

RLNC*2023

18 - 20 апреля 2023 г.

Сборник трудов
XXIX Международной научно-технической конференции
«Радиолокация, навигация, связь»,
посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ

Том 3

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

*XXIX Международной научно-технической конференции,
посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ
(г. Воронеж, 18–20 апреля 2023 г.)*

Т о м 3

Воронеж
Издательский дом ВГУ
2023

УДК 621.37
ББК 32
P15

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.
ISBN 978-5-9273-3706-4

Т. 3. – 2023. – 450 с.
ISBN 978-5-9273-3709-5

В сборник вошли материалы XXIX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2023), 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, и развитию творческого потенциала талантливой молодежи, привлечению ее к решению наиболее актуальных производственных, технических и научных задач.

УДК 621.37
ББК 32

ISBN 978-5-9273-3709-5 (т. 3)
ISBN 978-5-9273-3706-4

© Воронежский государственный университет, 2023
© АО «Концерн “Созвездие”», 2023
© Оформление. Издательский дом ВГУ, 2023

СОДЕРЖАНИЕ

Том 1

Пленарные доклады

ИННОВАЦИОННЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕНИЯ ДЛЯ СИСТЕМ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ
Д. С. Ключев, А. М. Нещерет, Ю. В. Соколова.....1

НОВОЕ В НАУЧНЫХ ИССЛЕДОВАНИЯХ В ИНТЕРЕСАХ ЦИФРОВОЙ ТРАНСФОРМАЦИИ
А. А. Зацаринный.....6

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

АНАЛИЗ И ОЦЕНКА БЕЗОПАСНОСТИ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОННОГО
ДОКУМЕНТООБОРОТА
Д. А. Иванов, А. П. Кива, А. А. Ярош.....17

АНАЛИЗ УСТОЙЧИВОСТИ КАНАЛОВ КОМПЕНСАЦИИ ПАРАЗИТНОЙ УГЛОВОЙ
МОДУЛЯЦИИ ВОЗБУДИТЕЛЕЙ БОРТОВЫХ КОМПЛЕКСОВ СРЕДСТВ СВЯЗИ
А. В. Леньшин, Т. В. Матуразова, А. Д. Мушин.....26

АРХИТЕКТУРЫ ДВУХТОЧЕЧНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ С КАНАЛАМИ
КОМПЕНСАЦИИ ИСКАЖЕНИЙ ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВОГО МОДУЛЯТОРА
А. В. Леньшин, М. В. Матуразов, Д. Д. Репин36

ВЕРИФИКАЦИЯ ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ И ПРОВЕРКА
РАБОТОСПОСОБНОСТИ ТЕХНОЛОГИИ ШИРОКОПОЛОСНОЙ ПЕРЕДАЧИ
ДАННЫХ НА ОСНОВЕ OFDM И БАНКА ФИЛЬТРОВ
П. Ф. Никишкин45

ВОССТАНОВЛЕНИЕ ОТСЧЕТОВ РАВНОМЕРНО ДИСКРЕТИЗИРОВАННОГО
СИГНАЛА НА ОСНОВЕ АВТОРЕГРЕССИОННЫХ МОДЕЛЕЙ ПРЯМОГО И
ОБРАТНОГО ПРОГНОЗИРОВАНИЯ
В. Н. Якимов..... 51

ВРЕМЕННЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ ПЕРЕСТАНОВОЧНОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ ПРИ
ЗАЩИТЕ ДАННЫХ ОТ ОШИБОК
А. С. Аль-Месри, С. В. Шахтанов58

ВЫЯВЛЕНИЕ И БЛОКИРОВКА ТЕХНИЧЕСКИХ КАНАЛОВ УТЕЧКИ
ИНФОРМАЦИИ НА ОБЪЕКТЕ ИНФОРМАТИЗАЦИИ
У. К. Зулинов, Д. А. Иванов, В. А. Харькин, К. В. Яцук.....68

ЗАЩИТА СОВРЕМЕННЫХ СРЕДСТВ РАДИОСВЯЗИ УКВ-ДИАПАЗОНА ОТ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ Э. В. Аведян, Д. А. Иванов, Ю. В. Кандрашов.....	74
ИССЛЕДОВАНИЕ ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ С НЕРАВНОМЕРНО РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СЛУЧАЙНОЙ ФАЗОЙ В ШУМАХ Ю. С. Радченко, С. С. Родионов	83
КИБЕРБЕЗОПАСНОСТЬ БЕСПИЛОТНЫХ АВИАЦИОННЫХ СИСТЕМ И. А. Байгуглина, А. Ю. Замятин	91
КОМПЛЕКСНАЯ ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА ПРИ ОТСУТСТВИИ ШУМОВ В КАНАЛЕ СВЯЗИ А. А. Калининский, В. И. Парфенов	102
МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ СВЯЗИ К. И. Шефер.....	109
МЕТОДИКА ВЫБОРА ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ЦИФРОВОГО ДЕМОДУЛЯТОРА ЧМ-СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ СИСТЕМЫ ФАПЧ ВТОРОГО ПОРЯДКА ВТОРОГО ТИПА А. В. Гречишкин, Д. Н. Рахманин, А. Е. Рудь, Л. Э. Черноиванов	117
МОДЕЛЬ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПРИЕМА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ХАОТИЧЕСКИХ РАДИОИМПУЛЬСОВ Ю. В. Андреев.....	128
НЕОРТОГОНАЛЬНОЕ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕ В НИСХОДЯЩЕМ КАНАЛЕ МНОЖЕСТВЕННЫЕ ДОСТУПА В ОБЛАСТИ МОЩНОСТИ В СИСТЕМАХ 5G И 6G А. Исса, А. С. Ишимов, Н. В. Савищенко	137
НЕОРТОГОНАЛЬНЫЙ МНОЖЕСТВЕННЫЙ ДОСТУП В ОБЛАСТИ МОЩНОСТИ В СИСТЕМАХ 5G И 6G А. Исса, А. С. Ишимов, Н. В. Савищенко.....	145
О ПРОБЛЕМАХ ТЕСТИРОВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ Т. В. Аветисян, И. Я. Львович, Я. Е. Львович, А. П. Преображенский, Ю. П. Преображенский	156
О ТОЧНОСТИ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРА СИГНАЛА С УЧЕТОМ КРАЕВЫХ АНОМАЛЬНЫХ ОШИБОК А. В. Зюльков	163

ОБЕСПЕЧЕНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ УСТОЙЧИВОСТИ ПРОЦЕССА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СЛОЖНОЙ ТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ О. М. Лепешкин, О. А. Остроумов, Н. В. Савищенко, С. П. Тесля	168
ОБЗОР ВОЗМОЖНОСТЕЙ И ПЕРСПЕКТИВ РАЗВИТИЯ ПРОГРАММНО- АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА МОНИТОРИНГА РАДИООБСТАНОВКИ «РУБЕЖ» С. Н. Горбунов, А. Р. Зайдуллин, В. А. Наумчик, И. А. Омельченко, Н. С. Хрущев	177
ОБНАРУЖЕНИЕ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ МЕЖОБЗОРНОЙ ОБРАБОТКИ В УСЛОВИЯХ НИЗКИХ ЗНАЧЕНИЙ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ-ШУМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ И. С. Ашурков, А. В. Кадыков, Н. А. Лешко, Э. В. Халилов	181
ОБОБЩЁННАЯ ОЦЕНКА ПОТЕНЦИАЛЬНОЙ ТОЧНОСТИ ПЕЛЕНГОВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ МНОГОКАНАЛЬНЫМ ОБНАРУЖИТЕЛЕМ- ПЕЛЕНГАТОРОМ В УСЛОВИЯХ СЛОЖНОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ОБСТАНОВКИ О. Н. Завалишина, М. П. Сличенко	192
ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ШУМОПОДОБНОГО СИГНАЛА В МНОГОКАНАЛЬНОМ ПРИЕМНОМ УСТРОЙСТВЕ ПРИ ПРИНЯТИИ РЕШЕНИЯ ПО КАНАЛУ С МАКСИМАЛЬНЫМ ЗНАЧЕНИЕМ СИГНАЛА С УЧЕТОМ МАЖОРИТАРНОГО АЛГОРИТМА КОНТРОЛЬНЫХ ПРОВЕРОК А. И. Мордовин, Ю. В. Сидоров, В. И. Шестопапов	200
ОЦЕНКА УСТОЙЧИВОСТИ СРЕДСТВ РАДИОСВЯЗИ УКВ - ДИАПАЗОНА Е. Г. Баленко, А. П. Кива, А. Е. Стасюкевич	211
ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИИ SDR ДЛЯ ОСУЩЕСТВЛЕНИЯ АТАК НА БЕСПРОВОДНЫЕ СЕТИ С. Н. Горбунов, И. С. Гришин, В. А. Наумчик, И. А. Омельченко, Н. С. Хрущев	218
РАЗРАБОТКА ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО ОБЕСПЕЧЕНИЮ КРИПТОГРАФИЧЕСКОЙ ЗАЩИТЫ КАНАЛА РАДИОУПРАВЛЕНИЯ БПЛА С. П. Андикаев, Д. А. Кошелев, А. А. Ромашов	223
СЛОЖНОСТИ ИДЕНТИФИКАЦИИ И ПРОГНОЗИРОВАНИЯ СМЕРЧЕЙ НА ПРИМЕРЕ ТЕРРИТОРИИ РЕСПУБЛИКИ БЕЛАРУСЬ С. А. Глибчук, Л. И. Коломеец, Д. С. Старых, О. Н. Топтунова, М. В. Хайбуллов	232
СОВРЕМЕННЫЕ ПОДХОДЫ К ОЦЕНКЕ КАЧЕСТВА ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ Ю. С. Ионенков	242

СТРАТЕГИЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ БЕЗОПАСНОСТИ И ПРАВИЛА УПРАВЛЕНИЯ ЗАЩИТОЙ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ А. В. Богословский, Е. А. Жидко, С. Н. Разиньков, О. Э. Разинькова.....	248
ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ УСТОЙЧИВОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ В УСЛОВИЯХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ Д. А. Иванов, М. В. Русайкин, К. В. Яцук	258
ХАРАКТЕРИСТИКИ КВАЗИПРАВДОПОДОБНОЙ ОЦЕНКИ АМПЛИТУДЫ РАДИОСИГНАЛА ПРОИЗВОЛЬНОЙ ФОРМЫ С НЕИЗВЕСТНОЙ НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ И НЕИЗВЕСТНЫМИ МОМЕНТАМИ ПОЯВЛЕНИЯ И ИСЧЕЗНОВЕНИЯ Ю. Э. Корчагин, М. В. Трифионов	268
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ЗАЩИТЫ АКУСТИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ С ПОМОЩЬЮ РЕЧЕПОДОБНОЙ ПОМЕХИ И. М. Антоненко, С. А. Вызулин, О. В. Годовых, С. А. Иванушкин	276
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ К. А. Краснинский, П. П. Куренков, А. И. Орехова, Д. Р. Руссо, А. Н. Семёнов	280
Секция 2. Распознавание и обработка изображений.	
ДЕТЕРМИНАЦИЯ ПРИМИТИВА НА КЛАСТЕРИЗОВАННОЙ СЦЕНЕ ПОСРЕДСТВОМ СИНТЕЗА МАТРИЧНЫХ ФИЛЬТРОВ И ГРАДИЕНТНЫХ АЛГОРИТМОВ ОБУЧЕНИЯ А. В. Ермоленко, Р. И. Князев, В. М. Полушкин	287
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ 3D-МОДЕЛЕЙ ДЛЯ ОБУЧЕНИЯ СВЕРТОЧНОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ Ф. П. Астапенко, И. В. Владимиров, А. А. Ерыгин, С. А. Житенёв.....	296
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННО-МОДУЛИРОВАННЫХ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ В ЗАДАЧАХ ОБНАРУЖЕНИЯ И СЕЛЕКЦИИ ОБЪЕКТОВ НА РАДИОЛОКАЦИОННОМ ИЗОБРАЖЕНИИ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ В. Л. Гулько, А. А. Мещеряков.....	301
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СИСТЕМЫ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ «ОПЕРАТОР» ДЛЯ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ ОБЪЕКТОВ ПРИ ПОМОЩИ МЕДИАЛЬНОГО ФИЛЬТРА С. Н. Горбунов, И. С. Гришин, А. Р. Зайдуллин, В. А. Наумчик, Н. С. Хрущев, В. В. Шатских.....	305

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРИМЕНИМОСТИ СВЕРТОЧНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ В ОБНАРУЖЕНИИ И РАСПОЗНАВАНИИ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ А. А. Васильченко, И. В. Керимов.....	311
МАТЕМАТИЧЕСКИЕ АЛГОРИТМЫ ПРЕДУПРЕЖДЕНИЯ АВАРИЙНЫХ СИТУАЦИЙ НА ОСНОВЕ ДАННЫХ ВИДЕОКАМЕРЫ Н. А. Андриянов, Д. И. Веселов.....	317
ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО ОПТИЧЕСКОМУ РАСПОЗНАВАНИЮ ОБЪЕКТОВ БОЕВОЙ ОБСТАНОВКИ М. Б. Тляшок, В. О. Хилько, В. П. Хоборова.....	325
ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛИНОМИАЛЬНЫХ СПЛАЙНОВ ДЛЯ ОПТИМИЗАЦИИ ВИДЕОИЗОБРАЖЕНИЯ, ПЕРЕДАВАЕМОГО С БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА А. В. Лубенцов.....	328
СИСТЕМА ИДЕНТИФИКАЦИИ ЛИЧНОСТИ ЧЕЛОВЕКА НА БАЗЕ МОДУЛЯ ESP32- SAM И. С. Бобылкин, А. В. Иванов, А. А. Кузёмкин, А. Д. Туркеев, Д. А. Ямпольский	337
СИСТЕМА МАШИННОГО ЗРЕНИЯ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ И КЛАССИФИКАЦИИ ОБЪЕКТОВ А. Ю. Березин, А. Н. Ерофеев, В. В. Плева, А. И. Чеботарев.....	344
СОЗДАНИЕ ОБЪЕМНОГО ЗРЕНИЯ РОБОТА НА ОСНОВЕ ДЕТЕКТОРА ОБЪЕКТОВ В РЕАЛЬНОМ ВРЕМЕНИ YOLO А. А. Лукьяненко, В. А. Лукьяненко	352
Секция 3. Системы связи и передачи дискретных сообщений. Мобильная связь. Спутниковые системы связи и передачи информации.	
АВТОМАТИЗАЦИЯ РАСЧЕТОВ ПРИ ОРГАНИЗАЦИИ СЕТИ РАДИОСВЯЗИ НА БАЗЕ СТАНЦИЙ ТРОПОСФЕРНОЙ СВЯЗИ С. Е. Потапов, К. А. Хвостова	360
АКТУАЛЬНЫЕ ЗАДАЧИ ПРИ ОРГАНИЗАЦИИ КАНАЛОВ СВЯЗИ В СЕТЯХ СПЕЦИАЛЬНОЙ СВЯЗИ ВООРУЖЕННЫХ СИЛ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ И ПУТИ ИХ РЕШЕНИЯ Е. В. Андроков, В. И. Галдин.....	366

АНАЛИЗ ВЕРОЯТНОСТИ ПРЕРЫВАНИЯ БЕЗОПАСНОГО СЕАНСА СВЯЗИ БЕСПРОВОДНОЙ СИСТЕМЫ В УСЛОВИЯХ МНОГОЛУЧЕВОСТИ И НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ К. С. Артёмов, А. С. Гвоздарёв	369
АНАЛИЗ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ НИЗКОПЛОТНОСТНЫХ КОДОВ И КОДОВ РИДА- СОЛОМОНА В ПРИЕМНИКЕ С ИМПУЛЬСНОЙ ПОЗИЦИОННОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ М. В. Хорошайлова	379
АППРОКСИМАЦИЯ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК РЕЗУЛЬТАТОВ ОБРАБОТКИ САМОПОДОБНОГО ТРАФИКА В УСТРОЙСТВАХ КОММУТАЦИИ МУЛЬТИСЕРВИСНОЙ СЕТИ С. М. Одоевский, М. И. Рафальская.....	385
ВЛИЯНИЕ ОШИБОЧНОЙ ИНФОРМАЦИИ ОБ ЭЛЕМЕНТАХ КАНАЛЬНОЙ МАТРИЦЫ В ММО КАНАЛЕ СВЯЗИ НА ХАРАКТЕРИСТИКУ ПРИЕМА С. А. Виноградов, С. В. Вовк, С. В. Калинин, Д. В. Мокринский, В. Е. Тоискин	394
КЛАССИФИКАЦИЯ И ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ ПРИКЛАДНОЙ ОБЛАСТИ ЗОНДИРОВАНИЯ В. В. Белый, С. А. Луценко.....	400
КООРДИНАТОР БЕСПРОВОДНОЙ СЕТИ ЧАСТОТОЙ 2,4 ГГЦ СТАНДАРТА ZIGBEE ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ УСТРОЙСТВАМИ «УМНОГО ДОМА» И. С. Бобылкин, А. В. Иванов, А. А. Кузёмкин, А. С. Самодуров.....	405

Том 2

**Секция 3. Системы связи и передачи дискретных сообщений. Мобильная связь.
Спутниковые системы связи и передачи информации.**

МЕТОД синхронизации сети радиосвязи Д. В. Пужкин, А. С. Щеголевых	1
МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ИНТЕРВАЛА ВРЕМЕННОЙ КОРРЕЛЯЦИИ ИОНОСФЕРНЫХ ЗАМИРАНИЙ НА ОСНОВЕ РЕЗУЛЬТАТОВ GPS-МОНИТОРИНГА ИОНОСФЕРЫ Н. В. Киселев, Д. А. Михайлов, В. П. Пашинцев, М. В. Песков.....	8
МЕТОДИКА ОБОСНОВАНИЯ ТРЕБУЕМОГО УРОВНЯ СВЯЗНОСТИ СЕТИ ВОЗДУШНОЙ РАДИОСВЯЗИ С ДЕЦЕНТРАЛИЗОВАННЫМ ПРИНЦИПОМ РЕТРАНСЛЯЦИИ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПОТОКОВ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ М. С. Иванов	17
МЕТОДИКА ОЦЕНКИ УСТОЙЧИВОСТИ СРЕДСТВ РАДИОСВЯЗИ УКВ - ДИАПАЗОНА К ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ИМПУЛЬСНЫМ ВОЗДЕЙСТВИЯМ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ С. Н. Ракицкий, В. Б. Сычужников, В. И. Штаненко	26
МЕТОДОЛОГИЯ РАЗРАБОТКИ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ДЛЯ ОЦЕНКИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ БОРТОВЫХ КОМПЛЕКСОВ СРЕДСТВ СВЯЗИ М. Н. Губарь, В. В. Лебедев, А. В. Леньшин	33
МЕХАНИЗМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ ОШИБОК ДЛЯ ОБОРУДОВАНИЯ ЦИФРОВЫХ ИЕРАРХИЙ К. А. Батенков	45
МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО ВОЗВРАТА БПЛА А. В. Марков, В. П. Хоборова	49
МОДЕЛЬ УСТОЙЧИВОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ В УСЛОВИЯХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ Н. В. Евглевская, С. Н. Ракицкий.....	52
ОБОБЩЕННЫЙ АЛГОРИТМ ЗОНДИРОВАНИЯ РЕТРАНСЛЯТОРА КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА С. А. Луценко.....	63
ОПТИМИЗАЦИЯ ЗОНЫ ОБСЛУЖИВАНИЯ СЕТИ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ Е. Н. Зуев.....	69

ОПТИМИЗАЦИЯ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ДЛЯ LDPC ДЕКОДИРОВАНИЯ В ПОЛЕ ГАЛУА В КАНАЛАХ С ИМПУЛЬСНЫМ ШУМОМ М. В. Хорошайлова	75
ОЦЕНКА ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫХ КАНАЛОВ СВЯЗИ В СИСТЕМАХ OFDM У. А.-К. Д. Гаиб, В. Г. Карташевский, Е. С. Семенов	81
ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ МЕТОДА QUASI-QAM МОДУЛЯЦИИ В ЗАДАЧЕ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ЦИФРОВОГО КАНАЛА СВЯЗИ Д. А. Веденькин, А. Ф. Гильфанова	95
ПОВЫШЕНИЕ ДОСТУПНОСТИ РЕСУРСОВ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ КОРПОРАТИВНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЕЕ ПОДВИЖНЫМ ПУНКТАМ УПРАВЛЕНИЯ ПУТЕМ ТРАНСФОРМАЦИИ СТРУКТУРЫ СЕТИ А. А. Бобовкин, А. В. Вершенник, И. Ю. Смирнов, Ю. И. Стародубцев	101
ПОДХОД К ОЦЕНКЕ КАЧЕСТВА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ПРОТОКОЛОВ МАРШРУТИЗАЦИИ НА ПАКЕТНОЙ ТРАНСПОРТНОЙ СЕТИ СВЯЗИ А. В. Писной	109
ПРЕДЛОЖЕНИЕ ПО РАСЧЕТУ ПОТРЕБЛЯЕМОЙ МОЩНОСТИ АППАРАТНЫХ (СТАНЦИЙ) УЗЛА СВЯЗИ М. А. Коротаяева, В. П. Хоборова	117
ПРОФИЛЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СЛОЖНОЙ ТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ А. В. Вершенник, О. М. Лепешкин, М. А. Остроумов, О. А. Остроумов, А. Д. Синюк	121
РАДИОСТАНЦИЯ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩАЯ ЭФФЕКТИВНОЕ ПРОТИВОДЕЙСТВИЕ СИСТЕМАМ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ О. А. Кудрявцев	128
РАДИОТЕХНИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ПОЛЕТОВ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ НА МЕСТНЫХ ВОЗДУШНЫХ ЛИНИЯХ АРКТИЧЕСКОЙ ЗОНЫ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ П. В. Колесник	135
РАЗРАБОТКА СИМУЛЯТОРА ДЛЯ ИЗУЧЕНИЯ ПОРЯДКА НАСТРОЙКИ АППАРАТУРЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ Е. Ю. Апарина, В. П. Хоборова, Г. С. Хугаев	142
РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПОТОКОВ НА ПАКЕТНОЙ ТРАНСПОРТНОЙ СЕТИ СВЯЗИ А. В. Писной	146

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ СИСТЕМЫ ВИЗУАЛИЗАЦИИ КОМПЛЕКСА СРЕДСТВ
ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ УПРАВЛЕНИЯ

Ю. В. Кондрашов, А. А. Чусов, И. А. Баталин155

СПОСОБ КОНТРОЛЯ ВЛИЯНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ НА ПЕРЕДАЧУ ДАННЫХ
ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ НА ОСНОВЕ СОВМЕСТНЫХ СТАТИСТИЧЕСКИХ
ХАРАКТЕРИСТИК

Р. Н. Хорошайлов159

СПОСОБ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ СИСТЕМАМ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ,
ОСУЩЕСТВЛЯЮЩИМ РАСПОЗНАВАНИЕ ИНДИВИДУАЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ
СИГНАЛОВ, ПУТЕМ ИСКАЖЕНИЯ ФОРМЫ СИГНАЛА

О. А. Кудрявцев166

СПОСОБ СНИЖЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ,
ИСПОЛЬЗУЮЩИХ ИНДИВИДУАЛЬНУЮ СТРУКТУРУ ИЗЛУЧАЕМЫХ СИГНАЛОВ

О. А. Кудрявцев172

ЦИФРОВОЙ ФОРМИРОВАТЕЛЬ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ С РАСШИРЕНИЕМ
СПЕКТРА МЕТОДОМ ПРЯМОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ

А. Ю. Глухов, А. В. Исаев, Д. А. Стародубов182

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

ВЛИЯНИЕ РАДИОКАНАЛА НА НАДЕЖНОСТЬ РАБОТЫ ГИБРИДНОЙ
РАДИООПТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ С КООПЕРАТИВНЫМ РАЗНЕСЕНИЕМ

Р. П. Краснов188

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МАТРИЦ ЛАЗЕРНЫХ ДИОДОВ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ И
ИНФОРМАЦИИ В СВОБОДНОМ ПРОСТРАНСТВЕ

С. В. Абрамов, О. И. Клинецов, В. А. Красавин, А. В. Романец, В. С. Сперанский195

МОДЕЛИРОВАНИЕ МОЩНОСТИ ЛАЗЕРНОЙ ЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ С
БИАКСИАЛЬНОЙ СХЕМОЙ И УЗКИМ ПОЛЕМ ЗРЕНИЯ

Е. А. Антонов, А. И. Калугин, Д. Н. Кочурова203

ПРЕДЛОЖЕНИЕ ПО ИСПОЛЬЗОВАНИЮ ЛАЗЕРНОЙ ЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ
ГОМОДИННОГО ТИПА ПРИ СЕЛЕКЦИИ ВИБРИРУЮЩИХ ОБЪЕКТОВ

Д. А. Дрынкин, А. Ю. Козирацкий, А. Г. Петухов209

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

АЛГОРИТМ ИЗМЕРЕНИЯ ПОЛНОЙ СКОРОСТИ УДЛИНЕННОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА А. А. Карпушкин, И. О. Пресняков	217
АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ТРАЕКТОРИЙ ИРИ В МП РЛС НА ОСНОВЕ РФК С ГРУППИРОВАНИЕМ ИЗМЕРЕНИЙ А. Е. Афиногенов, А. А. Дорофеев, С. С. Ерочкина, А. Е. Сныткин, А. А. Чугунов.....	221
ВРЕМЯ КОГЕРЕНТНОГО НАКОПЛЕНИЯ - ОГРАНИЧЕНИЯ, СВЯЗАННЫЕ С ВЛИЯНИЕМ СРЕДЫ И СИСТЕМАТИЧЕСКИМИ ОШИБКАМИ АППАРАТУРЫ Н. В. Верденская, И. А. Иванова.....	232
ЗАГОРИЗОНТНАЯ РАДИОЛОКАЦИЯ В МЕТРОВОМ (УКВ) ДИАПАЗОНЕ РАДИОВОЛН В. Н. Алебастров, В. А. Борсоев, В. В. Борсоева.....	240
ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ВЗВЕШИВАЮЩИХ ОКОН НА ЗАВИСИМОСТИ ВЕРОЯТНОСТИ ВЕРНОЙ КЛАССИФИКАЦИИ СИГНАЛОВ ОТ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ-ШУМ Н. Ч. Нхан, А. С. Подстригаев, Х. Н. Чан.....	243
ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ СГЛАЖИВАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ НА ТОЧНОСТЬ РАДИОВЫСОТОМЕРА С ИЗМЕРИТЕЛЬНЫМ КОНТУРОМ ФАПЧ А. А. Монаков, А. А. Тарасенков.....	248
ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ИЗДЕЛИЯ АВТОМАТИЧЕСКОГО ЗАВИСИМОГО НАБЛЮДЕНИЯ - ВЕЩАНИЯ (АЗН-В) - ТРЕКИНГА ВОЗДУШНЫХ СУДОВ С ПРИМЕНЕНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ «SOFTWARE DEFINED RADIO» В УСЛОВИЯХ ИМПОРТОЗАМЕЩЕНИЯ О. В. Бойко, А. С. Костюков, Е. А. Кушев, Д. В. Мязин, Д. А. Чученков	255
ИССЛЕДОВАНИЕ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ МИМО РАДАРА В. Ю. Волков.....	265
ИССЛЕДОВАНИЕ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ СВОЙСТВ СИГНАЛОВ, ОТРАЖЕННЫХ ОТ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ С. М. Костромицкий, Д. С. Нефёдов	273
К РЕШЕНИЮ ПРОБЛЕМЫ ОБОСНОВАНИЯ МЕТОДА ФОРМИРОВАНИЯ ФРАКТАЛЬНЫХ ПРИЗНАКОВ МНОГОМЕРНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ В. А. Кузнецов, В. П. Лихачев, А. А. Потапов	283

КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ АНАЛИЗ ФЛУКТУАЦИЙ ЧАСТОТЫ СИГНАЛОВ В ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ И. А. Алферова, О. А. Сафарьян.....	295
МЕТОД ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК И. М. Гаврилов, М. О. Лихоманов, А. Р. Рюмшин.....	302
МЕТОДИКА ПОСТРОЕНИЯ ЛИНИЙ РАВНЫХ ДАЛЬНОСТЕЙ ДВУХПОЗИЦИОННОЙ РЛС С. А. Воронцова.....	310
МНОГОМОДЕЛЬНЫЙ АЛГОРИТМ С ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ НАБОРА МОДЕЛЕЙ Д. В. Лук, А. А. Коновалов, Л. М. Хоанг.....	317
МОДЕЛИРОВАНИЕ ФУНКЦИИ ОТРАЖЕНИЯ РАЗЛИЧНЫХ УЧАСТКОВ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ - КОРРЕЛИРОВАННЫЕ И НЕКОРРЕЛИРОВАННЫЕ СЛУЧАЙНЫЕ ПОЛЯ Н. В. Верденская, И. А. Иванова.....	323
НАДЕЖНОСТЬ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ И БЕЗОПАСНОСТИ ПОЛЕТОВ И. А. Вельмисов.....	330
НЕКОТОРЫЕ ПРАКТИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ ФОРМИРОВАНИЯ ДЛИННЫХ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ В РЛС Н. А. Кушнерев, М. В. Родин, П. И. Шиврина.....	336
ОБЪЕДИНЕННЫЙ АЛГОРИТМ АВТОМАТИЧЕСКОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ МАНЕВРИРУЮЩИХ В РАЙОНЕ АЭРОДРОМА ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ М. Альмахмуд, Е. А. Богословский.....	345
ОПТИМАЛЬНОЕ ПОЛОЖЕНИЕ РАДИОЛОКАТОРА ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЗАДАННОЙ ОБЛАСТИ НАБЛЮДЕНИЯ А. В. Кричигин, Е. А. Маврычев.....	354
ОТДЕЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ КОМПЛЕКСОВ В. С. Медведева, Д. Б. Михайлов, А. В. Чадин.....	363
ОЦЕНКА СВОЙСТВ ФИЛЬТРА, КОМПЕНСИРУЮЩЕГО ВЛИЯНИЕ СРЕДЫ С ЧАСТОТНО- ЗАВИСИМЫМ ЗАТУХАНИЕМ НА УЛЬТРАЗВУКОВОЙ ШИРОКОПОЛОСНЫЙ СИГНАЛ Ю. В. Бакшеева.....	367
ПОЛЯРИЗАЦИОННЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ В РАДИОЛОКАЦИОННОЙ МЕТЕОРОЛОГИИ Е. Л. Шошин.....	374

ПОСТРОЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ ДВИЖУЩЕЙСЯ ЦЕЛИ В РАДИОЛОКАТОРАХ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СОГЛАСОВАННОГО ФИЛЬТРА МЕЛЛИНА А. А. Монаков.....	384
ПРАКТИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ УПРАВЛЕНИЯ МОЩНОСТЬЮ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ В РЛС Д. О. Попов, М. В. Родин.....	393
РАДИОЛОКАЦИОННАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ ПРОДОЛЬНОЙ ДЛИНЫ ПРОТЯЖЕННОГО ОБЪЕКТА А. А. Карпушкин, И. О. Пресняков	403
РАСПОЗНАВАНИЕ МАЛОРАЗМЕРНЫХ МАЛОСКОРОСТНЫХ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ ОЦЕНКИ ЭНТРОПИИ ПАРАМЕТРОВ ТРАЕКТОРИЙ Д. А. Васильев, А. Д. Ильясафов, Д. А. Пальгуев	410

Том 3

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

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ЧАСТОТОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ЗАГОРИЗОНТНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ NOSTRADAMUS

И. А. Глинкин, М. Н. Крижановский, С. В. Литвинов.....1

СТРУКТУРНАЯ СКРЫТНОСТЬ СИГНАЛА СОВРЕМЕННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ

Л. Н. Казаков, Ж. С. Ф. Олим10

ТОЧНОСТЬ ОЦЕНИВАНИЯ ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА, ПРИНИМАЕМОГО НА ФОНЕ ШУМА, С УЧЕТОМ ИСКАЖЕНИЙ, ВНОСИМЫХ ВХОДНЫМИ ЦЕПЯМИ ПРИЕМНИКА

Г. А. Бакаева.....14

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ, ОТРАЖЕННОГО ОТ ВИБРИРУЮЩИХ ПОВЕРХНОСТЕЙ

Н. И. Беляков, А. Ф. Крячко21

Секция 6. Навигация. Позиционирование. Морская локация и навигация. Гидроакустика. Системы наведения.

