических аппаратов (НКА) действующих ГНСС, и непосредственно самих образцов аппаратуры

потребителя. Однако, применение современных цифровых технологий в области радиотехники позволит успешно решать эти задачи в условиях «спуфинга» (англ. *spoofing* – подмена) сигналов ГНСС и без использования дорогостоящих имитаторов зарубежного и отечественного производства.

В данной статье рассматривается алгоритм формирования и передачи сигнала ГЛОНАСС L1OF с применением SDR (англ. *Software-defined radio* – программно-определенное радио). Представлены теоретические основы генерации сигналов, включая модуляцию несущей различными компонентами сигнала, формирование и кодирование навигационного сообщения, передаваемого в сигнале, а также описана практическая реализация алгоритма на базе SDR-платформ. Результаты работы демонстрируют возможность эффективного использования SDR для моделирования и передачи навигационных сигналов, что открывает новые перспективы для исследований и разработок в области спутниковой навигации.

2. АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛА ГЛОНАСС L1OF

Аналитическое выражение, описывающее модель сигнала ГЛОНАСС L1OF (сигнал с частотным разделением сигналов от НКА), согласно источникам [4] можно представить следующим образом:

$$S(t) = A \cdot R_{\text{дк}}(\psi_{\text{дк}}) \cdot D_{\text{нс}}(\psi_{\text{нс}}) \cdot C_{\text{нес}}(\psi_{\text{нес}}), \quad (2.1)$$

$$\psi_m = (\varphi_m(t_{\text{изл БШВ}}(t)), f_m(v_{\text{изл БШВ}}(t))), \quad (2.2)$$

где А – амплитуда сигнала;

$R_{\text{дк}}(\psi_{\text{дк}})$ – функция модуляции дальномерным кодом;

$D_{\text{нс}}(\psi_{\text{нс}})$ – функция модуляции бинарным навигационным сообщением (НС);

$C_{\text{нес}}(\psi_{\text{нес}})$ – функция гармонического колебания на несущей частоте;

t – время приёма сигнала в системной шкале времени (СШВ);

$t_{\text{изл БШВ}}$ – время излучения сигнала с НКА в бортовой шкале времени (БШВ);

$v_{\text{изл БШВ}}$ – скорость изменения времени излучения в БШВ;

φ_m – фаза сигнальной составляющей;

f_m – частота сигнальной составляющей с учётом доплеровского смещения от литерной частоты;

m – наименование сигнальной составляющей.

Все указанные функции, кроме характеризующей несущее колебание, являются символьными последовательностями и принимают значения минус один или один в зависимости от передаваемого символа. Представленная модель сигнала должна соответствовать интерфейсному контролльному документу (ИКД).

1. Символы используемых последовательностей являются видеоимпульсами с заданной периодичностью.
2. Значения символов передаваемой цифровой информации (ЦИ) в сигнале определяются битовой последовательностью НС. В символ ЦИ должно укладываться кратное число периодов дальномерного кода (ДК).
3. Символы ДК определяются последовательностью, описываемой ИКД на сигнал.

Перемножение символов ДК и НС с несущей частотой приводит либо к наличию скачка ее фазы на π , что эквивалентно смене значения символа, либо к его отсутствию. В тоже время, составляющие сигнала обладают существенными различиями во временной структуре, используемом методе уплотнения, модуляции и так далее. Так, используемые параметры в модели сигнала можно разделить на следующие две группы.

- Сигнальные параметры – это параметры, характеризующие фазу и частоту сигнальной составляющей m в указанный момент времени t . К таким параметрам можно отнести φ_m и f_m ;
- Номинальные параметры – это постоянные параметры, характеризующие особенности формирования сигнала и его структуру, а также определяемые согласно ИКД. К таким параметрам можно отнести частоту несущей, метод уплотнения, энергопотенциал, временные параметры дальномерного кода и навигационного сообщения (например, символьная скорость, период и другие параметры).

Для успешного формирования сигнала L1OF необходимо рассчитывать его сигнальные параметры с учётом номинальных параметров и определённым шагом во времени, минимизирующими динамические ошибки формирования по фазе и доплеровскому смещению составляющих сигнала. Знание сигнальных параметров компонент сигнала позволяет определить форму составляющих сигнала во временном промежутке. Проведя дискретизацию сигнала с учётом номинальных и полученных сигнальных параметров, можно получить отсчёты выходного сигнала. Тем самым главной целью для имитации сигнала L1OF становится своевременное формирование сигнальных параметров.

Как указывалось ранее в (2.2), сигнальные параметры φ_m и f_m составляющих сигнала определяются $t_{\text{изл БШВ}}(t)$ и $v_{\text{изл БШВ}}(t)$ соответственно. В свою очередь указанные величины вычисляются из $t_0 \text{ изл СШВ}(t)$ и $v_0 \text{ изл СШВ}(t)$, при помощи полиномов коррекции расхождения между БШВ и СШВ, где индекс ноль характеризует приведение к узловому моменту эфемерид. В тоже время представленные зависимости определяются на основе данных о векторе состояния приёмника $x_{rec}(t)$ и спутника $x_{sat}(t)$ с учётом времени распространения τ до момента приёма. При имитации сигнала L1OF $x_{rec}(t)$ задаётся априорно, а вектор состояния $x_{sat}(t)$ необходимо рассчитывать, согласно алгоритму, приведённому в ИКД ГЛОНАСС [5], при помощи эфемерид, загружаемых со сторонних ресурсов. Резюмируя выше сказанное, настоящий алгоритм можно представить в виде блок схемы, изображённой на рисунке 1.

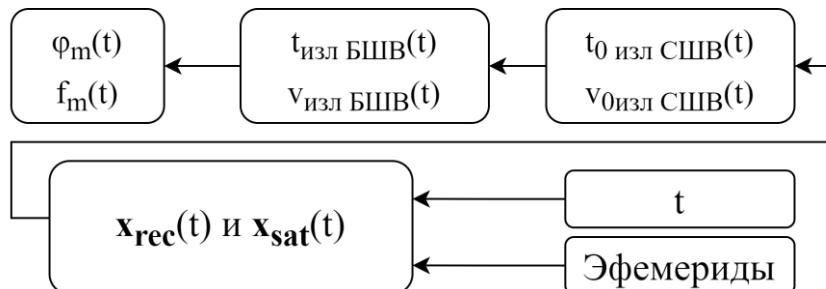


Рис. 1. Блок-схема алгоритма расчёта сигнальных параметров сигнала L1OF

Расчёт сигнальных параметров имитируемого сигнала необходимо производить из времени излучения сигнала с НКА в БШВ. Фаза несущей $\varphi_{\text{нec}}$ и её частота $f_{\text{нec}}$ с учётом доплеровского смещения рассчитываются согласно выражениям (2.3) и (2.4).

$$\varphi_{\text{нec}} = \text{mod}(f_{\text{нec ном}} \cdot t_{\text{изл БШВ}}(t), 1), \quad (2.3)$$

$$f_{\text{нec}} = (v_{\text{изл БШВ}}(t) - 1) \cdot f_{\text{нec ном}} + f_{\text{нec ном}}, \quad (2.4)$$

где $f_{\text{нec ном}}$ – номинальная частота излучения сигнала с НКА;

В случае имитации сигнала L1OF необходимо так же учесть значение литеры сигнала [5]. Пересчёт номинальной частоты несущей для учёта литеры представлен выражением (2.5).

$$f_{\text{нек ном глн}} = f_{\text{нек ном}} + \Delta f \cdot N_{\text{литеры}}, \quad (2.5)$$

где $f_{\text{нек ном}}$ – номинальная частота на нулевой литере;
 Δf – шаг частоты между литерами равный 0,5625 МГц;
 $N_{\text{литеры}}$ – номер используемой литеры ГЛОНАСС (от минус 7 до плюс 6).

Фаза и частота дальномерного кода определяются выражениями (2.6) и (2.7) соответственно.

$$\varphi_{\text{дк}} = \text{mod}(f_{\text{дк ном}} \cdot t_{\text{изл БШВ}}(t), L_{\text{дк}}), \quad (2.6)$$

$$f_{\text{дк}} = (\nu_{\text{изл БШВ}}(t) - 1) \cdot f_{\text{дк ном}} + f_{\text{дк ном}}, \quad (2.7)$$

где $f_{\text{дк ном}}$ – номинальная частота ДК;
 $L_{\text{дк}}$ – количество символов ДК.

В тоже время в символ ЦИ укладывается кратное число периодов ДК, что так же определяет однозначную временную взаимосвязь ДК и ЦИ. Следовательно, для ЦИ достаточно рассчитать соответствующий номер символа, что аналогично его фазе согласно выражению (2.8).

$$N_{\text{ци}} = \text{floor}(f_{\text{ци ном}} \cdot t_{\text{изл БШВ}}(t)), \quad (2.8)$$

где $f_{\text{ци ном}}$ – номинальная частота следования ЦИ.

Связь между $t_{\text{изл БШВ}}(t)$ и $t_{0 \text{ изл СШВ}}(t)$ определяется моделью алгоритмической коррекции систематической составляющей ухода между СШВ и БШВ, описанной в ИКД ГЛОНАСС [5]. Выражения для нахождения $t_{\text{изл БШВ}}(t)$ через $t_{\text{изл СШВ}}(t)$ представлены (2.9), (2.10) и (2.11) соответственно.

$$t_{\text{изл БШВ}}(t) = t_{\text{изл СШВ}}(t) + \Delta t, \quad (2.9)$$

$$\Delta t = -\tau_n + \gamma_n(t_{\text{изл СШВ}}(t) - t_b), \quad (2.10)$$

$$t_{0 \text{ изл СШВ}}(t) = t_{\text{изл СШВ}}(t) - t_b, \quad (2.11)$$

где $t_{\text{изл СШВ}}(t)$ – время излучения в СШВ;
 $t_{0 \text{ изл СШВ}}(t)$ – время излучения в СШВ, приведённое к узловому моменту эфемерид;
 Δt – временная поправка расхождения БШВ и СШВ.

Остальные параметры описанных моделей представлены в ИКД ГЛОНАСС [5].