АЛГОРИТМ РЕШЕНИЯ НАВИГАЦИОННОЙ ЗАДАЧИ ДЛЯ СВЕХШИРОКОПОЛОСНЫХ ЛОКАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ НА БАЗЕ РАСШИРЕННОГО ФИЛЬТРА КАЛМАНА ДЛЯ ПСЕВДОДАЛЬНОМЕРНОЙ АРХИТЕКТУРЫ

П. М. Жучкова, Р. С. Куликов, А. П. Малышев, С. В. Черных, А. А. Чугунов28

АНАЛИЗ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ

А. А. Васильченко38

ВЕРОЯТНОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ В УСЛОВИЯХ ИМИТИРУЮЩИХ ПОМЕХ

П. Д. Коратаев, В. В. Неровный, П. С. Облов47

ВЛИЯНИЕ ПЕРСПЕКТИВНЫХ СИГНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ИХ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ

М. В. Авдеев, Е. С. Ачкасов, С. Н. Богомоллов55

ГОЛОГРАФИЧЕСКАЯ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЯ В ГИДРОАКУСТИЧЕСКОМ ВОЛНОВОДЕ

В. М. Кузькин, Н. В. Ладыкин, Ю. В. Матвиенко, С. А. Переселков, П. В. Рыбняец,
С. А. Ткаченко, А. Ф. Щербатюк.....62

ЗАПРОСНАЯ УГЛОМЕРНО-ДАЛЬНОМЕРНАЯ ЛОКАЛЬНАЯ РАДИОНАВИГАЦИОННАЯ СИСТЕМА

А. В. Журавлев, А. В. Смолин, И. В. Шуваев68

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ КООРДИНАТ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА НА НИЗКОЙ ОКОЛОЗЕМНОЙ ОРБИТЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СПЛАЙН-ИНТЕРПОЛЯЦИИ

В. В. Севидов74

ИНТЕРФЕРЕНЦИОННАЯ МНОГОЭЛЕМЕНТНАЯ АНТЕННА С КРИВОЛИНЕЙНОЙ АПЕРТУРОЙ ДЛЯ ПОДВОДНОГО БОКОВОГО ОБЗОРА

В. Ю. Волощенко, Е. В. Волощенко.....81

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АМПЛИТУДНОГО МЕТОДА ДАЛЬНОМЕТРИИ В СОВРЕМЕННЫХ РЛС.

В. С. Полубедов, К. К. Юсупов89

ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ КООРДИНАТНО-ИНФОРМАТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ ОТ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ КВАЗИГЕОСТАЦИОНАРНОЙ ОРБИТЫ СПУТНИКОВ-РЕТРАНСЛЯТОРОВ В ЗАДАЧАХ ГЕОЛОКАЦИИ

Р. Ф. Габитов, А. А. Дружков, Н. М. Зайцев, Р. Р. Саниев.....93

КОМПЛЕКСНАЯ СИСТЕМА ИДЕНТИФИКАЦИИ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ ПРИ КОНТРОЛЕ ОПТИЧЕСКИМИ И РАДИОЛОКАЦИОННЫМИ СРЕДСТВАМИ

В. С. Полубедов, К. К. Юсупов109

КОНЦЕПЦИЯ ПОСТРОЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ НА БАЗЕ УПРАВЛЯЕМЫХ ФОРМАЦИЙ БПЛА ДЛЯ КОНТРОЛЯ ОБЪЕКТОВ

А. А. Васильченко, В. С. Марюхненко, В. М. Орловский.....113

ЛОКАЛИЗАЦИЯ ДВИЖУЩЕГОСЯ ИСТОЧНИКА ЗВУКА В ПРИСУТСТВИИ ИНТЕНСИВНЫХ ВНУТРЕННИХ ВОЛН

И. М. Косенко, В. М. Кузькин, Ю. В. Матвиенко, А. С. Переселков, С. А. Переселков,
П. В. Рыбняец, С. А. Ткаченко.....118

ЛОКАЛЬНАЯ КОМПЛЕКСНАЯ НАВИГАЦИОННАЯ СИСТЕМА БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

А. А. Карпушкин, В. С. Марюхненко124

МАКСИМАЛЬНО ПРАВДОПОДОБНОЕ ОЦЕНИВАНИЕ УГЛОВОЙ ОРИЕНТАЦИИ ПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА ПО СИГНАЛАМ ДАТЧИКОВ УСКОРЕНИЯ И МАГНИТНОГО ПОЛЯ С ПРОИЗВОЛЬНОЙ КОНФИГУРАЦИЕЙ ОСЕЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ А. Ю. Востров	133
МОДЕЛЬ ОЦЕНКИ ТОЧНОСТИ ГОРИЗОНТАЛЬНОГО ГЕОМЕТРИЧЕСКОГО ФАКТОРА НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ В УСЛОВИЯХ ЗАТЕНЕНИЙ М. В. Авдеев, Е. С. Ачкасов, С. Н. Богомолов	140
ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ОТ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ В УСЛОВИЯХ ГОРОДСКОГО ЛАНДШАФТА А. Е. Макаров, И. В. Рябов.....	146
ОПРЕДЕЛЕНИЕ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ С БОРТА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТРИОРТОГОНАЛЬНОЙ РАМОЧНОЙ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов.....	156
ОПРЕДЕЛЕНИЕ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ СО СКАНИРУЮЩЕЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ В. В. Севидов, Л. М. Севидова	164
ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАВИГАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ ОБЪЕКТОВ НАБЛЮДЕНИЯ С ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СРЕДСТВ С НЕСТАЦИОНАРНЫМИ НАВИГАЦИОННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ А. А. Карпушкин, В. С. Марюхненко, М. С. Рясин	172
ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАПРАВЛЕНИЯ НА ИСТИННЫЙ СЕВЕР С ПОМОЩЬЮ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОГО ГИРОСКОПА ТАКТИЧЕСКОГО КЛАССА ТОЧНОСТИ Д. В. Ананьев, А. Ю. Востров, Д. В. Костин	179
ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННАЯ СИСТЕМА ТРАЕКТОРНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ НА БАЗЕ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ В. С. Марюхненко, В. М. Орловский.....	187
ОПТИМАЛЬНОЕ РАСПОЛОЖЕНИЕ ПСЕВДОСПУТНИКОВ В ЛОКАЛЬНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СЕТИ А. А. Демин, В. В. Неровный, Ю. В. Сиротин, В. В. Цитиридис, Д. А. Чучмай.....	194
ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ СКОРОСТИ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА НА ТОЧНОСТЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ НАЗЕМНЫХ ОБЪЕКТОВ Н. В. Паршуков, Д. И. Савин	200

ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ДАЛЬНЕЙ НАВИГАЦИИ В ИНТЕРЕСАХ НАЗЕМНЫХ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ В. Ю. Пальчик.....	206
ПЕРСПЕКТИВА ИСПОЛЬЗОВАНИЯ БЕСПИЛОТНОГО СУДОВОЖДЕНИЯ К. Г. Андреев, К. А. Сысак.....	214
ПОИСК И ОБНАРУЖЕНИЕ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ПОМЕХ П. Д. Коратаев, В. А. Миронов, В. В. Неровный, А. В. Сальников.....	220
ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ЛОКАЛИЗАЦИЯ СТАНЦИЙ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ ПО РАДИОСИГНАЛАМ, ПРИНЯТЫМ ОТ СПУТНИКОВ-РЕТРАНСЛЯТОРОВ А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов.....	229
РАЗНОСТНО-ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ СПОСОБ КООРДИНАТОМЕТРИИ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В ТРЕХМЕРНОМ ПРОСТРАНСТВЕ А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов.....	236
РАЗРАБОТКА ФИЛЬТРА ПОМЕХ НАВИГАЦИОННОГО ПРИЕМНИКА Д. А. Кисилев, П. Д. Коратаев, Н. А. Неровная, В. В. Неровный.....	243
СИНХРОНИЗАЦИЯ ШКАЛ ВРЕМЕНИ НАЗЕМНЫХ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РНС И АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ СПУТНИКОВЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ Д. Б. Писаревский, Д. И. Савин.....	249
СПОСОБ КООРДИНАТОМЕТРИИ ДВУХ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ ОСНОВАННЫЙ НА ИСПОЛЬЗОВАНИИ ЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ В. В. Севидов.....	254
СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛОВ В КАНАЛЕ ОЦЕНКИ ДИСПЕРСИИ ПОМЕХИ ОБНАРУЖИТЕЛЯ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С ДВОЙНОЙ МЕАНДРОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ В. В. Филоненко.....	263
УСОВЕРШЕНСТВОВАННЫЙ СПОСОБ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА ИМПУЛЬСНЫХ РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ А. А. Дружков, А. А. Кононов, И. Г. Пивкин.....	271
ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ ШУМОВОГО СИГНАЛА ВЕРТИКАЛЬНОЙ АНТЕННОЙ НА ОСНОВЕ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКОЙ ГОЛОГРАФИИ И. М. Косенко, В. М. Кузькин, Ю. В. Матвиенко, А. С. Переселков, С. А. Переселков, П. В. Рыбьянец, С. А. Ткаченко.....	277

Секция 7. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы. Теория фракталов.

АЛГОРИТМ МНОГОЛУЧЕВОГО ПРИЕМА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ БЕСПРОВОДНОЙ СЕНСОРНОЙ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ГАЗОТУРБИННОГО ДВИГАТЕЛЯ С. Б. Макаров, А. С. Михайлов, А. Н. Удодов	286
ВЛИЯНИЕ СКИН-ЭФФЕКТА НА РАСПРОСТРАНЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СИГНАЛОВ В ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ С ПРОИЗВОЛЬНЫМ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ЗАПОЛНЕНИЕМ А. М. Бобрешов, А. А. Кононов, К. В. Смусева, Г. К. Усков.....	295
ВЛИЯНИЕ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ НА ТОЧНОСТЬ ОЦЕНКИ МОМЕНТОВ ПОЯВЛЕНИЯ И ИСЧЕЗНОВЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ Н. Н. Ахмад, П. А. Трифионов	302
ВОЗБУЖДЕНИЕ ХАОСА В ОСЦИЛЛЯТОРЕ ВАН ДЕР ПОЛЯ С УПРАВЛЯЕМОЙ ЧАСТОТОЙ ВОЗДЕЙСТВИЯ Д. А. Крылосова, А. П. Кузнецов, Н. В. Станкевич	311
ИЗМЕНЕНИЯ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ГАУССОВЫХ БИПОЛЯРНЫХ ИМПУЛЬСОВ С ПОМОЩЬЮ РЕКОНФИГУРИРУЕМОГО ГЕНЕРАТОРА СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ А. С. Величкина, А. Е. Елфимов, К. В. Смусева, Г. К. Усков	316
ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ МЕТАПОВЕРХНОСТИ, ФУРЬЕ-ОПТИКА И КРИПТОГРАФИЯ: РЕТРОСПЕКТИВНЫЙ АНАЛИЗ А. А. Потапов.....	322
ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ Н. Н. Ахмад, Т. Т. Доан, П. А. Трифионов	363
ПОКАЗАТЕЛЬ СТЕПЕНИ ХАОТИЧНОСТИ ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ, ДЕМОНСТРИРУЮЩИХ ХАОС А. М. Бобрешов, А. Е. Ерёменко, А. А. Караваев	371
СВЕРХШИРОКОПОЛОСНАЯ СВЯЗЬ: ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ И ПЕРСПЕКТИВЫ А. В. Бердышев, Д. В. Пужкин, А. С. Щеголеватых.....	376
СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ ПЕЛЕНГАТОР В. П. Крылов	383

УЛУЧШЕНИЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ШИРОКОПОЛОСНОЙ СИСТЕМЫ АНТЕННА-ОБТЕКАТЕЛЬ

В. С. Виноградский, А. М. Клакович, В. Г. Кулиш, В. А. Минкин, А. П. Шадрин.....388

ФИЛЬТР ДЛЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО ХАОТИЧЕСКОГО СИГНАЛА В КАНАЛЕ С ШУМОМ

Е. В. Ефремова, Л. В. Кузьмин393

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ЗАЩИТЫ АКУСТИЧЕСКОЙ РЕЧЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ ОТ ЕЕ УТЕЧКИ ПО КАНАЛУ ЛАЗЕРНОГО МИКРОФОНА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВУАЛЕВЫХ ШТОР

А. В. Бердышев, Д. В. Пужкин, А. С. Щеголевых.....403

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

АДАПТИВНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ОПЕРАТИВНОЙ РЕГИСТРАЦИИ И МОДОВОГО АНАЛИЗА СВЧ-КВЧ ПОЛЯ В РАСКРЫВАХ ВОЛНОВЕДУЩИХ СТРУКТУР

Б. И. Власов, А. В. Золотухин, А. С. Кунаев412

Том 4

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

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ ИЗЛУЧАЕМОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ИМПУЛЬСОВ НА СВОЙСТВА НАПРАВЛЕННОСТИ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННЫ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ А. А. Волков.....	1
АНАЛИТИЧЕСКАЯ ОЦЕНКА НАПРЯЖЕННОСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ВБЛИЗИ МЕТАЛЛИЧЕСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ ПОКРЫТОЙ СЛОЕМ ДИЭЛЕКТРИКА В. Б. Байбурин, В. В. Комаров, В. П. Мещанов	11
ВЕРОЯТНОСТЬ БИТОВОЙ ОШИБКИ В ММО СИСТЕМЕ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ ПОМЕХ В. Н. Т. Нгуен, Ю. Н. Паршин	15
ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВАЯ АНТЕННА МИЛЛИМЕТРОВЫХ ВОЛН НА ОСНОВЕ ИНТЕГРИРОВАННОГО В ПОДЛОЖКУ ВОЛНОВОДА С. И. Деревянкин, А. В. Останков	21
ГЛУБОКОЕ ОБУЧЕНИЕ С ПОДКРЕПЛЕНИЕМ ДЛЯ ЗАДАЧИ АНАЛОГОВОГО ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЯ В МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ Л. И. Аверина, Н. Е. Гутерман.....	25
ДИАГНОСТИКА АНТЕННЫХ РЕШЕТОК МЕТОДАМИ БЛИЖНЕПОЛЬНЫХ «БЕСФАЗНЫХ» ИЗМЕРЕНИЙ Д. А. Веденькин, А. Ф. Гильфанова, Ю. Е. Седельников, Т. Р. Шагвалиев.....	32
ДИСПЕРСИОННАЯ МОДЕЛЬ ИЗЛУЧАЮЩЕЙ СТРУКТУРЫ НА ОСНОВЕ КИРАЛЬНЫХ МЕТАМАТЕРИАЛОВ С УЧЁТОМ ГЕТЕРОГЕННЫХ СВОЙСТВ Д. С. Клюев, Е. Э. Кривобоков, А. М. Нещерет, Ю. В. Соколова, И. В. Сушко	38
ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОРГАНИЧЕСКОЙ И МИНЕРАЛЬНОЙ ПОЧВ С. А. Варнаков, С. В. Кривальцевич, А. С. Яценко	43
ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ РАССЕЯНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН С УЧЕТОМ ЗЕРКАЛЬНО-ДИФFUЗНОГО ОТРАЖЕНИЯ ОТ ОБЪЕКТОВ СЛОЖНОЙ ФОРМЫ С. А. Гончаров, В. А. Кузнецов	48
ИССЛЕДОВАНИЕ БЕЗОТРАЖАТЕЛЬНЫХ СВОЙСТВ ИСКУССТВЕННЫХ ПЕРИОДИЧЕСКИХ СТРУКТУР НА КРИТИЧЕСКИХ ЧАСТОТАХ В ДИАПАЗОНЕ 16 - 25 ГГЦ. В. М. Васильченко, Р. Г. Губайдуллин, Д. А. Полетаев, В. В. Старостенко	56

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ АНТЕНН БПЛА И ОБЕСПЕЧЕНИЕ ИХ ЭМС А. Х. Дайуб, А. А. Комаров	64
ИССЛЕДОВАНИЕ ГРАНИЧНОЙ ВОЛНЫ, ИЗЛУЧАЕМОЙ ПЛОСКОЙ КРУГЛОЙ АПЕРТУРОЙ А. М. Бобрешов, В. Е. Копытин, Н. А. Лысенко, С. П. Скулкин, Г. К. Усков.....	70
ИССЛЕДОВАНИЕ СПОСОБНОСТИ МИМО СИСТЕМЫ СВЯЗИ ДЕТЕКТИРОВАТЬ ПРИНИМАЕМЫЙ СИГНАЛ В УСЛОВИЯХ ОШИБОЧНОЙ ИНФОРМАЦИИ О СОСТОЯНИИ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ПОДКАНАЛОВ Н. В. Карпенко, А. В. Лещинский, Д. В. Мокринский, В. Е. Тоискин	77
ИССЛЕДОВАНИЕ СПОСОБОВ СОГЛАСОВАНИЯ ШИРОКОПОЛОСНОЙ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКОЙ ВИБРАТОРНОЙ АНТЕННЫ В ОБЛАСТИ НИЗКИХ ЧАСТОТ Ю. С. Русов	84
ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКАЯ АНТЕННА LDR И PMR ДИАПАЗОНОВ О. В. Бажанова, А. Ю. Болгов, Д. П. Кондратьев, С. Е. Нескородов, Г. К. Усков.....	89
МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ИЗЛУЧАЮЩЕГО РАСКРЫВА ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ, ИМЕЮЩЕЙ ГЕОМЕТРИЧЕСКИЕ ИСКАЖЕНИЯ АПЕРТУРЫ К. М. Занин.....	93
МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЗВОЛНОВАННОЙ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ ДЛЯ РАСЧЕТА ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА Г. А. Бабанин, А. К. Ермаков, Н. В. Поваренкин, Т. И. Тагаев.....	103
МЕТОД ПЕЛЕНГАЦИИ ИСТОЧНИКОВ ЛИНЕЙНОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ НА ОСНОВЕ ЭКСТРЕМАЛЬНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ Л. В. Винник, В. В. Задорожный, А. В. Литвинов, С. Е. Мищенко, В. В. Шацкий.....	113
МЕТОД СИНТЕЗА МНОГОЛУЧЕВОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ПО ЗАДАННОЙ АМПЛИТУДНОЙ ДИАГРАММЕ НАПРАВЛЕННОСТИ А. В. Литвинов, С. Е. Мищенко, В. Н. Шацкий	123
МЕТОДИКА ЛАБОРАТОРНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ КАРТИН ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ, РЕАЛИЗОВАННАЯ В ВОРОНЕЖСКОМ ГОСУДАРСТВЕННОМ ТЕХНИЧЕСКОМ УНИВЕРСИТЕТЕ А. В. Володько, А. Р. Гаврилов, М. О. Енговатов, Е. А. Ищенко, Н. Б. Смольянов, С. М. Фёдоров	133

МЕТОДИКА РАСЧЕТА МАТРИЦЫ ПОВЕРХНОСТНЫХ ИМПЕДАНСОВ МИКРОПОЛОСКОВОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ, РАСПОЛОЖЕННОГО НА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ЦИЛИНДРЕ А. Н. Дементьев, Д. С. Ключев, Е. Э. Кривобоков, А. М. Нецкерет, Ю. В. Соколова.....	138
МНОГОЛУЧЕВЫЕ АНТЕННЫ ДЛЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ А. Р. Садыков, Ю. Е. Седельников, В. А. Скачков	143
МОДЕЛИРОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ЦИФРОВОЙ ПЕЛЕНГАЦИИ С УЧЁТОМ ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ АНТЕННЫХ РЕШЁТОК САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА В. А. Жигулин, Ю. Б. Нечаев.....	150
МОДЕЛИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК РАССЕЙЯНИЯ РАДИОВОЛН НА СУХОМ СНЕГЕ К. С. Артёмов, А. А. Афонин.....	158
МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОЛНОАЗИМУТАЛЬНОЙ АНТЕННЫ С ПОВЫШЕННЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ НАПРАВЛЕННОГО ДЕЙСТВИЯ В. П. Васильев, А. В. Иванов, М. А. Облогин, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин.....	167
О ПРИБЛИЖЕНИИ БИГАУССОВСКИМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ НАПРЯЖЕННОСТИ ПОЛЯ РАДИОИМПУЛЬСА С ХАОТИЧЕСКОЙ ОГИБАЮЩЕЙ В РЕЗОНАНСНО-ПОГЛОЩАЮЩЕЙ ГАЗОВОЙ СРЕДЕ В. В. Лепехин, Г. М. Стрелков.....	172
ОБОБЩЕНИЕ МЕТОДА ПАРАБОЛИЧЕСКОГО УРАВНЕНИЯ НА СЛУЧАЙ ОСЕСИММЕТРИЧНЫХ ЗАДАЧ В. В. Ахияров	180
ОПРЕДЕЛЕНИЕ ГРАНИЦ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ АНАЛИТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ДЛЯ РАСЧЕТА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ВБЛИЗИ ОТКРЫТОГО КОНЦА ВОЛНОВОДА О. В. Потапова, Я. В. Христофоров.....	187
ОПТИМИЗАЦИЯ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ РАЗМЕРОВ БИКОНИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ ПО КРИТЕРИЮ МАКСИМУМА ПЛОТНОСТИ ЭНЕРГИИ ИЗЛУЧАЕМОГО ВИДЕОИМПУЛЬСА А. А. Волков	192
ОЦЕНКА ИСКАЖЕНИЯ ПАРЦИАЛЬНЫХ ДИАГРАММ ЭЛЕМЕНТОВ ФАР ПО МАТРИЦАМ РАССЕЙЯНИЯ И ДИАГРАММЕ ИЗОЛИРОВАННОГО ЭЛЕМЕНТА О. В. Бажанова, В.А. Степкин, А. М. Бобрешов, К. В. Смусева, Г. К. Усков, Л. И. Аверина....	198

ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ ДВИЖУЩИХСЯ ОБЪЕКТОВ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ПЕЛЕНГОВАНИЯ РАССЕЯННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ШИРОКОВЕЩАТЕЛЬНЫХ РАДИОСТАНЦИЙ В КВ ДИАПАЗОНЕ Г. Г. Вертоградов, В. Ю. Нестеров.....	202
ОЦЕНКА СТЕПЕНИ ЗАТУХАНИЯ РАДИОВОЛН САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ПРИ ТРОПОСФЕРНОМ РАСПРОСТРАНЕНИИ ДЛЯ ЗАДАЧ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ Д. Н. Борисов, Ю. Б. Нечаев, И. В. Пешков	209
ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ПРИ ПРОГНОЗИРОВАНИИ ИОНОСФЕРЫ А. В. Васенина, К. А. Сидоренко.....	218
ПОГЛОЩЕНИЕ СВЧ ЭМИ СИСТЕМОЙ «ПОЛИУРЕТАН-СТЕКЛО-ЦИКЛОГЕКСАН-Н-ГЕКСАН» К. В. Смушева, Г. К. Усков, С. В. Хатунцев, М. Н. Ющев.....	224
ПРИМЕНЕНИЕ АНАЛИТИЧЕСКОГО МЕТОДА РАСЧЕТА ИМПУЛЬСНО-ПЕРЕХОДНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДЛЯ АНАЛИЗА ИМПУЛЬСНОГО ПОЛЯ, ИЗЛУЧЕННОГО ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ АПЕРТУРОЙ А. М. Бобрешов, А. А. Кононов, Е. А. Серегина, К. В. Смушева, Г. К. Усков, С.П. Скулкин	227
ПРИМЕНЕНИЕ ВИРТУАЛЬНЫХ МАГНИТНЫХ ДИПОЛЕЙ С БАЗИРОВАНИЕМ НА МАЛОМ БПЛА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПЕЛЕНГА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, С. М. Фёдоров	234
ПРИМЕНЕНИЕ ЗМЕЙКОВОГО ВОЛНОВОДА ДЛЯ ЧАСТОТНОГО УПРАВЛЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЕМ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ В ПРОСТРАНСТВЕ Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Н. Б. Смольянов	241
ПРИМЕНЕНИЕ КОМПЬЮТЕРНЫХ МЕТОДОВ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ А. В. Володько, А. Р. Гаврилов, М. О. Енговатов, Е. А. Ищенко, С. М. Фёдоров	247
ПРОГНОЗ ДАЛЬНЕГО ТРОПОСФЕРНОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РЕКОМЕНДАЦИЙ МЕЖДУНАРОДНОГО СОЮЗА ЭЛЕКТРОСВЯЗИ В. В. Ахияров.....	255
РАСПРОСТРАНЕНИЕ СУПЕРГАУССОВСКОГО РАДИОИМПУЛЬСА В РЕЗОНАНСНО-ПОГЛОЩАЮЩЕЙ СРЕДЕ Г. М. Стрелков, Ю. С. Худышев.....	263
СИМУЛЯЦИЯ СВОЙСТВ МЕТАСТРУКТУР В ПАКЕТЕ ПРОГРАММ CST STUDIO Н. А. Болдырев, Е. В. Григорьев, А. С. Мазинов, М. М. Падалинский, А. В. Старосек	271

СИСТЕМА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИОЧАСТОТНОГО ПЛАНИРОВАНИЯ ЗОН ПОКРЫТИЯ БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ В СРЕДЕ МАТНСАД

А. А. Ваганова, Н. Н. Кисель, А. И. Панычев.....277

СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ ОШИБОК ПЕЛЕНГА ДЛЯ РАДИОПРОЗРАЧНЫХ ОБТЕКАТЕЛЕЙ ПРОИЗВОЛЬНЫХ ФОРМ, ВО ВСЕЙ ВОЗМОЖНОЙ ОБЛАСТИ СКАНИРОВАНИЯ ФАР (АФАР) В СИСТЕМЕ АНТЕННА ОБТЕКАТЕЛЬ СОВРЕМЕННОЙ БРЛС

И. Е. Макушкин285

СРАВНЕНИЕ МЕТОДИКИ ФОРМИРОВАНИЯ ВИРТУАЛЬНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ НА ОСНОВЕ ФУНКЦИИ ГАНКЕЛЯ И ВИРТУАЛЬНЫХ МАГНИТНЫХ ДИПОЛЕЙ

Е. А. Ищенко, В. В. Негрбов, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, С. М. Фёдоров.....295

ТОЧНОСТЬ ОДНОПОЗИЦИОННОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКОВ КВ ИЗЛУЧЕНИЯ НА МНОГОСКАЧКОВЫХ ШИРОТНЫХ И ДОЛГОТНЫХ ТРАССАХ

Г. Г. Вертоградов, М. А. Михайлов, В. Д. Черных301

ТРЕХМЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ КАНАЛА СВЯЗИ С ГАУССОВСКИМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ РАССЕЙВАТЕЛЕЙ НА СФЕРЕ

В. Х. Нгуен, А. Ю. Паршин311

УЧЕТ ВЛИЯНИЯ УСТАНОВКИ ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН НА КОРАБЛЕ НА ЕЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

М. Ю. Звездина, А. М. Шапошникова, Ю. А. Шокова317

ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МИКРОПОЛОСКОВОЙ Т-ОБРАЗНОЙ ШЛЕЙФНОЙ СТРУКТУРЫ

Д. А. Максимов, А. В. Останков, М. Ю. Чепелев, Н. Н. Щетинин.....329

ШИРОКОПОЛОСНАЯ ДВУХПОЛЯРИЗАЦИОННАЯ STACKED ПАТЧ АНТЕННА

Д. В. Лелявин, С. А. Очилова, К. В. Смусева, Е. Е. Сыромятова, Г. К. Усков335

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПРИЕМНОГО ТРАКТА КАНАЛА РАДИОУПРАВЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЕМ МОБИЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ

А. Д. Кононов, А. А. Кононов, В. К. Маршаков341

ЭФФЕКТИВНЫЕ ПЛОЩАДИ РАССЕЙЯНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ БОЛЬШОЙ ПРОДОЛЖИТЕЛЬНОСТИ ПОЛЕТА

А. В. Богословский, С. Н. Разиньков, О. Э. Разинькова349

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

АЛГОРИТМЫ ФИЛЬТРАЦИИ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В ДВУХПОЗИЦИОННОЙ ПОДВИЖНОЙ РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНОЙ СИСТЕМЕ МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ РАСШИРЕННОГО И СИГМА-ТОЧЕЧНОГО ФИЛЬТРОВ КАЛМАНА	
Э. А. Кирсанов	357
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОМПЛЕКСА ФОРМИРОВАНИЯ КОЛЕБАНИЙ ДЛЯ ПОСТАНОВКИ ПОМЕХ НА ОСНОВЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ХАОСА «АЙСБЕРГ 2.0» ДЛЯ ПОДАВЛЕНИЯ КАНАЛОВ РАДИОСВЯЗИ	
И. С. Гришин, А. Р. Зайдуллин, В. А. Наумчик, И. А. Омельченко, Н. С. Хрущев	364
К ВОПРОСУ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ПРИ НАЗНАЧЕНИИ ЧАСТОТ ПОДВИЖНЫМ КОМПЛЕКСАМ РАДИОСВЯЗИ	
Ф. П. Астапенко, М. В. Богатырев, И. В. Владимиров, С. А. Житенёв, В. П. Пустовит	368
МЕАНДРОВЫЕ НАВИГАЦИОННЫЕ СИГНАЛЫ С ТРЕБУЕМОЙ ФОРМОЙ СПЕКТРА ДЛЯ ЛОКАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ	
В. В. Неровный, В. С. Радько, Д. П. Свиридов, В. В. Филоненко	373
МЕТОДИКА РАСЧЕТА ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РАССЯЕНИЯ ДИПОЛЯ, ВИБРИРУЮЩЕГО ПОД ВОЗДЕЙСТВИЕМ АКУСТИЧЕСКОЙ РЕЧЕВОЙ ВОЛНЫ	
В. Б. Авдеев, А. Н. Катруша, С. А. Катруша	383
МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЫХОДНЫХ СИГНАЛОВ ОПТИМАЛЬНОГО УСТРОЙСТВА РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ СИГНАЛОПОДОБНЫХ ПОМЕХ	
Р. В. Антипенский, А. А. Волков, А. А. Донцов, Е. Е. Назаров.....	390
МОДЕЛЬ ОЦЕНКИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ МОДИФИЦИРОВАННОЙ ШУМОВОЙ ПОМЕХИ	
Е. Р. Антипенский.....	397
ОБЗОР СОВРЕМЕННЫХ И ПЕРСПЕКТИВНЫХ ЗАРУБЕЖНЫХ СРЕДСТВ БОРЬБЫ С БВС	
И. А. Байгутина, Е. Ф. Гетманская, А. В. Грознов, А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля	404
ОБОСНОВАНИЕ КОЛИЧЕСТВА ПРОСТРАНСТВЕННЫХ КАНАЛОВ СИСТЕМЫ РАДИОМОНИТОРИНГА МНОГОСПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ	
Е. С. Прожеторко	414
ОСОБЕННОСТИ МОДЕЛИРОВАНИЯ СЛОЖНЫХ ОРГАНИЗАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКИХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ	
А. А. Петроченко, К. Н. Чугай.....	419

Том 5

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

ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ИЗДЕЛИЙ
ПОСРЕДСТВОМ ПРИМЕНЕНИЯ РАДИОПОГЛОЩАЮЩИХ МАТЕРИАЛОВ
И. А. Курчанов, А. Е. Лысенко, В. В. Севидов.....1

ПРИМЕНЕНИЕ ЭЛЕМЕНТОВ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ ПРИ ОЦЕНКЕ
ВНУТРИАППАРАТУРНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ
Д. В. Васильченко, Д. А. Пухов, М. А. Ромащенко10

ПРОСТРАНСТВЕННАЯ КОМПЕНСАЦИЯ ПОМЕХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИНФОРМАЦИИ
О НАПРАВЛЕНИИ НА ИСТОЧНИК СИГНАЛА
С. И. Бабусенко, А. В. Журавлев, В. В. Кирюшкин, Е. М. Красов, В. Г. Маркин.....15

ПРОСТРАНСТВЕННОЕ ПОДАВЛЕНИЕ ПОМЕХ С ПОМОЩЬЮ МОДИФИЦИРОВАННОГО
АЛГОРИТМА ФАЗОВОЙ АДАПТАЦИИ
К. В. Буй, Ю. Н. Паршин.....21

РАДИОРАЗВЕДКА И ПОДАВЛЕНИЕ БЕСПРОВОДНЫХ ТОЧЕК СОЕДИНЕНИЯ
КОМПЛЕКСОМ «АНАЛИТИК» НА ПРОГРАММНОМ УРОВНЕ С ПРИМЕНЕНИЕМ
УСТРОЙСТВ ПЕРЕНОСИМЫХ НА БПЛА
С. Н. Горбунов, И. С. Гришин, А. Р. Зайдуллин, И. А. Омельченко, Н. С. Хрущев26

РАСПРЕДЕЛЕНИЕ РАЗНОРОДНОГО РЕСУРСА СРЕДСТВ РАДИОМОНИТОРИНГА ДЛЯ
ВЫПОЛНЕНИЯ СПЕЦИАЛЬНЫХ ЗАДАЧ
И. А. Сидоренко, Д. А. Черкасов.....33

РЕЗУЛЬТАТЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА ПО
МОДЕЛИРОВАНИЮ РЕЗУЛЬТАТОВ СПЕЦИАЛЬНОГО ДЕСТРУКТИВНОГО
ВОЗДЕЙСТВИЯ НА КАНАЛЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ПРИМЕНЕНИЕМ
РЕТРАНСЛЯТОРА
К. В. Никульшин, М. В. Павловский.....39

СИСТЕМА АКТИВНОЙ АКУСТИЧЕСКОЙ И ВИБРАЦИОННОЙ ЗАЩИТЫ РЕЧЕВОЙ
ИНФОРМАЦИИ
В. В. Алексеев, Г. М. Гарнов, Д. А. Клинков, С. В. Романов, С. К. Толмачев45

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

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС НА ОСНОВЕ
ОПТОВОЛОКОННЫХ СЕНСОРОВ
Е. В. Богатиков, Р. Р. Лагутин, Ю. О. Семилетов, А. Н. Шебанов52

АДРЕСНОЕ ПЕЛЕНГОВАНИЕ СИГНАЛОВ WI-FI А. В. Ашихмин, А. Б. Токарев, И. С. Фаустов	56
АНТЕННА СИСТЕМЫ АКТИВНОГО ЗАПРОС ОТВЕТА БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТАМАТЕРИАЛОВ Ю. Е. Седельников, Н. А. Тутъяров	65
ВЛИЯНИЕ РЕЖИМА СБОРА ДАННЫХ НА ВЕРОЯТНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ ОДИНОЧНЫХ РАДИОИМПУЛЬСОВ ПРИ ПАНОРАМНОМ РАДИОКОНТРОЛЕ А. Г. Студеникин, А. Б. Токарев.....	75
ВОПРОСЫ ПРИМЕНЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ЗОНДИРОВАНИЯ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ПОЛОТНА К. Н. Чугай	83
ДЕФЕКТНЫЕ МОДЫ СВЧ ФОТОННОГО КРИСТАЛЛА С ПРОВОДЯЩИМ НАНОСЛОЕМ Д. В. Пономарев, А. В. Скрипаль, В. Е. Шаронов.....	89
ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ КУСОЧНО-СЛОИСТОГО ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ЗАПОЛНЕНИЯ ЕМКОСТНЫХ ЗАЗОРОВ П- И Н-ВОЛНОВОДОВ НА ИХ КРИТИЧЕСКИЕ ДЛИНЫ ОСНОВНЫХ ВОЛН А. А. Скворцов.....	94
ИССЛЕДОВАНИЕ КОМПАКТНЫХ ПОЛИГОНОВ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ С НИЗКИМ УРОВНЕМ ФАЗОВОЙ ОШИБКИ А. А. Петров	100
ИССЛЕДОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ СВОЙСТВ П-СЕКЦИЙ ОБЪЕМНЫХ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ Т. М. Ишкаев, А. Р. Насыбуллин, Р. Р. Фаттахов.....	106
КВАЗИАНАЛИТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ КОЭФФИЦИЕНТА ШИРОКОПОЛОСНОСТИ ЛУНАРНОГО ВОЛНОВОДА СО СЛОИСТЫМ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ЗАПОЛНЕНИЕМ А. А. Скворцов.....	116
МЕТОД СИНТЕЗА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ФИЛЬТРОВ СВЧ НА ОСНОВЕ КЛАССИЧЕСКОГО ПОДХОДА К ПРОБЛЕМЕ С. Н. Вырко, А. А. Свириденко, А. Г. Хмельник	121
МЕТОДИКА СИНТЕЗА ШИРОКОПОЛОСНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ИМЕЮЩИХ СВОЙСТВО РОБАСТНОСТИ В УСЛОВИЯХ НЕСТАЦИОНАРНОСТИ ИМПЕДАНСА НАГРУЗОК В РАСПРЕДЕЛЕННОМ ЭЛЕМЕНТНОМ БАЗИСЕ П. В. Бойкачев, С. Н. Вырко, М. И. Полещук, А. Г. Хмельник	129

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ПОТЕРЬ В ОБМОТКАХ МАГНИТНЫХ КОМПОНЕНТОВ ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ Н. Ю. Веретенников	140
ОЦЕНКА СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ МОЩНОСТИ ПОБОЧНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ ОТЕЧЕСТВЕННОГО ЦАП 1273НА044 А. В. Гречишкин, С. А. Ермаков, Д. Н. Рахманин, А. А. Чиликин	148
ПРИМЕНЕНИЕ АКТИВНОЙ МЕТАПОВЕРХНОСТИ С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ПОЛЯРИЗАЦИИ ПРИ ПОСТРОЕНИИ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОТРАЖАТЕЛЯ Е. Л. Шошин.....	153
ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМА КОХОНЕНА В РЕШЕНИИ ЗАДАЧИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ДИАГНОСТИКИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ Д. А. Куан, А. В. Долматов, Н. В. Туан	162
ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СШП-ИМПУЛЬСОВ А. С. Величкина, А. Е. Елфимов, Г. К. Усков	169
ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ ИССЛЕДОВАНИЙ МЕТОДОМ ИМПЕДАНСНОЙ СПЕКТРОСКОПИИ Е. В. Богатиков, Е. А. Попов, А. Н. Шебанов, Е.Н. Бормонтон.....	174
РАДИОТЕХНИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ АЭРОМОБИЛЬНОСТИ БЕСПИЛОТНЫХ АВИАЦИОННЫХ СИСТЕМ И. А. Байгутлина, Е. Ф. Гетманская, А. В. Грознов, А. Ю. Дыбля, П. А. Замятин	178
РАЗРАБОТКА ОДНОДИОДНОГО ВОЛНОВОДНОГО КЛЮЧА X-ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ К. В. Арав, Б. М. Кац, К. А. Саяпин, Е. А. Сигитов.....	188
РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА КОНЕЧНОСТЕЙ ЧЕЛОВЕКА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЛАЗЕРНОЙ ТЕХНОЛОГИИ А. М. Безрукавый, И. С. Бобылкин, В. А. Ванин, Э. Э. Каграманов	194
СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ЛУЧОМ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ П. П. Куренков, Ю. С. Русов, Д. Р. Руссо	199
ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ СВЯЗИ ДЛЯ МНОГОЗОНДОВЫХ РЕФЛЕКТОМЕТРОВ Б. М. Кац, К. А. Саяпин.....	205

ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНАЯ АРХИТЕКТУРА АВТОНОМНОГО ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА МОНИТОРИНГА ИНФРАСТРУКТУРЫ УМНОГО ГОРОДА НА ОСНОВЕ РАЗВЕРНУТЫХ БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЕЙ	
М. А. Банкетов, И. А. Сафонов.....	211

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

АВТОМАТИЧЕСКОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВИДА И ПАРАМЕТРОВ ПРИНИМАЕМОГО СИГНАЛА В УСЛОВИЯХ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЁННОСТИ	
М. В. Нгуен	217

ВАРИАНТ ПОСТРОЕНИЯ БОРТОВОГО КОМПЛЕКСА СВЯЗИ НА РАДИОФОТОННЫХ ЭЛЕМЕНТАХ	
А. А. Сулима	226

ДОСТИЖЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННОГО ПРЕВОСХОДСТВА ЗА СЧЕТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ КОСМИЧЕСКИХ СРЕДСТВ СВЯЗИ, УПРАВЛЕНИЯ, РАЗВЕДЫВАТЕЛЬНОГО И НАВИГАЦИОННОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ	
М. С. Иванов, П. В. Рябков	231

К ВОПРОСУ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ СИСТЕМЫ СВЯЗИ	
В. В. Алексеев, И. А. Глазкова, М. А. Ивановский.....	237

К ВОПРОСУ О НЕЙРОСЕТЕВОМ ПРЕДИКТОРЕ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ СИСТЕМЫ КОГНИТИВНОГО РАДИО НА ОСНОВЕ ЦИФРОВОЙ МОДЕЛИ ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКИ	
Н. С. Береснев, А. Н. Голубинский, Н. М. Рябков	243

К ВОПРОСУ О ПОВЫШЕНИИ ДОСТОВЕРНОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В КАНАЛАХ НИЗКОГО КАЧЕСТВА	
А. А. Павлович, А. С. Присяжнюк	249

К ВОПРОСУ О ФОРМИРОВАНИИ ПОЛОСОВОГО ШУМА ДЛЯ ЦИФРОВОЙ МОДЕЛИ ПОМЕХОВО-ШУМОВОЙ ОБСТАНОВКИ КОГНИТИВНОЙ СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ	
А. Н. Голубинский, Н. М. Рябков.....	253

КРИТЕРИЙ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ АВТОМАТИЗАЦИИ	
А. В. Коровин, В. Р. Осипов, В. Н. Петухов.....	259

МЕТОДИКА ФУНКЦИОНАЛЬНОГО КОНТРОЛЯ СРЕДСТВ РАДИОСВЯЗИ НА ОСНОВЕ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО АНАЛИЗА ДАННЫХ	
В. В. Аллакин, А. А. Павлович, М. В. Голунов	264

НЕЙРОСЕТЕВАЯ АРХИТЕКТУРА С АКСОНАМИ СЛУЧАЙНОЙ ДЛИНЫ В ЗАДАЧАХ КЛАССИФИКАЦИИ А. А. Толстых.....	269
НЕЙРОСЕТЕВАЯ МОДЕЛЬ КЛАССИФИКАЦИИ СЛОЖНЫХ ОБЪЕКТОВ А. Н. Голубинский, М. С. Данилов, М. Н. Данильченко.....	275
О ПРОБЛЕМЕ ОГРАНИЧЕННОСТИ ПРИ ИССЛЕДОВАНИЯХ КОГНИТИВНЫХ РАДИОСИСТЕМ В. А. Головской.....	283
О РАЗРАБОТКЕ МОДЕЛИ КОМПОЗИТНОГО ПОМЕХОВО-ШУМОВОГО СИГНАЛА ДЛЯ СИСТЕМЫ КОГНИТИВНОГО РАДИО Н. С. Береснев, А. Н. Голубинский, Н. М. Рябков	288
ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ АЛГОРИТМОВ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА В ЗАДАЧАХ УПРАВЛЕНИЯ СВЯЗЬЮ Д. В. Вихорев, А. В. Мерзвинский.....	293
ОНТОЛОГИЧЕСКИЙ ПОДХОД К АНАЛИЗУ ГРАНИЧНЫХ ПРОБЛЕМ СКВОЗНЫХ ПРОЦЕССОВ В ЖИЗНЕННОМ ЦИКЛЕ ВЫСОКОТЕХНОЛОГИЧНЫХ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ С. В. Козлов.....	302
ПОДХОД К ФОРМАЛИЗАЦИИ ОПИСАНИЯ ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМЫХ КОМПОНЕНТОВ СОВРЕМЕННЫХ МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ СЕТЕЙ СВЯЗИ В. С. Артамонов, А. Н. Буренин, К. А. Смирнов	311
ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫЙ ДВУХПороГОВЫЙ АЛГОРИТМ СЕГМЕНТАЦИИ РЕЧЬ/ПАУЗА ДЛЯ СИСТЕМ ИДЕНТИФИКАЦИИ АБОНЕНТА ПО ГОЛОСУ С. Алшавва, А. П. Чернышов, К. С. Шалаев, А. Д. Юдаков, Д. С. Юдаков	320
ПРЕДИКТИВНЫЙ КОНТРОЛЬ ПРОЦЕССА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СЛОЖНОЙ ТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ В. В. Ларькин, О. М. Лепешкин, О. А. Остроумов, А. С. Пермяков, И. С. Черных.....	330
ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ ПРИ ПОМОЩИ АЛГОРИТМОВ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ Д. И. Беликов, А. А. Сапрыкин, А. С. Селиванов	336
ПРОЦЕДУРА ОПРЕДЕЛЕНИЯ СТРУКТУРЫ СИСТЕМЫ СВЯЗИ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ МОНИТОРИНГА РАДИООБСТАНОВКИ В. В. Алексеев, И. А. Глазкова, М. А. Ивановский.....	346

СИСТЕМЫ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА АВИАЦИОННЫХ КОМПЛЕКСОВ, ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО ТЕРМИНОЛОГИИ, КЛАССИФИКАЦИИ, ПРИНЦИПАМ СОЗДАНИЯ О. А. Лыкова, С. А. Мочалов, А. А. Пилипов	354
СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ОЦЕНКИ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ИНТЕРОПЕРАБЕЛЬНОСТИ СЛОЖНЫХ СИСТЕМ ПРИ ПОМОЩИ СЦЕНАРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ В. А. Дроговоз.....	361
СТРУКТУРА РАСПРЕДЕЛЕННОГО ГРУППОВОГО УПРАВЛЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ А. В. Мефедов.....	370
ТЕНДЕНЦИИ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ КОГНИТИВНОГО РАДИО В. В. Никулина, И. А. Сафонов	373
УНИФИЦИРОВАННЫЕ КОММУНИКАЦИИ И ПЛАТФОРМА CRM ОПЕРАТОРА СВЯЗИ Ю. А. Тамм.....	377
УСЛОВИЯ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ЛИНИЙ МНОГОКАНАЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ В ИНФОКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ П. В. Лебедев, А. А. Тарасов.....	382
УСТОЙЧИВЫЕ ПРИЗНАКИ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ ДИКТОРОВ НА ДИСКРЕТНЫХ АУДИОСИГНАЛАХ Н. П. Колмаков, А. А. Толстых.....	387
ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ ИНФОРМАЦИОННО-АНАЛИТИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ СИСТЕМ РАДИОМОНИТОРИНГА П. В. Заика, А. М. Кудрявцев, А. А. Смирнов.....	395

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ЧАСТОТОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ЗАГОРИЗОНТНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ NOSTRADAMUS

М.Н. Крижановский^{1,2}, С.В. Литвинов¹, И.А. Глинкин²

¹МИРЭА - Российский технологический университет, Москва, Россия

²АО «НПК «НИИДАР», Москва, Россия

Аннотация. Радиолокационные станции загоризонтного обнаружения (РЛС ЗГО) нашли свое применение в качестве высокоэффективного средства наблюдения за воздушной и надводной обстановкой на большом удалении. Одна из главных характеристик РЛС ЗГО пространственной (ионосферной) волны – зависимость от ионосферы. Использование КВ-диапазона позволяет РЛС ЗГО отражать радиоволны от ионосферы, получая ослабленные сигналы обратно от отражающих поверхностей, таких как подстилающая поверхность, море, острова, корабли и самолеты. Наличие информации о параметрах ионосферы в режиме реального времени имеет первостепенное значение, поскольку она влияет на выбор используемых частот. Система загоризонтного обнаружения нуждается в системе управления частот реального времени, использующей алгоритм прогнозирования или измерения зафиксированным вертикальным или наклонным зондированием ионосферы. Особенностью французской загоризонтной РЛС NOSTRADAMUS является то, что она разработана с учетом того чтобы РЛС могла осуществлять работу полностью автономно по отношению к поставщикам информации о состоянии ионосферы.

Ключевые слова: NOSTRADAMUS, загоризонтное обнаружение, РЛС ЗГО, рабочая частота.

FREQUENCY CONTROL SYSTEM OF THE NOSTRADAMUS OVER-THE-HORIZON DETECTION RADAR SYSTEM

M.N. Krizhanovsky^{1,2}, S.V. Litvinov¹, I.A. Glinkin²

¹MIREA - Russian Technological University, Moscow, Russia

²JSC «Distant Radiocommunication Scientific Research Institute», Moscow, Russia

Abstract. Over-the-horizon detection radar (OTHR) is used as a highly effective tool for long-range air and surface surveillance. One of the main characteristic of Skywave OTH Radar is dependence on the ionosphere. The use of the HF band allows to Skywave OTH Radar to bounce radio waves from the ionosphere, receiving tiny signals back from reflecting surfaces such as the sea, islands, ships and aircraft. The knowledge of the behavior of the ionosphere in a real time configuration is of primary importance because of it influences on the choice of frequencies. The over-the-horizon detection system needs a real-time frequency management system, using a prediction or measurement algorithm with a fixed vertical or oblique sounding of the ionosphere. A special feature of the French over-the-horizon radar NOSTRADAMUS is that it is designed so that the radar can operate fully autonomously in relation to providers of information about the state of the ionosphere.

Keywords: NOSTRADAMUS, over-the-horizon detection, OTHR, operating frequency.

1. ВВЕДЕНИЕ

Разработчикам устройств, использующим диапазон коротких волн, хорошо известно, что реализация схем во многом зависит от оптимального выбора рабочей частоты. Для этого также зачастую применяются программы ионосферного

прогнозирования [1] для определения рабочих частот в зависимости от суточных, сезонных и солнечных циклических измерений. Если среднее поведение ионосферы может быть адекватно описано таким образом, то реальная ионосфера характеризуется большими флуктуациями относительно месячной медианы [2]. Поэтому эксплуатанты пытаются улучшить реализацию КВ линий связи (например, передачи цифровых данных), и подтверждают, что имеется необходимость в управлении частотой для таких линий связи [3].

Функционирование радиолокационных станций загоризонтного обнаружения (РЛС ЗГО) представляет одно из наиболее востребованных применений ионосферы в качестве канала передачи радиоволн. Такие РЛС способны одновременно отслеживать перемещение воздушных и морских целей на расстоянии свыше 3 тыс. км. [4] Одна из главных особенностей этого вида радаров зависимость корректности работы от параметров ионосферы.

Информация о параметрах ионосферы в реальном времени имеет первостепенное значение, так как это влияет на выбор рабочей частоты. Система РЛС нуждается в разработке в системе управления частот реального времени, использующей алгоритм прогнозирования и измерения методами вертикального или наклонного зондирования ионосферы. По этим соображениям разработчики прилагают значительные усилия в разработке системы управления частотой в реальном времени, в том числе в интересах французского загоризонтного радиолокатора «NOSTRADAMUS» (NOuveau Systeme TRanshorizon Decametrique Appliquant les Methodes Utilisees dans STUDIO). [5] Его отличительной особенностью является использование методов зондирования ионосферы без привязки к внешним источникам, т.е. автономно.

2. СИСТЕМА ЗАГОРИЗОНТНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ NOSTRADAMUS

Радиолокационная станция загоризонтного обнаружения NOSTRADAMUS построена по моностатической схеме, с наземным размещением элементов антенной решетки. Она состоит из 288 биконусных антенных элементов распределенных по плечам звезды с тремя ответвлениями, с подземным размещением приемо-передающей аппаратуры. Выбор такой структуры позволяет реализовать покрытие на 360 градусов по азимуту и управление лучом по высоте. Эта моностатическая конфигурация позволяет снизить проблемы с распространением радиоволн: необходимо учитывать только одну точку отражения. Антенная решетка системы Нострадамус представляет собой структуру в виде звезды с тремя плечами разнесенными на 120 градусов (рисунок 1, слева).

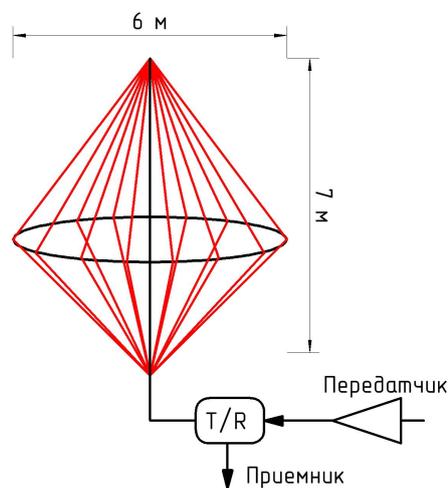


Рис. 1. Антенный элемент РЛС ЗГО NOSTRADAMUS

доплеровский сдвиг, дальность). Информация о радиолокационном обнаружении формируется при помощи следующих данных:

- групповая дальность определяется корреляцией с копией передаваемого сигнала,
- доплеровский сдвиг вычисляется с помощью спектрального анализа Фурье.

Обработка данных происходит по следующему алгоритму:

- обнаружение наличия цели по данным полученным от обработки сигнала
- выделение радиолокационных портретов, связанных с обнаруженными целями
- регистрация координат (параметры радара пересчитываются из групповой дальности относительно наземной дальности).
- отображение траекторий движения целей на экранах радаров.

3. СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ЧАСТОТОЙ СИСТЕМЫ NOSTRADAMUS

Выполнение задач по обнаружению целей РЛС ЗГО пространственной волны полностью зависит от ионосферы. Для этого проводится работа по оптимизации системы рабочих частот. Рабочая частота выбирается в зависимости от ионосферных условий определяемых в режиме реального времени и в зависимости от видов задач обнаружения для радара (самолеты, корабли или т.д.).

Например воздушные цели отличаются от отражения от земли доплеровским сдвигом. Для этой задачи радар должен быть оптимизирован чтобы осветить цель с максимальной энергией. Эхосигналы морских целей имеют доплеровский сдвиг приближенный к сдвигу морских помех, а иногда и между линиями Брэгга для тихоходных судов. Радару необходимо обеспечить хорошее качество распространения радиоволн (РРВ) путем выбора адаптированной частоты с точки зрения одиночного режима распространения за счет оптимизации угла места и уменьшения зашумления в ионосфере.

Для определения рациональной частоты, радиолокатор NOSTRADAMUS выполняет следующие операции: сканирование диапазона частот, возвратно-наклонное зондирование (ВНЗ) по частоте и возвратно-наклонное зондирование по высоте. Эти процессы накладываются друг на друга. Также РЛС получает информацию от вертикальных ионозондов, размещенных в Европе. Кроме того, для первичной оценки параметров ионосферы применяются различные модели распространения радиоволн, например IRI (International Reference Ionosphere - Международная справочная модель ионосферы) или MQP (Multi Quasi Parabolic - Мульти-Квази-Параболическая модель). [6] Система управления частотой обеспечивает выбор рациональных рабочих частот для обеспечения работы РЛС в зон обзора.

а. Возвратно-наклонное зондирование по частоте

Принцип ВНЗ заключается в анализе сигналов обратного рассеяния от земли. С помощью этого метода проводится обзор условий РРВ в зависимости от азимута, дальности и частоты в режиме реального времени. Суть метода ВНЗ заключается в передаче радаром пачек повторяющихся сигналов на частотах от 6 МГц до 28 МГц. Сигнал, обратно рассеянный земной поверхностью сразу после приема анализируется для определения энергии, возвращающейся из разных частотных диапазонов. Этот процесс выполняется для каждого принимаемого луча (с азимутом и высотой).

Результаты совмещаются чтобы получить два 3D-изображения, их называют ионограммы, эти изображения представляют зависимость высоты (дальности) и амплитуды от частоты. Первые результаты представляют собой амплитудную и высотную ионограмму (рисунок 3.1 и рисунок 4.1 соответственно). Далее проводится обработка полученных данных.

Следующий этап - обработка и фильтрация ионограм методами цифровой обработки изображений. Измерение высоты позволяет преобразовать дальность группы в наземную дальность при различных предположениях о состоянии ионосферы. На рисунке 3.2 и 4.2 показана обработка ионограмм с учетом предположения об отсутствии горизонтального градиента в ионосфере.

Следующим этапом является определение критериев для выделения преобладающих частот и оптимальных высот с точки зрения отношения сигнал/шум для радиолокационного обнаружения. На рисунке 3.3 и 4.3 показана пара (частота, высота) в соответствии с гипотезой о выборе критериев. Пример показывает, что наилучший выбор для оптимального обнаружения, получается с частотой около f_0 при угле возвышения около $Elev_0$ градусов.

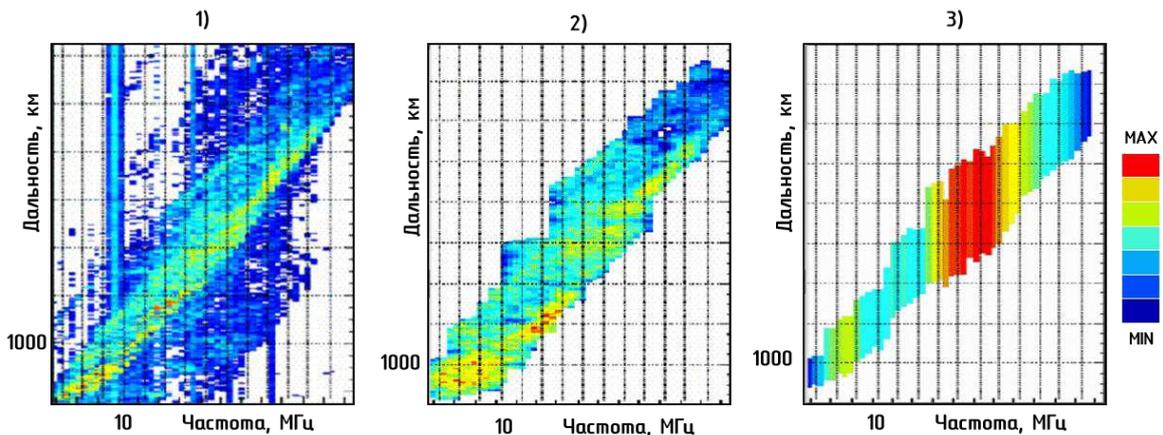


Рис. 3. Амплитудная ионограмма ВНЗ

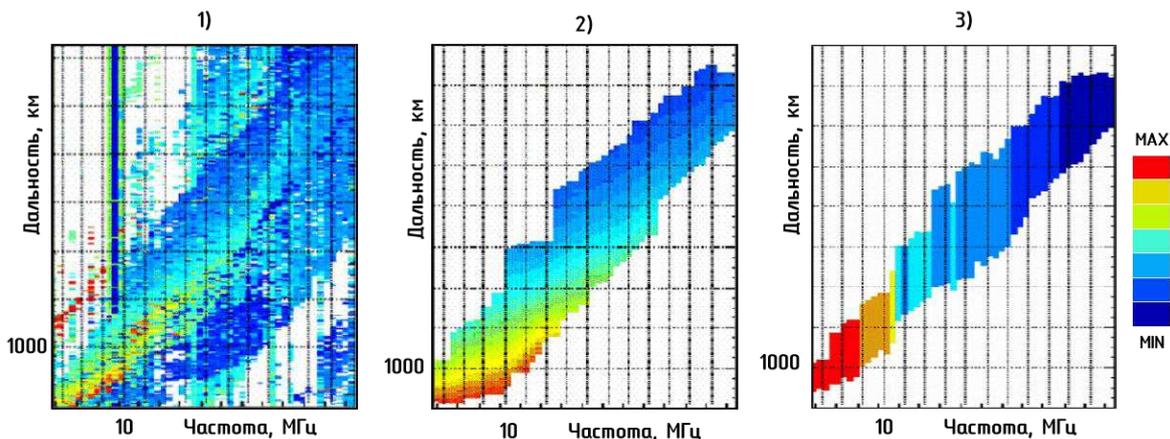


Рис. 4. Высотная ионограмма ВНЗ

б. Возвратно-наклонное зондирование по высоте

Принцип этого метода заключается в сканировании луча радара по углу места (от $Elev_{min}$ до $Elev_{max}$) по фиксированному азимуту на одной рабочей частоте. Задержка эхосигнала помех измеряется для каждого угла возвышения. Генерируется 3D-изображение амплитуда – высота – групповое расстояние (рисунок 5, слева). На графике видны пропуски в районе точки d_1 . Это соответствует зоне фокусировки, связанной с определенным слоем ионосферы (в данном случае слой F).

Координаты фокусировки (минимум групповой дальности угол фокусировки) извлекаются из ионограммы, затем подгоняются к модели ионосферы, в данном случае

Мульти-Квази-Параболическая модель (MQP - Multi Quasi Parabolic). Параметры ионосферы в средней точке определяются с помощью процедуры инверсии, так что профиль MQP дает эквивалент поведению ионосферы в этой точке. (рисунок 5, справа). Расстояние до земли вычисляется методом трассировки лучей.

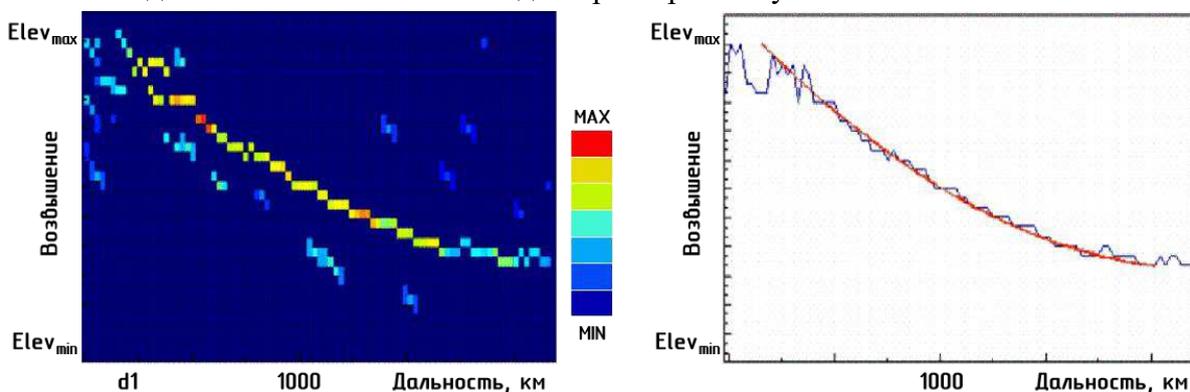


Рис. 5. Реальная ионограмма ВНЗ (слева) ионограмма ВНЗ по модели MQP

Благодаря этим двум методам зондирования обратного рассеивания NOSTRADAMUS полностью автономен и может иметь дело с ионосферой в режиме реального времени.

в. Сканирование диапазона частот

Для определения оптимальных частот путем оценки загруженности каналов и уровня шума постоянно проводится поиск не зашумленного канала в полосах рабочих частот. [7] Это измерение выполняется с помощью биконической антенны, отделенной от антенной решетки основного радиолокатора. Эта антенна соединена с автономным приемником, который в свою очередь через АЦП подключен к вычислительным средствам. Статистика, основанная на уровне шума, устанавливается для каждого канала, который классифицируется как свободный или занятый (рисунок 6).

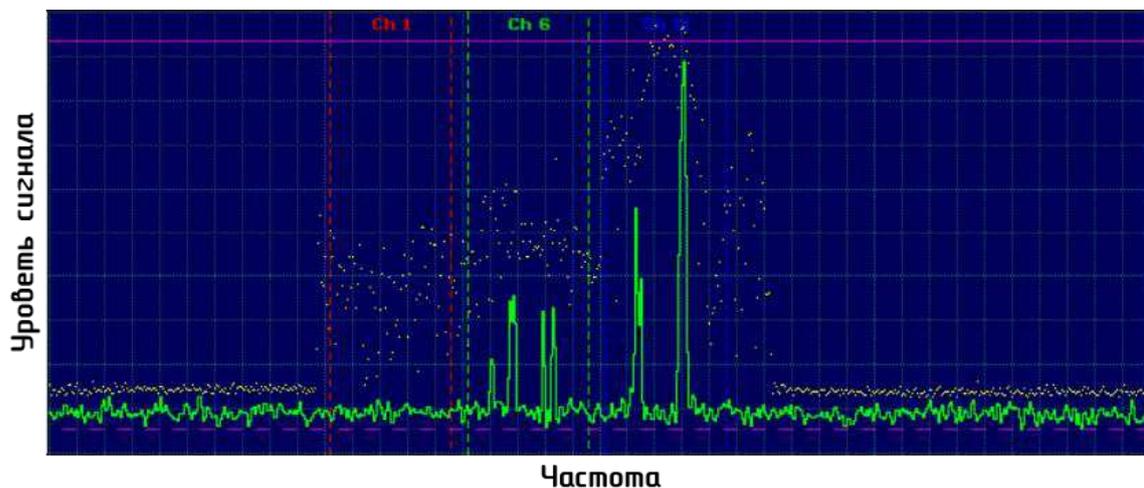


Рис. 6. Диаграмма распределения частотного спектра

4. ПРИНЦИП УПРАВЛЕНИЯ ЧАСТОТОЙ

Характеристики РЛС ЗГО с точки зрения обнаружения и радиолокации, сильно зависят от знания пространственно-временных характеристик ионосферы и доступности каналов распространения. Чтобы проиллюстрировать изменение ионосферы, NOSTRADAMUS способен построить панорамное зондирование: для заданной частоты

и угла возвышения, азимутальный угол изменяется от 0 до 360 градусов. На рисунке 7 показана амплитуда сигнала для двух различных моментов в один день на одной и той же частоте и высоте, для угла азимута от 0 до 360 градусов.

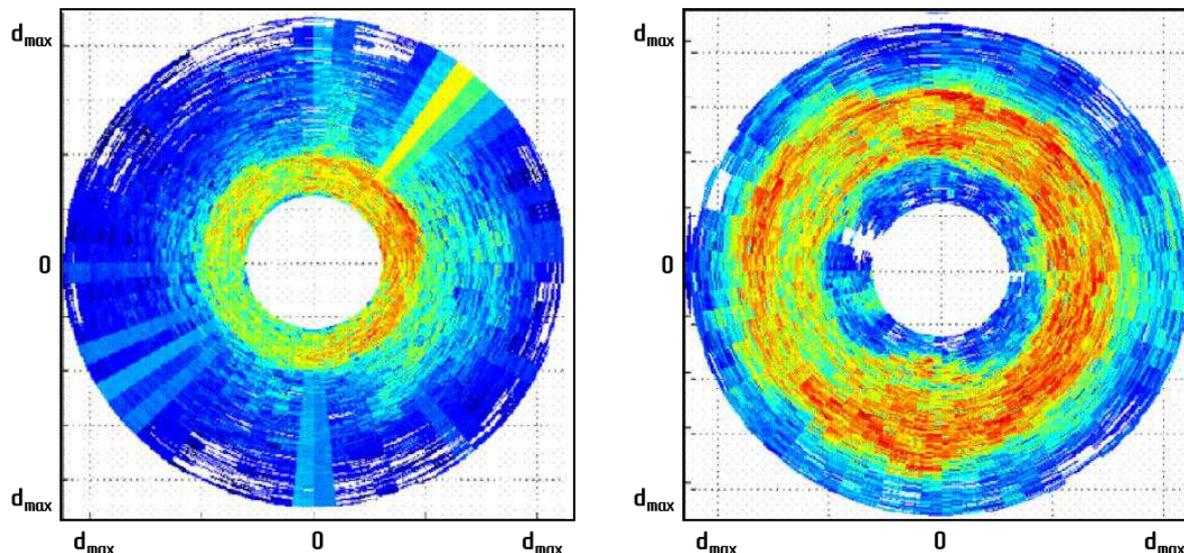


Рис. 7. Вариации ионосферы: панорамное зондирование для одной частоты и одного угла возвышения

Для определения рабочей частоты система управления частотой берет за основу данные ВНЗ по высоте и ВНЗ по частоте. Инверсия ионограмм обратного рассеяния может быть выполнена путем комбинирования этих двух режимов зондирования. Время затраченное на зондирование (X) может быть задано автоматически параметризовано непосредственно оператором и выбирается исходя из текущих условий РРВ. Эти зондирования могут занимать меньше минуты для того чтобы провести анализ частотного диапазона от 6 МГц до 28 МГц с шагом 1 МГц. Ионограмма показывает зависимость групповой дальности от частоты с высотой. Этот тип ионограммы представляет собой обработку многих ионограмм ВНЗ, полученных соответственно для каждой частоты и представляющих зависимость групповой дальности от высоты. ВНЗ осуществляется в множестве направлений по азимуту, так что карту ионосферы можно составлять каждые X минут путем инвертирования соответственно всех ВНЗ-ионограмм. Аналогичная процедура может быть смоделирована с помощью численного процесса.