$\nu_{\text{изл БШВ}}(t)$ можно найти при помощи дифференцирования выражения (2.9) по t . С учётом (2.10) и (2.11) получим выражение (2.12) соответственно.

$$\nu_{\text{изл БШВ}}(t) = \nu_{0 \text{ изл СШВ}}(t) + \gamma_n \cdot \nu_{0 \text{ изл СШВ}}(t). \quad (2.12)$$

Момент времени излучения сигнала с НКА в СШВ находится решением нелинейного уравнения (2.13) с учётом (2.14) при помощи численных методов, например, методом последовательного приближения [4].

$$\tau(t) = \frac{\|\mathbf{x}_{\text{rec}}(t) - \mathbf{P}(\Omega_3 \cdot \tau(t)) \cdot \mathbf{x}_{\text{sat}}(t_{0 \text{ изл СШВ}}(t))\|}{c}, \quad (2.13)$$

$$\tau(t) = t - t_{0 \text{ изл СШВ}}(t), \quad (2.14)$$

где $\tau(t)$ – время распространения сигнала от НКА до приёмника;
 Ω_3 – угловая скорость вращения Земли;
 $\mathbf{P}(\Omega_3 \cdot \tau(t))$ – матрица поворота координат за время распространения сигнала, учитывающая вращение Земли и определяемая выражением (2.15).

$$\mathbf{P}(\Omega_3 \cdot \tau(t)) = \begin{pmatrix} \cos(\Omega_3 \cdot \tau(t)) & \sin(\Omega_3 \cdot \tau(t)) & 0 \\ -\sin(\Omega_3 \cdot \tau(t)) & \cos(\Omega_3 \cdot \tau(t)) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (2.15)$$

Учёт вращения Земли необходим [4], так как за время распространения сигнала от НКА до приёмника его координаты изменяются в результате вращения Земли. Следовательно, изменяется значение дальности от НКА до приёмника. При помощи матрицы поворота \mathbf{P} осуществляется коррекция координат НКА на момент излучения сигнала со спутника, учитывая вращение Земли.

Для расчёта скорости изменения времени излучения $v_{0 \text{ изл СШВ}}(t)$ необходимо продифференцировать выражение (2.13) и выразить из него $v_{0 \text{ изл СШВ}}(t)$. В результате получаем выражения (2.16) и (2.19) с учётом замены переменной (2.18).

$$c(1 - v_{0 \text{ изл СШВ}}(t)) = \mathbf{e} \cdot [\mathbf{v}_{rec}(t) - \dot{\mathbf{P}}(t - t_{0 \text{ изл СШВ}}(t)) \cdot (1 - v_{0 \text{ изл СШВ}}(t)) \cdot \mathbf{x}_{sat}(t_{0 \text{ изл СШВ}}(t)) - \mathbf{P}(t - t_{0 \text{ изл СШВ}}(t)) \cdot \mathbf{v}_{sat}(t_{0 \text{ изл СШВ}}(t))] \cdot v_{0 \text{ изл СШВ}}(t), \quad (2.16)$$

где $\mathbf{v}_{rec}(t)$, $\mathbf{v}_{sat}(t_{0 \text{ изл СШВ}}(t))$ – скорости приёмника и НКА в момент приёма и излучения соответственно;

\mathbf{e} – единичный вектор направляющих косинусов радиальной составляющей (2.17).

$$\mathbf{e} = \frac{\mathbf{x}_{rec}(t) - \mathbf{P}(t - t_{0 \text{ изл СШВ}}(t)) \cdot \mathbf{x}_{sat}(t_{0 \text{ изл СШВ}}(t))}{\|\mathbf{x}_{rec}(t) - \mathbf{P}(t - t_{0 \text{ изл СШВ}}(t)) \cdot \mathbf{x}_{sat}(t_{0 \text{ изл СШВ}}(t))\|}, \quad (2.17)$$

$$\vartheta_{sat}(t) = \dot{\mathbf{P}}(t - t_{0 \text{ изл СШВ}}(t)) \cdot \mathbf{x}_{sat}(t_{0 \text{ изл СШВ}}(t)), \quad (2.18)$$

$$v_{0 \text{ изл СШВ}}(t) = \frac{c - \mathbf{e} \cdot (\mathbf{v}_{rec}(t) - \vartheta_{sat}(t))}{c - \mathbf{e} \cdot (\mathbf{P}(t - t_{0 \text{ изл СШВ}}(t)) \cdot \mathbf{v}_{sat}(t_{0 \text{ изл СШВ}}(t)) - \vartheta_{sat}(t))}. \quad (2.19)$$

В тоже время производную матрицы поворота $\mathbf{P}(t - t_{\text{изл}}(t))$ можно определить как $\mathbf{A} \cdot \mathbf{P}(t - t_{\text{изл}}(t))$, где \mathbf{A} – матрица взятия производной от матрицы поворота. Матрица \mathbf{A} определяется согласно выражению (2.20).

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 0 & \Omega_3 & 0 \\ \Omega_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (2.20)$$

Для данных расчётов используются \mathbf{x}_{sat} , \mathbf{x}_{rec} и \mathbf{v}_{sat} , \mathbf{v}_{rec} . Как упоминалось ранее, вектор состояния приёмника в случае имитации сигнала априорно известен, вектор состояния НКА можно рассчитать, используя алгоритм, представленный в ИКД ГЛОНАСС [5], и обработав файлы эфемерид из сторонних источников.

Для формирования навигационного сообщения в алгоритме используется принцип пакетной передачи информационной последовательности. С заданным периодом генерируются пакеты, содержащие часть символов НС, соответствующих временному интервалу генерации. Алгоритм формирования НС можно разделить на следующие этапы:

- определение элементов структуры НС, длительностей уровней и количества символов в них согласно ИКД ГЛОНАСС [5];
- передача входных параметров: эфемериды (eph), номер НКА (satNo), номер символа от начала дня (smbNo), а также массив байт для записи символов в пакет (navData);
- пересчет номера полученного символа в соответствующие ему во времени от начала дня порядковые номера элементов структуры НС, например, номер кадра от начала дня, номер строки в кадре и так далее;
- на основе полученного номера символа определение актуальной оцифровки метки времени;

- формирование строки НС, согласно ИКД ГЛОНАСС [5];
- осуществление перезаписи сформированных символов строки в пакет ЦИ, начиная с номера символа, соответствующего окончанию предыдущего пакета. В случае перехода через границу уровня в процессе перезаписи, формируется следующий по порядковому номеру элемент уровня и продолжается перезапись обновлённых символов в пакет.

Резюмируя выше сказанное, алгоритм формирования пакетов ЦИ для сигнала L1OF можно проиллюстрировать на блок схеме, приведённой на рисунке 2.

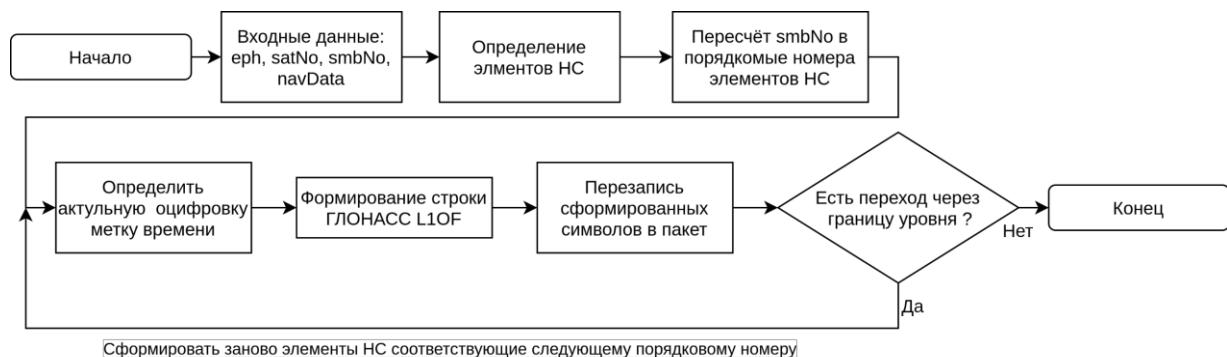


Рис. 2. Блок-схема алгоритма формирования пакета ЦИ для сигнала L1OF

3. ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ С ПОМОЩЬЮ ПРОГРАММНО-ОПРЕДЕЛЯЕМОГО РАДИО И МИКРОКОМПЬЮТЕРА RASPBERRY PI

Для проверки работоспособности алгоритма формирования сигнала ГЛОНАСС L1OF был разработан макет, схема которого представлена на рисунке 3. Для работы с программно-определяемым радио необходимо наличие высокоскоростных интерфейсов и достаточно высокой производительности управляющего ПК. Исходя из этих требований оптимальным решением является одноплатный микрокомпьютер Raspberry Pi 5. Он располагает всеми нужными физическими интерфейсами, при этом имеет небольшие габариты.

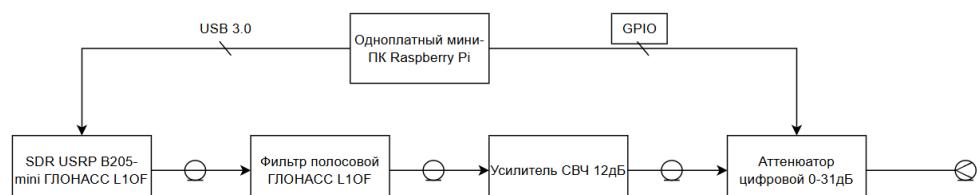


Рис. 3. Блок-схема макета формирователя сигнала ГЛОНАСС L1OF

В качестве SDR платформы было выбрано устройство USRP B205mini. К его ключевым преимуществам можно отнести широкополосность и наличие высокоскоростного USB 3.0 разъема для соединения с компьютером. Он построен на открытой программной платформе, поэтому во всеобщем доступе есть описания и схемы используемых технических решений. Блок схема устройства представлена на рисунке 4.

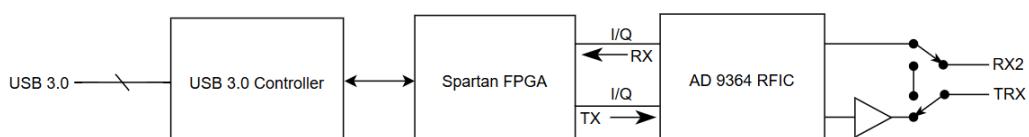


Рис. 4. Структурная схема USRP B205 mini

В ней стоит выделить радиочастотный модуль AD9364, на котором может быть построена универсальная SDR платформа. На рисунке 5а представлена внутренняя структура AD9364, а на рисунке 5б - внешний вид SDR платформы USRP B205 mini. Прошивка в FPGA используется стандартная. Отметим, что полоса сигнала ГЛОНАСС L1OF для всех литерных частот не превышает 10МГц, поэтому производительности интерфейса USB 3.0 достаточно для обеспечения непрерывного формирования сигнала и нужную скорость передачи данных.

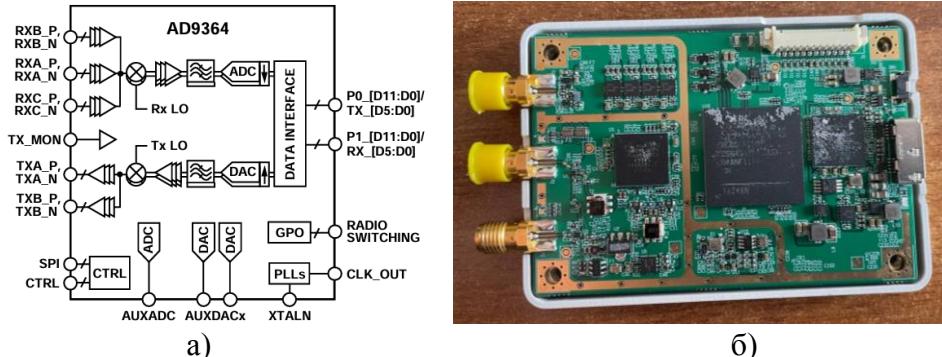


Рис. 5. Функциональная блок-схема AD9364 (а) и внешний вид USRP B205 mini (б)

AD9364 предназначен для использования в широком диапазоне частот вплоть до 6ГГц. Неидеальность радиочастотного тракта приводит к побочным излучениям. Для их устранения выход SDR подключен к полосовому фильтру, подавляющему нежелательные гармоники и обеспечивающему заданные требования к занимаемой полосе частот сигналом и уровню внеполосных излучений. Для компенсации потерь в полосовом фильтре и развязки SDR платформы с потребителем сигналов выбран СВЧ усилитель с коэффициентом усиления 12дБ. Используемый в схеме аттенюатор обеспечивает возможность аппаратной регулировки уровня ослабления формируемого сигнала в пределах от 0 до 31дБ с шагом 0.5дБ и имеет цифровой интерфейс для подключения по GPIO портам к управляющему ПК.

Неотъемлемой частью системы является разработанное программное обеспечение, которое используется для решения следующих задач:

1. Формирование I/Q отсчетов на основании описанного выше алгоритма
2. Управление USRP с использованием API, предоставляемого производителем
3. Управление аттенюатором
4. Предоставление интерфейса удаленного управления системой на основе проприетарного протокола.

Это делает систему более гибкой и позволяет использовать как составную часть более сложных систем.

4. ОБРАБОТКА РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ

Для проверки работоспособности алгоритма и построенного макета передатчика был собран стенд в составе, приведенном на рисунке 6а. В качестве приемной аппаратуры были использованы навигационный приемник NV08C и программное обеспечение BM_Ctrl_V0430. Выход аттенюатора макета передатчика был подключен через направленный ответвитель к радиочастотному входу NV08C, а прямой выход ответителя к анализатору спектра. Цифровой выход NV08C через преобразователь UART/USB подключался к персональному компьютеру. Результат работы макета в виде спектра формируемого сигнала отображался на экране анализатора спектра, как показано на рисунке 6б. Как видно из изображения экрана анализатора спектра ширина полосы

излучаемых частот лежит внутри диапазона ГЛОНАСС L1OF 1597...1606 МГц с характерными составляющими спектра сигнала, соответствующие формируемым НКА для заданных значений даты, времени и координат точки.

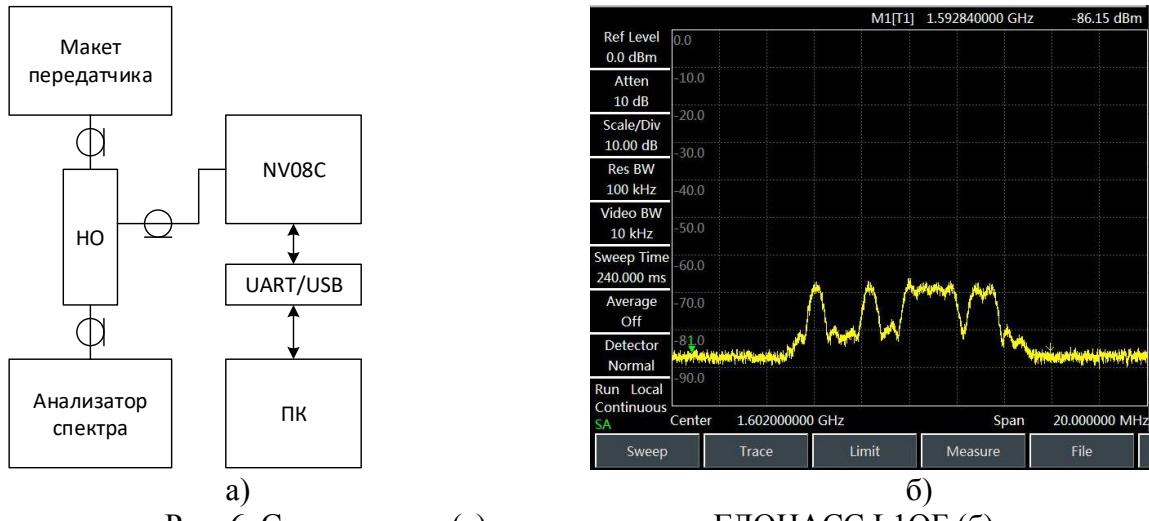


Рис. 6. Схема стенда (а), спектр сигнала ГЛОНАСС L1OF (б)

Анализ результатов решения навигационной задачи НАП NV08C в программе BM_Ctrl_V0430 [6] позволил удостовериться, что алгоритм правильно обработал введённые исходные параметры (дата, время, координаты точки) и сформировал сигнал ГЛОНАСС L1OF (см. рисунок 7). Число определяемых и используемых в решении навигационной задачи спутников равно 8. Стабильность координат в виде значения среднеквадратичного отклонения указывала на корректность решения. Временные метки, передаваемые НКА, синхронизированы и верны.

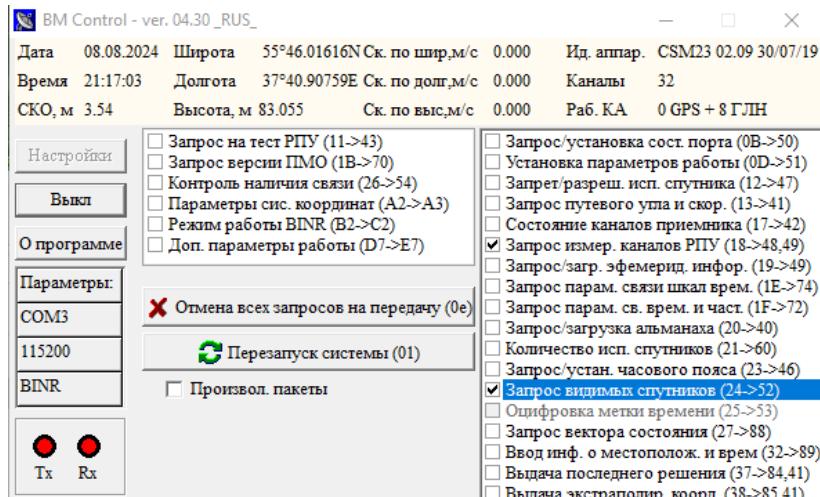


Рис. 7. Результат работы программы BM_Ctrl_V0430 при обработке сигнала

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В рамках проведённого исследования был разработан и реализован алгоритм формирования и передачи сигнала ГЛОНАСС L1OF с использованием технологий программно-определенного радио (SDR). Практическая реализация на базе SDR-платформы подтвердила эффективность предложенного подхода, продемонстрировав возможность гибкой настройки и передачи сигнала в реальном времени. Результаты тестирования показали высокую точность и соответствие стандартам системы ГЛОНАСС.

Перспективным направлением дальнейших исследований может стать разработка методов синхронизации двух навигационных сигналов от разных систем ГНСС (например, ГЛОНАСС и GPS). Это позволит расширить функциональность SDR-решений и повысить точность навигационных данных в условиях совместного использования нескольких спутниковых систем.

ЛИТЕРАТУРА

1. Власов И.Б. Глобальные навигационные спутниковые системы: учебное пособие для вузов. - 2-е изд., - М.: Рудомино, 2010. - 196 с.
2. Карутин С. Н., Власов И. Б., Дворкин В. В. Дифференциальная коррекция и мониторинг глобальных навигационных спутниковых систем, - М.: Изд-во Галерия, 2014. - 463 с.
3. Информационные технологии в радиотехнических системах: учеб. пособие для вузов / под. ред. Федоров И. Б. - 3-е издание, - М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2011. - 846 с.
4. Перов А.И., Харисов В.Н. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. - 4-е издание, -М.: Радиотехника, 2010. - 800 с.
5. Глобальная навигационная спутниковая система ГЛОНАСС. Интерфейсный контрольный документ. Навигационный радиосигнал в диапазонах L1, L2 с открытym доступом и частотным разделением, редакция 5.1.
6. Приемник точного времени ГЛОНАСС/GPS NVS-GNSS-TR. Руководство по эксплуатации.