Во время работы РЛС в режиме обнаружения, эти сигналы используются для проведения ВНЗ. Обработка этих ионограмм выдает параметры ионосферы в средней точке отражения для этой рабочей частоты радара по соответствующему азимуту, как если бы в этой точке находился вертикальный ионозонд. Таким образом, в каждый момент интегрирования доступны новые параметры для конкретной точки ионосферы. По мере изменения частоты и азимута радара карта ионосферы может непрерывно обновляться.

Система управления частотой NOSTRADAMUS создает и актуализирует картографирование ионосферы, как если бы использовались данные удаленных вертикальных ионозондов. Эта карта является входными данными для алгоритма краткосрочного прогнозирования. С помощью этих данных и проводимых над ними расчетами, система предоставляет в режиме реального времени:

- рациональные рабочие частоты для задач обнаружения с точки зрения покрытия и типа обнаруживаемых целей,
- регистрация координат для определения местоположения целей в реальных координатах для рабочей частоты.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Методы, используемые в настоящее время для обеспечения рекомендациями по управлению частотой при обнаружении воздушных целей, могут использоваться для обеспечения количественных прогнозов работы РЛС ЗГО. NOSTRADAMUS с оригинальной конфигурацией антенной решетки способен определять рабочие параметры (частоту, высоту, угол и т.д.) для интересующего покрытия, без использования внешних данных, описывающих ионосферу, предоставленных ионозондами.

NOSTRADAMUS способен определять состояние ионосферы в режиме реального времени, используя специальные процессы, основанные на методах возвратно-наклонного зондирования. На основании опыта французской РЛС ЗГО представляется возможным сделать вывод о необходимости применения подобной системы для подстройки отечественных РЛС ЗГО под гелиогеофизические условия. [8]

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при финансовой поддержке Фонда содействия инновациям (ФСИ) в рамках Договора 94С2/МОЛ/73887 от 25.03.2022г.

ЛИТЕРАТУРА

1. Крашенинников И.В. Модель IRI в задаче оценки энергетических характеристик волнового поля в ионосферном распространении радиоволн // Гелиогеофизические исследования. – 2018. – № 17. – С. 1-6. – EDN XRFHIZ.
2. Чертопруд В.Е., Лещенко Л.Н., Гивишвили Г.В., Гончарова Е.Е., Иванов-Холодный Г.С. Вариации фрактальной размерности флуктуаций критической частоты ионосферного слоя f_2 // Геомагнетизм и аэрномия. – 2009. – Т. 49. – № 4. – С. 528-534. – EDN KPTJZV.
3. Литвинов С.В. Применение комплексных методов оценки параметров ионосферы для системы подстройки к геофизическим условиям радиолокационной станции загоризонтного обнаружения // Радиолокация, навигация, связь : Сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции в 4 т., Воронеж, 28–30 сентября 2021 года. – Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2021. – С. 333-341. – EDN VNBZHY.
4. Литвинов С.В., Мудрик Д.С. Сравнительный анализ отечественных и зарубежных радиолокационных станций загоризонтного обнаружения // РТИ Системы ВКО - 2019: VII Всероссийская научно-техническая конференция: труды конференции / АО «РТИ», АО «РТИ им. ак. А.Л.Минца», ОАО «НПК «НИИДАР» - Москва: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2020 С. 220-232.
5. Bazin V., Molinie J.P., Munoz J., Dorey P., Saillant S., Auffray G., Rannou, V., Lesturgie M. Nostradamus: An OTH Radar // IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 2006, Vol. 21, No. 10, pp. 3-11, doi: 10.1109/MAES.2006.275299.
6. Литвинов С.В. Сравнение ошибок расчета измерения дальности до цели по земле в загоризонтной радиолокации при различных методах определения параметров ионосферы // Общество. Наука. Инновации (НПК-2022) : Сборник статей XXII Всероссийской научно-практической конференции. В 2-х томах, Киров, 11–29 апреля 2022 года. – Киров: Вятский государственный университет, 2022. – С. 358-365. – EDN UHKGXG.
7. Литвинов С.В., Глинкин И.А., Кашеваров А.А. К вопросу об электромагнитной совместимости в приемном устройстве РЛС ЗГО // Радиолокация, навигация, связь : Сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции в 4 т.,

Воронеж, 28–30 сентября 2021 года. – Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2021. – С. 268-275. – EDN MMWVAZ.

8. Litvinov S. Over-the-horizon detection radar ionosphere support system // *Journal of Physics: Conference Series*, Murom, 2020. P. 012021. – DOI 10.1088/1742-6596/1632/1/012021. – EDN RJLLUV.

REFERENCES

1. Krashennnikov I.V. Model IRI in the problem of estimating the energy characteristics of the wave field in ionospheric radio waves propagation // *Heliogeophysical Research*, 2018, No 17, pp. 1-6.
2. Chertoprud V.E., Leshchenko L.N., Givishvili G.V., Goncharova E.E., Ivanov-Kholodny G.S. Variations in the fractal dimension of fluctuations of the ionospheric f₂ layer critical frequency // *Geomagnetism and Aeronomy*, 2009, Vol 49, No 4. pp. 503-509.
3. Litvinov S.V. Application of complex methods for assessing the parameters of the ionosphere for the system for adjusting to the geophysical conditions of the over-the-horizon radar station // *Radiolocation, Navigation, Communication : Proceedings of XXVII International Scientific and Technical Conference in 4 vols*, Voronezh, September 28-30, 2021. - Voronezh: Publishing house of VSU, 2021. - pp. 333-341.
4. Litvinov S.V., Mudrik D.S. Comparative analysis of domestic and foreign radar stations over-the-horizon detection // *RTI Systems VKO - 2019: VII All-Russian Scientific and Technical Conference: proceedings of the conference / JSC "RTI", JSC "RTI named after A.L. Mints", JSC "NPK "NIIDAR" - Moscow: Bauman Moscow State Technical University Publisher, 2020 p. 220-232.*
5. Bazin V., Molinie J.P., Munoz J., Dorey P., Saillant S., Auffray G., Rannou, V., Lesturgie M. Nostradamus: An OTH Radar // *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2006, Vol. 21, No. 10, pp. 3-11, doi: 10.1109/MAES.2006.275299.
6. Litvinov S.V. Comparison of errors in the calculation of range measurements to the ground in the over-the-horizon radar for different methods of determining the parameters of the ionosphere // *Society. Science. Innovations (NPK-2022) : Collection of articles of XXII All-Russian Scientific and Practical Conference. In two volumes*, Kirov, April 11-29, 2022, Kirov: Vyatka State University, 2022, pp. 358-365.
7. Litvinov S.V., Glinkin I.A., Kashevarov A.A. To the question about electromagnetic compatibility in the receiving device of OTHR // *Radiolocation, Navigation, Communication : Proceedings of XXVII International Scientific and Technical Conference in 4 vols*, Voronezh, September 28-30, 2021. - Voronezh: Publishing house of the Voronezh State University, 2021, pp. 268-275.
8. Litvinov S. Over-the-horizon detection radar ionosphere support system // *Journal of Physics: Conference Series*, Murom, 2020. P. 012021. – DOI 10.1088/1742-6596/1632/1/012021.

СТРУКТУРНАЯ СКРЫТНОСТИ СИГНАЛА СОВРЕМЕННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ

Ж. С. Ф. Олим¹, Л. Н. Казаков¹

¹ЯрГУ им. П. Г. Демидова, Ярославль, Россия

Аннотация. Статья посвящена рассмотрению особенностей использования комбинированных зондирующих сигналов для решения задачи обеспечения структурной скрытности сигнала современной радиолокационной станции.

Ключевые слова: скрытность, сигнал, РЛС, ЛЧМ, код Баркера, ФМ.

STRUCTURAL STEALTH OF A MODERN RADAR SIGNAL

J. S. F. Olim¹, L. N. Kazakov¹

¹YarSU im. P. G. Demidova, Yaroslavl, Russia

Abstract. The article is devoted to the consideration of the features of using combined probing signals to solve the problem of ensuring the structural secrecy of the signal of a modern radar station.

Keywords: stealth, signal, radar, chirp, Barker code, FM.

1. ВВЕДЕНИЕ

На сегодняшний день широко известны и не подвергаются сомнению преимущества использования импульсных сложных сигналов в радиолокации. К ним относится повышенная помехоустойчивость на фоне природных и организованных местных помех, рост разрешения по дальности и радиальной составляющей скорости (доплеровская частота), высокая точность оценки дальности и скорости идентифицируемой цели. Кроме хорошо, известных преимуществ импульсные сложные сигналы имеют повышенные скрытности. Особого внимания заслуживает структурная скрытность. Высокая структурная скрытность позволяет избежать постановки прицельных помех, снижает вероятность обнаружения работающая РЛС средствами радиоэлектронной разведки и соответственно уменьшает вероятность подавления радиолокационных каналов умышленными радиопомехами. Структурной скрытности можно достичь, если использовать сигналы, сложная структура которых затрудняет их разведку противником. Одним из основных методов повышения структурной скрытности является использование широкополосных сигналов с большой базой. Обозначенные факторы определяют необходимость усовершенствования и развития методических подходов к оценке структурной скрытности сигналов современной радиолокационной станции.

При выборе вида зондирующего сигнала и использовании длинно-импульсных излучений необходимо выполнение ряда обязательных требований:

- а) обеспечение точности измерения времени запаздывания отраженного сигнала и разрешающей способности по дальности;
- б) обеспечение необходимой зоны обнаружения (ближней и дальней границы);
- в) относительная простота формирования излучаемого и обработки отраженного сигналов;
- г) обеспечение требований по помехозащищенности РЛС от пассивных помех;
- д) обеспечение требуемых показателей обнаружения при значительных доплеровских смещениях частоты;

е) обеспечение требуемого динамического диапазона обработки сигналов.

2. ПРИНЦИП ОБРАБОТКИ И ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОМБИНИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ В РЛС

Как известно, в радиолокации кроме обычных простых амплитудно-модулированных импульсных сигналов, используют более сложные сигналы. Основными типами их являются [1]:

1. сигналы с частотной модуляцией, в которых частота колебаний изменяется по линейному (ЛЧМ) или нелинейному закону;

2. фазоманипулированные (ФМ) сигналы, в которых изменяется фаза высокочастотного сигнала.

В канале РЛС используется комбинированный зондирующий сигнал, состоящий из трех чередующихся зондирований:

- простым амплитудно-модулированным длительностью τ_1 сигналом;

- 13-ти элементным фазоманипулированным сигналом, сформированным с использованием тринадцатиразрядного кода Баркера, с длительностью каждого элемента по τ_1 (ФМ-13);

- 42-х позиционным ФМ сигналом оптимальной структуры с длительностью каждого элемента по τ_1 (ФМ-42).

Сначала излучается простой амплитудно-модулированный (АМ) сигнал с длительностью равной $T_{AM} = \tau_1$. После окончания рабочей дальности $T_{p1} = \tau_1 + t_{обр1}$, в блоке ЦОС формируется временная задержка τ_{31} , которая определяет начало излучения АМ сигнала на следующем зондировании.

Затем излучается сложный фазоманипулированный сигнал ФМ-13, сформированный с использованием 13-ти разрядного кода Баркера. Длительность одного элемента ФМ сигнала принята равной длительности импульса простого АМ сигнала, то есть τ_1 , а общая длительность сигнала ФМ-13 равна $\tau_2 = 13 * \tau_1$. Диапазон рабочих дальностей, на которых используется сигнал ФМ-13 ($T_{p2} = \tau_2 + t_{обр2}$). После окончания рабочей дальности в блоке ЦОС формируется временная задержка τ_{32} , которая определяет начало излучения сигнала ФМ-13 на следующем зондировании.

Следующим излучается сложный фазоманипулированный сигнал ФМ-42, сформированный с использованием 42-х элементной псевдослучайной последовательности. Длительность одного элемента сигнала ФМ-42 составляет τ_1 , а общая длительность сигнала ФМ-42 равна $\tau_3 = 42 * \tau_1$. Диапазон рабочих дальностей, на которых используется сигнал ФМ-42 ($T_{p3} = \tau_3 + t_{обр3}$). После окончания рабочей дальности в блоке ЦОС формируется задержка τ_{33} .

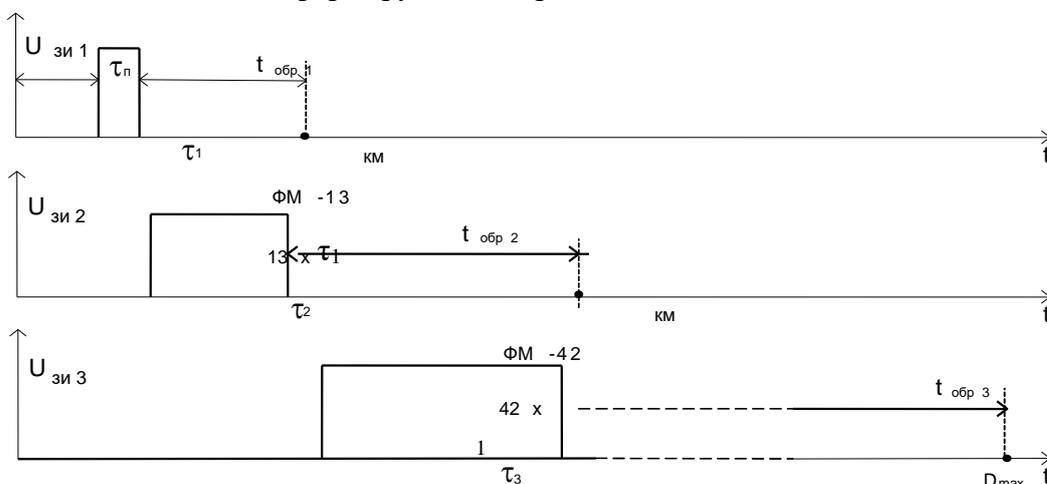


Рис. 1. Комбинированный зондирующий сигнала

Практическое применение кодов Баркера обусловлено тем, что для заданного набора комбинации символов они обеспечивают построение корреляционных функций с максимальным соотношением главного пика к пикам боковых лепестков [3]. Класс кодов Баркера включает семь последовательностей длиной 2, 3, 4, 5, 7, 11 и 13 символов.

Таблица 1. Значения кодов Баркера

Число дискретов	Последовательность Баркера
2	1 -1
4	1 1 -1 1
5	1 1 1 -1 1
7	1 1 1 -1 -1 1 -1
11	1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1
13	1 1 1 1 1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 1

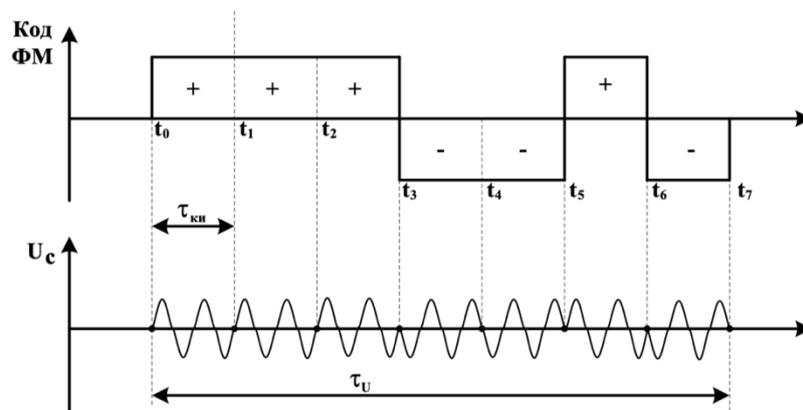


Рис. 2. Структура ФМ сигнала из N=7

Квази-коды Баркера с числом дискретов (14,19,31,39,43) приведены в таблице 2. Следует отметить, что для каждого числа дискретов представленных в данной таблице уровень боковых лепестков нормированной корреляционной функции является минимальным. Уникальный код для каждого числа дискретов был рассчитан по адаптивному алгоритму с помощью высокопроизводительного компьютера [2].

Таблица 2. Уникальные коды для каждого числа дискретов

Число дискретов	Уникальная последовательность (Квази-коды Баркера)
14	1111-11-111-1-111-1
19	-11-1-11-1-1-11-1-1-1111-1-1-1-1
31	-1-1-1-111-11111-1-111-1-111-11-1-1-1-11-11-1-1-1
39	11-1-1111-11-1-11-111-1-1111111-1-1-1-1-1-11-11-11-1-1-11
42	-111-1-11-1-11111-1-1-1-1-111-11111111-1111-11-111-1-1-111-1

Использование в РЛС сложных ШПС с низким уровнем импульсной мощности позволяет обеспечить скрытное обнаружение радиолокационных целей на необходимых дальностях. Для увеличения скрытности ШПС необходимо проводить поиск новых сигнальных конструкций, имеющих большой ансамбль используемых сигналов с изменяемыми во времени параметрами.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, проблема повышения структурной скрытности РЛС является весьма актуальной. Одной из сложных задач, решаемых при разработке РЛС с ФМ сигналом, является выбор оптимальных кодов. В качестве их используют коды Баркера. Оптимальность кодов Баркера заключается в том, что амплитуда пика автокорреляционной функции равна N (N – количество кодовых импульсов в ФМ сигнале), а значение боковых лепестков меньше или равно единице. Но недостатком кодов Баркера является их малая длина, так как не найдено кодов Баркера длиной более 13 элементов.

ШПС позволяет улучшать энергетические характеристики РЛС, снижать импульсную мощность передатчика при сохранении заданной энергии сигнала.

ЛИТЕРАТУРА

1. Техническое описание радиолокационной станции П-19ГЛ.
2. Бронов С. А. Синтез уникальных фазоманипулированных сигналов для интеллектуальной системы обнаружения подвижных объектов/С. А. Бронов, А. В. Малеев, Я. В. Михайленко//Журнал научных публикаций аспирантов и докторантов. -2008. -Т. 2(9). С.208-212.
3. Дворников С.В., Дворников С.С., Марков Е.В. Модифицированные импульсные последовательности на основе кодов Баркера // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 1. С. 8–14. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-8-14.

REFERENCES

1. Technical description of the P-19GL radar station
2. Bronov S. A. Synthesis of unique phase-shift keyed signals for an intelligent system for detecting moving objects. A. Bronov, A. V. Maleev, Ya. V. Mikhailenko//Journal of scientific publications of graduate students and doctoral students. -2008. -Т. 2(9). pp.208-212.
3. Dvornikov S.V., Dvornikov S.S., Markov E.V. Modified pulse sequences based on Barker codes // Proceedings of educational institutions of communication. 2022. V.8. No.1. S. 8–14. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-8-14.

ТОЧНОСТЬ ОЦЕНИВАНИЯ ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА, ПРИНИМАЕМОГО НА ФОНЕ ШУМА, С УЧЕТОМ ИСКАЖЕНИЙ, ВНОСИМЫХ ВХОДНЫМИ ЦЕПЯМИ ПРИЕМНИКА

Г. А. Бакаева¹

¹ Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина
(ВУНЦ ВВС ВВА), Воронеж, Россия

Аннотация. Рассмотрен прием фазоманипулированного широкополосного сигнала (ФМШПС) на фоне шума в квадратурном корреляционном приемнике с учетом искажений, вносимых входной цепью. Проанализирована точность оценивания времени задержки принимаемого сигнала, формируемая по методу максимального правдоподобия. Получены выражения для статистических характеристик оценки времени задержки. Показано, что искомая оценка является смещенной. Проанализированы зависимости ее смещения и дисперсии от входного отношения сигнал/шум и параметров входных цепей приемника.

Ключевые слова: фазоманипулированный широкополосный сигнал, псевдослучайная последовательность, квадратурный приемник, входная цепь приемника, среднее значение, дисперсия, время задержки принимаемого сигнала, точность оценивания времени задержки.

THE ACCURACY OF ESTIMATING THE DELAY TIME OF A PHASE- MANIPULATED BROADBAND SIGNAL RECEIVED AGAINST A BACKGROUND OF NOISE, TAKING INTO ACCOUNT THE DISTORTIONS INTRODUCED BY THE RECEIVER INPUT CIRCUITS

G. A. Bakaeva¹

¹ Air Force Military Academy named after Professor N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin
(VUNTS VVS VVA), Voronezh, Russia

Abstract. The reception of a phase-manipulated broadband signal against the background of noise in a quadrature correlation receiver, taking into account the distortions introduced by the input circuit, is considered. The accuracy of estimating the delay time of the received signal, formed by the maximum likelihood method, is analyzed. Expressions for the statistical characteristics of the delay time estimation are obtained. It is shown that the desired estimate is biased. The dependences of its displacement and dispersion on the input signal-to-noise ratio and the parameters of the receiver input circuits are analyzed.

Keywords: phase-manipulated broadband signal, pseudorandom sequence, quadrature receiver, receiver input circuit, mean value, variance, delay time of the received signal, accuracy of delay time estimation.

1. ВВЕДЕНИЕ

В современных системах связи и радиолокации широко применяются фазоманипулированные широкополосные сигналы (ФМШПС) с манипуляцией фазы по закону псевдослучайной последовательности (ПСП) [1]. Мгновенная полоса частот таких сигналов определяется длительностью одного элемента кода псевдослучайной последовательности (ПСП) и совпадает с активной шириной полосы частот системы

радиосвязи (СРС). Одной из основных операций, осуществляемых в СРС с ФМШПС, является определение времени задержки начала модулирующей ПСП [1, 3]. На определение времени начала ПСП ФМШПС влияют искажения, вызванные ограничением его спектра в выходной цепи передатчика, неравномерностью амплитудно-частотной и нелинейностью фазочастотной характеристик (АЧХ, ФЧХ) входной цепи приемника [2]. В [4] показано, что ограничение спектра ФМШПС приводит к достижению максимума отклика на выходе приемника при опережении принимаемым сигналом опорного, а также к уменьшению его максимальных значений. Учитывая, что эффективность приема ФМШПС существенным образом зависит от временного положения модулирующей ПСП, практический интерес представляет рассмотреть влияние параметров входных цепей приемника на точность оценивания времени задержки принимаемого ФМШПС.

2. ТОЧНОСТЬ ОЦЕНИВАНИЯ ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ ФМШПС

На вход избирательной цепи квадратурного приемника поступает аддитивная смесь ФМШПС с ограниченной полосой частот и шума

$$x_1(t) = a_0 \cdot s_1(t - \varepsilon_0) + n_1(t), \quad (1)$$

где a_0 - амплитуда принимаемого сигнала; ε_0 - временная задержка ФМШПС на входе приемника относительно выбранного начала отсчета;

$$s_1(t) = \int_0^t s(\tau) h_1(t - \tau) d\tau = \begin{cases} p_1 \int_0^t \cos(w_0 \tau + \varphi_0) h_1(t - \tau) d\tau, & 0 < t < \tau_u \\ p_v \int_{(v-1)\tau_u}^t \cos(w_0 \tau + \varphi_0) h_1(t - \tau) d\tau + \sum_{k=1}^{v-1} p_k \int_{(k-1)\tau_u}^{k\tau_u} \cos(w_0 \tau + \varphi_0) h_1(t - \tau) d\tau & (v-1)\tau_u < t < v\tau_u, \quad 2 \leq v \leq N \end{cases}$$

- ФМШПС, на выходе передатчика; $s(t) = \sum_{v=1}^L p_k \text{rect} \left[\frac{t - (v-1)\tau_u}{\tau_u} \right] \cdot \cos(w_0 t + \varphi_0)$ -

формируемый генератором передатчика ФМШПС без учета информационной составляющей с двоичной фазовой манипуляцией; $w_0 = 2\pi f_0$, f_0 - несущая частота; τ_u - длительность элемента кода ПСП; L - число элементов кода ПСП на длительности бита информации, $L = \frac{T}{\tau_u}$, T - длительность одного бита информации; φ_0 - случайная

начальная фаза, $|\varphi_0| \leq \pi$; $\text{rect} \left[\frac{t - (v-1)\tau_u}{\tau_u} \right] = \begin{cases} 1, & (v-1)\tau_u \leq t \leq v\tau_u \\ 0, & t < (v-1)\tau_u, \quad t > v\tau_u \end{cases}$ - огибающая

элемента кода ПСП, имеющего прямоугольную форму, $v = 1, \dots, L$; p_1, \dots, p_L - значения кода ПСП, $\{+1, -1\}$, причем $p_v = p_{v \pm L}$ [1]; $h_1(t) = k_1 \frac{\Delta w_1}{\pi} \text{sinc} \frac{\Delta w_1 t}{2} \cos w_0 t$ - импульсная

характеристика выходной цепи передатчика, $\Delta f_1 = \frac{\Delta w_1}{2\pi}$ - полоса пропускания выходной цепи передатчика, соизмеримая с активной шириной спектра элемента кода ПСП

ФМШПС; $\text{sinc } x = \frac{\sin x}{x}$; k_1 - коэффициент пропорциональности; $n_1(t)$ - шумы аппаратуры, аппроксимируемые гауссовским случайным процессом с нулевым средним значением и функцией корреляции $\langle n_1(t_1)n_1(t_2) \rangle = \frac{N_0}{2} \delta(t_1 - t_2)$, N_0 - односторонняя спектральная плотность шума.

Сигнальную и помеховую составляющие на выходе избирательной цепи приемника можно представить соответственно как [4]

$$s_2(t) = a_0 \hat{s}_2(t) = a_0 \int_0^t s_1(x) h_2(t-x) dx =$$

$$= a_0 \left\{ \begin{array}{l} p_1 \int_0^t dx \int_0^x \cos(w_0 \tau + \varphi_0) h_1(x-\tau) h_2(t-x) d\tau, \quad 0 < t < \tau_u \\ p_v \int_{(v-1)\tau_u}^t dx \int_{(v-1)\tau_u}^x \cos(w_0 \tau + \varphi_0) h_1(x-\tau) h_2(t-x) d\tau + \\ + \sum_{n=1}^{v-1} p_n \int_{(n-1)\tau_u}^{n\tau_u} dx \int_{(v-1)\tau_u}^x \cos(w_0 \tau + \varphi_0) h_1(x-\tau) h_2(t-x) d\tau + \\ + p_{v-1} \int_{(v-2)\tau_u}^t dx \int_{(v-2)\tau_u}^{(v-1)\tau_u} \cos(w_0 \tau + \varphi_0) h_1(x-\tau) h_2(t-x) d\tau + \\ + \sum_{n=1}^{v-2} p_n \int_{(n-1)\tau_u}^{n\tau_u} dx \int_{(v-2)\tau_u}^{(v-1)\tau_u} \cos(w_0 \tau + \varphi_0) h_1(x-\tau) h_2(t-x) d\tau \end{array} \right. \quad (v-1)\tau_u < t < v\tau_u, \quad 2 \leq v \leq L \quad (2)$$

и

$$n_2(t) = \int_0^t n_1(\tau) h_2(t-\tau) d\tau, \quad (3)$$

где $h_2(t) = k_2 \Omega \cdot \exp[-\Omega \cdot |t|] \cdot \cos w_0 t$ - импульсная характеристика одноконтурной входной цепи приемника, настроенной на несущую частоту ФМШПС f_0 и полосой пропускания $\Omega = 2\pi \Delta f_2 \ll 2\pi f_0$, соизмеримой с шириной спектра элемента кода ПСП.

При этом помеховая составляющая на выходе одноконтурной цепи приемника имеет нулевое среднее значение и дисперсию [4]

$$\sigma_n^2 = \frac{k_2^2 N_0 \Omega}{4}. \quad (4)$$

Выходной сигнал квадратурного приемника при приеме ФМШПС со случайной начальной фазой пропорционален

$$M(\varepsilon) = \left[\int_{\varepsilon_{on}}^{T+\varepsilon_{on}} x_2(t) s_c(t-\varepsilon_{on}) dt \right]^2 + \left[\int_{\varepsilon_{on}}^{T+\varepsilon_{on}} x_2(t) s_s(t-\varepsilon_{on}) dt \right]^2, \quad (5)$$

где

$$x_2(t) = s_2(t-\varepsilon_0) + n_2(t); \quad (6)$$

ε_{on} - время задержки опорной ПСП квадратурного приемника относительно выбранного начала отсчета; ε - время задержки принимаемого сигнала относительно начала модулирующей ПСП опорного сигнала, $\varepsilon = \varepsilon_0 - \varepsilon_{on}$;

$$\left. \begin{matrix} s_c(t) \\ s_s(t) \end{matrix} \right\} = \sum_{v=1}^L p_v \operatorname{rect} \left[\frac{t - (v-1)\tau_u}{\tau_u} \right] \left\{ \begin{matrix} \cos w_0 t \\ \sin w_0 t \end{matrix} \right\} - \text{опорные сигналы квадратурных каналов,}$$

сдвинутые по фазе друг относительно друга на $\frac{\pi}{2}$; $T = L\tau_u$ - интервал интегрирования, определяемый длительностью принимаемого сигнала.

Аддитивная смесь ограниченного по спектру ФМШПС и шума проходит одноконтурную цепь приемника, поступает в квадратурные каналы, перемножается с опорными сигналами, интегрируется, возводится в квадрат и суммируется, образуя выходной сигнал, пропорциональный квадрату модуля огибающей корреляционной функции принимаемой смеси и опорного сигнала.