REFERENCES

1. Vlasov I.B. Global Navigation Satellite Systems: A Textbook for Universities. - 2nd ed. - Moscow: Rudomino, 2010. - 196 p.
2. Karutin S.N., Vlasov I.B., Dvorkin V.V. Differential Correction and Monitoring of Global Navigation Satellite Systems. - Moscow: Galeria Publishing, 2014. - 463 p.
3. Information Technologies in Radiotechnical Systems: A Textbook for Universities / Ed. by Fedorov I.B. - 3rd ed. - Moscow: Publishing House of Bauman Moscow State Technical University, 2011. - 846 p.
4. Perov A.I., Kharisov V.N. GLONASS. Principles of Construction and Operation. - 4th ed. - Moscow: Radiotekhnika, 2010. - 800 p.
5. Global Navigation Satellite System GLONASS. Interface Control Document. Navigation Radio Signal in L1, L2 Bands with Open Access and Frequency Division, Version 5.1.
6. GLONASS/GPS accurate time Receiver NVS-GNSS-TR. User manual.

ПЕРСПЕКТИВЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ КВАНТОВЫХ ТЕХНОЛОГИЙ ДЛЯ РЕШЕНИЯ НАВИГАЦИОННЫХ ЗАДАЧ

П. А. Замятин

ООО «Научно-производственный центр беспилотных авиационных систем и робототехнических комплексов», Ковров, Россия

Аннотация. Описаны вопросы реализации высокоточной навигации, реализуемой на базе современных квантовых технологий и позволяющей обеспечить предоставление координатно-временной информации в сложной помеховой обстановке при отсутствии достоверных сигналов глобальных навигационных спутниковых систем. Проиллюстрированы наиболее значимые программы в области квантовых исследований. Представлены принципы работы квантовых часов, квантовых акселераторов, квантовых гравиметров и квантовых магнитометров, которые лежат в основе систем квантовой навигации. Показаны наиболее известные современные международные проекты в области квантовой навигации.

Ключевые слова: квантовые технологии, квантовая навигация, квантовые сенсоры, квантовые часы, квантовый акселерометр, квантовый гравиметр, квантовый магнитометр, искусственный интеллект.

PROSPECTS OF USING QUANTUM TECHNOLOGIES TO SOLVE NAVIGATION PROBLEMS

P. A. Zamyatin

Research and Production Center for Unmanned Aerial Systems and Robotic Complexes,
Kovrov, Russia

Abstract. The issues of implementing high-precision navigation based on modern quantum technologies, which makes it possible to provide time-coordinate information in a complex interference environment in the absence of reliable signals from global navigation satellite systems, are described. The most significant programs in the field of quantum research are illustrated. The principles of operation of quantum clocks, quantum accelerators, quantum gravimeters and quantum magnetometers that underlie quantum navigation systems are presented. The most famous modern international projects in the field of quantum navigation are shown.

Keywords: quantum technologies, quantum navigation, quantum sensors, quantum clocks, quantum accelerometer, quantum gravimeter, quantum magnetometer, artificial intelligence.

1. ВВЕДЕНИЕ

Наибольшее распространенным сегодня навигационным направлением является использование сигналов глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС). Существенным недостатком всех ГНСС является их уязвимость по отношению к радиочастотным помехам [1, 2]. Ярким примером является использование сторонами в ходе СВО на Украине таких средств радиоэлектронной борьбы (РЭБ), как радиочастотное подавление и спуфинг [3-5]. При радиочастотном подавлении полностью нарушается приём координатно-временной информации для группы абонентов ГНСС, находящихся в радиусе действия подавителя. При спуфинге

выполняется подмена актуальной координатно-временной информации, что дезориентирует абонента ГНСС во времени и пространстве.

Основными альтернативами ГНСС сегодня являются:

- навигация по источникам радиоизлучения;
- инерциальная навигация;
- навигация с использованием технологий машинного зрения.

Зависимость от ГНСС для гражданской и военной навигации стала критической проблемой для правительства и организаций частного сектора по всему миру. Так, например, только в США ограничение доступа к сигналам ГНСС или полный отказ в их использовании, по оценкам, приведут к экономическим потерям в размере более 1 миллиарда долларов в день. Существующие альтернативы ГНСС и «страдают» от быстро накапливающихся ошибок, которые могут представлять огромный риск для задач обороны. Например, большинство военно-морских судов используют резервные инерциальные навигационные системы, которые могут дать погрешность отклонения от курса на километры всего за несколько часов без ГНСС; этого достаточно для того, чтобы за ночь при плохих погодных условиях направить судно к подводному препятствию.

С развитием квантовых технологий всё больший интерес вызывает квантовая навигация, относящаяся к технологическому направлению квантовых сенсоров. Квантовые датчики обеспечивают очень надежную работу, поскольку их сигналы основаны на фундаментальных законах физики, в отличие от существующих механических или электрических систем, которые со временем или при различных условиях эксплуатации выходят из строя.

Квантовая навигация позволит транспортным средствам точно определять местоположение в течение длительного времени, когда информация ГНСС недоступна или не заслуживает доверия. Будучи защищённой от помех или подмены, квантовая навигация даст возможность в воздухе, космосе, под землей и под водой длительно решать задачи, выполнение которых в противном случае было бы невозможно.

2. ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ ИССЛЕДОВАНИЙ В ОБЛАСТИ КВАНТОВЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

Исследования в области квантовых технологий принято делить на три основных направления: квантовые вычисления, квантовые коммуникации и квантовые сенсоры.

Эти направления были определены в числе приоритетных в утверждённой Правительством РФ Концепции технологического развития на период до 2030 года [6]. Значимость исследований подтверждает и то, что, согласно Дорожной карте развития «сквозной» цифровой технологии «Квантовые технологии» на период с 2019 по 2024 г. [7], на исследования из государственного бюджета была выделена сумма в размере 51,1 млрд. руб.

Ниже проиллюстрированы наиболее значимые программы в области квантовых исследований.

Квантовая стратегия НАТО

16 января 2024 года НАТО опубликовала краткое резюме своей первой квантовой стратегии (Summary of NATO's Quantum Technologies Strategy), которая была утверждена министрами иностранных дел стран НАТО 28 ноября 2023 года [8].

В стратегии описывается, как квантовые технологии могут применяться в сфере обороны и безопасности в таких областях, как зондирование, визуализация, точное позиционирование, навигация и синхронизация, оптимизация обнаружения подводных

лодок, а также модернизация и обеспечение безопасности передачи данных с помощью квантово-устойчивой криптографии.

Квантовые технологии уже являются частью инновационной деятельности НАТО. На них специализируются шесть из 44 компаний, отобранных для участия в программе НАТО «Акселератор оборонных инноваций для Северной Атлантики» (Defence Innovation Accelerator for the North Atlantic, DIANA). Ожидается, что их инновации будут способствовать прогрессу в области криптографии следующего поколения, разработки высокоскоростных лазеров для спутниковой связи и развертывания трехслойных датчиков на основе квантовых точек в сложных подводных условиях. Применительно к DIANA, также предполагается, что квантовые технологии станут ключевой частью решений в рамках программы по преодолению будущих вызовов.

Основываясь на своей новой стратегии, НАТО начнет работу по созданию Трансатлантического квантового сообщества для взаимодействия с правительствами, промышленными и научно-образовательными кругами из всех инновационных экосистем.

В начале июля 2024 года произошли два важных события:

– Трансатлантическое квантовое сообщество провело в Брюсселе свою первую виртуальную встречу. Оно объединило экспертов в области квантовой физики из национальных правительств, промышленности, академических кругов, финансовых организаций и исследовательских институтов.

– DIANA объявил о новом наборе задач в рамках программы, направленной на поддержку стартапов в сфере «разработки технологий двойного назначения для реагирования на критические вызовы безопасности».

Национальная квантовая инициатива США

В США действует Закон о национальной квантовой инициативе (National Quantum Initiative, NQI), принятый Конгрессом 13 декабря 2018 года и вступивший в силу 21 декабря 2018 года [9]. Закон предоставляет план продвижения квантовых технологий.

NQI обеспечивает основу, под которой ряд правительственные учреждений разрабатывает и осуществляет программы, связанные с улучшением климата для квантовой науки и технологий в США, координируемые Национальным управлением квантовой координации (National Quantum Coordination Office, NQCO). К этим агентствам относятся Национальный институт стандартов и технологий (National Institute of Standards and Technology, NIST), Национальный научный фонд (National Science Foundation, NSF) и Министерство энергетики США (Department of Energy, DOE). NSF и DOE под эгидой NQI создали новые исследовательские центры и институты, а NIST учредил Консорциум квантового экономического развития (Quantum Economic Development Consortium, QED-C) в который входят промышленные, академические и правительственные организации.

Концепция действий федерального правительства Германии

Согласно «Концепции действий федерального правительства в области квантовых технологий» [10], в рамках плана действий Германии в области квантовых технологий планируется инвестировать в общей сложности 3 миллиарда евро до 2026 года.

Цель состоит в том, чтобы Германия догнала международное развитие в этой сфере, которое демонстрируют США и Китай. Ожидается, что инициатива поможет созданию квантовой экосистемы и квантовой индустрии, нового программного обеспечения и новых высокотехнологичных рабочих мест.

Национальная квантовая стратегия Великобритании

Национальная квантовая стратегия Великобритании [11-13], опубликованная в марте 2023 года, предусматривает выделение 2,5 млрд фунтов стерлингов на развитие квантовых технологий в Великобритании в течение десяти лет, начиная с 2024 года, что более чем вдвое увеличивает текущие государственные инвестиции, которые будут направлены на привлечение дополнительного 1 млрд фунтов стерлингов частных инвестиций в программу.

Стратегия предусматривает достаточно амбициозный подход к поддержке квантовых технологий в Великобритании в широком спектре областей квантовых вычислений, зондирования, синхронизации, обработки изображений и коммуникаций. В ней описывается, как Великобритания предполагает развивать свои сильные стороны на различных аппаратных платформах, программном обеспечении и компонентах, а также укреплять возможности во всех цепочках поставок.

Государственная программа Франции

В 2021 году президент Франции инициировал амбициозную национальную стратегию в области квантовых технологий (*Stratégie Nationale sur les Technologies Quantiques*) с государственно-частными обязательствами в размере 1,8 млрд евро в течение четырех лет, 1 млрд евро из которых профинансирован государством [14]. Эта стратегия была разработана для решения проблем экономического роста и суверенитета, сближения Франции с крупнейшими мировыми державами. Стратегия вращается вокруг пяти стратегических целей:

- разработка технологий и использование квантовых вычислений;
- освоение технологий квантовых сенсоров;
- разработка и распространение квантовой криптографии;
- развитие технологий квантовых коммуникаций;
- освоение новых квантовых технологий.

Национальная стратегия развития Японии

Правительство Японии планирует продвигать квантовые технологии как часть национальной стратегии развития [15].

В апреле 2022 года правительство Японии объявило о стратегии инвестирования в технологии, которая предусматривает создание 10 миллионов пользователей квантовых вычислений к 2030 году и ввод в эксплуатацию собственного квантового компьютера к началу 2023 года. По данным Кабинета министров Японии, финансируемый государством научно-исследовательский институт Riken возглавит усилия по созданию отечественного квантового компьютера, готового к использованию к марта 2023 года. Цель в 10 миллионов пользователей квантовых вычислений основана на той критической массе пользователей, которая помогла Интернету стать мейнстримом в первые годы его существования.

Ключом к успеху Токио считает внедрение технологий государственного сектора в таких отраслях, как фармацевтика, финансовые услуги и разработка материалов. Япония присоединяется к международной гонке за практическими квантовыми вычислениями, в которой доминируют США и Китай.

Чтобы поддержать свои планы, правительство создаст четыре центра квантовых исследований в Университете Тохоку, Высшем университете науки и технологий Окинавы, Национальном институте передовых промышленных наук и технологий и Национальных институтах квантовой науки и технологий.

Чтобы обеспечить достаточное количество квалифицированных работников, планы правительства включают повышение квалификации работников для

использования квантовых вычислений в бизнес-приложениях и государственное финансирование стартапов в области квантовых технологий.

Стратегия инвестирования в технологии, которая включает в себя другие новые технологии, такие как искусственный интеллект, является частью плана действий «новый капитализм», о котором премьер-министр Фумио Кисида объявил в январе 2022 года.

В сентябре 2021 года Япония основала Quantum Strategic Industry Alliance for Revolution (Q-STAR), отраслевой совет по изучению новых областей применения квантовых технологий. Первоначально в число его членов вошли Toshiba, Toyota, NEC, NTT, Hitachi, Fujitsu и Mitsubishi Chemical.

Основные инициативы Китая

Исследования и разработки в области квантовых технологий в КНР ведутся уже около сорока лет [16]. Приоритетными векторами политики являются финансирование научных фондов, коллaborаций, грантовых и стипендиальных программ, поддержка проектов, реализуемых государственными академическими институтами и ведущими университетами (Научно-технический университет Китая, Университет Цинхуа, Пекинский университет и др.). Чтобы бизнес мог далее подхватывать научные разработки, при поддержке государства «вырастают» собственные компании-лидеры по всей цепочке создания стоимости – от производства материалов для микрочипов до конечных квантовых устройств. Сегодня в стране действуют 12 специализированных научно-исследовательских институтов и 33 компании в области квантовых технологий.

В стратегических документах КНР тематика квантовых технологий как отдельное приоритетное направление впервые выделена в 2006 г. Собственно стратегия развития квантовой науки представлена в принятой в 2016 году Национальной программе ключевых исследований и разработок. Развитие квантовой науки в Китае стали усиленно поддерживать с 2014 года, после масштабной реорганизации системы планирования и финансирования НИОКР, нацеленной на развитие инноваций, создание совместных межинституциональных центров, увеличение инвестирования в НИОКР, оптимизацию системы управления грантами.

Аналитики портала The Quantum Insider собрали ряд фактов о развитии квантовых технологий в КНР:

- государственные инвестиции в квантовые технологии достигли 15 млрд долл. – это в 4 раза выше, чем в США и почти половина от общемирового уровня;

- частные инвестиции (255 млн долл.), напротив, пока не превышают 7,5 % от аналогичных трат в США. Количество квантовых стартапов в КНР меньше, чем в США в 10 раз, а количество инвесторов – в 6;

- КНР – мировой лидер в развитии наземных и спутниковых квантовых коммуникаций. В области квантовых вычислений наибольшие успехи достигнуты в сверхпроводниковой и фотонных платформах – другим направлениям уделяется меньше внимания;

- за 10 лет в КНР зарегистрировано около 84 тыс. квантовых патентов – это примерно на 30 % больше, чем в США, однако их качество пока заметно отстает от американских;

- уровень квантового образования в Китае считается одним из лучших в мире. Это направление является одним из приоритетных для высшей школы КНР.

Национальная квантовая миссия Индии

В апреле 2023 года правительство Индии одобрило масштабную программу развития квантовых технологий (National Quantum Mission, NQM), на которую до 2031 года планируется 730 миллионов долларов [17].

В рамках NQM планируется сформировать отраслевые центры на базе ведущих научно-исследовательских институтов, работающих в области квантовых вычислений, связи, измерений и метрологии, материалов и устройств.

К основным целям программы отнесены:

- создание четырёх квантовых центров (T-Hubs) для исследования квантовых вычислений, коммуникаций, сенсоров и материалов;
- разработка квантовых компьютеров на различных физических платформах (в т. ч. сверхпроводниках и фотонах) с количеством кубитов от 50 до 1000;
- создание распределённой квантовой сети общей протяжённостью не менее 2 тыс. км.;
- создание высокочувствительных квантовых магнитометров и атомных часов;
- разработка квантовых материалов (сверхпроводники, топологические материалы) и компонентов квантовых устройств, таких как источники и детекторы фотонов.

3. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КВАНТОВЫХ СЕНСОРОВ ДЛЯ РЕШЕНИЯ НАВИГАЦИОННЫХ ЗАДАЧ

Для решения навигационных задач могут быть использованы различные типы квантовых сенсоров, в том числе, квантовые часы, квантовые акселерометры, квантовые магнитометры и квантовые гравиметры.

Обычно принято рассматривать два типа квантовых часов:

- классические квантовые часы;
- часы с оптическими стандартами частоты.

В основе классических квантовых часов лежит осциллятор, зачастую кварцевый, совершающий колебания с определённой частотой. Он подключен к микроволновому резонатору, который генерирует излучение с достаточной для обильного возбуждения атомов цезия-133 частотой.

Согласно международной системе СИ, 1 секунда равна 9 192 631 770 периодам электромагнитного излучения, возникающего при переходе между двумя сверхтонкими уровнями основного состояния атома цезия-133.

Часы с оптическими стандартами частоты основаны на взаимодействии лазерного излучения с отдельными атомами или ионами алюминия, стронция или ртути, захваченными в магнитооптические ловушки. Теоретическая точность таких систем может достигать погрешности в 1 секунду за 33 миллиарда лет.

Квантовый акселерометр использует атомную интерферометрию для измерения ускорений вдоль горизонтальной оси. Квантовые акселерометры способны достичь сочетания чувствительности и стабильности за счет использования квантовой интерференции.

Основным преимуществом атомного акселерометра по сравнению с классическим является пренебрежимо малый дрейф смещения. Это позволяет датчикам проводить стабильные длительные измерения, что открывает возможности его применения в навигации. Этот незначительный дрейф обусловлен тем, что измерения можно отследить по естественным константам, а сама система внутренне стабильна благодаря простоте конструкции.

Основой квантовых систем высокоточного позиционирования могут выступать квантовые магнитометры на основе атомов, супер охлаждённых лазерным лучом

(лазеры для доплеровского охлаждения). Поскольку они находятся в почти неподвижном состоянии, то могут улавливать малейшие внешние возмущения, например, изменение направления движения.

Центральным эмиттером является кубический искусственный алмаз (размером с кристалл соли), который содержит внесённые дефекты в виде атомов азота, внедрённых в кристаллическую решётку. Наличие этих дефектов превращает алмаз в идеальный и супер точный магнитный детектор.

Физический принцип заключается в том, что при прохождении излучения лазера зелёного спектра через кристалл алмаза, азотные компоненты испускают свет красного спектра. Согласно постулатам квантовой механики, в зависимости от силы и направления того магнитного поля, в котором находится алмаз, интенсивность красного спектра колеблется. Измеряя эти колебания, можно фиксировать самые незначительные изменения магнитного поля.

Магнитометр, построенный по описываемому принципу, способен отслеживать и определять направление сигнатур магнитных полей, формируемых всеми известными магнитными аномалиями земной магнитосферы. Так как местонахождение этих аномалий в пространстве известно и описано, квантовое устройство способно определять собственное положение относительно них.

Абсолютный квантовый гравиметр – тип датчика гравитации, который использует лазер для управления интерференцией свободно падающих атомов в сверхвысоковакуумном резонаторе и извлекает информацию об абсолютном гравитационном ускорении из интерференционных полос.

По сравнению с обычным абсолютным гравиметром с падающим телом, атомный гравиметр не имеет механических движущихся частей и может выполнять долгосрочные непрерывные гравитационные наблюдения.

4. ИЗВЕСТНЫЕ ПРОЕКТЫ В ОБЛАСТИ КВАНТОВОЙ НАВИГАЦИИ

Проект SandboxAQ (США)

Компания SandboxAQ, принадлежащая, как и Google, компании Alphabet, сотрудничает с BBC США в разработке квантовой системы позиционирования, которая призвана заменить или дополнить ГНСС.

Проект основан на применении квантовых методов и алгоритмов искусственного интеллекта (ИИ).

Как поясняют в SandboxAQ, в интересах BBC США планируется задействовать передовые квантовые технологии, которые значительно повышают точность навигации. Система будет использовать уникальные возможности квантовых датчиков с высокой чувствительностью к изменениям магнитных и электрических полей для достижения беспрецедентной точности позиционирования и навигации.

Работа квантовых датчиков будет координироваться ИИ для повышения производительности системы. Например, алгоритмы ИИ эффективно обнаруживают и смягчают помехи от таких источников, как вибрация самолета.

SandboxAQ уже провела испытания новой системы навигации в воздухе, установив её на военно-транспортный самолёт C-17. В BBC США считают, что работа в этом направлении будет способствовать укреплению национальной безопасности.