Для надежного оценивания выходное отношение сигнал/шум квадратурного приемника должно быть достаточно большим, поэтому выражение выходного сигнала квадратурного приемника можно представить по аналогии с [3] в первом приближении как

$$M(\varepsilon) = a_0^2 S^2(\varepsilon) + 2a_0 S(\varepsilon) G_1, \quad (7)$$

где

$$S(\varepsilon) = \frac{k_1 k_2 a_0 L \tau_u}{4\pi} \cdot \hat{S}(\varepsilon), \quad (8)$$

$$\hat{S}(\varepsilon) = \begin{cases} \left(1 - \frac{\varepsilon}{\tau_u} - \frac{1}{c} \right) \cdot Y_1 + \frac{\cos b \left(1 - \frac{\varepsilon}{\tau_u} \right) - 1}{b} + \frac{e^{-c \left(1 - \frac{\varepsilon}{\tau_u} \right)}}{c} \cdot Y_2, & 0 < \frac{\varepsilon}{\tau_u} < 1; \\ \left(1 + \frac{e^{-c \left(2 - \frac{\varepsilon}{\tau_u} \right)} - e^{-2c} - e^{\frac{c\varepsilon}{\tau_u}}}{c} \right) \cdot Y_3 - \left(\frac{\varepsilon}{\tau_u} + \frac{1}{c} \right) \cdot Y_4 + \frac{e^{-c \left(1 - \frac{\varepsilon}{\tau_u} \right)}}{c} \cdot Y_5 - \\ \frac{c\varepsilon}{e^{\tau_u}} \cdot Y_6 + \left(1 - \frac{\varepsilon}{\tau_u} \right) \cdot Y_7 - Y_8 + \left(1 - \frac{1}{c} \right) \cdot Y_9 + \\ + \frac{e^{-c \left(2 - \frac{\varepsilon}{\tau_u} \right)}}{c} \cdot Y_{10} - \frac{e^{-2c}}{c} \cdot Y_{11} - \frac{e^{-c \left(1 - \frac{\varepsilon}{\tau_u} \right)}}{c} \cdot Y_{12} + \frac{e^{-c}}{c} \cdot Y_{13} + \frac{1}{c} \cdot Y_{14} + \\ + \frac{2 \cos b - \cos \frac{b\varepsilon}{\tau_u} + \cos b \left(2 - \frac{\varepsilon}{\tau_u} \right) - \cos 2b - \cos b \left(1 - \frac{\varepsilon}{\tau_u} \right)}{b}, & -1 < \frac{\varepsilon}{\tau_u} < 0; \end{cases}$$

- сигнальная составляющая на выходе квадратурного приемника [4];

$$b = \frac{\Delta w_1 \tau_u}{2} = \pi \Delta f_1 \tau_u$$

- параметр, характеризующий ширину спектра ФМШПС на выходе передатчика, нормированный на длительность элемента кода ПСП;

$$c = \Omega \tau_u = 2\pi \Delta f_2 \tau_u$$

- параметр, пропорциональный полосе пропускания входной цепи приемника, нормированный на длительность элемента кода ПСП;

$$\begin{aligned}
 Y_1 &= \int_0^{b\left(1-\frac{\varepsilon}{\tau_u}\right)} \text{sinc } x dx & Y_2 &= \int_0^{b\left(1-\frac{\varepsilon}{\tau_u}\right)} \text{sinc } x \cdot e^{\frac{cx}{b}} dx & Y_3 &= \int_0^b \text{sinc } x dx & Y_4 &= \int_0^{\frac{b\varepsilon}{\tau_u}} \text{sinc } x dx \\
 Y_5 &= \int_0^b \text{sinc } x \cdot e^{\frac{c\varepsilon}{\tau_u}} dx & Y_6 &= \int_0^{\frac{b\varepsilon}{\tau_u}} \text{sinc } x \cdot e^{\frac{cx}{b}} dx & Y_7 &= \int_{b\left(1-\frac{\varepsilon}{\tau_u}\right)}^{b\left(2-\frac{\varepsilon}{\tau_u}\right)} \text{sinc } x dx \\
 Y_8 &= \int_b^{\frac{2b}{b}} \text{sinc } x dx & Y_9 &= \int_{\frac{2b}{2b}}^{b\left(2-\frac{\varepsilon}{\tau_u}\right)} \text{sinc } x dx & Y_{10} &= \int_0^{b\left(2-\frac{\varepsilon}{\tau_u}\right)} \text{sinc } x \cdot e^{\frac{cx}{b}} dx & Y_{11} &= \int_0^{2b} \text{sinc } x \cdot e^{\frac{cx}{b}} dx \\
 Y_{12} &= \int_{-b}^{b\left(1-\frac{\varepsilon}{\tau_u}\right)} \text{sinc } x \cdot e^{\frac{cx}{b}} dx & Y_{13} &= \int_{-b}^b \text{sinc } x \cdot e^{\frac{cx}{b}} dx & Y_{14} &= \int_b^{b\left(1-\frac{\varepsilon}{\tau_u}\right)} \text{sinc } x dx ; \\
 G_1(\varepsilon_{on}) &= \frac{k_2 \Omega}{2} \sum_{v=1}^L p_v \left[\int_{(v-1)\tau_u}^{v\tau_u} dt \int_0^{t+\varepsilon_{on}} n_1(\tau) e^{-\Omega|y+\varepsilon_{on}-\tau|} \cdot \cos(w_0 \varepsilon_0 - w_0 \tau - \varphi_0) d\tau \right] \quad (9)
 \end{aligned}$$

нормальная случайная величина, имеющая нулевое среднее значение и функцию корреляции, которая при замене порядка интегрирования и пренебрежении членами порядка $0\left(\frac{1}{L}\right)$ примет вид

$$\begin{aligned}
 \langle G_1(\varepsilon_{on1}) G_1(\varepsilon_{on2}) \rangle &= \left(\frac{k_2 \Omega}{2} \right)^2 \sum_{k=1}^L \sum_{v=1}^L p_k p_v \left[\langle M_k(\varepsilon_{on1}) M_v(\varepsilon_{on2}) \rangle + \right. \\
 &\left. \langle M_k(\varepsilon_{on1}) I_v(\varepsilon_{on2}) \rangle + \langle M_v(\varepsilon_{on1}) I_k(\varepsilon_{on2}) \rangle + \langle I_k(\varepsilon_{on1}) I_v(\varepsilon_{on2}) \rangle \right] \quad (10)
 \end{aligned}$$

$$M_k(\varepsilon) = \int_0^{(k-1)\tau_u + \varepsilon} n_1(\tau) d\tau \int_{(k-1)\tau_u + \varepsilon}^{k\tau_u + \varepsilon} \cos(w_0(\varepsilon_0 - \tau) - \varphi_0) \cdot e^{-\Omega|x-\tau|} dx ;$$

$$I_k(\varepsilon) = \int_{(k-1)\tau_u + \varepsilon}^{k\tau_u + \varepsilon} n_1(\tau) d\tau \int_{\tau}^{k\tau_u + \varepsilon} \cos(w_0(\varepsilon_0 - \tau) - \varphi_0) \cdot e^{-\Omega|x-\tau|} dx .$$

При оценивании времени задержки по методу максимального правдоподобия в качестве искомой оценки выбирается значение ε_{\max} , при котором выходной сигнал (5) обращается в максимум максимумум.

Предполагая выполнение условия большой величины отношения сигнал/шум на выходе приемника, необходимого для получения надежной оценки, решение в первом приближении найдем в виде, аналогичном [3]

$$\varepsilon_{\max} = \tilde{\varepsilon}_0 + \varepsilon_1, \quad (11)$$

где $\tilde{\varepsilon}_0$ - время задержки, являющееся решением уравнения

$$\frac{dS(\varepsilon)}{d\varepsilon_{on}} = 0, \quad (12)$$

при котором сигнальная составляющая выходного отклика приемника достигнет максимального значения, а ε_1 , определяется как

$$\varepsilon_1 = - \left. \frac{dG_1/d\varepsilon_{on}}{d^2S/d\varepsilon_{on}^2} \right|_{\varepsilon_{on} = \tilde{\varepsilon}_0}. \quad (13)$$

Из (10) видно, что $\langle G_1(\varepsilon_{on}) \rangle = 0$ и $\langle \varepsilon_1 \rangle = 0$. Следовательно, дисперсия оценки времени задержки ε по методу максимального правдоподобия при больших величинах отношения сигнал/шум определяется как

$$\sigma_{\varepsilon_1}^2 = \langle (\varepsilon_{\max} - \tilde{\varepsilon}_0)^2 \rangle = \langle \varepsilon_1^2 \rangle = \left\{ \frac{\frac{\partial^2}{\partial \varepsilon_{on1} \partial \varepsilon_{on2}} \langle G_1(\varepsilon_{on1}) G_1(\varepsilon_{on2}) \rangle}{\left[d^2S(\varepsilon_{on})/d\varepsilon_{on}^2 \right]^2} \right\}_{\varepsilon_{on1} = \varepsilon_{on2} = \varepsilon_{on} = \tilde{\varepsilon}_0} \quad (14)$$

Проводя вычисления в (10), получим

$$\sigma_{\varepsilon_1}^2 = \frac{\tau_u^2}{Q_0} \frac{\pi^2 \cdot (1 - e^{-c})}{c \cdot \left[(Y_3 + Y_{10}) \cdot e^{-c(2-\gamma)} - (Y_3 + Y_6) \cdot e^{c\gamma} + (Y_5 - Y_{12}) \cdot e^{-c(1-\gamma)} \right]^2}, \quad (15)$$

где $Q_0 = \frac{a_0^2 k_1^2 L \tau_u}{N_0}$ - входное отношение сигнал/шум, $\gamma = \frac{\varepsilon_0 - \varepsilon_{on}}{\tau_u}$ - временная

задержка принимаемого ФМШПС относительно опорного, нормированная на длительность элемента кода ПСП.

В таблице 1 представлены результаты расчетов разницы времен задержек принимаемых ФМШПС относительно опорных, нормированных на длительность элемента кода ПСП, при которых достигаются максимальные значения выходного отклика приемника, отношений сигнал/шум на выходе линейной части приемника, нормированных к Q_0 и нормированных значений дисперсий оценок времен задержек как функций от параметров выходной цепи передатчика b и входной цепи приемника c .

Таблица 1.

b	1,6π					2,5π				
	4π	6π	8π	10π	12π	4π	6π	8π	10π	12π
$\tilde{\varepsilon}_0/\tau_u$	-0,146	-0,113	-0,094	-0,082	-0,072	-0,113	-0,086	-0,072	-0,062	-0,055
$\frac{S_{\max}^2(\varepsilon_0)}{Q_0 \sigma_n^2}$	1,032	1,027	1,022	1,019	1,016	1,052	1,048	1,044	1,041	1,039
$Q_0 \sigma_{\varepsilon_1}^2 / \tau_u^2$	0,517	0,662	0,823	0,989	1,145	0,205	0,234	0,267	0,297	0,328

Из представленных в таблице 1 значений следует, что при уменьшении полосы пропускания входной цепи приемника задержка (опережение) принимаемого сигнала относительно опорного, при которой достигается максимум сигнальной составляющей выходного отклика, возрастает, максимальное выходное отношение сигнал/шум возрастает, дисперсия оценки времени задержки убывает. Максимальное выходное отношение сигнал/шум достигается при параметрах выходной цепи передатчика $b = 2,5\pi$ и входной цепи приемника $c = 4\pi$ при этом дисперсия оценки времени задержки составляет 0,205.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, учет искажений, вносимых выходными цепями передатчика и входными цепями приемника, приводят к смещению оценки времени задержки принимаемого ФМШПС относительно опорного, причем смещение оценки увеличивается с уменьшением полосы пропускания входной цепи приемника. С уменьшением полосы пропускания входной цепи приемника от $c = 12\pi$ до $c = 4\pi$ выходное отношение сигнал/шум увеличивается от 1,016 до 1,052, при этом дисперсия оценки времени задержки уменьшается соответственно от 1,145 до 0,205.

ЛИТЕРАТУРА

1. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е. и др. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью. М.: Радио и связь, 2003.
2. Буга Н. Н., Фалько А.И., Чистяков Н.И. Радиоприемные устройства. М.: Радио и связь, 1986.
3. Нахмансон Г.С. О точности оценки параметра сигнала при неоптимальном приеме на фоне шума // Радиотехника и электроника. 1971. Т. 16, № 8. С. 1495-1498.
4. Бакаева Г.А. Максимальная вероятность обнаружения фазоманипулированного широкополосного сигнала с учетом искажений в одноконтурной входной цепи приемника // Радиотехника и электроника, 2022, том 67, № 4, С. 344-352.

REFERENCES

1. Borisov V.I., Zinchuk V.M., Limarev A.E. and others. Noise immunity of radio communication systems with the expansion of the signal spectrum by modulation of the carrier pseudorandom sequence. M.: Radio and Communications, 2003.
2. Buga N. N., Falko A.I., Chistyakov N.I. Radio receiving devices. M.: Radio and Communications, 1986.
3. Nachmanson G.S. On the accuracy of the estimation of the signal parameter at suboptimal reception against noise // Radio Engineering and Electronics. 1971. Vol. 16, No. 8. pp. 1495-1498.
4. Bakaeva G.A. The maximum probability of detecting a Broadband Phase-Shift-Keyed Signal with Allowance for Distortions in the Single-Loop Input Circuit of a Receiver // Radio Engineering and Electronics, 2022, volume 67, No. 4, pp. 344-352.

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ, ОТРАЖЕННОГО ОТ ВИБРИРУЮЩИХ ПОВЕРХНОСТЕЙ

А. Ф. Крячко¹, Н. И. Беляков¹

¹ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения» (ГУАП), Санкт-Петербург, РФ

Аннотация. Разнообразие геометрии вибрирующих отражающих элементов и их форм пространственных колебаний обуславливает необходимость в адекватной электродинамической модели, наиболее полно учитывающей механизм деформации поверхностей. При выявлении флуктуирующей части отраженного сигнала, обусловленного динамикой движения поверхности, традиционные пути моделирования и расчета для получения значений эффективной поверхности рассеяния не могут найти применения. В этих условиях целесообразно использовать принцип кинематического подобия путем эквивалентной замены реальной поверхности рассеяния эталонным отражателем, для которого задается полный объем вибрационных колебаний.

Ключевые слова: вибрация; деформация поверхности; кинематическое подобие; отражающий элемент; моделирование; эффективная поверхность рассеяния; эталонный отражатель.

ENERGY CHARACTERISTICS OF THE ELECTROMAGNETIC FIELD REFLECTED FROM VIBRATING SURFACES

A. F. Kriachko¹, N. I. Belyakov¹

¹Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation (SUAI), Saint-Petersburg, RF

Abstract. The variety of the geometry of the vibrating reflecting elements and their forms of spatial vibrations causes the need for an adequate electrodynamic model, which most fully takes into account the mechanism of deformation of the surfaces. When identifying the fluctuating part of the reflected signal, caused by the dynamics of surface motion, the traditional ways of modeling and calculation to obtain values of the effective scattering surface cannot find application. Under these conditions, it is reasonable to use the principle of kinematic similarity by equivalent replacement of the real scattering surface by a reference reflector, for which the total volume of vibrational vibrations is given.

Keywords: vibration; surface deformation; kinematic similarity; reflector; modeling; effective scattering surface; reference reflector.

1. ВВЕДЕНИЕ

Взаимное проникновение радиолокационной и виброметрической проблематики создало основу для исследования структуры эхо-сигналов от поверхностей, обладающих внутренней кинематикой на основе использования эффектов вторичной модуляции, которые иногда называют шумами цели. К настоящему времени известен ряд работ [1, 2, 3], в которых определяется связь структуры эхо-сигналов с параметрами механических колебаний поверхностей, главным образом, для случаев линейного возвратно-поступательного смещения. Анализ спектрально-энергетических сигналов, отраженных вибрирующими поверхностями, позволил выявить практически значимые зависимости, связывающие параметры внутренней кинематики отражателя со

свойствами эхо-сигналов для различных диапазонов длин волн излучения и вида поляризации зондирующего сигнала.

Рассмотрим линейное вибрационное смещение отражающей поверхности S_{OTP} вдоль линии визирования по гармоническому закону $s(t) = A_0 \sin \Omega t$, где A_0 – амплитуда механических колебаний; Ω – основная частота вибраций.

При непрерывном зондирующем сигнале с частотой ω_0 структура эхо-сигнала, полученного в приближении Кирхгофа, описывается выражением:

$$U(t) = \cos(\omega_0 t + m_\varphi \sin \Omega t) = J_0(m_\varphi) \cos \omega_0 t + \sum_{n=1}^{\infty} J_n(m_\varphi) \cos[(\omega_0 + n\Omega)t] + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_n(m_\varphi) \cos[(\omega_0 - n\Omega)t], \quad (1)$$

где $J_n(m_\varphi)$ – функция Бесселя первого рода n -го порядка; $m_\varphi = \frac{4\pi A_0}{\lambda_0}$ – индекс угловой модуляции; λ_0 – длина волны зондирующего сигнала.

2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ СПЕКТРАЛЬНО-ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭХО-СИГНАЛА ОТ ЭТАЛОННОГО ОТРАЖАТЕЛЯ

Определим спектрально-энергетические характеристики эхо-сигнала от эталонного отражателя, представляющего собой прямоугольную пластину, идеально проводящую, со сторонами $2a$ и $2b$, которая совершает возвратно-поступательное линейное смещение с амплитудой ΔR , угловые повороты плоскости с амплитудой $\Delta \Phi$, кроме того, на ее поверхности существует стоячая волна вибрационной деформации с амплитудой $y = y(x, t)$. Соответствующая геометрическая модель введенных вибрационной деформации эталонного отражателя приведена на рис.1. Комплексная амплитуда коэффициента отражения определяется [4]:

$$B_{H_i}(t) = \frac{1}{\lambda R_0} \int_{S_{nt}} \exp[-j2kR_1] ds \cos[n_1, R_0], \quad (2)$$

где R_1 – расстояние от РЛС до произвольной площадки наблюдения на отражающей поверхности; λ – длина волны зондирующего сигнала; R_0 – среднее расстояние от центра деформаций пластины относительно РЛС; k – волновое число, n_1 – вектор нормали.

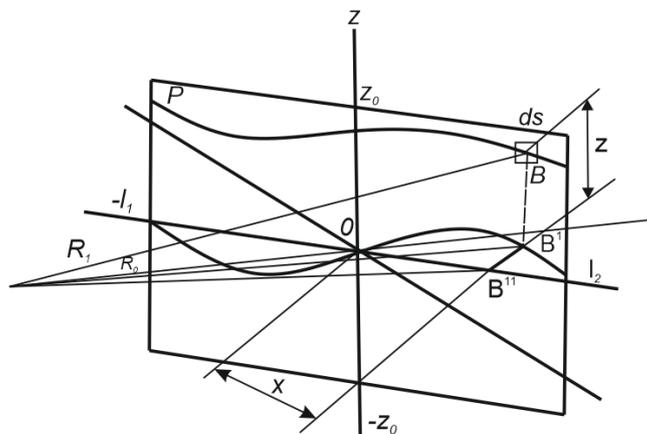


Рис. 1 Геометрическая модель деформации эталонного отражателя

Определим R_0 как

$$R_0 = R_0' + f(t + nT) = R_0' + \Delta R \sin \Omega_1 t, \quad (3)$$

т.е. аппроксимируем возвратно-поступательно линейное смещение как сумму среднего расстояния РЛС до центра отражающей пластины R_0 и периодической функции $f(t + nT)$. Поворот плоскости пластины вокруг оси Z запишем в виде:

$$\beta = \varphi_0 + \Delta\varphi \sin \Omega t \quad (4)$$

и амплитуду стоячей волны:

$$y(x, t) = \sum_n a_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \sin \frac{\pi n}{l} \left(1 - \frac{k}{l}\right), \quad (5)$$

где Ω_1, Ω – соответственно частоты линейного смещения и колебательного вращения, $n = 0, 1, 2, 3, \dots$; a_n – амплитуда стоячей волны; $\omega = \frac{\pi v}{l}$ – основная собственная частота механических колебаний; l – текущая координата; v – скорость распространения деформации в металле эталонного отражателя.

Подставив (3), (4) и (5) в (2), запишем вид отраженного сигнала на входе приемника РЛС:

$$\begin{aligned} B_{H_i}(t) = & e^{-j2k\Delta R_0} \left[C \left(\frac{2z_0}{\sqrt{\lambda R_0}} \right) - jS \left(\frac{2z_0}{\sqrt{\lambda R_0}} \right) \right] \times \\ & \times \sum_S \sum_m \sum_h \sum_k I_S(2k\Delta R) I_n(2ka_n) B_0(R_0, m) e^{j(n\omega t + \varphi_n)(h+k)} \times \\ & \times e^{j\frac{\pi n}{2}(k-h)} e^{j\frac{\pi}{2}(h-k)^2 n^2 \lambda R_0} e^{jm\Omega t} (-1)^{S+h+m} j^{(m+S+k+h)}, \end{aligned} \quad (6)$$

где $I_{S,n,k}$ – функция Бесселя 1 рода, $B_0(R_0, m) = \sqrt{\lambda R_0} e^{j\frac{\pi(n-k)^2 n^2 \lambda R_0}{16t^2}} \int_0^{t_0} I_m(x') e^{-j\frac{\pi}{2}t^2} dt$,
 $x' = k\Delta\varphi \left(t + \frac{\sqrt{\lambda R_0} n(h-k)}{4l} \right)$; $t = \frac{2\rho}{\sqrt{\lambda R_0}} - \frac{n(h-k)\sqrt{\lambda R_0}}{4l}$, ρ – координата произвольной точки наблюдения на отражающей поверхности.

Учет лишь линейного смещения (3) и угловых поворотов (4), приводит к значительному упрощению выражения (6):

$$\begin{aligned} B_{H_i}(t) = & \frac{e^{-j2k\Delta R_0}}{\sqrt{\lambda R_0}} \left[C \left(\frac{2z_0}{\sqrt{\lambda R_0}} \right) - jS \left(\frac{2z_0}{\sqrt{\lambda R_0}} \right) \right] \{ I_0(2k\Delta R) + \\ & + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_{2n}(2k\Delta R) \cos 2n\Omega_1 t - j 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_{2n+1}(2k\Delta R) \sin(2n+1)\Omega_1 t \} \times \\ & \times \{ A_0(m, R_0) + 2 \sum_{m=1}^{\infty} A_{2m}(m, R_0) \cos 2m\Omega t - j 2 \sum_{m=1}^{\infty} A_{2m+1}(m, R) \sin(2m+1)\Omega t \}, \end{aligned} \quad (7)$$

где $A_i(m, R_0) = \int_{l_2}^{l_1} I_m(2kp\Delta\varphi) dp$.

Анализ полученных выражений для комплексного коэффициента отражения от эталонной поверхности показывает, что вибрационная деформация приводит в общем случае как к угловой, так и амплитудной модуляции коэффициента отражения. При этом вклад, обусловленный вращательными колебаниями, является в ближней зоне

функцией дальности R_0 . Спектральный состав эхо-сигнала является линейчатым с амплитудами и принимаемым во внимание числом спектральных составляющих, зависящих от относительных к длине волны зондирующего сигнала амплитуд соответствующих элементарных составляющих механических колебаний. Ширина отдельных спектральных составляющих определяется типом стоячей волны и временем релаксации механических колебаний.

Вибрационные колебания элементов конструкций часто являются неотъемлемым условием их исправного функционирования. Так наиболее распространенными источниками внутренних возбуждающих сил [5] являются бортовые механизмы и энергетические установки, создающие возмущения периодического характера. Рассмотрим спектр колебательного смещения механической системы с одной степенью свободы при сложном спектральном составе возбуждающей силы. Когда сила $F(t)$ состоит из суммы постоянно действующей силы F_0 и нескольких периодических сил $F_i(t)$, меняющихся по гармоническим законам, ее можно записать в виде [6]:

$$F(t) = F_0 + \sum_{s=1}^n F_s \cos(2\pi\Omega_s t - \Psi), \quad (8)$$

где F_s, Ω_s, Ψ – соответственно амплитуда, частота и фазовый угол составляющей силы.

Следовательно, $F(t)$ является периодической функцией.

Таким образом, при любом сложном возбуждении колебаний отражающих поверхностей со стороны внутренних сил сохраняется периодический характер результирующего смещения с частотами смещения, определяемыми параметрами основного источника возбуждения безотносительно в АЧХ конструкции.

Большое число информативных признаков сигнала и априорная неопределенность в отношении кинематики исследуемой поверхности затрудняет синтез единой структуры устройства обработки. В ряде случаев целесообразно ограничиться наиболее важными свойствами сигнального процесса. С этой целью проанализируем выражение для энергетического спектра сигнала, полученного в соответствии с (7)

$$G(\omega) = \sum_{m_0}^{p_1} \frac{\zeta_m}{2} I_m(m_\varphi) \sum_{n=1}^{p_2} (m_y \sqrt{N_0^H \Delta\omega_N})^{2n} \times \left[\frac{n}{n^2 + \frac{\omega - \omega_c - m\Omega}{\Delta\omega_N}} + \frac{n}{n^2 + \frac{\omega - \omega_c + m\Omega}{\Delta\omega_N}} \right], \quad (9)$$

где $m_y = \frac{4\pi\Delta R}{\lambda}$ – индекс вибрационной модуляции; ΔR – средняя амплитуда смещения отражающих поверхностей; $p_1, p_2 = 0, 1, 2, 3, \dots$ – число учитываемых гармонических составляющих в спектре сигнала; ω_c – частота несущей.

Огибающая спектра (9) имеет вид

$$\tilde{G}(\omega) = \sum_{m=0}^{p_1} \frac{\zeta_m}{2} I_m^2(m_y) = \sum_{m=0}^{p_1} \frac{\zeta_m}{2} I_m^2(4\pi D_m), \quad (10)$$

где D_m – коэффициент относительного смещения.

Из анализа выражения (10) видно, что при $D_m \geq 0,3$ форма огибающей спектра сигнала не является устойчивым признаком сигнального процесса. Оценка типичных

значений ΔR для большинства сложноорганизованных поверхностей ($\lambda > 10^{-2} \text{ м}$) показывает, что значение коэффициента смещения сосредоточено в области $0 \leq D_m \leq 0,3$. Тогда огибающая энергетического спектра хорошо аппроксимируется функцией вида

$$S_1(\omega) = \begin{cases} \frac{2a}{a^2 + \omega^2}, & a \geq \omega \geq 0; \\ 0, & \omega > a \end{cases} \quad (11)$$

где $a = 4\pi\Omega D_m$ - ширина спектра сигнального процесса.

Внутренняя структура спектра определяется соотношением между регулярной и случайной составляющими параметров внутренней кинематики объектов. В частности, при равенстве частот основных типов вибрационных колебаний частоте возбуждения $\Omega_{\text{возб.}}$, интервал между смежными спектральными составляющими $\Delta\Omega$ постоянен и равен $\Delta\Omega_i = \Omega_{\text{возб.}}$. Структура такого спектра хорошо аппроксимируется функцией:

$$S_2(\omega) = \begin{cases} \frac{1}{1 - \beta' \exp\left[-\frac{j\omega}{\Omega_{\text{возб.}}}\right]}, \\ 0 \end{cases} \quad (12)$$

где $\beta' = 1 - \frac{\Delta\omega_N}{\Omega_{\text{возб.}}}$, $\Delta\omega_N$ - ширина спектра шумовых механических колебаний оболочки цели.

Тогда полный аппроксимированный энергетический спектр сигнального процесса $S(\omega)$ можно записать:

$$S(\omega) = P \cdot S_1(\omega) \cdot S_2(\omega) \quad (13)$$

или

$$S(\omega) = \frac{2\pi\Omega D_m P}{(16\pi^2\Omega^2 D_m + \omega^2) \left[1 - \left(1 - \frac{\Delta\omega_N}{\Omega_{\text{возб.}}} \right) \exp\left[\frac{-j\omega}{\Omega_{\text{возб.}}} \right] \right]}. \quad (14)$$

Для адекватного описания вибрационной деформации отражающих поверхностей необходимо использовать большое число информативных параметров таких как суммарная огибающая энергетического спектра, ширина его дискретных составляющих, величина частотного интервала между ними и средняя частота центра тяжести спектра. В условиях значительного диапазона возможных значений параметров вибрации оболочек целей и характерных ситуаций, определяющих степень перекрытия спектров сигнала и пассивной помехи, синтез единой структуры обработки крайне сложен. При построении практических систем основной задачей является существенное уменьшение числа каналов приема, что с учетом эквидистантной линейчатой структуры спектра сигнала приводит к применению фильтровых принципов обработки. Это позволяет реализовать необходимое число каналов линейной комбинацией полосовых и гребенчатых фильтров [5]. Так, если ширина спектральных составляющих, промодулированного по фазе сигнала, значительно превышает величину, обратную времени наблюдения ($\Delta f_1 = 1/T_H$), то в этом случае возможно использование структуры канала, изображенной на рис. 2.

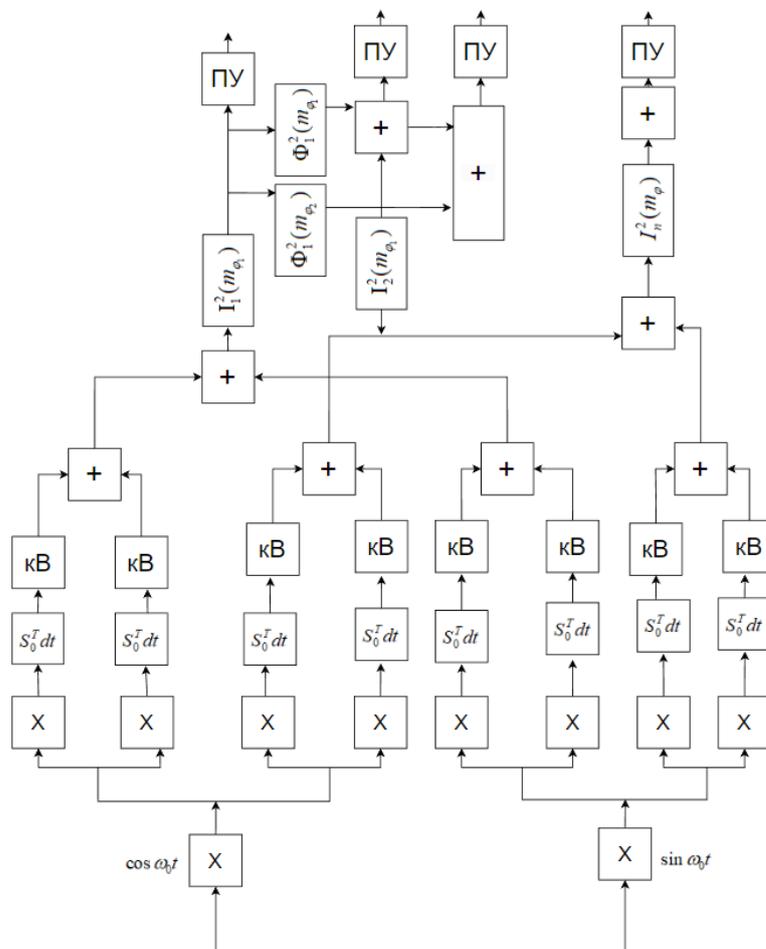


Рис. 2 Структурная схема обработки вибрационных параметров

Наиболее ответственными элементами при реализации гребенчатых фильтров являются линии задержки. Использование приборов с зарядовой связью (ПЗС) позволяет создать простые устройства для задержки и непрерывной обработки выборок аналоговых сигналов в виде зарядовых пакетов. Кроме того, использование управляемых аналоговых линий задержки на ПЗС в гребенчатых фильтрах, позволяет сократить число необходимых за счет введения текущего анализа спектра эхо-сигналов.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, использование информации, заложенной в амплитудной и фазовой модуляции эхо-сигналов, от поверхностей с регулярными формами вибрационной деформации позволяет установить связь между значениями измеренных параметров механических колебаний и типом источника возбуждения. При этом особое значение приобретает оптимизация длины волны зондирующего сигнала как с точки зрения увеличения индексов вибрационной модуляции, т.е. информационной ценности отраженных сигналов, так и с целью уменьшения числа каналов обработки, т.е. технической реализуемостью устройства.

ЛИТЕРАТУРА

1. Kleinman R.E. Mack R.B. Scattering by Linearly vibrating objects. // IEEE Trans. Antennas and Propag, 1979. 27, № 3. – p. 344-352.
2. Землянухин А.Ф. Спектр электромагнитного поля, рассеянного вибрирующей полосой. // Сб. трудов Таганрогского РТИ, 1975, вып. 44. – с. 35-44.

3. Ширман Я.Д. Теоретические основы радиолокации. М.:Сов. радио, 1970. – 560 с.
4. Иориш Ю.И. Виброметрия. М.: ГНТИМЛ, 1963. – 772 с.
5. Крячко А.Ф., Лихачев В.М., Оводенко А.А. Комплексная математика в прикладной электродинамике. СПб.:ПОЛИТЕХ-ПРЕСС, 2020. – 268 с.
6. Запевалов А.С. Радиолокационные измерения амплитуды вибрации / Запевалов А.С., Пинчук А.Н., Бурдюгов В.М. // Журнал технической физики, 2018, т.88, вып. 12. – с.1890-1892.

REFERENCES

1. Kleinman R.E. Mack R.B. Scattering by Linearly vibrating objects. // IEEE Trans. Antennas and Propag, 1979. 27, № 3. – p. 344-352.
2. Zemlyanukhin A.F. Spectrum of electromagnetic field scattered by vibrating strip. // Proceedings of Taganrog RTI, 1975, vol. 44. - с. 35-44.
3. Shirman Y.D. Theoretical foundations of radiolocation. Moscow: Soviet Radio, 1970. - 560 с.
4. Iorish Y.I. Vibrometry. MOSCOW: GNTIML, 1963. - 772 с.
5. Kryachko A.F., Likhachev V.M., Ovodenko A.A. Complex Mathematics in Applied Electrodynamics. Saint-Petersburg: POLYTEKH-PRESS, 2020. - 268 с.
6. Zapevalov A.S. Radar measurements of vibration amplitude / Zapevalov A.S., Pinchuk A.N., Burdyugov V.M. // Journal of Technical Physics, 2018, vol.88, issue 12 - p.1890-1892.

АЛГОРИТМ РЕШЕНИЯ НАВИГАЦИОННОЙ ЗАДАЧИ ДЛЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ЛОКАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ НА БАЗЕ РАСШИРЕННОГО ФИЛЬТРА КАЛМАНА ДЛЯ ПСЕВДОДАЛЬНОМЕРНОЙ АРХИТЕКТУРЫ

С. В. Черных¹, А. А. Чугунов¹, А. П. Мальшев¹, Р. С. Куликов¹, П. М. Жучкова¹

¹ФГБОУ ВО «НИУ «МЭИ», Москва, Россия

Аннотация. В работе представлен алгоритм решения навигационной задачи для сверхширокополосных локальных навигационных систем построенных по псевдодальномерной архитектуре. Алгоритм основан на использовании расширенного фильтра Калмана, позволяющего с высокой точностью оценивать местоположение объекта. Особенностью алгоритма является возможность оценки расхождения временных шкал у потребителя и системы с последующим учетом полученной величины для коррекции дальностей. Работоспособность и качество предложенного алгоритма были проверены с помощью компьютерного моделирования.

Ключевые слова: локальная навигация; сверхширокополосные системы; разностно-дальномерный метод; псевдодальномерный метод; расширенный фильтр Калмана, метод наименьших квадратов.

ALGORITHM FOR SOLVING THE NAVIGATION PROBLEM FOR ULTRA-WIDEBAND LOCAL NAVIGATION SYSTEMS BASED ON THE EXTENDED KALMAN FILTER FOR PSEUDO-RANGE ARCHITECTURE

S. V. Chernykh¹, A. A. Chugunov¹, A. P. Malyshev¹, R. S. Kulikov¹, P. M. Zhuchkova¹

¹NRU MPEI, Moscow, Russia

Abstract. The paper presents an algorithm for solving a navigation problem for ultra-wideband local navigation systems built on a pseudorange architecture. The algorithm is based on the use of an extended Kalman filter, which makes it possible to estimate the location of an object with high accuracy. A feature of the algorithm is the ability to estimate the discrepancy between the time scales of the user and system sides, followed by taking into account the obtained value for range correction. The performance and quality of the proposed algorithm were tested using computer simulations.

Keywords: local navigation; ultra-wideband systems; difference-range method; pseudorange method; extended Kalman filter; least squares method; ToA; TDoA.