Проект Navy X (Великобритания)

Военно-морские силы Великобритании успешно провели серию испытания квантовой навигационной системы, которая была разработана физиками из Имперского колледжа в Лондоне.

С этой квантовой навигационной системой на борту судно может ориентироваться с большей точностью, чем при использовании традиционных карт и компаса, что устраняет необходимость в спутниковой навигации, которая в настоящее время широко используется.

Местом проведения исследований стало новое экспериментальное судно XV Patrick Blackett. Первые испытания в реальных условиях прошли 26 мая 2023 года.

Проект Infleqtion (Великобритания)

В мае 2024 года в Великобритании были завершены первые испытания коммерческих рейсов с использованием квантовых навигационных систем.

Квантовая система позиционирования, навигации и времени (Positioning, Navigation, and Timing, PNT) была разработана компанией Infleqtion и призвана обеспечить высокоточную и устойчивую навигацию, дополняя текущие спутниковые системы.

Во время испытаний при участии аэрокосмических компаний BAE Systems и QinetiQ компания Infleqtion продемонстрировала две передовые квантовые технологии: ультрахолодную атомную систему и компактные оптические атомные часы Tiqker. Обе системы были протестированы с использованием модифицированного самолета RJ100 Airborne Technology Demonstrator компании QinetiQ.

Тестируемая технология способствует разработке квантовой инерциальной навигационной системы (Quantum Inertial Navigation System, Q-INS), которая обещает революционизировать возможности PNT, обеспечивая точность и надежность. Система функционирует автономно и независимо от традиционной ГНСС-навигации.

Проект Q-CTRL (Австралия)

11 июля 2023 года компания Q-CTRL, считающаяся одним из мировых лидеров в разработке квантовых технологий с помощью программного обеспечения для квантовой инфраструктуры, объявила о партнерстве с Министерством обороны Австралии по разработке квантовых датчиков, которые обеспечат квантово-гарантированную навигацию для военных платформ. Программа обеспечит улучшенные возможности квантового позиционирования и навигации, основанные на технологии квантового зондирования Q-CTRL, основанной на программном обеспечении.

Подробную информацию о проекте Q-CTRL можно найти на сайте www.q-ctrl.com.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В текущий момент в мире наблюдается активизация работ по созданию квантовых навигационных систем. Научные исследования обеспечили ряд успешных практических коммерческих и военных внедрений. Этот переход будет ускоряться в связи с очевидно сформировавшимися потребностями военных в условиях растущей напряженности военно-политической обстановки во всем мире.

Современная военно-политическая ситуация в мире такова, что, в случае обретения вероятным противником России прорывных технологий в области высокоточной навигации, это позволит ему, в том числе, создавать эффективное высокоточное оружие, не подверженное влиянию средств радиоэлектронной борьбы.

Специалистам и научно-исследовательским структурам Российской Федерации следует максимально ускорить проведение собственных разработок и доведение их до уровня широкого промышленного применения.

В России целесообразно включить соответствующие направления в национальные проекты, например, ввести новые мероприятия, касающиеся квантовой навигации, в состав нацпроекта «Беспилотные авиационные системы».

ЛИТЕРАТУРА

1. Замятин А.Ю. Кибербезопасность робототехнических комплексов // Славянский форум. – 2022. – № 2 (36). – С. 307-317.
2. Замятин А. Ю., Швец С. В. Обеспечение кибербезопасности на всех этапах жизненного цикла беспилотных авиационных систем // Славянский форум. – 2023. – № 3 (34). – С. 382–400.
3. Байгутлина И. А., Замятин А. Ю. Кибербезопасность беспилотных авиационных систем // Радиолокация, навигация, связь : сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции, посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ (г. Воронеж, 18–20 апреля 2023 г.) : в 5 т. / Воронежский государственный университет ; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж : Издательский дом ВГУ, 2023. – Т. 1. – С. 91–101.
4. Замятин А. Ю. Организация разработки, производства и сервисного сопровождения средств обнаружения и подавления робототехнических комплексов // Славянский форум. – 2022. – № 3(37). – С. 423–433.
5. Бояров М. Е. и др. Исследование вариантов применения специализированных технических средств для обеспечения безопасной эксплуатации беспилотных авиационных систем / М. Е. Бояров, А. Ю. Замятин, В. Ю. Замятин, С. В. Швец // Славянский форум. – 2023. – № 4 (35). – С. 346–366.
6. Концепция технологического развития на период до 2030 года (утверждена распоряжением Правительства РФ от 20 мая 2023 г. № 1315-р.). – 57 с.
7. Дорожная карта развития «сквозной» цифровой технологии «Квантовые технологии». – 26 с.
8. Summary of NATO’s Quantum Technologies Strategy. 12 January, 2024.
9. H. R. 6227. An Act To provide for a coordinated Federal program to accelerate quantum research and development for the economic and national security of the United States. – One Hundred Fifteenth Congress of the United States of America, 2018. – 12 p. (The US National Quantum Initiative).
10. Handlungskonzept Quantentechnologien (Action-Plan-Quantum-Technologies-by-German-Government-2023-2026, план действий). – 48 p.
11. National Quantum Strategy. – UK: Department for Science, Innovation & Technologies, 2023. – 61 p.
12. National Quantum Strategy: Additional Evidence. – UK: Department for Science, Innovation & Technologies, 2023. – 34 p.
13. National Quantum Strategy. Technical Annexes. – UK: Department for Science, Innovation & Technologies, 2023. – 13 p.
14. Stratégie Nationale sur les Technologies Quantiques. France: Gouvernement, 2021. – 26 p.
15. Vision of Quantum Future SocietyFuture Society to be Realized through Quantum Technology and Strategies for Its Realization. Outline. – Japan: Secretariat of Science, Technology and Innovation Policy, Cabinet Office, April, 2022. – 11 p.
16. Donghui Feng. Review of Quantum navigation // IOP Conference Series: Earth and Environmental Science. – 2019. – 11 p.
17. National Quantum Mission (NQM). – Government of India, Department of Science & Technology, 19 April, 2023. – 1 p.

REFERENCES

1. Zamyatin A. Yu. Cybersecurity of robotic complexes // Slavic Forum. – 2022. – № 2 (36). – Pp. 307–317.
2. Zamyatin A. Yu., Shvets S. V. Ensuring cybersecurity at all stages of the life cycle of unmanned aircraft systems // Slavic Forum. – 2023. – № 3 (34). – Pp. 382–400.
3. Baigutlina I. A., Zamyatin A. Yu. Cybersecurity of unmanned aircraft systems // Radar, navigation, communications : proceedings of the XXIX International Scientific and Technical Conference dedicated to the 70th anniversary of the Department of Radiophysics of the VSU (Voronezh, April 18-20, 2023) : in 5 volumes / Voronezh State University ; JSC Concern «Constellation». – Voronezh : VSU Publishing House, 2023. – Vol. 1. – Pp. 91–101.
4. Zamyatin A. Yu. Organization of development, production and service support of means of detection and suppression of robotic complexes // Slavic Forum. – 2022. – № 3(37). – Pp. 423–433.
5. Boyarov M. E. et al. The study of options for the use of specialized technical means to ensure the safe operation of unmanned aircraft systems / M. E. Boyarov, A. Yu. Zamyatin, V. Yu. Zamyatin, S. V. Shvets // Slavic Forum. – 2023. – № 4 (35). – Pp. 346–366.
6. The concept of technological development for the period up to 2030 (approved by Decree of the Government of the Russian Federation dated May 20, 2023, No. 1315-R.). – 57 p.
7. Roadmap for the development of «end-to-end» digital technology «Quantum technologies». – 26 p.
8. Summary of NATO’s Quantum Technologies Strategy. 12 January, 2024.
9. H. R. 6227. An Act To provide for a coordinated Federal program to accelerate quantum research and development for the economic and national security of the United States. – One Hundred Fifteenth Congress of the United States of America, 2018. – 12 p. (The US National Quantum Initiative).
10. Handlungskonzept Quantentechnologien (Action-Plan-Quantum-Technologies-by-German-Government-2023-2026). – 48 p.
11. National Quantum Strategy. – UK: Department for Science, Innovation & Technologies, 2023. – 61 p.
12. National Quantum Strategy: Additional Evidence. – UK: Department for Science, Innovation & Technologies, 2023. – 34 p.
13. National Quantum Strategy. Technical Annexes. – UK: Department for Science, Innovation & Technologies, 2023. – 13 p.
14. Stratégie Nationale sur les Technologies Quantiques. France: Gouvernement, 2021. – 26 p.
15. Vision of Quantum Future SocietyFuture Society to be Realized through Quantum Technology and Strategies for Its Realization. Outline. – Japan: Secretariat of Science, Technology and Innovation Policy, Cabinet Office, April, 2022. – 11 p.
16. Donghui Feng. Review of Quantum navigation // IOP Conference Series: Earth and Environmental Science. – 2019. – 11 p.
17. National Quantum Mission (NQM). – Government of India, Department of Science & Technology, 19 April, 2023. – 1 p.

РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ ПРОГРАММИРОВАНИЯ МАРШРУТА ПОЛЕТА И УПРАВЛЕНИЯ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ РАДИОСИСТЕМЫ БЛИЖНЕЙ НАВИГАЦИИ

П.Д. Коратаев, И.О. Леонов

ВУНЦ ВВС «ВВА» Воронеж, Россия

Аннотация. В статье рассматривается разработка программы на языке Python, позволяющая рассмотреть режим работы «Навигация» в РСБН.

Ключевые слова: навигационные параметры, дальность, заданный курс, индикаторные приборы, система ортодромических координат.

DEVELOPMENT OF A SIMULATION MODEL FOR FLIGHT ROUTE PROGRAMMING AND CONTROL OF ON-BOARD EQUIPMENT OF A SHORT-RANGE NAVIGATION RADIO SYSTEM

P.D. Korataev, I.O. Leonov

VUNTS VVS "VVA" Voronezh, Russia

Abstract. The article discusses the development of a Python program that allows you to consider the "Navigation" mode of operation in the RSBN.

Keywords: navigation parameters, range, set course, indicator devices, system of orthodromic coordinates.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время одним из основных средств навигации, позволяющих измерять азимут и наклонную дальность ВС относительно радиомаяка, является РСБН.