1. ВВЕДЕНИЕ

На данный момент для определения местоположения объекта в закрытых пространствах, то есть там, где глобальные спутниковые навигационные системы недоступна (помещения, тоннели и другие подземные объекты), используются сверхширокополосные (СШП) локальные навигационные системы (ЛНС) [1, 2]. Причем такие системы требуют заранее развернутую инфраструктуру, в состав которой входят подсистема опорных точек и подсистема потребителей (меток).

Выделяют запросные и беззапросные архитектуры ЛНС. В запросных реализуется двухсторонний обмен, который позволяет решать задачу позиционирования дальномерным методом, но требует организации временного слотирования (расписания).

В беззапросной архитектуре обмен данными односторонний. При этом, опорные точки (пассивные) принимают радиосигнал, а метки (активные) излучают, либо наоборот. В таких подходах решение навигационной задачи реализуется, как правило, по разностно-дальномерному методу, который уступает в точности дальномерному, но позволяет использовать большее количество одновременно отслеживаемых меток.

При работе по беззапросной архитектуре с активными метками и пассивными маяками известны лишь времена приема радиосигнала на каждой опорной точке. Так как маяки синхронизированы во времени, мы можем рассчитать разности дальностей между радиомаяками и оценить местоположение объекта разностно-дальномерным методом (РД). Такой подход к решению навигационной задачи наиболее распространен [3-4].

При использовании РД метода не требуется синхронизировать шкалу времени метки (ШВМ) и шкалу времени системы (ШВС), так как это не является необходимым условием для решения задачи. Однако, по аналогии с ГНСС, можно реализовать псевдодальномерный (ПД) метод, если радиосигнал метки будет содержать информационное сообщение, включающее время излучения данного радиосигнала в ШВМ. Это может дать следующие преимущества: работа по меньшему числу опорных точек, увеличение точности, сохранение приемлемого качества определения координат при выходе из рабочей зоны.

Использование псевдодальномерного метода предполагает оценку разности шкал системы и метки. Метка является автономным устройством, у которого есть свой тактовый генератор, обладающий определенной нестабильностью. Принимая во внимание, что опорные маяки синхронизированы и работают в ШВС, а потребитель не синхронизирован, разность шкал ШВС и ШВМ характеризуется наличием взаимного смещения и дрейфа, что сказывается на точности определения координат объекта [5].

Дрейф временных шкал – медленно меняющаяся величина, которую можно описать Марковским процессом и которую можно фильтровать, используя расширенный фильтр Калмана (РФК).

Цель работы – разработка алгоритма решения навигационной задачи для СШП ЛНС на базе расширенного фильтра Калмана с использованием псевдодальномерного метода позиционирования.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Для системы, работающей по псевдодальномерной архитектуре наблюдаются:

- $\mathbf{y}_{\text{пр}} = |y_{\text{пр}1}, y_{\text{пр}2}, \dots, y_{\text{пр}N}|^T$ – вектор измерений времён приёма радиосигнала (N измерений),
- $y_{\text{изл}}$ – измеренное время излучения радиосигнала меткой,
- $\mathbf{x}_1 = |x_1, y_1, z_1|^T, \mathbf{x}_2 = |x_2, y_2, z_2|^T, \dots, \mathbf{x}_N = |x_N, y_N, z_N|^T$ – координаты N опорных точек.

Необходимо разработать алгоритм решения навигационной задачи на базе расширенного фильтра Калмана для псевдодальномерной архитектуры. То есть определить вектор состояния:

$$\mathbf{x} = (x \quad y \quad z \quad \Delta \quad \dot{\Delta})^T. \quad (1)$$

$$\Delta = t^{\text{ШВС}} - t^{\text{ШВП}}, \quad (2)$$

где $t^{\text{ШВС}}, t^{\text{ШВП}}$ – шкалы времени системы и пользователя (то есть наши измерения $y_{\text{пр}}$ и $y_{\text{изл}}$); Δ – разность шкал времени метки и системы; $\dot{\Delta}$ – производная разности шкал.

3. РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА

Для классической разностно-дальномерной постановки времени излучения радиосигнала не наблюдаются, поэтому мы не можем включить разность шкал в вектор состояния, и алгоритм РФК для РД-архитектуры будет иметь следующий вид [6-7]:

Имеем следующий наблюдения:

- $\mathbf{y}_{\text{пр}} = |\mathbf{y}_{\text{пр}1}, \mathbf{y}_{\text{пр}2}, \dots, \mathbf{y}_{\text{пр}N}|^T$ – вектор измерений времён приёма радиосигнала (N измерений) на k-ой итерации,
- $\mathbf{x}_1 = |\mathbf{x}_1, \mathbf{y}_1, \mathbf{z}_1|^T, \mathbf{x}_2 = |\mathbf{x}_2, \mathbf{y}_2, \mathbf{z}_2|^T, \dots, \mathbf{x}_N = |\mathbf{x}_N, \mathbf{y}_N, \mathbf{z}_N|^T$ – координаты N опорных точек.

Необходимо определить вектор состояния:

$$\mathbf{x} = (\mathbf{x} \quad \mathbf{y} \quad \mathbf{z})^T. \quad (3)$$

Модель динамики информативного процесса (вектора состояния) задается линейной без управляющего воздействия:

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{F}_{k-1}\mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{G}_{k-1}\boldsymbol{\xi}_{k-1} \quad (4)$$

где $\mathbf{F}_{k-1}(\mathbf{x}_{k-1}), \mathbf{G}_{k-1}(\mathbf{x}_{k-1})$ – известные векторные нелинейные функции, характеризующие собственную динамику и случайную динамику соответственно; $\boldsymbol{\xi}_k$ – вектор формирующих дробных белых гауссовских шумов (ДБГШ) с матрицей дисперсий:

$$M[\boldsymbol{\xi}_j \boldsymbol{\xi}_k^T] = \mathbf{D}_\xi \delta_{k,j}. \quad (5)$$

Модель наблюдения:

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{S}_k(\mathbf{x}_k) + \mathbf{n}_k, \quad (6)$$

где $\mathbf{S}_k(\mathbf{x}_k)$ – известная нелинейная сигнальная функция; \mathbf{n}_k – векторный ДБГШ наблюдения с матрицей дисперсий.

$$M[\mathbf{n}_j \mathbf{n}_k^T] = \mathbf{D}_n \delta_{k,j}. \quad (7)$$

Для фильтра 1-го порядка:

$$\mathbf{F}_{k-1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad (8)$$

$$\mathbf{G}_{k-1} = \begin{pmatrix} \mathbf{T} & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{T} & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{T} \end{pmatrix}. \quad (9)$$

Следовательно, динамику можно описать следующим образом:

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{x}_{k-1} + \boldsymbol{\xi}_{\mathbf{x},k-1} \mathbf{T}, \quad (10)$$

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{y}_{k-1} + \boldsymbol{\xi}_{\mathbf{y},k-1} \mathbf{T}, \quad (11)$$

$$\mathbf{z}_k = \mathbf{z}_{k-1} + \boldsymbol{\xi}_{\mathbf{z},k-1} \mathbf{T}. \quad (12)$$

Вектор формирующих дискретных белых гауссовских шумов:

$$\boldsymbol{\xi}_{k-1} = (\boldsymbol{\xi}_{\mathbf{x},k-1}, \boldsymbol{\xi}_{\mathbf{y},k-1}, \boldsymbol{\xi}_{\mathbf{z},k-1})^T. \quad (13)$$

Поскольку ничего неизвестно о времени излучения радиосигнала меткой, и оно не включено в вектор состояния, нельзя описать напрямую связь каждого из N измерений с вектором состояния. Запишем функциональную связь как дальность между меткой и маяком:

$$\mathbf{S}_{i,k}(\mathbf{x}_k) = \sqrt{(\mathbf{x}_k - \mathbf{x}_i)^2 + (\mathbf{y}_k - \mathbf{y}_i)^2 + (\mathbf{z}_k - \mathbf{z}_i)^2}. \quad (14)$$

Определим разности дальностей через матричную связь:

Пусть независимо от количества наблюдений (сигнал может приниматься не всеми маяками) будем вычитать последнее время приема из всех остальных (то есть последний радиомаяк – мастер-маяк, другие ведомые).

Тогда матрица формирования разностей дальностей \mathbf{P} будет иметь следующий вид (например, для четырех маяков):

$$\mathbf{P} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{pmatrix}. \quad (15)$$

Тогда эквивалентные наблюдения (разности дальностей) связаны с нашими наблюдениями следующим образом (c – скорость света):

$$\mathbf{RD} = \mathbf{P}\mathbf{y} \cdot c. \quad (16)$$

Тогда

$$\mathbf{PS}_k(\mathbf{x}_k) = \begin{pmatrix} \|\mathbf{x}_k - \mathbf{x}_1\| - \|\mathbf{x}_k - \mathbf{x}_4\| \\ \|\mathbf{x}_k - \mathbf{x}_2\| - \|\mathbf{x}_k - \mathbf{x}_4\| \\ \|\mathbf{x}_k - \mathbf{x}_3\| - \|\mathbf{x}_k - \mathbf{x}_4\| \end{pmatrix} \quad (17)$$

является эквивалентной матрицей $\tilde{\mathbf{S}}_k(\mathbf{x}_k)$; $\|\cdot\|$ - операция взятия нормы. Эквивалентная градиентная матрица:

$$\mathbf{P} \frac{d\mathbf{S}(\mathbf{x})}{d\mathbf{x}} = \mathbf{PH}(\mathbf{x}) = \begin{pmatrix} \frac{-(\mathbf{x}_1 - \mathbf{x})^T}{\|\mathbf{x}_1 - \mathbf{x}\|} & \frac{-(\mathbf{x}_N - \mathbf{x})^T}{\|\mathbf{x}_N - \mathbf{x}\|} \\ \frac{-(\mathbf{x}_2 - \mathbf{x})^T}{\|\mathbf{x}_2 - \mathbf{x}\|} & \frac{-(\mathbf{x}_N - \mathbf{x})^T}{\|\mathbf{x}_N - \mathbf{x}\|} \\ \dots & \dots \\ \frac{-(\mathbf{x}_{N-1} - \mathbf{x})^T}{\|\mathbf{x}_{N-1} - \mathbf{x}\|} & \frac{-(\mathbf{x}_N - \mathbf{x})^T}{\|\mathbf{x}_N - \mathbf{x}\|} \end{pmatrix}. \quad (18)$$

1. Необходимо алгоритм фильтра переписать с учетом матрицы \mathbf{P} .

2. Теперь матрица шумов наблюдения \mathbf{D}_n не является диагональной. Необходимо использовать комбинацию $\mathbf{PD}_n\mathbf{P}^T$.

Алгоритм РФК:

$$\tilde{\mathbf{x}}_k = \mathbf{F}_{k-1}\hat{\mathbf{x}}_{k-1}, \quad (19)$$

$$\tilde{\mathbf{D}}_{x,k} = \mathbf{F}_{k-1}\mathbf{D}_{x,k-1}\mathbf{F}_{k-1}^T + \mathbf{G}_{k-1}\mathbf{D}_\xi\mathbf{G}_{k-1}^T, \quad (20)$$

$$\mathbf{K}_k = \tilde{\mathbf{D}}_{x,k}\mathbf{H}^T\mathbf{P}^T(\mathbf{PH}\tilde{\mathbf{D}}_{x,k}\mathbf{H}^T\mathbf{P}^T + \mathbf{PD}_n\mathbf{P}^T)^{-1}, \quad (21)$$

$$\mathbf{D}_{x,k} = \tilde{\mathbf{D}}_{x,k} - \mathbf{K}_k\mathbf{P}\left(\frac{d\mathbf{S}_k(\tilde{\mathbf{x}}_k)}{d\mathbf{x}}\right)\tilde{\mathbf{D}}_{x,k}, \quad (22)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \tilde{\mathbf{x}}_k + \mathbf{K}_k(\mathbf{P}\mathbf{y}_k \cdot c - \mathbf{PS}_k(\tilde{\mathbf{x}}_k)), \quad (23)$$

где \mathbf{x}, \mathbf{D} – вектор состояния и матрица дисперсий; $\tilde{\mathbf{x}}, \tilde{\mathbf{D}}$ – их экстраполированные оценки; \mathbf{K} – коэффициенты фильтра. При этом в матрицах \mathbf{F} и \mathbf{G} :

$$\mathbf{T} = t_k - t_{k-1}, \quad (24)$$

где k – номер итерации, t – момент приёма радиосигнала последним из N маяков.

Для **псевдодальномерной** архитектуры, за счет включения дополнительных измерений, вектором наблюдения будет состоять из уже истинных псевдодальностей:

$$\mathbf{y}_k = \begin{pmatrix} \mathbf{y}_{\text{пр1}} - \mathbf{y}_{\text{изл}} \\ \mathbf{y}_{\text{пр2}} - \mathbf{y}_{\text{изл}} \\ \dots \\ \mathbf{y}_{\text{прN}} - \mathbf{y}_{\text{изл}} \end{pmatrix} \cdot c \quad (25)$$

Модель динамики информативного процесса остается неизменной.

Но теперь, вектор состояния:

$$\mathbf{x} = (x \quad y \quad z \quad \Delta \quad \dot{\Delta})^T. \quad (26)$$

Матрицы собственной и случайной динамики системы примут следующий вид:

$$\mathbf{F}_{k-1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad (27)$$

$$\mathbf{G}_{k-1} = \begin{pmatrix} T & 0 & 0 & 0 \\ 0 & T & 0 & 0 \\ 0 & 0 & T & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & T \end{pmatrix}. \quad (28)$$

Динамика процесса:

$$x_k = x_{k-1} + \xi_{x,k-1} T, \quad (29)$$

$$y_k = y_{k-1} + \xi_{y,k-1} T, \quad (30)$$

$$z_k = z_{k-1} + \xi_{z,k-1} T, \quad (31)$$

$$\Delta_k = \Delta_{k-1} + \dot{\Delta}_{k-1} T, \quad (32)$$

$$\dot{\Delta}_k = \dot{\Delta}_{k-1} + \xi_{\Delta,k-1} T. \quad (33)$$

Для ПД алгоритма вектор формирующих шумов состоит из четырех элементов:

$$\xi_{k-1} = \begin{pmatrix} \xi_{x,k-1} \\ \xi_{y,k-1} \\ \xi_{z,k-1} \\ \xi_{\Delta,k-1} \end{pmatrix}. \quad (34)$$

Опишем функцию связи:

$$S_{i,k}(\mathbf{x}_k) = \sqrt{(x_k - x_i)^2 + (y_k - y_i)^2 + (z_k - z_i)^2 + \Delta \cdot c}, \quad (35)$$

где Δ – разность временных шкал метки и системы, которая **меняется медленно и ее можно фильтровать**.

Алгоритм фильтра:

$$\tilde{\mathbf{x}}_k = \mathbf{F}_{k-1} \hat{\mathbf{x}}_{k-1}, \quad (36)$$

$$\tilde{\mathbf{D}}_{x,k} = \mathbf{F}_{k-1} \mathbf{D}_{x,k-1} \mathbf{F}_{k-1}^T + \mathbf{G}_{k-1} \mathbf{D}_\xi \mathbf{G}_{k-1}^T, \quad (37)$$

$$\mathbf{K}_k = \tilde{\mathbf{D}}_{x,k} \mathbf{H}^T (\mathbf{H} \tilde{\mathbf{D}}_{x,k} \mathbf{H}^T + \mathbf{D}_n)^{-1}, \quad (38)$$

$$\mathbf{D}_{x,k} = \tilde{\mathbf{D}}_{x,k} - \mathbf{K}_k \left(\frac{d\mathbf{S}_k(\tilde{\mathbf{x}}_k)}{d\mathbf{x}} \right) \tilde{\mathbf{D}}_{x,k}, \quad (39)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \tilde{\mathbf{x}}_k + \mathbf{K}_k (\mathbf{y}_k - \mathbf{S}_k(\tilde{\mathbf{x}}_k)), \quad (40)$$

4. МОДЕЛИРОВАНИЕ

Для проверки работоспособности и исследования особенностей функционирования алгоритма был создан пакет программ в среде Matlab, включающий следующие функциональные модули: генератор траекторий объекта; генератор временных шкал: пользователя и системы; генератор первичных измерений, соответствующих траекториям; модуль алгоритма РФК для разностно-дальномерной архитектуры; модуль алгоритма РФК для псевдодальномерной архитектуры; модуль алгоритма одномоментных оценок координат по методу наименьших квадратов.

Исходные параметры моделирования:

- Положение опорных точек: в вершинах куба со сторонами 10 м;
- СКО первичных измерений: $\sigma_R = 3$ см;
- Время моделирования: 150 сек;
- Период излучения сигнала: 0,1 сек;

Параметры для расширенного фильтра Калмана по РД-архитектуре:

- СКО шума наблюдения: $\sigma_n = 3$ см;
- СКО формирующего шума по координатам: $\sigma_\xi = 1$ м;

Параметры для расширенного фильтра Калмана по ПД-архитектуре:

- СКО шума наблюдения: $\sigma_n = 3$ см;
- СКО формирующего шума по координатам: $\sigma_\xi = 1$ м;
- СКО формирующего шума по разности шкал: $\sigma_d = 0,6 \cdot 10^{-10}$ сек;

Рассматривается два варианта положения объекта:

- Положение объекта в рабочей зоне:

$$\mathbf{x} = |6, 3, 1|^T;$$

- Положение объекта вне рабочей зоны

$$\mathbf{x} = |6, 23, 1|^T.$$

Для более наглядной оценки работы алгоритма также отобразим результаты оценки координат одномоментными способами по дальномерной и разностно-дальномерной архитектуре. Для этого используется решение по методу наименьших квадратов [8]. Переход к дальномерной архитектуре возможен за счет оценки параметра Δ .

$$t_{\text{излРФК}}^{\text{ШВС}} = t_{\text{изл}}^{\text{ШВП}} + \Delta, \quad (41)$$

где $t_{\text{изл}}^{\text{ШВП}}$ передавалось меткой при каждом излучении.

Следовательно, появляется возможность оценить дальности от маяков до объекта на каждый момент времени:

$$R = (t_{\text{излРФК}}^{\text{ШВС}} - t_{\text{пр}}^{\text{ШВС}}) \cdot c. \quad (42)$$

Полученные результаты можно объяснить различиями геометрического фактора для разностно-дальномерной и дальномерной архитектуры [9]:

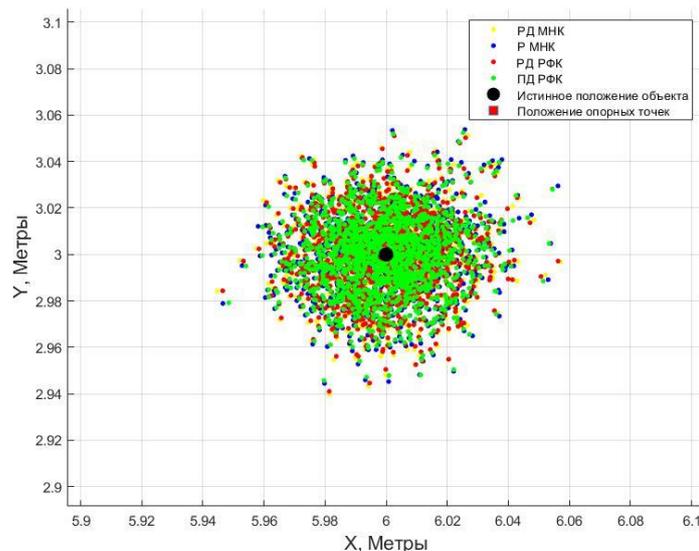


Рис. 1. Оценка координат объекта в рабочей зоне

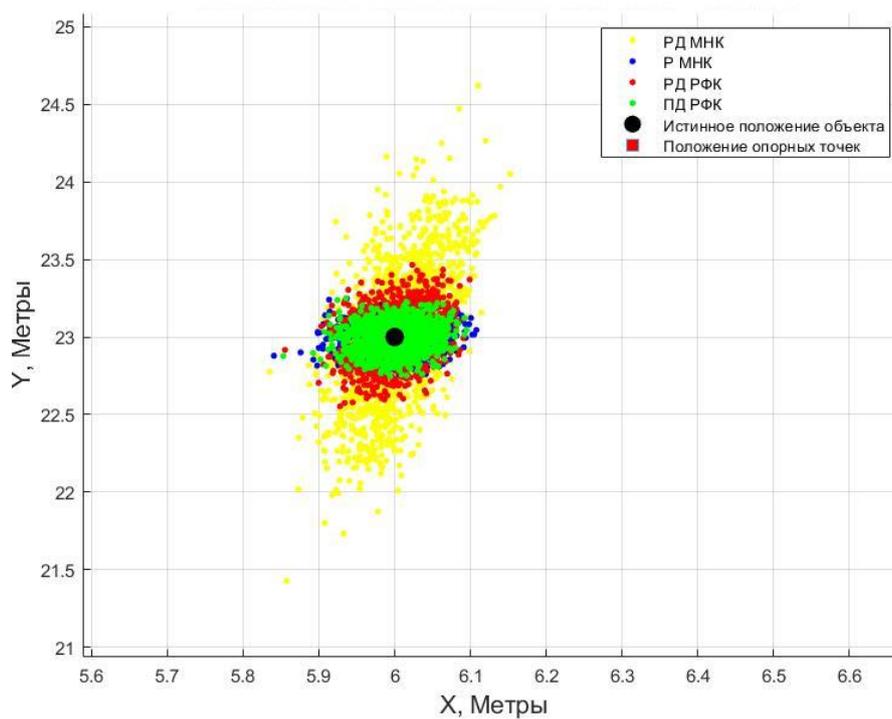


Рис. 2. Оценка координат объекта вне рабочей зоны

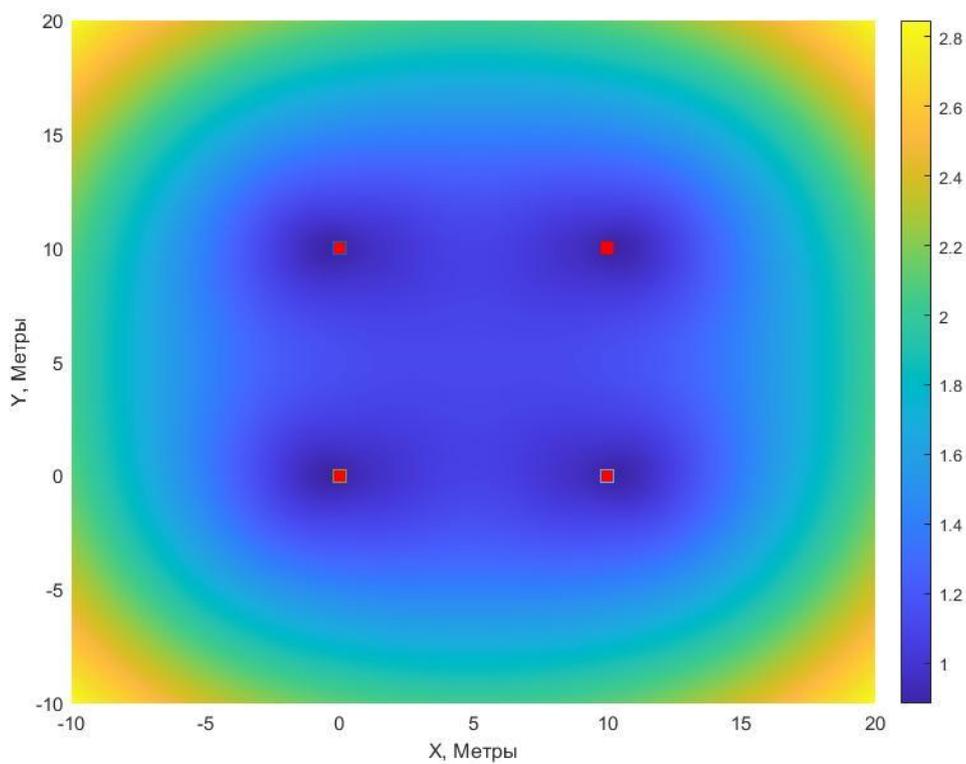


Рис. 3. Тепловая карта пространственного геометрического фактора по дальномерной архитектуре

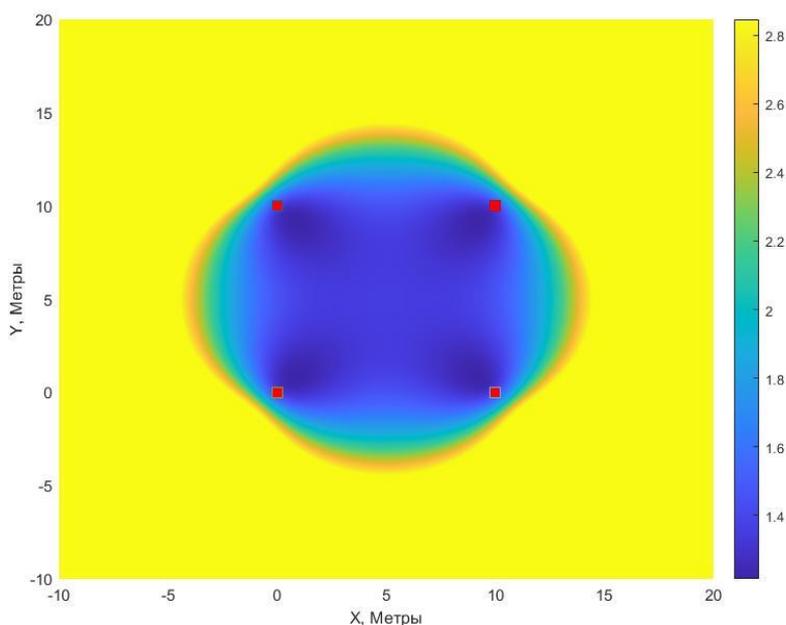


Рис. 4. Тепловая карта пространственного геометрического фактора по псевдодальномерной архитектуре

Как можно заметить значение геометрического фактора внутри рабочей зоны практически одинаковы для двух методов. Вне рабочей зоны для РД-архитектуры распределение геометрического фактора характеризуется более высокими значениями, чем для дальномерной, поэтому погрешность в определении координат возрастает с большей скоростью при отдалении объекта от опорных точек. Так как расхождение шкал Δ маленькая величина, а при стремлении ее к нулю формула 34 превращается в формулу 14, РФК по псевдодальномерной архитектуре работает в дальномерной геометрии, соответственно за пределами радиомаяков оценка координат объекта точнее. При росте Δ ПД фильтр стремится к разностно-дальномерной архитектуре с большой погрешностью оценки координат вне рабочей зоны.

По результатам моделирования для выигрыша в оценке координат по ПД-архитектуре вне рабочей зоны, скорость дрейфа разности шкал не должна превышать 10 нс. При большем значении оценка ПД РФК будет совпадать с оценкой РД РФК.

Результаты моделирования статического объекта на разных расстояниях от опорных точек сведены в таблицу 1. В таблице внесены значения DRMS для каждого случая. DRMS (Distance Root Mean Squared) – это квадратный корень из среднего значения квадратических ошибок, который определяется следующим образом [10]:

$$\text{DRMS} = \sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2}, \quad (43)$$

где σ_x , σ_y – СКО оценки координат по оси x и y соответственно.

Таблица 1. СКО оценки координат объекта при его удалении от опорных точек

Координаты объекта, м	[0, 0]	[10, 10]	[20, 20]	[30, 30]	[40, 40]	[50, 50]
Метод						
РД МНК	0,0370	0,0363	0,4482	1,1535	2,1318	3,6863
Р МНК	0,0289	0,0279	0,1023	0,2135	0,2346	0,3584

РД РФК	0,0347	0,0339	0,1506	0,2557	0,3050	0,4080
ПД РФК	0,0280	0,0270	0,0990	0,2069	0,2206	0,3413

Как можно заметить выигрыш в оценке координат разработанного алгоритма наблюдается на всем промежутке моделирования, так как значения геометрического фактора для дальномерной архитектуры, как уже упоминалось ранее, увеличивается с меньшей скоростью, чем для разностно-дальномерной архитектуры. Выигрыш достигает от 1,2 до 1,5 раз в зависимости от расстояния до рабочей зоны.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе представлен алгоритм решения навигационной задачи на базе расширенного фильтра Калмана по псевдодальномерной архитектуре. Особенностью предложенного алгоритма является оценка разницы временных шкал пользовательской и системной сторон за счет использования дополнительных наблюдений. При малом значении расхождения шкал ПД РФК работает в дальномерной геометрии, поэтому при выходе из рабочей зоны его погрешность определения координат на порядок меньше, чем для разностно-дальномерной архитектуры. Поэтому предложенный алгоритм позволяет расширить рабочую зону локальной навигационной системы, что является важным фактором построения инфраструктурных систем.

ЛИТЕРАТУРА

1. IEEE Standard for Local and metropolitan area networks–Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs) // IEEE Std 802154-2011 Revis. IEEE Std 802154-2006. 2011. P. 1–314.
2. IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks // IEEE Std 802154-2020 Revis. IEEE Std 802154-2015. 2020. P. 1–800.
3. A. Chugunov, R. Kulikov, A. Malyshev, N. Petukhov, T. Brovko and M. Savin, "Experimental Evaluation of Positioning Efficiency in TDoA Navigation System Based on UWB," 2022 Ural-Siberian Conference on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT), Yekaterinburg, Russian Federation, 2022, pp. 171-174, doi: 10.1109/USBREIT56278.2022.9923331.
4. H. Xu and Wang ying, "A linear algorithm based on TDOA technique for UWB localization," 2011 International Conference on Electric Information and Control Engineering, Wuhan, 2011, pp. 1013-1015, doi: 10.1109/ICEICE.2011.5778025.
5. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования // под. ред. А.И.Перова, В.Н. Харисова. – Изд. 4-е перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010.
6. M. Kolakowski, "Comparison of Extended and Unscented Kalman Filters Performance in a Hybrid BLE-UWB Localization System," 2020 23rd International Microwave and Radar Conference (MIKON), Warsaw, Poland, 2020, pp. 122-126, doi: 10.23919/MIKON48703.2020.9253854.
7. A. Poulou, Ž. Emeršič, O. Steven Eyobu and D. Seog Han, "An Accurate Indoor User Position Estimator For Multiple Anchor UWB Localization," 2020 International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC), Jeju, Korea (South), 2020, pp. 478-482, doi: 10.1109/ICTC49870.2020.9289338.
8. R. S. Kulikov, A. A. Chugunov, D. V. Tsaregorodcev, N. I. Petukhov and I. R. Indrikov, "Two-dimension positioning solution of high accuracy navigation and orientation for service robots," 2019 International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE), Moscow, Russia, 2019, pp. 1-4, doi: 10.1109/REEPE.2019.8708781.

9. G. Feng, C. Shen, C. Long and F. Dong, "GDOP index in UWB indoor location system experiment," 2015 IEEE SENSORS, Busan, Korea (South), 2015, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICSENS.2015.7370254.
10. BOREALIS PRECISION POSITIONING RESOLVED -
https://www.gnss.ca/app_notes/APN-029_GPS_Position_Accuracy_Measures_Application_Note.html 14.03.2023.

REFERENCES

1. IEEE Standard for Local and metropolitan area networks–Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs) // IEEE Std 802154-2011 Revis. IEEE Std 802154-2006. 2011. P. 1–314.
2. IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks // IEEE Std 802154-2020 Revis. IEEE Std 802154-2015. 2020. P. 1–800.
3. A. Chugunov, R. Kulikov, A. Malyshev, N. Petukhov, T. Brovko and M. Savin, "Experimental Evaluation of Positioning Efficiency in TDoA Navigation System Based on UWB," 2022 Ural-Siberian Conference on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT), Yekaterinburg, Russian Federation, 2022, pp. 171-174, doi: 10.1109/USBREIT56278.2022.9923331.
4. H. Xu and Wang ying, "A linear algorithm based on TDOA technique for UWB localization," 2011 International Conference on Electric Information and Control Engineering, Wuhan, 2011, pp. 1013-1015, doi: 10.1109/ICEICE.2011.5778025.
5. GLONASS. Principles of construction and functioning // edited by A.I.Perov, V.N. Kharisova. – Ed. 4th edition. and additional M.: Radio Engineering, 2010.
6. M. Kolakowski, "Comparison of Extended and Unscented Kalman Filters Performance in a Hybrid BLE-UWB Localization System," 2020 23rd International Microwave and Radar Conference (MIKON), Warsaw, Poland, 2020, pp. 122-126, doi: 10.23919/MIKON48703.2020.9253854.
7. A. Poulouse, Ž. Emeršič, O. Steven Eyobu and D. Seog Han, "An Accurate Indoor User Position Estimator For Multiple Anchor UWB Localization," 2020 International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC), Jeju, Korea (South), 2020, pp. 478-482, doi: 10.1109/ICTC49870.2020.9289338.
8. R. S. Kulikov, A. A. Chugunov, D. V. Tsaregorodcev, N. I. Petukhov and I. R. Indrikov, "Two-dimension positioning solution of high accuracy navigation and orientation for service robots," 2019 International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE), Moscow, Russia, 2019, pp. 1-4, doi: 10.1109/REEPE.2019.8708781.
9. G. Feng, C. Shen, C. Long and F. Dong, "GDOP index in UWB indoor location system experiment," 2015 IEEE SENSORS, Busan, Korea (South), 2015, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICSENS.2015.7370254.
10. BOREALIS PRECISION POSITIONING RESOLVED -
https://www.gnss.ca/app_notes/APN-029_GPS_Position_Accuracy_Measures_Application_Note.html 14.03.2023.

АНАЛИЗ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ

А. А. Васильченко

Филиал Военной академии РВСН им. Петра Великого, Серпухов, Российская Федерация

Аннотация. В данной статье рассматривает подход к априорному оцениванию точности траекторных измерений движения воздушных объектов угломерным методом. В качестве анализируемых показателей точности рассматриваются: круговая среднеквадратическая круговая погрешность местоположения подвижных объектов, нижняя граница Крамера-Рао, вероятность попадания погрешностей оценки местоположения ПО в эллипс и эллипсоид рассеяния. Приводится описание подхода к построению зон неопределенности местоположения объекта как пересечение конических поверхностей.

Ключевые слова: среднеквадратическая круговая погрешность измерений, инструментальная погрешность, оптическая измерительная система, траекторные измерения, эллипсоид рассеяния, коническая поверхность.

THE ANALYSIS OF INDICATORS OF ACCURACY OF DEFINITION OF A SITE OF MOBILE OBJECTS

A. A. Vasilchenko

Branch of Military academy of Rocket Strategic forces of a name Peter the Great, Serpuhov,
Russian Federation

Abstract. In given article considers the approach to aprioristic estimation of accuracy trajectory measurements of movement of air objects by a goniometric method. As analyzed indicators of accuracy are considered: RMS circular error of a site of mobile objects, CRLB, probability of hit of errors of an estimation of a site ON in an ellipse and ellipsoid dispersion. The description of the approach to construction of zones of uncertainty of a site of object as crossing of conic surfaces is led.

Keywords: RMS circular error of measurement, a tool error, optical measuring system, trajectory measurements, ellipsoid dispersion, a conic surface.

1. ВВЕДЕНИЕ

В ходе планирования маршрутов движения подвижных объектов (ПО) весьма актуальным является вопрос определения априорной и апостериорной точности их местоположения по результатам измерений, получаемых от радиотехнических пеленгаторов (измерителей) [1, 2]. Построение траектории ПО осуществляется по известным методам (угломерному, дальномерному, угломерно-дальномерному, суммарно- или разностно-дальномерному) по значениям оцениваемого вектора измерений [2]. Совокупность одновременно задействованных в ходе траекторных измерений пеленгаторов с их координатами нахождения на местности формируют конфигурацию измерительной системы. В свою очередь априорное оценивание точности местоположения ПО по результатам вектора измерений позволяет сформировать подход к обоснованию количественного состава измерительной системы и расположению самих пеленгаторов, позволяющего эту точность максимизировать.

2. АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ

Если траектория ПО априорно известна и описывается на k -ом участке системой ДУ или может быть аппроксимирована при разбиении ее на N_y участков в трехмерной декартовой топоцентрической (стартовой) системы координат выражениями вида:

$$\begin{aligned} X(t) &= \sum_{k=1}^{N_y} \sum_{i=0}^2 A_{i,k} \cdot t^i \\ Y(t) &= \sum_{k=1}^{N_y} \sum_{i=0}^2 B_{i,k} \cdot t^i \\ Z(t) &= \sum_{k=1}^{N_y} \sum_{i=0}^2 C_{i,k} \cdot t^i \end{aligned} \quad (1)$$

Тогда можно перейти к кинематическим выражениям, описывающим траекторию движения ПО, следующего вида:

$$\begin{aligned} X_k(t) &= X_{0k} + V_{kX_ОИС}(t) \cdot t + \frac{a_{kX_ОИС}(t) \cdot t^2}{2} \\ Y_k(t) &= Y_{0k} + V_{kY_ОИС}(t) \cdot t + \frac{a_{kY_ОИС}(t) \cdot t^2}{2} \\ Z_k(t) &= Z_{0k} + V_{kZ_ОИС}(t) \cdot t + \frac{a_{kZ_ОИС}(t) \cdot t^2}{2} \end{aligned} \quad (2)$$

С учетом значений вектора координат измерителей наклонная дальность до ПО определяется как длина соответствующего радиус-вектора и описывается выражением:

$$R_i = \sqrt{\left(X_k(t) - X_{И_i}\right)^2 + \left(Y_k(t) - Y_{И_i}\right)^2 + \left(Z_k(t) - Z_{И_i}\right)^2} \quad (3)$$

Обязательной является жесткая синхронизация и одинаковая скорость съемки ПО всеми оптическими измерителями. В качестве показателя точности траекторных измерений возможно рассматривать значение среднеквадратической круговой погрешности (СКП) местоопределения (местоположения) $R_{ск}$ [3, 4]. При этом значение $R_{ск}$ может быть оценено только для одной конкретной точки траектории движения ПО. Геометрическая интерпретация процесса оценивания СКП $R_{ск}$ с учетом всех оптических измерителей представлено на рисунке 1.

Каждый оптический измеритель имеет свои значения СКП отклонения истинной линии положения (ЛП) от измеренного положения σ_α . Расстояние между истинной и измеренной ЛП зависит от расстояния между измерителем и ПО определяется по выражению [3]:

$$\Delta l_i = \Delta \theta_i \cdot R_i \quad (4)$$

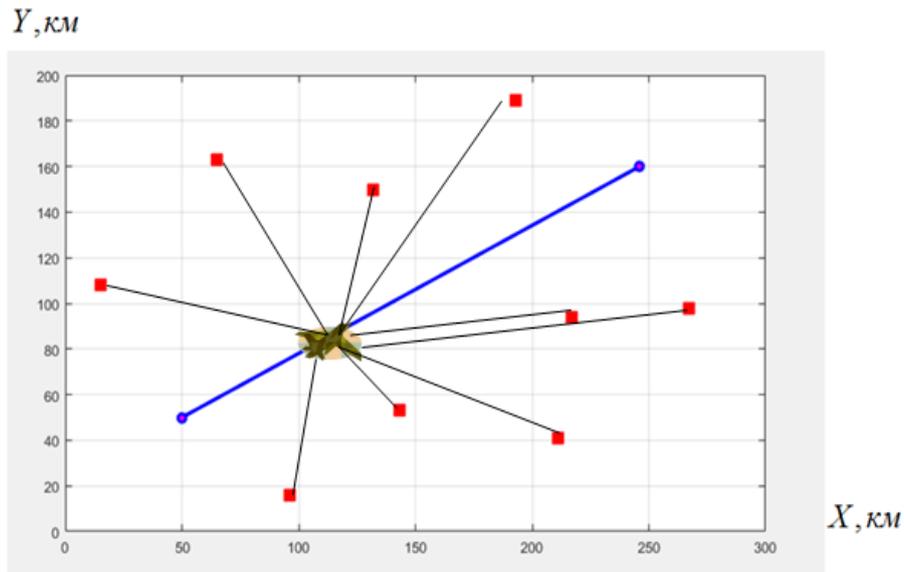


Рис. 1. Геометрическая интерпретация процесса оценивания среднеквадратической круговой погрешности местоположения ПО $R_{ск}$

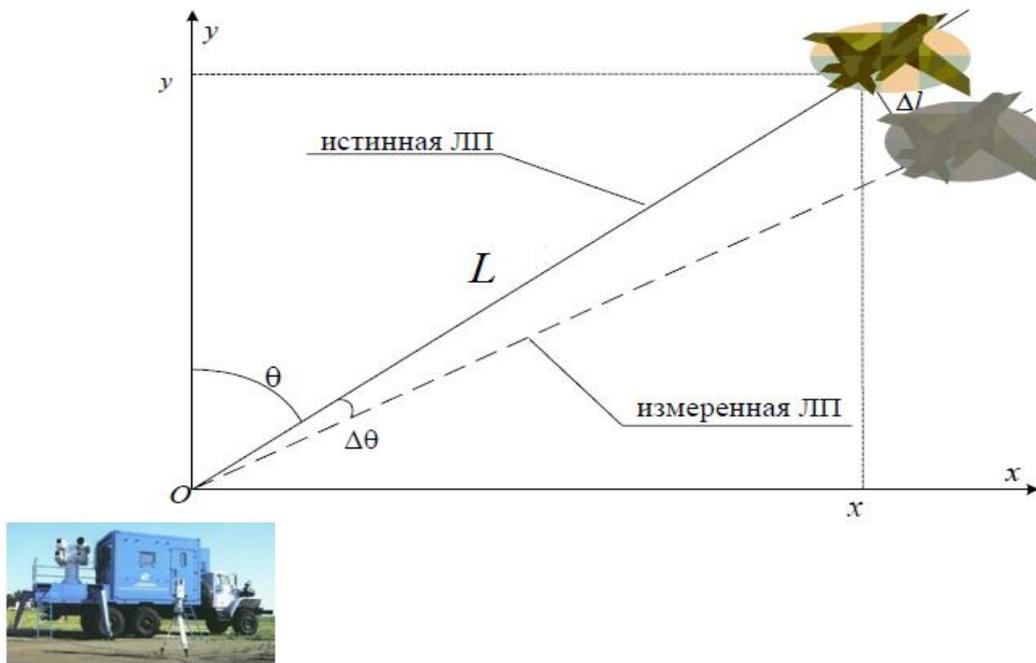


Рис. 2. Ошибка линии положения при угломерном способе определения местоположения ПО

Для характеристики ошибки местоположения ПО используют расстояние R между центром эллипса рассеяния и засечкой, т.е. выбирают круг с радиусом R_0 . Вероятность нахождения ПО в пределах круга может определяться по формуле [5]:

$$P_{кр} = \int_0^{R_0} W(r) dr, \quad (5)$$

где $W(r)$ - распределение плотности вероятностей случайной ошибки r .

СКП местоположения ПО $R_{ск}$ оценивается по выражению [3, 6]:

$$R_{ck} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n \frac{1}{\sigma_{li}^2}}{\sum_{i=1}^{n-1} \sum_{j=1}^n \left(\frac{\sin \alpha_{i,j}}{\sigma_{li} \sigma_{lj}} \right)^2}}, \quad (6)$$

где σ_{li}, σ_{lj} - ошибки линий положения i -го и j -го измерителей;

$\alpha_{i,j}$ - между i -ой и j -ой линиями положения (угол между измерителями и ПО);

n – количество оптических измерителей в составе измерительной системы.

При нахождении погрешностей местоположения ПО в эллипсе (эллипсоиде рассеяния) совместная плотность вероятности координат x и y , имеющих нормальное распределение) определяется выражением вида [7]:

$$f(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma_x\sigma_y\sqrt{1-r^2}} e^{-\frac{1}{2(1-r^2)} \left[\frac{(x-m_x)^2}{\sigma_x^2} - \frac{2r(x-m_x)(y-m_y)}{\sigma_x\sigma_y} + \frac{(y-m_y)^2}{\sigma_y^2} \right]} \quad (7)$$

где m_x, m_y - математические ожидания, центры рассеяния;

σ_x, σ_y - среднеквадратические отклонения;

r – коэффициент корреляции координат x и y .

Параметры эллипса (эллипсоида) определяются ковариационной матрицей Σ вида [8]:

$$\Sigma = \begin{bmatrix} \sigma_x^2 & r\sigma_x\sigma_y \\ r\sigma_x\sigma_y & \sigma_y^2 \end{bmatrix} = FIM^{-1}(g_{no}) \quad (8)$$

где g_{no} – вектор координат местоположения ПО.

Определение погрешностей местоположения ПО заключается в получении информационной матрицы Фишера $FIM(g_{no})$, являющейся общепринятой метрикой оценки точности местоположения ПО от погрешностей первичных измерений. С матрицей Фишера связана нижняя граница Крамера-Рао (НКГР, CRLB – Cramer-Rao-Lower Bound), которая дает нижнюю границу для дисперсии оценки координат ПО, которая не может быть меньше НКГР [8]:

$$\Sigma = \begin{bmatrix} \sigma_x^2 & r\sigma_x\sigma_y \\ r\sigma_x\sigma_y & \sigma_y^2 \end{bmatrix} = FIM^{-1}(g_{no}) \quad (9)$$

$$CRLB(g_{no}) = tr(FIM^{-1}(g_{no})) = tr(\Sigma) \quad (10)$$

Дисперсия оценивания местоположения ПО может быть представлена эллипсом (эллипсоидом) с уравнениями вида [8]:

$$\frac{(x-m_x)^2}{\sigma_x^2} - \frac{2r(x-m_x)(y-m_y)}{\sigma_x\sigma_y} + \frac{(y-m_y)^2}{\sigma_y^2} = k^2 \quad (11)$$

$$\frac{(x-m_x)^2}{\sigma_x^2} + \frac{(y-m_y)^2}{\sigma_y^2} = k^2 \Rightarrow \frac{(x-m_x)^2}{(k\sigma_x)^2} + \frac{(y-m_y)^2}{(k\sigma_y)^2} = 1 \quad (12)$$

где k – коэффициент пропорциональности главных полуосей, определяемый из условия попадания погрешностей местоположения ПО в эллипс с доверительной вероятностью P_δ .

Вероятность того, что k^2 имеет значение, не превышающее распределение χ^2 определяется квантилем с доверительной вероятностью P_δ по выражению [7]:

$$k = \sqrt{-2 \ln(1 - P_\delta)} \quad (13)$$

Если эллипс рассеяния повернут на некоторый угол θ , то направление его осей симметрии определяется выражением:

$$\operatorname{tg} 2\theta = \frac{2r\sigma_x\sigma_y}{\sigma_x^2 - \sigma_y^2} \quad (14)$$

Используя двумерный оператор поворота, задаваемый ортогональной матрицей R вида:

$$R = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (15)$$

и выполняя процедуру диагонализации можно определить значения и ориентацию полуосей эллипса рассеяния через нахождение собственных чисел и собственных векторов матрицы Σ [8]:

$$R\Sigma R^T = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 \\ 0 & \lambda_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & 0 \\ 0 & \sigma_2^2 \end{bmatrix} \quad (16)$$

Вероятность попадания погрешностей оценки местоположения ПО в эллипс и эллипсоид рассеяния может быть получена путем интегрирования [8]:

$$P\{(x, y) \notin B_{n,k}\} = \int \int_{B_{n,k}} f(x, y) dx dy = 1 - e^{-k^2/2}, n = 2 \quad (17)$$

$$P\{(x, y) \notin B_{n,k}\} = \iiint_{B_{n,k}} f(x, y) dx dy = \operatorname{erf}\left(\frac{k}{\sqrt{2}}\right) - \sqrt{2/\pi} k e^{-k^2/2}, n = 3 \quad (18)$$

Проведенный анализ показателей точности оценивания местоположения ПО позволяет проведение как априорной (для случая R_{ck}), так и апостериорной оценки по результатам траекторных измерений угломерным, угломерно-дальномерным и дальномерным методом.

3. ДОПОЛНЕНИЕ К СУЩЕСТВУЮЩИМ ПОКАЗАТЕЛЯМ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ

Анализируемые показатели точности оценивания местоположения ПО базируются на рассмотрении круговых (сферических) или эллиптических (эллипсоидных) областей неопределенности нахождения ПО в пространстве. Однако в случае необходимости априорной оценки точности реальные формы зон неопределенности будут отличаться от указанных.

Рассмотрим результаты измерений угловых координат в случае, когда траектория ПО строится угломерным методом при наличии не менее двух пеленгаторов. Пеленгатор определяет вектор измерений сферических координат (азимута и угла места) $G = [\alpha, \beta]$. При аддитивных ошибках первичных измерений, i -е измерений задается следующим выражением:

$$G_{\text{изм}_i} = G_i + v_i \quad (19)$$

где v_i - вектор случайных ошибок с ковариационной матрицей $\Sigma_{\alpha, \beta} \in R^{3 \times 3}$,

Примеры построения эллипса и окружности рассеяния для случая $G = [30, 45]$ и $P_d = 0.99$ представлены на рисунках 3-4.

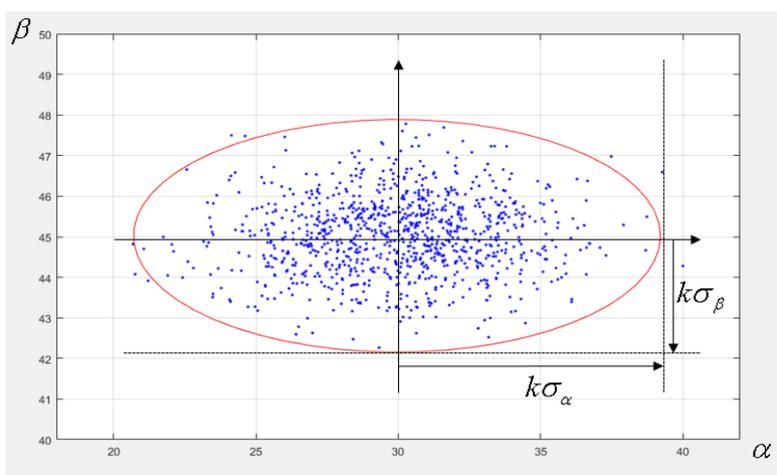


Рис. 3. Построение эллипса рассеяния для случая $G = [30, 45]$ и $P_d = 0.99$

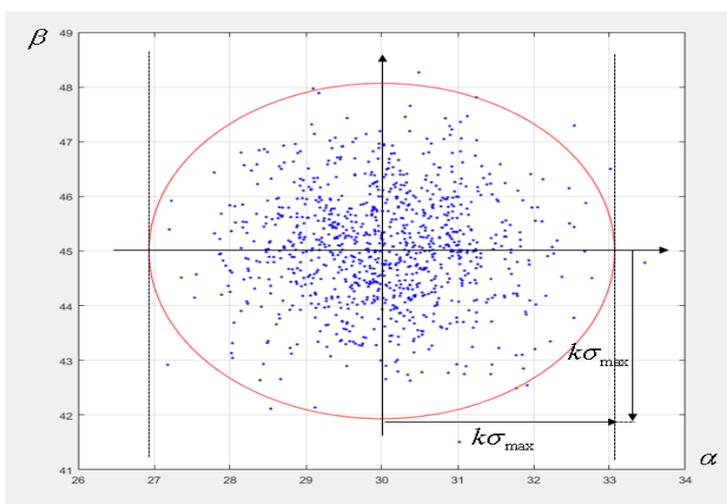


Рис. 4. Построение окружности рассеяния для случая $G = [30, 45]$ и $P_d = 0.99$

Результат измерения вектора G , полученный одним пеленгатором не позволяет определить вектор координат местоположения ПО g_{no} , как и не представляется возможным определение наклонной дальности R_i . Поскольку при одинаковых значениях измерений вектора G значение наклонной дальности R до ПО может различаться, то становится возможным представление области неопределенности местоположения ПО в виде конуса с углами между его высотой и образующими равными $\sqrt{k}\sigma_\alpha$ и $\sqrt{k}\sigma_\beta$, и

основанием в виде эллипса ($\sigma_\alpha \neq \sigma_\beta$) или окружности ($\sigma_\alpha = \sigma_\beta$). Графическое представление конической области неопределенности местоположения ПО представлено на рисунке 5.

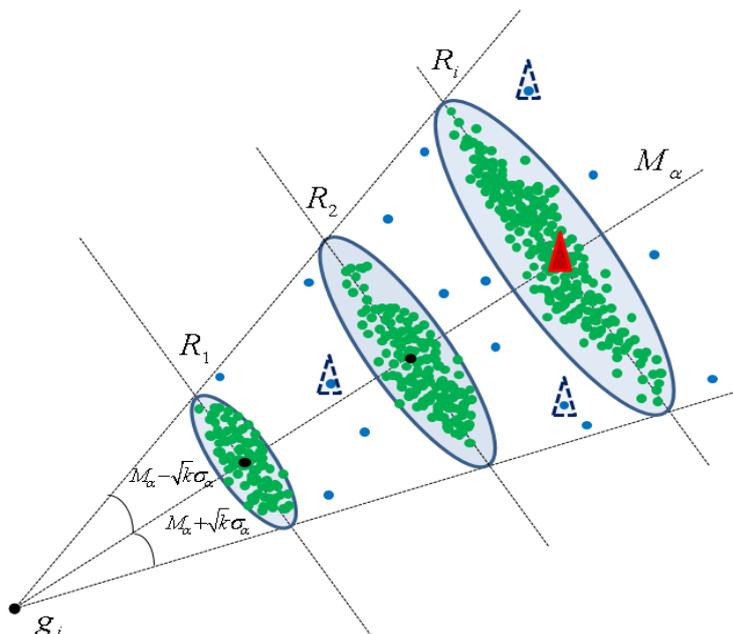


Рис. 5. Графическое представление конической области неопределенности местоположения ПО по результатам измерений одного пеленгатора

Модель конуса в цилиндрической системе координат описывается выражениями вида:

$$\begin{aligned}
 T &= 0 \dots 360^\circ, Z = 0 \dots h_k, \\
 x(z_i, t_j) &= z_i \cos(t_j) \operatorname{tg}(\theta), \\
 y(z_i, t_j) &= z_i \sin(t_j) \operatorname{tg}(\theta), \\
 t_j \in T, z_i \in Z, x \in X, y \in Y
 \end{aligned} \tag{20}$$

$$\begin{aligned}
 T &= 0 \dots 360^\circ, Z = 0 \dots h_k, \\
 x(z_i, t_j) &= z_i \cos(t_j) \operatorname{tg}(\theta_1), \\
 y(z_i, t_j) &= z_i \sin(t_j) \operatorname{tg}(\theta_2), \\
 t_j \in T, z_i \in Z, x \in X, y \in Y
 \end{aligned} \tag{21}$$

Симметричная коническая поверхность вращения, представляющая собой область неопределенности местоположения ПО и формируемая одним пеленгатором, может быть представлена в виде множества $P = [X, Y, Z]$.

Определение вектора координат местоположения ПО g_{no} возможно по результатам двух пеленгаторов. В этом случае область неопределенности местоположения ПО получается путем пересечения двух конических областей неопределенности, формируемых каждым пеленгатором. Графическое представление области неопределенности местоположения ПО по результатам измерений двух пеленгаторов представлено на рисунке 6. В случае определения вектора координат местоположения ПО g_{no} по результатам измерений вектора G_i ($i=1 \dots n$) n пеленгаторов общая область неопределенности местоположения ПО есть совместное пересечение n конусов и описывается выражением:

$$P_{out} = \bigcup_{i=1}^n P_i \quad (22)$$

Ориентация конусов вокруг осей трехмерной декартовой системы координат осуществляется операторами поворота вокруг оси Oy и оси Ox вида:

$$F_1(\beta) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\beta) & \sin(\beta) \\ 0 & -\sin(\beta) & \cos(\beta) \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$F_2(\alpha) = \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & 0 & \sin(\alpha) \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin(\alpha) & 0 & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (24)$$

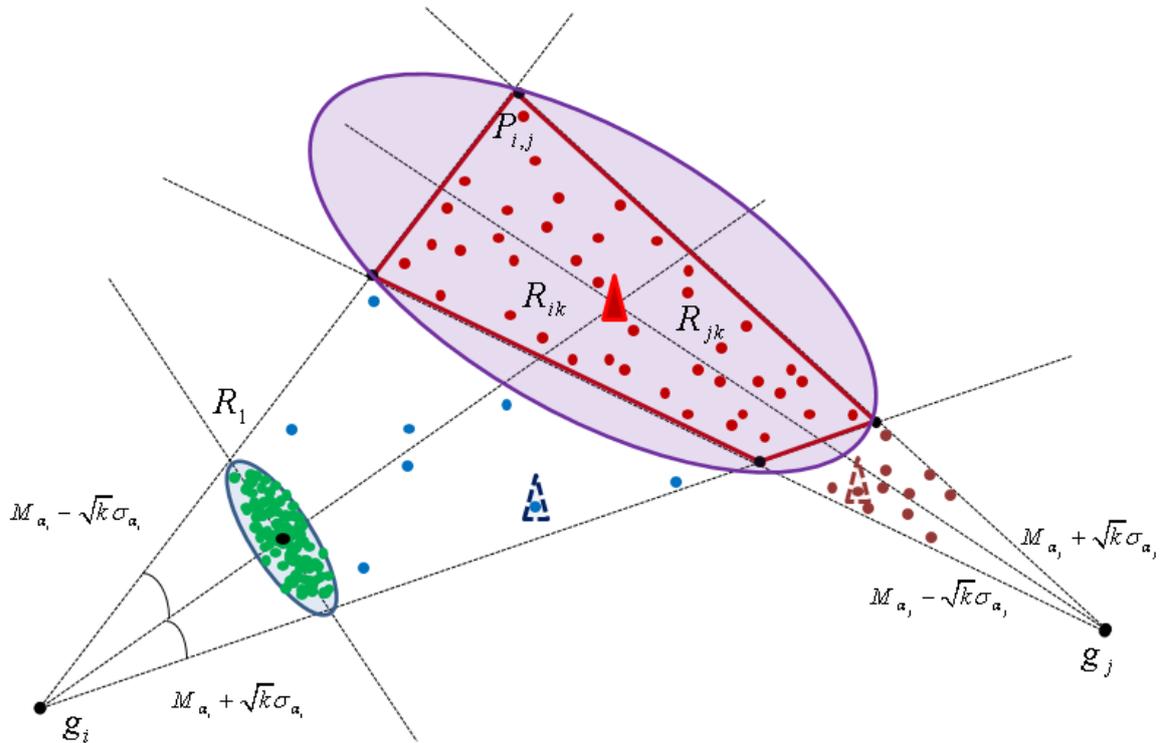


Рис. 6. Графическое представление области неопределенности местоположения ПО по результатам измерений двух пеленгаторов

Учитывая взаимное расположение и ориентацию конусов множество P_i описывается уравнением:

$$P_i = (P \cdot F_1(\beta_i) \cdot F_2(\alpha_i)) + g_i \quad (25)$$

где g_i – координаты пеленгатора в топоцентрической системе координат.

Тогда показателем точности определения местоположения ПО может быть мера Лебега на R^3 , рассматриваемая как объем области неопределенности. Применение данной меры в качестве показателя позволит более точно априорно оценить параметры областей неопределенности в отличие от эллипсных и сферических представлений распределения погрешностей.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотренные аналитические выражения, описывающие показатели точности определения местоположения ПО, позволяют количественно как априорное, так и апостериорное оценивание. Оценивание объема общей области неопределенности местоположения ПО, формируемой пересечением n конусов, как меры Лебега, позволит более точно априорно оценить параметры областей неопределенности в отличие от эллипсоидных и сферических представлений распределения погрешностей. Возможность априорной оценки точности местоположения ПО в свою очередь позволяет сформировать подход к обоснованию количественного состава измерительной системы и расположению самих пеленгаторов, позволяющего эту точность максимизировать

ЛИТЕРАТУРА

1. Бабушкин И.А. Полигонные и командно-измерительные комплексы: Учебное пособие. РВИ РВ, 2010 – 385с.
2. Булычев Ю.Г., Васильев В.В. Информационно-измерительное обеспечение натурных испытаний сложных технических комплексов. – М.: Машиностроение – Полет, 2016. – 440 с.
3. Дворников С.В., Волков Р.В. Основы построения и функционирования угломерно-дальномерных систем координатометрии источников радиоизлучений – Военная академия связи. – Санкт-Петербург, 2008, 105с.
4. Дворников С.В., Саяпин В.Н., Симонов А.Н. Теоретические основы координатометрии источников радиоизлучений – Военная академия связи. – Санкт-Петербург, 2006, 80с.
5. Вентцель Е.С., Овчаров Л.А. Теория вероятностей. - М.: Наука, 1969. – 366с.
6. Васильченко А.А., Керимов И.В., Морозов М.В. Оценивание точности траекторных измерений в ходе проведения испытаний [Текст] // Сб. док. Междуна. науч.-техн. конф. «Радиолокация, навигация и связь» / Воронеж: 2020. – С. 69–79.
7. Фокин Г.А. Технологии сетевого позиционирования. СПбГУТ, 2020. – 558с.
8. Фокин Г.А. Сетевое позиционирование 5G и вероятностные модели оценки его точности. T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Том 14. №12, с.4-17.

REFERENCES

1. Babushkin, I. A., Field, and command-measuring complexes: a Training manual. Rvi RV, 2010-385s.
2. Bulychev Y. G., Vasiliev V. V. Information-measuring software field testing of complex technical systems. - Moscow: Mechanical Engineering-Flight, 2016. - 440 p.
3. Dvornikov S. V., Volkov p. V. Fundamentals of construction and operation of azimuth-distance measuring systems of coordinatefree emitters – Military Academy of communications. - St. Petersburg, 2008, 105c.
4. Dvornikov S. V., Sayapin, V. N., Simonov A. N. Theoretical foundations of coordinatefree emitters – Military Academy of communications. - St. Petersburg, 2006, 80s. Smith, J. Radiolocation technique. New York: Radio physics, 2002. – 253 p.
5. Ventzel E. S., Ovcharov L. A. probability Theory. - Moscow: Science, 1969. - 366c.
6. Vasilchenko A.A., Kerimov I.V., Morozov M.V. Accuracy estimation trajectory measurements during carrying out of tests [Text]//the Collection of reports XXVI International scientific and technical conference «RLNC» / Voronezh: 2020. - With. 69-79.
7. Fokin G. A. Technologies of network positioning. SPbSUT, 2020. - 558c.
8. Fokin G. A. Network positioning 5G and likelihood models of an estimation of its accuracy. T-Comm: Telecommunications and transport. 2020. Volume 14. №12, s.4-17.

ВЕРОЯТНОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ В УСЛОВИЯХ ИМИТИРУЮЩИХ ПОМЕХ

В.В. Неровный¹, П.С. Облов², П.Д. Коратаев²

¹АО НВП «ПРОТЕК», Воронеж, Россия

²ВУНЦ ВВС «ВВА», Воронеж, Россия

Аннотация. Приведено математическое описание спутниковых навигационных сигналов, описаны виды имитирующих помех, используемые в спутниковых системах, разработана модель приемника навигационных сигналов, функционирующая в условиях воздействия сигналподобных помех. Получены результаты функционирования приемника при различных уровнях интенсивности воздействия имитационных помех и параметрах приемника.

Ключевые слова: глобальные навигационные спутниковые системы, имитирующие помехи, навигационная аппаратура потребителя, математическая модель.

PROBABILISTIC CHARACTERISTICS OF NAVIGATION EQUIPMENT OF CONSUMERS OF GLOBAL NAVIGATION SATELLITE SYSTEMS IN CONDITIONS OF SIMULATING INTERFERENCE

V. V. Nerovnyj¹, P. S. Oblov², P. D. Korataev²

¹JSC SPE «PROTEK», Voronezh, Russia

²MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia

Abstract. The mathematical description of satellite navigation signals is given, the types of simulating interference used in satellite systems are described, a model of a receiver of navigation signals functioning under the influence of signal-like interference is developed. The results of receiver operation at different levels of intensity of simulated interference and receiver parameters are obtained.

Keywords: global navigation satellite systems that simulate interference, consumer navigation equipment.

1. ВВЕДЕНИЕ

Постоянный и неограниченный доступ к сигналам ГНСС делает спутниковые радионавигационные системы (СРНС) удобным и зачастую незаменимым инструментом позиционирования, определения скорости потребителя и точного времени, что привело к их широкому распространению и использованию в различных сферах деятельности. Однако, СРНС не лишены недостатков. Так, воздействующие на навигационную аппаратуру потребителей (НАП) ГНСС помехи, в особенности преднамеренные, делают СРНС неэффективным, в отдельных случаях опасным инструментом. В связи с этим, отдельного рассмотрения требуют имитирующие помехи, способные, подменив собой истинный сигнал, привести к недостоверным навигационным определениям, и, как следствие, выдаче ложной информации о текущем времени, местоположении потребителя и его скорости. В англоязычной технической литературе для обозначения имитирующих помех используется термин спуфинг (spoofing).

Цель работы – получение вероятностных характеристик НАП ГНСС при воздействии имитирующих помех.

2. ПРИЕМ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Наибольшее распространение в глобальных навигационных спутниковых системах (ГНСС) получили сигналы с расширением спектра путем фазовой манипуляции несущей частоты псевдослучайной последовательностью [1]. Одним из видов таких сигналов является ФМ-2-сигнал, обозначаемый в англоязычной литературе как BPSK (binary phase shift keying) [2]. В процессе функционирования навигационная аппаратура потребителя (НАП) ГНСС подвергается воздействию помех, как естественных, так и преднамеренных. Результатом воздействия некоторых помех является уменьшение отношения сигнал/шум, что приводит к некорректной работе НАП ГНСС, и, как следствие, к ошибкам в определении пространственно-временных координат.

Навигационный сигнал, воздействующий на вход системы поиска и обнаружения АП ГНСС, при условии наличия помехи, в общем виде можно представить следующим образом:

$$y(t) = S(t) + n(t), \quad (1)$$

где $S(t)$ – навигационный BPSK сигнал; $n(t)$ – гауссовский шум, ограниченный полосой частот навигационного приёмника.

Навигационный BPSK-сигнал [2] представим в виде:

$$S_{BPSK}(t) = AG_{ДК}(t)G_{НС}(t)\cos(2\pi f_0 t + \varphi_0), \quad (2)$$

где A – амплитуда сигнала; $G_{ДК}(t)$ – дальномерный код; $G_{НС}(t)$ – навигационное сообщение; f_0 – несущая частота; φ_0 – начальная фаза сигнала равномерно распределённая на интервале $[0; 2\pi]$.

Дальномерный код – это псевдослучайная последовательность (ПСП) длительностью T_c , состоящая из L элементарных символов длительностью $\tau_s = T_c / L$. В ГНСС в качестве ПСП применяются М-последовательности и их производные [3], например, последовательности Голда, Касами. ПСП формируются из меандрового колебания базовой частоты $f_b = 1,023$ МГц. Существуют также BPSK-сигналы с частотой следования символов ПСП, кратной базовой: $f_{ПСП} = n f_b$, где n – коэффициент кратности частоты ПСП. Сигнал в этом случае обозначают $BPSK(n)$.