Данная система позволяет работать в нескольких режимах:

- навигация, т.е. полет по запрограммированному маршруту;
- возврат на запрограммированный или незапрограммированный аэродром;
- посадка;
- повторный заход на посадку;
- межсамолетная навигация.

В режиме «Навигация» в бортовой аппаратуре РСБН измеряются наклонная дальность R_{do} радиомаяка и азимут 0 относительно него, а также рассчитываются дальность и заданный курс φ_3 до выбранной точки маршрута.

Режим «Навигация» предполагает полет по заранее запрограммированному маршруту. Для этого в аппаратуре предварительно вводятся координаты аэродромов, отдельно стоящих радиомаяков и промежуточных пунктов маршрута (ППМ).

Для аэродромов задаются такие параметры, как:

- ортодромические или геодезические координаты x, y ;
- боковые выносы АДРМ относительно центра ВПП Z_M ;
- посадочные курсы ВПП $\varphi_{впп}$;
- углы схождения меридианов Δ (в аппаратуре, где программируются геодезические координаты аэродромов φ, X , данный параметр автоматически рассчитывается в процессоре).

В бортовой аппаратуре также задаются ЧКК наземных радиомаяков и их тип (направленный или ненаправленный). Для ППМ программируются только координаты.

На данный момент одним из важных аспектов для подготовки специалистов по эксплуатации авиационного радиоэлектронного оборудования, является умение программирования полетного задания в бортовую аппаратуру РСБН. Для более эффективной подготовки обучающихся необходимо использовать трех этапный подход. На первом этапе провести теоретическую подготовку, на втором использовать ПЭВМ для отработки полученных теоретических знаний на виртуальном тренажере, затем закрепить навыки на бортовой аппаратуре РСБН. В настоящее время, программные продукты, имитирующие этап программирования маршрутного полета и управления бортовой аппаратурой РСБН, отсутствуют.

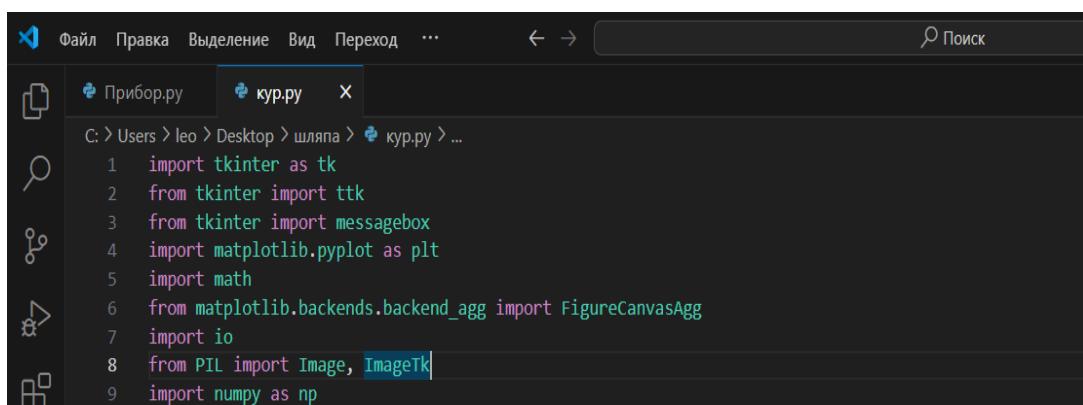
Следовательно разработка программного продукта имитирующего функционирование бортового оборудования РСБН является на сегодняшний день **актуальной** и практически **значимой** задачей.

Цель исследования – разработать программный продукт, позволяющую имитировать работу РСБН в режиме «Навигация».

В ходе данной работы в среде Python была разработана программа, позволяющая имитировать работу РСБН в режиме «навигация», а также осуществлять ввод координат аэрородомов и промежуточных пунктов маршрута, вычислять дальности и заданные курсы до них.

2.СОЗДАНИЕ РАБОЧЕЙ ОБЛАСТИ В ПРОГРАММЕ PYTHON

Для создания программы, позволяющей строить график относительно введенных ортодромических координат, высчитывать наклонную дальность и заданный курс, понадобиться использовать различные библиотеки программы Python, которые прописываются в начале и позволяют выполнять различные команды и действия в среде программирования.



```
Файл Правка Выделение Вид Переход ... ← → Поиск
Прибор.py кур.py x
C: > Users > leo > Desktop > шляпа > кур.py > ...
1 import tkinter as tk
2 from tkinter import ttk
3 from tkinter import messagebox
4 import matplotlib.pyplot as plt
5 import math
6 from matplotlib.backends.backend_agg import FigureCanvasAgg
7 import io
8 from PIL import Image, ImageTk
9 import numpy as np
```

Рис. 1 Скриншот используемых библиотек программы

Далее после вызова всех библиотек, переходим к созданию самой программы. Создаем таблицу, которая позволяет вводить значения ортодромических координат, боковые выносы АДРМ относительно центра ВПП, а также посадочные курсы, с клавиатуры в рабочую область программы. Так же добавляем три кнопки, одна из которых позволит отобразить график, другая добавит строку с данными, а третья очистит введённые ранее строки.

```

class DataEntryApp:
    def __init__(self, root):
        self.root = root
        self.root.title("Ввод данных для графика")

        self.ugol = 0
        self.dist=0
        self.data = []
        self.selected_data = []

        self.table = ttk.Treeview(root, columns=("пункт", "x", "y", "фвпп", "z"), show='headings')
        self.table.heading("пункт", text="ПУНКТ")
        self.table.heading("x", text="x")
        self.table.heading("y", text="Y")
        self.table.heading("фвпп", text="фвпп")
        self.table.heading("z", text="z")
        self.entry_пункт = tk.Entry(root)
        self.entry_пункт.place(x=200, y=240)
        self.entry_x = tk.Entry(root)
        self.entry_x.place(x=324, y=240)
        self.entry_y = tk.Entry(root)
        self.entry_y.place(x=448, y=240)
        self.entry_фвпп = tk.Entry(root)
        self.entry_фвпп.place(x=572, y=240)
        self.entry_z = tk.Entry(root)
        self.entry_z.place(x=696, y=240)
        self.add_button = tk.Button(root, text="Добавить", command=self.add_data)
        self.add_button.place(x=830, y=238)

        self.plot_button = tk.Button(root, text="Построить график", command=self.plot_data_1)
        self.plot_button.place(x=900, y=238)
        self.table.place(x=150, y=5)

```

Рис.2 Скриншот программы, отвечающей за ввод данных в таблицу

Далее создаем двумерный график, который будет отображать, расположение заданного аэродрома или промежуточного пункта маршрута относительно нашего текущего местоположения в километрах.

```

194
195     def plot_data_1(self):
196         if self.data:
197             x_values, y_values, s_values = zip(*[(x[1], x[2], x[0]) for x in self.selected_data])
198             plt.figure()
199             fig=plt.figure()
200             for i in range(len(x_values)):
201                 plt.plot([0, x_values[i]], [0, y_values[i]], marker='o')
202                 plt.grid(True)
203                 plt.plot([x_values[i], x_values[i]], [0, y_values[i]], color='black', linestyle='--') # Вертикальная пунктирная линия
204                 plt.plot([0, x_values[i]], [y_values[i], y_values[i]], color='black', linestyle='--') # Горизонтальная пунктирная линия
205                 plt.text(x_values[i],y_values[i]+200, s=f"[{s_values[i]}]", ha='center')
206             plt.xlim(-5000, 5000)
207             plt.ylim(-5000, 5000)
208             plt.title("График X и Y")
209             plt.xlabel("x")
210             plt.ylabel("y")
211             canvas = FigureCanvasAgg(fig)
212             buf = io.BytesIO() # Буфер для изображения
213             canvas.print_png(buf) # Сохраняем картинку в буфер
214             buf.seek(0)
215
216             self.current_image_1 = ImageTk.PhotoImage(Image.open(buf)) # Создаём изображение для отображения
217             self.image_label_1.config(image=self.current_image_1) # Показываем картинку на экране
218             plt.close(fig) # Закрываем график, чтобы не оставался открытым
219

```

Рис.3 Скриншот программы, отвечающей за построение и отображение графика в рабочей области

Полет по маршруту с использованием РСБН выполняется курсовым способом. Для этого в процессоре бортовой аппаратуры РСБН на основе запрограммированных координат ППМ или аэродромов и счисленных по данным бортовых автономных

средств координат ВС. вычисляются дальность до цели ($R_{\text{Ц}}$) и заданный курс (ψ_3) по формулам (1,2)

$$R_{\text{Ц}} = \sqrt{(X_{\text{Ц}} - X_{\text{BC}})^2 + (Y_{\text{Ц}} - Y_{\text{BC}})^2 \cos^2(\frac{X_{\text{BC}}}{R_3})}, \quad (1)$$

$$\psi_3 = \arctg \frac{Y_{\text{Ц}} - Y_{\text{BC}}}{X_{\text{Ц}} - X_{\text{BC}}} \cos \frac{X_{\text{BC}}}{R_3}, \quad (2)$$

где $X_{\text{Ц}}, Y_{\text{Ц}}$ – координаты аэродрома или ППМ; $X_{\text{BC}}, Y_{\text{BC}}$ – координаты нашего местоположения, а отношение $\cos \frac{X_{\text{BC}}}{R_3}$ – поправка на сферичность Земли. Разработаем, имитатор работы пилотажно-навигационного прибора (ПНП) и прибора, показывающего дальность (ППД), а также кнопки, позволяющие вызывать приборы.

```

62     def plot_data_2(self):
63         if self.data:
64             # Параметры круга
65             circle_radius = 5
66             circle_center = (0, 0)
67
68             # Параметры прямоугольника
69             rect_width = 4
70             rect_height = 2.5
71             rect_bottom_left = (circle_center[0] - rect_width / 2, circle_center[1] - rect_height / 2)
72
73             # Создание фигуры и осей
74             fig, ax = plt.subplots()
75
76             # Рисуем круг
77             circle = plt.Circle(circle_center, circle_radius, color='black', fill=True, alpha=0.5)
78             ax.add_artist(circle)
79
80             # Рисуем прямоугольник
81             rectangle = plt.Rectangle(rect_bottom_left, rect_width, rect_height, color='black', fill=True, alpha=0.7)
82             ax.add_artist(rectangle)
83
84             # Вывод значений в прямоугольник
85             value = f'{self.dist} км'
86             plt.text(rect_bottom_left[0] + rect_width / 2, rect_bottom_left[1] + rect_height / 2, value,
87                      horizontalalignment='center', verticalalignment='center', fontsize=12, color='white')
88
89             # Устанавливаем границы осей
90             ax.set_xlim(-circle_radius - 1, circle_radius + 1)
91             ax.set_ylim(-circle_radius - 1, circle_radius + 1)
92             ax.set_aspect('equal', adjustable='box')
93
94             # Убираем оси
95             ax.axis('off')

```

Рис.4. Скриншот программы, позволяющей создать ППД

```

96     # Показываем график
97     plt.title("ПНП")
98     canvas = FigureCanvasAgg(fig)
99     buf = io.BytesIO() # Буфер для изображения
100    canvas.print_png(buf) # Сохраняем картинку в буфер
101    buf.seek(0)
102    self.current_image = ImageTk.PhotoImage(Image.open(buf)) # Создаём изображение для отображения
103    self.image_label.config(image=self.current_image) # Показываем картинку на экране
104    plt.close(fig) # Закрываем график, чтобы не оставался открытым
105
106
107    def plot_data_3(self):
108        if self.data:
109            # Создаем фигуру и ось
110            fig, ax = plt.subplots(figsize=(4, 4))
111
112            # Рисуем круг, имитирующий обод прибора
113            radius = 0.8
114            circle = plt.Circle((0, 0), radius, fill=False, color="black", linewidth=2)
115            ax.add_artist(circle)
116
117            # добавляем обозначения сторон света
118            offset = 0.15
119            ax.text(0, radius + offset, "N", fontsize=14, ha="center", va="bottom")
120            ax.text(0, -radius - offset, "S", fontsize=14, ha="center", va="top")
121            ax.text(radius + offset, 0, "E", fontsize=14, ha="left", va="center")
122            ax.text(-radius - offset, 0, "W", fontsize=14, ha="right", va="center")
123
124            # Переводим угол курса в радианы
125            # Принимаем, что 0° соответствует северу (N) и угол меняется по часовой стрелке.
126            # Для преобразования: в стандартной системе отсчета 0 рад = вправо (E), поэтому смещаем на 90°.
127            angle_rad = np.deg2rad(90 - self.ugol)
128
129            # Вычисляем координаты конца стрелки
130            needle_length = 0.9 * radius

```

Рис.5 Скриншот программы, позволяющей создать ПНП

Осуществим расчет наклонной дальности и заданного курса с помощью формул, описанных выше, приняв начальную точку отсчёта за (0,0).

```

150
151
152     def calculate_distance(self, x, y):
153         distance = math.sqrt(x**2 + y**2)
154         self.dist=round(distance)
155         self.plot_data_2()
156         return distance
157
158
159     def calculate_distance_1(self, y, x):
160         angle_radians = math.atan2(y, x)
161         angle_degrees = math.degrees(angle_radians)
162         self.ugol = round(angle_degrees)
163         self.plot_data_3()
164         return angle_degrees
165

```

Рис.6 Скриншот программы, отвечающей за расчет расстояния и курса до заданной точки

Получаем итоговый результат программирования, при этом добавляя координаты четырех аэродромов и трёх промежуточных пунктов маршрута.

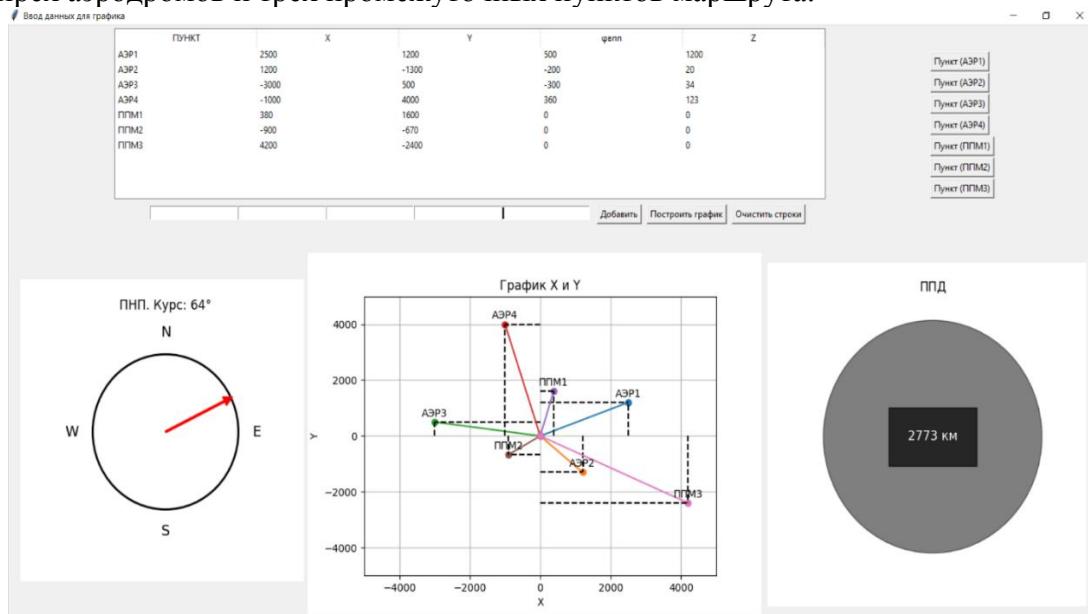


Рис.7 Скриншот итогового результата программы

В созданном интерфейсе программы каждый обучающийся может вводить до четырёх аэродромов и трёх ППМ. При этом с заданием координат новой точки и добавлением её в таблицу, в верхнем правом углу появляется кнопка, при нажатии на которую появляются два прибора, ППД и ПНП, которые высчитывают дальность и заданный курс до выбранной нами точки маршрута.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработка данной программы позволяет глубже погрузиться в практическое рассмотрение одного из режимов работы РСБН.

После изучения теоретического материала о приборе, предлагается использовать данную программу, в целях повышения эффективности подготовки обучающихся в высших учебных заведениях, позволяющую отработать на ПЭВМ практическую часть учебного материала, не прибегая к демонстрации работы на технике.

Помимо этого, данная программа будет полезна и профессорско-преподавательскому составу, в целях повышения качества обучения, а также заинтересованности у обучающихся по направленности техническая эксплуатация транспортногоadioоборудования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Скрыпник О.Н. Радионавигационные системы воздушных судов: Учебник. ИНФРА-М, 2016. – С. 193-195. + Доп. Материалы [Электронный ресурс]
2. Монаков А.А. Теоретические основы радионавигации. Учебник для вузов: Издательство «Лань», 2024. - 431с.
3. Бакулов П.А., Сосновский А.А. Радионавигационные системы. Учебник для вузов: Издательство «Радиотехника», 2005. - 224с.
4. Прохоренок Н.А. Python 3. Самое необходимое / Н.А. Прохоренок, В.А. Дронов. – 2-е изд., перераб. и доп. – СПб.: БХВ-Петербург, 2019. – 608с.

REFERENCES

1. Skrypnik O.N. Radio navigation systems of aircraft: Textbook. INFRA-M, 2016. – pp.193-195 + Additional information. Materials [Electronic resource]
2. Monakov A.A. Theoretical foundations of radio navigation. Textbook for universities: Lan Publishing House, 2024. – 431p.
3. Bakulev P.A., Sosnovsky A.A. Radio navigation systems. Textbook for universities: Radio Engineering Publishing House, 2005. - 224 pp.
4. Prokhorenok N.A. Python 3. The most necessary / N.A. Prokhorenok, V.A. Dronov. – 2nd ed., reprint. and additional – St. Petersburg: BHV-Petersburg, 2019. – 608p.

Научное издание

**РАДИОЛОКАЦИЯ,
НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ**

*Сборник трудов
XXXI Международной научно-технической конференции
(г. Воронеж, 15–17 апреля 2025 г.)*

Том 3

Издано в редакции программного комитета

Подписано в печать 20.05.2025. Формат 60×84/16.
Усл. п. л. 24,2. Тираж 40 экз. Заказ 295

Издательский дом ВГУ
394018 Воронеж, пл. Ленина, 10
Отпечатано с готового оригинал-макета
в типографии Издательского дома ВГУ
394018 Воронеж, ул. Пушкинская, 3

Фотография на обложке

Макет прибора для обнаружения и регистрации электрических колебаний А. С. Попова (СССР, 1970-е).

Фотография предоставлена ЦМС имени А. С. Попова.
<https://www.rustelecom-museum.ru>

О радиоприемнике А. С. Попова

7 (25) мая 1895 г. Александр Степанович Попов на заседании Физического отделения Русского физико-химического общества в Санкт-Петербургском университете провел первую публичную демонстрацию радиоприемника, способного работать кодом Морзе, то есть различать сигналы по длительности. В схеме своего радиоприемника он использовал когерерный индикатор О. Лоджа, усилитель постоянного тока и электрический звонок, который обеспечивал электромеханическую обратную связь и звуковую индикацию сигналов.

Усилитель, в качестве которого использовалось поляризованное телеграфное реле, позволял включать на выходе приемника электрический звонок. Электромеханическая обратная связь обеспечивала автоматическое, синхронное с принимаемыми сигналами, восстановление чувствительности когерерного индикатора. Схема радиоприемника А. С. Попова стала основой для устройств радиосвязи первого поколения.

ISBN: 978-5-92734-269-3

A standard linear barcode representing the ISBN 978-5-92734-269-3. The barcode is composed of vertical black bars of varying widths on a white background. Below the barcode, the numbers 9 785927 342693 are printed.

ISBN: 978-5-92734-272-3

A standard linear barcode representing the ISBN 978-5-92734-272-3. The barcode is composed of vertical black bars of varying widths on a white background. Below the barcode, the numbers 9 785927 342723 are printed.