В качестве оцениваемого информационного параметра обычно принимается задержка сигнала τ . Для оценки задержки сигнала, опираясь на теорию оптимальной обработки сигналов, максимизируем функцию правдоподобия

$$p(\mathbf{Y} | \tau, \varphi_0) \xrightarrow{\tau} \max, \quad (3)$$

где $\mathbf{Y} = |y_{k-1,0} \quad y_{k-1,1} \quad \dots \quad y_{k-1,N-1}|$ – вектор отсчётов входного наблюдения на интервале времени $[t_{k-1}; t_k]$.

Учитывая форму представления BPSK-сигнала и цифровую обработку в АП, представим функцию правдоподобия в следующем виде:

$$p(\mathbf{Y} | \tau, \varphi_0) = c \cdot \exp \sum_{i=1}^N y(t_{k,i}) G_{ДК}(t_{k,i}) \cos(\omega_0 t_{k,i} + \varphi_0), \quad (4)$$

где ω_0 – несущая частота сигнала.

Для рассматриваемого сигнала начальная фаза является случайной величиной, неинформативным параметром, что приводит к необходимости усреднения функции правдоподобия по всем возможным значениям φ_0 . В результате применения операции усреднения функции правдоподобия получим следующее выражение:

$$p(\mathbf{Y} | \tau) = \frac{c}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} p(\mathbf{Y} | \tau, \varphi_0) d\varphi_0. \quad (5)$$

Представим (5) в виде

$$p(\mathbf{Y} | \tau) = c \cdot I_0(X), \quad (6)$$

где I_0 – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка; X – отсчёты огибающей BPSK сигнала.

Для определения отсчетов огибающей BPSK-сигнала используют следующее выражение:

$$X = \sqrt{I^2 + Q^2}. \quad (7)$$

Квадратурные и синфазные составляющие, используемые в формуле (7), получают путем их формирования в корреляторах АП. Выражения для определения значений данных составляющих представлены в выражениях (8) и (9) соответственно:

$$Q = \sum_{i=1}^N y(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau) \sin(\omega_0 t_{k,i}); \quad (8)$$

$$I = \sum_{i=1}^N y(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau) \cos(\omega_0 t_{k,i}). \quad (9)$$

Максимизируем функцию правдоподобия путем логарифмирования выражения (6):

$$\ln p(\mathbf{Y} | \tau) = \ln c + \ln I_0(X). \quad (10)$$

Чтобы упростить данное выражение заменим $\ln I_0(X)$ на операцию взятия модуля. Так же следует иметь в виду, что аргумент модифицированной функции Бесселя всегда имеет положительное значение. Так как добавление константы не повлияет на результат операции взятия максимума, представим выражение (10) в следующем виде:

$$\ln p(\mathbf{Y} | \tau) \approx \sqrt{I^2 + Q^2}. \quad (11)$$

Для максимизации величины $\ln p(\mathbf{Y} | \tau)$ необходимо вычислить значения синфазной и квадратурной огибающих во всем диапазоне значений, принимаемых задержкой.

Для обнаружения сигнала следует каждое вычисленное значение показателя X для каждого значения задержки сигнала сравнить с пороговым напряжением. Уровень порогового напряжения определяется согласно критерию Неймана-Пирсона [4]. Суть данного критерия заключается в максимизации вероятности правильного обнаружения при заданной вероятности ложной тревоги. Желательно одновременно иметь низкую вероятность ложной тревоги и высокую вероятность правильного обнаружения. Однако изменение величины порога влияет на данные характеристики однонаправленно, то есть одновременно снижается и повышается и вероятность ложной тревоги, и вероятность правильного обнаружения.

Сема обнаружителя BPSK-сигнала представлена на рисунке 1.

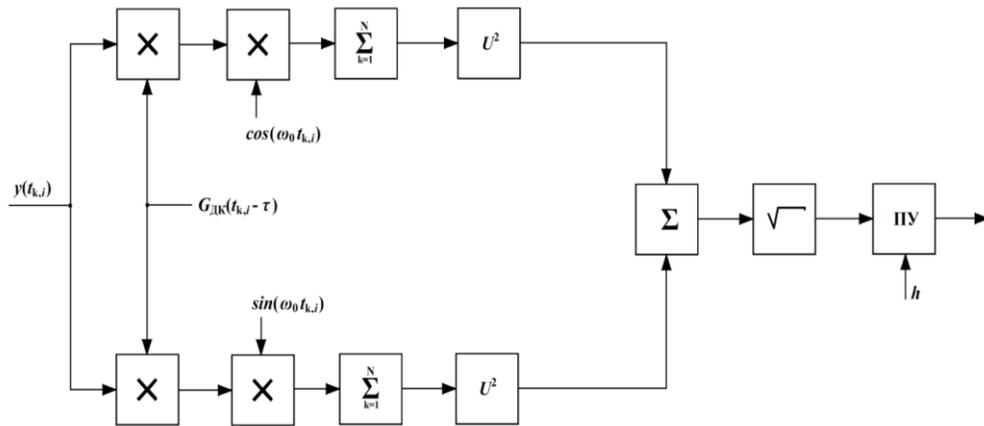


Рис. 1. Схема обнаружителя BPSK-сигнала

3. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ИМИТИРУЮЩИХ ПОМЕХ В НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЕ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ

В рамках данной работы рассматривается ситуация, когда поиск, обнаружение и слежение за сигналом осуществляется на фоне воздействия преднамеренных помех, которые условно можно разделить на маскирующие и имитирующие.

Маскирующие помехи – помехи, ширина спектра которых согласована с полосой частот навигационного сигнала.

Помехи данного вида воздействуют на блок первичной обработки сигналов НАП ГНСС (обнаружитель, следящие системы) и ухудшают характеристики режимов обнаружения и слежения за параметрами сигнала.

Имитирующие помехи – помехи, структура которых подобна структуре навигационного сигнала. Отличие ее от истинного сигнала заключается в небольшом расхождении значений некоторых параметров.

Целью применения имитирующих помех является выдача ложной информации о местоположении потребителя, его скорости и текущего времени путем воздействия на блок вторичной обработки НАП ГНСС.

При формировании имитирующих помех НАП ГНСС необходимым условием является наличие достоверной априорной информации о частоте следования символов ПСП, о законах генерации дальномерных кодов, а также о структуре передаваемого навигационного сообщения. Такая информация достаточно подробно приведена только для гражданских сигналов ГНСС в интерфейсных контрольных документах (ИКД) и находится в свободном доступе. Информация о структуре военных навигационных сигналов доступна только авторизованным пользователям.

В зависимости от полноты используемой априорной информации [5], [6] имитирующие помехи НАП ГНСС можно разделить на следующие виды:

- помехи, имитирующие «ложное созвездие» НС ГНСС;
- помехи, увеличивающие ошибки измерения псевдодальностей;
- помехи со случайной структурой навигационного сообщения;
- помехи типа «пилот-сигнал».

Математические модели помех, имитирующих имитирующей BPSK сигналы с кодовым разделением и частотным разделением i -го навигационного спутника, имеют вид (12) и (13) соответственно:

$$S(t) = AG_{\text{И}i}(t)G_{\text{ДК}i}(t) \cos(\omega_0 t + \varphi); \quad (12)$$

$$S(t) = AG_{\text{И}i}(t)G_{\text{ДК}}(t) \cos(\omega_i t + \varphi), \quad (13)$$

где $G_{\text{И}i}(t)$ – навигационное сообщение с искажающей информацией;

$G_{\text{ДК}i}(t)$ – псевдослучайная последовательность дальномерного кода i -го имитируемого НС; ω_i – значение несущей частоты сигнала i -го имитируемого НС.

Выражения для BPSK помех, увеличивающих ошибку измерения псевдодальности i -го НС с кодовым разделением и частотным разделением, имеют вид (14) и (15) соответственно:

$$S(t) = AG_{\text{R}i}(t)G_{\text{ДК}i}(t)\cos(\omega_0 t + \varphi); \quad (14)$$

$$S(t) = AG_{\text{R}i}(t)G_{\text{ДК}}(t)\cos(\omega_i t + \varphi), \quad (15)$$

где $G_{\text{R}i}(t)$ – вектор временных характеристик, передаваемых в навигационном сообщении i -го имитируемого НС.

Выражения для BPSK помех, имитирующих i -й НС с кодовым разделением и частотным разделением, имеют вид (16) и (17) соответственно:

$$S(t) = AG_{\text{СНС}i}(t)G_{\text{ДК}i}(t)\cos(\omega_0 t + \varphi); \quad (16)$$

$$S(t) = AG_{\text{СНС}i}(t)G_{\text{ДК}}(t)\cos(\omega_i t + \varphi), \quad (17)$$

где $G_{\text{СНС}i}(t)$ – навигационное сообщение i -го имитируемого НС с равномерным законом распределения символов «0» или «1».

Выражения для BPSK помех типа «пилот-сигнал» i -го НС с кодовым разделением и частотным разделением, имеют вид (18) и (19) соответственно:

$$S(t) = AG_{\text{ДК}i}(t - \tau_{\text{И}})\cos((\omega_0 \pm \omega_{\text{И}})t + \varphi); \quad (18)$$

$$S(t) = AG_{\text{ДК}}(t - \tau_{\text{И}})\cos((\omega_i \pm \omega_{\text{И}})t + \varphi), \quad (19)$$

где $\tau_{\text{И}}$ – искажённое значение задержки; $\omega_{\text{И}}$ – искажённое значение доплеровского смещения частоты.

Более подробно имитирующие помехи НАП ГНСС описаны в работах [5], [6].

4. МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ В УСЛОВИЯХ ИМИТАЦИОННЫХ ПОМЕХ

В общем случае влияние помех в наибольшей степени отражается на функционировании сигнального процессора, который осуществляет первичную обработку принимаемых аппаратурой сигналов. На данном этапе обработки сигналов решается задача измерения псевдозадержки, псевдодоплеровских смещений частот принятых сигналов и извлекается передаваемая в радиосигнале навигационная информация о характеристиках движениях всех навигационных спутников. Полученные показатели применяются в дальнейшем для вычисления координат и составляющих вектора скорости потребителя на этапе вторичной обработки сигналов [3]. Особенность рассматриваемых сигналоподобных помех состоит в том, что их основное воздействие приходится на этап вторичной обработки сигналов, то есть на процесс выделения навигационной информации, в навигационном процессоре.

В рамках работы смоделирован приемник на основе приведенной выше схемы (рисунок 1). Разработанная модель дополнена алгоритмом так называемого «горячего старта». Суть его сводится к следующему. НАП ограничивается анализом лишь определенного числа ячеек из всего множества, в которых, согласно априорной информации, вероятность нахождения полезного сигнала максимальна. Таким образом, существенно повышается эффективность работы приемника за счет выигрыша во времени при обнаружении спутниковых сигналов, не ухудшая вероятностных характеристик обнаружения. Синтезированный в рамках данной работы приемник

позволяет оценить влияние имитирующих помех на НАП ГНСС независимо от их вида. Разработанная в среде Simulink модель обнаружителя навигационного сигнала реализует три цикла поиска сигнала. Также необходимо отметить, что в разработанной модели учтено влияние собственных шумов на аппаратуру НАП ГНСС, что, в совокупности с другими учтенными и реализованными факторами воздействиями на НАП ГНСС максимально приближают проведенные вычисления к условиям реальной обстановки.

Для определения вероятности эффективности спуфинг-атаки проведено моделирование. При проведении расчётов в качестве BPSK сигналов рассмотрены: навигационный сигнал СТ ГНСС ГЛОНАСС и сигнал С/А ГНСС GPS. Количество символов BPSK сигнала СРНС ГЛОНАСС составляет 511 символов, сигнала СРНС GPS составляет 1023 символа. Параметры помехи: вид модулирующей ПСП – М-последовательность, длина ПСП 2^{25} символов, тактовая частота ПСП, модулирующей помеху равна тактовой частоте навигационного сигнала. Потребное число испытаний определяется заданной точностью моделирования [7].

В рамках данной работы синтезированы модели воздействия спуфинга на НАП ГНСС. На вход полученного приемника одновременно воздействуют описанные выше полезный сигнал и сигналоподобная помеха при различных отношениях уровня мощности помехи к мощности сигнала. В ходе проведенных измерений были получены вероятностные характеристики BPSK сигналов, на основании которых построены графики. рисунок 2 отражает основные полученные результаты для системы ГЛОНАСС, рисунок 3 отражает основные полученные результаты для системы GPS. Переменная P_D обозначает вероятность принятия НАП ГНСС имитирующей помехи за истинный сигнал, параметр q характеризует отношение мощности сигналоподобной помехи к мощности истинного сигнала.

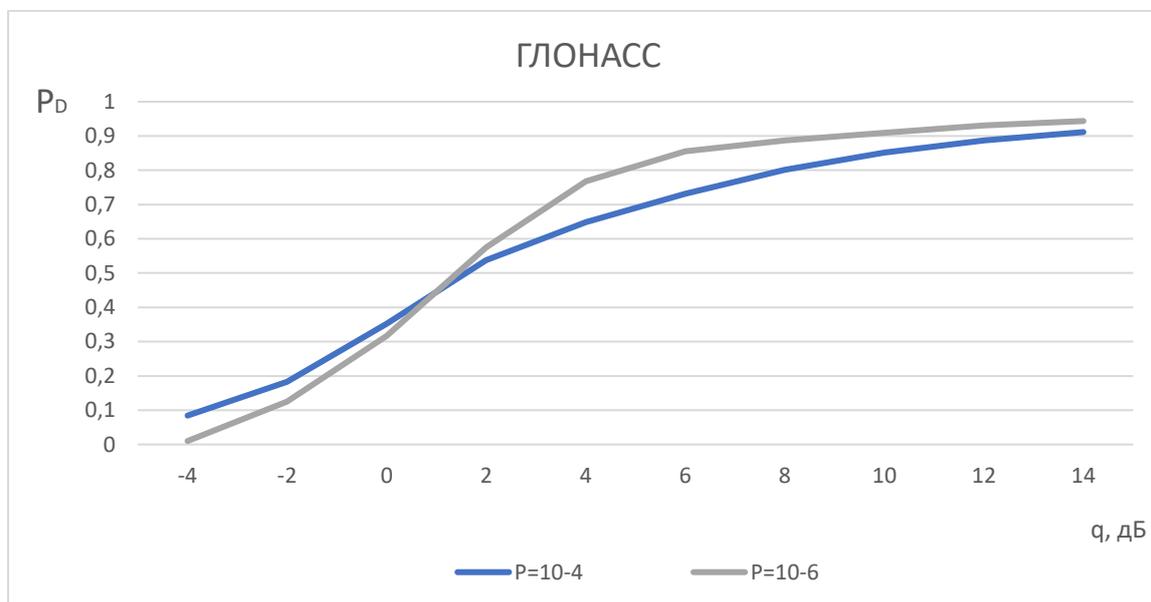


Рис. 2. Зависимость приема имитационного сигнала P_D от отношения мощности помехи к мощности сигнала q , дБ для ГНСС ГЛОНАСС

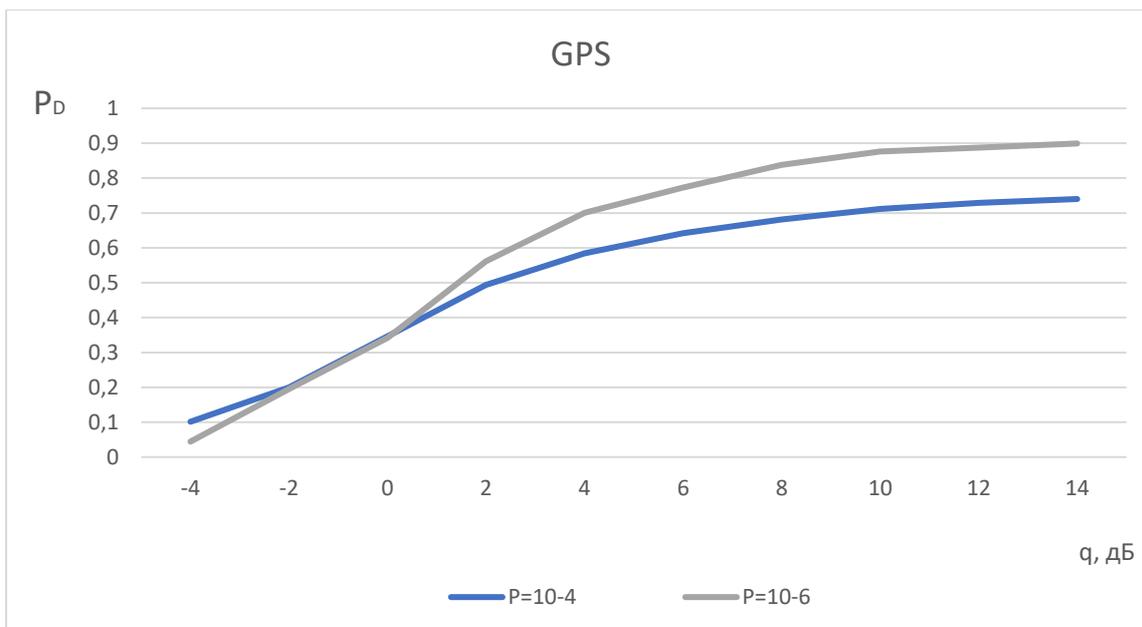


Рис. 3. Зависимость приема имитационного сигнала P_D от отношения мощности помехи к мощности сигнала q , дБ для ГНСС GPS.

На основе анализа полученных результатов можно сделать выводы о том, что по мере повышения отношения мощности имитирующей помехи к мощности истинного сигнала при прочих неизменных параметрах вероятность захвата ложного сигнала возрастает. Для ГНСС ГЛОНАСС срыв слежения за сигналом происходит при уровне отношения мощности имитирующей помехи к мощности истинного сигнала 1,5 дБ для $P_{лт} = 10^{-4}$, $P_{лт} = 10^{-6}$, для ГНСС GPS срыв слежения за сигналом происходит при уровне отношения мощности помехи к мощности сигнала 2,5 дБ для $P_{лт} = 10^{-4}$, и 1,5 дБ для $P_{лт} = 10^{-6}$. При $q=14$ дБ вероятность приема имитирующей помехи близка к гарантированной для обоих исследуемых СРНС.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в рамках данной работы получены результаты функционирования НАП ГНСС в условиях имитирующих помех. Рассчитанные вероятностные характеристики предлагается в дальнейшем использовать при разработке программно-аппаратных средств защиты НАП ГНСС от имитирующих помех.

ЛИТЕРАТУРА

1. Перов А.И., Харисов В. Н., ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования М. Радиотехника, 2010. — 800 с.
2. Облов П.С., Филоненко В.В. Сигналы, используемые в глобальных спутниковых навигационных системах // «Современное состояние и перспективы развития систем связи и радиотехнического обеспечения в управлении авиацией» Сб. науч. ст. по материалам XI Международной науч.-техн. конф. «Современное состояние и перспективы развития систем связи и радиотехнического обеспечения в управлении авиацией» (2-3 марта 2022 г.). – Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2022. С.325-330.
3. Перов А.И. Основы построения спутниковых радионавигационных систем. М.: Радиотехника 2012, 240с.
4. Борисов В.И. Помехозащищённость систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью. М.: Радио и связь, 2003. – 640 с.

5. Авдеев М.В., Миронов В.А., Неровный В.В. Математическая модель оценки эффективности функционирования аппаратуры потребителей спутниковой радионавигационной системы. // Теория и техника радиосвязи, 2011, вып.2. - С.21–26.
6. Неровный В.В., Коратаев П.Д., Кузьменко Ю.В., Истомин С.А. Облов П.С. Математические модели имитирующих помех в навигационной аппаратуре потребителей глобальных навигационных спутниковых систем // Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов по материалам XXVII Международной научно-технической конференции (28–30 сентября 2021 г.). Том 3. – Воронеж: ВГУ; АО «Концерн «Созвездие», 2021. – 456 с., С.18-23.
7. Вентцель Е. С. Теория вероятностей М.: Высшая школа, 2001. – 315с.

REFERENCES

1. Perov A.I., Kharisov V. N., GLONASS. Principles of construction and functioning M. Radio Engineering, 2010. — 800 p.
2. Oblov P.S., Filonenko V.V. Signals used in global satellite navigation systems // "Current state and prospects of development of communication systems and radio engineering support in aviation management" Collection of scientific articles based on the materials of the XI International Scientific and Technical Conference. conf. "The current state and prospects for the development of communication systems and radio engineering support in aviation management" (March 2-3, 2022). – Voronezh: VUNTS VVS "VVA", 2022. pp.325-330.
3. Perov A.I. Fundamentals of the construction of satellite radio navigation systems. M.: Radio Engineering 2012, 240s.
4. Borisov V.I. Noise immunity of radio communication systems with the expansion of the signal spectrum by modulation of the carrier pseudorandom sequence. M.: Radio and Communications, 2003. – 640 p.
5. Avdeev M.V., Mironov V.A., Nerovny V.V. A mathematical model for evaluating the effectiveness of the functioning of consumer equipment of a satellite radio navigation system. // Theory and Technology of radio communication, 2011, vol.2. - p.21-26.
6. Nerovny V.V., Korataev P.D., Kuzmenko Yu.V., Istomin S.A. Oblov P.S. Mathematical models of simulating interference in navigation equipment of consumers of global navigation satellite systems // Radar, navigation, communications: Proceedings of the XXVII International Scientific and Technical Conference (September 28-30, 2021). Volume 3. – Voronezh: VSU; Concern Constellation JSC, 2021. – 456 p., pp.18-23.
7. Wentzel E. S. Probability theory M.: Higher School, 2001. – 315s.

ВЛИЯНИЕ ПЕРСПЕКТИВНЫХ СИГНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ИХ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ

М.В. Авдеев, Е.С. Ачкасов, С.Н. Богомолов

ВУНЦ ВВС «ВВА», Воронеж, Россия

Аннотация. Описаны способы формирования перспективных сигналов спутниковых радионавигационных систем, и их параметры. Результаты, полученные в статье могут использоваться при оценке помехозащищенности различных типов навигационной аппаратуры потребителей.

Ключевые слова: спутниковые радионавигационные системы, навигационная аппаратура потребителей; подсистема контроля и управления; подсистема космических аппаратов.

THE INFLUENCE OF PROMISING SIGNALS OF SATELLITE RADIO NAVIGATION SYSTEMS ON THE EFFICIENCY OF THEIR FUNCTIONING

M.V. Avdeev, E.S. Achkasov, S.N. Bogomolov

MERC AF «AFA», Voronezh, Russia

Abstract. The methods of forming promising signals of satellite radio navigation systems and their parameters are described. The results obtained in the article can be used to assess the noise immunity of various types of navigation equipment of consumers.

Keywords: satellite radio navigation systems, consumer navigation equipment; monitoring and control subsystem; spacecraft subsystem.

1. ВВЕДЕНИЕ

Спутниковые радионавигационные системы (СРНС) в настоящее время рассматриваются в качестве наиболее перспективных источников получения информации для решения задач высокоточного определения координат и скорости воздушных, морских и наземных объектов, а так же временного обеспечения. Модернизация СРНС и ввод их в эксплуатацию стимулирует появление совмещённой навигационной аппаратуры потребителей (НАП), работающей одновременно по перспективным сигналам СРНС «Галилей» и модернизируемой СРНС «Навстар» (GPS). В тоже время, особенности формирования перспективных сигналов СРНС, существенные с позиции их влияния на эффективность работы навигационных систем, исследованы недостаточно полно.

Целью статьи является выявление особенностей формирования перспективных сигналов СРНС, существенных с позиции их влияния на эффективность работы навигационных систем.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

В основной состав СРНС входят наземная подсистема контроля и управления, подсистема космических аппаратов (КА), аппаратура потребителей.

Наземная подсистема контроля и управления (ПКУ) предназначена для определения параметров движения КА, контроля состояния КА и установленной на нем

аппаратуры, согласования бортовой и наземной шкал времени, передачи на КА специальной служебной информации (эфемеридных данных, поправок и т.д.), которая закладывается в память бортовой ЭВМ и используется для формирования навигационных сигналов, управления режимами работы, например, селективным доступом, контроля целостности системы.

Подсистема космических аппаратов предназначена для передачи навигационных сигналов, для их обработки в аппаратуре потребителей.

Аппаратура потребителей предназначена для определения времени, пространственных координат и параметров движения (три составляющие вектора скорости) объекта навигации по результатам обработки сигналов, принимаемых от спутников.

Под эффективностью функционирования СРНС будем понимать возможность непрерывных всепогодных глобальных в реальном масштабе времени навигационно-временных определений (НВО) потребителей. Наиболее уязвимым звеном, из состава навигационных систем, является аппаратура потребителей, так как она наиболее подвержена воздействию помех различного происхождения. Одним из способов повышения помехозащищенности (ПЗ) аппаратуры потребителей, а следовательно и целостности СРНС, является разработка и применение перспективных сигналов в навигационных системах.

Основные направления совершенствования мер помехозащищенности, за счет применения перспективных сигналов, заключаются в следующем [1,3].

1. На частоте $L_2=1227,6$ МГц будет дополнительно излучаться сигнал С - кода, аналогичный (но не тождественный) сигналу С/А-кода, излучаемому на частоте $L_1=1575,42$ МГц (для СРНС «Навстар»). В СРНС «Галилей» для передачи со спутников будут использоваться десять навигационных сигналов на частотах в нижнем (Е5А-Е5В: 1164-1215 МГц, и Е6: 1260-1300 МГц) и верхнем (Е2- L_1 -Е1: 1559-1591 МГц) участках L-диапазона частот.

2. Добавляется еще одна частота ($L_5=1176,45$ МГц), на которой будет передаваться два навигационных сигнала в квадратуре (F/A –код) (для СРНС «Навстар»). И хотя данная частота официально предназначена для гражданского потребителя, анализ имеющейся информации показывает, что помехозащищенность этого сигнала идентична помехозащищенности военного сигнала (Р-кода). К тому же есть аппаратурная возможность в случае необходимости засекречивания кода.

3. Взаимозаменяемость СРНС «Галилей» и «Навстар»: участок Е5А соответствует частоте L_5 , а участок Е2- L_1 -Е1 - частоте L_1 системы «Навстар». Кроме того, зарезервирован участок С-диапазона частот (С1: 5000-5030 МГц), который предполагается использовать на спутниках второго поколения СРНС «Галилей».

4. Добавляется новый военный сигнал (М-код), с несущими частотами $L_1=1575,42$ и $L_2=1227,6$ МГц (в дополнение к уже используемым). Особенность сигнала М-кода – наличие провала на центральной частоте, что практически означает частотное разделение с сигналами Р(У), С/А и С– кодов. Предполагается установка на спутниках последнего поколения («Навстар-III») антенны с управляемой диаграммой направленности, что позволит повысить уровень сигнала М – кода на 20 дБ и сконцентрировать излучение по крайней мере четырех спутников на заданном районе без заметного снижения уровня сигналов в других регионах земного шара.

5. Увеличивается эффективная изотропная мощность излучения всех сигналов. В настоящее время эффективная изотропная мощность (энергопотенциал) излучения защищенного сигнала (Р(У) - код) на частоте L_1 составляет 23,8...25 дБВт, а на частоте L_2 - 19,7...22,3 дБВт. Эффективная изотропная мощность излучения открытого сигнала (С/А –код, частота L_1) составляет 26,8...28 дБВт. Рассматривается возможность, по

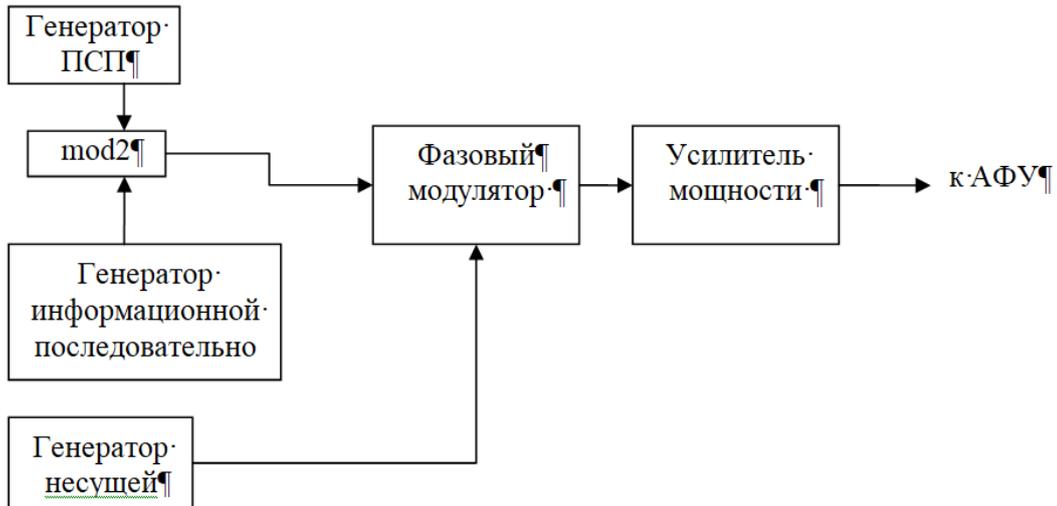


Рис. 2. Принципиальная схема формирователя ФМ ПСП сигнала

Генератор ПСП формирует псевдослучайную последовательность которая манипулирует по фазе (0^0 - 180^0) несущую, после чего сигнал усиливается и передается на антенно-фидерное устройство (АФУ).

Для формирования квадратурноманипулированного сигнала необходимо сигнал с генератора информационной последовательности сложить по модулю два с сигналом от генератора ПСП, а затем результирующий сигнал и сигнал от генератора несущей подать на квадратурный модулятор, после чего усилить и передать на АФУ. Принципиальная схема формирователя сигналов QPSK представлена на рисунке 3.

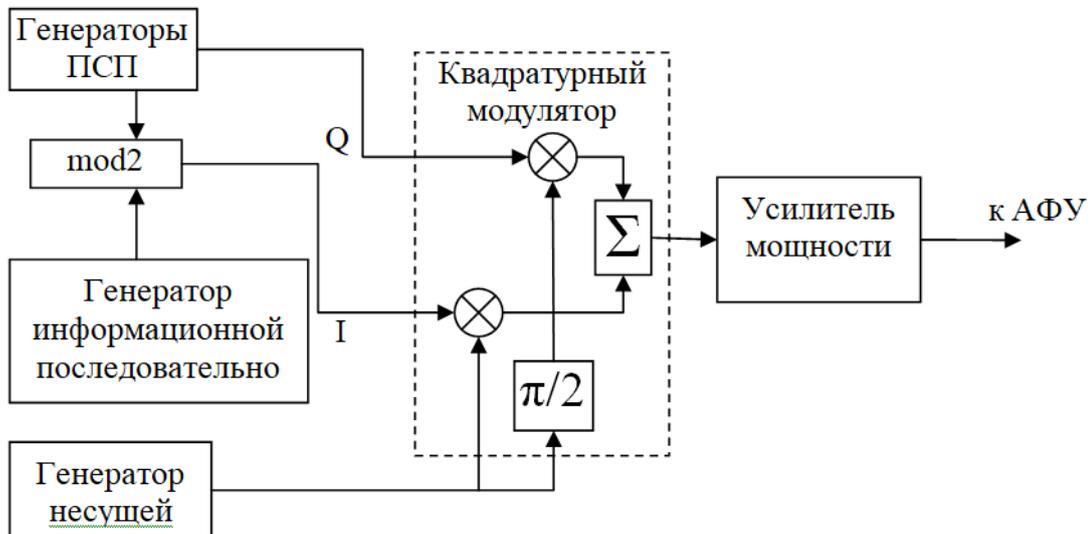


Рис. 3. Принципиальная схема формирователя QPSK сигнала

Аналитический вид сигнала при квадратурной псевдослучайной модуляции можно записать в следующем виде [4]:

$$s(t) = A d(t) p_1(t) \cos(\omega_0 t + \theta_0) + A p_2(t) \sin(\omega_0 t + \theta_0), \quad (2)$$

где A – амплитуда сигнала, $d(t)$ – информационная последовательность, $p_1(t)$, $p_2(t)$ – расширяющие спектр сигнала функции (M-последовательность)

Для формирования сигнала на поднесущих ВОС(n, m) сигнал с генератора ПСП с тактовой частотой $m \times 1,023$ МГц складывается по модулю два ($\text{mod}2$) с меандром (тактовая частота меандра $n \times 1,023$ МГц). Полученный сигнал модулирует несущую при помощи фазового или квадратурного модулятора для получения ВОС или OQPSK

сигналов. Принципиальная схема формирователя сигнала представлена на рисунке 4. Аналитический вид сигнала при формировании BOC или OQPSK сигналов можно записать в следующем виде:

$$s(t) = A d(t) p_1(t) m(t) \cos(\omega_0 t + \theta_0) + A p_2(t) m(t) \sin(\omega_0 t + \theta_0), \quad (3)$$

где A – амплитуда сигнала, $d(t)$ – информационная последовательность, $p_1(t)$, $p_2(t)$ – расширяющие спектр сигнала функции (M-последовательность), $m(t)$ – функция описывающая меандр с частотой следования импульсов $n \times 1,023$ МГц.

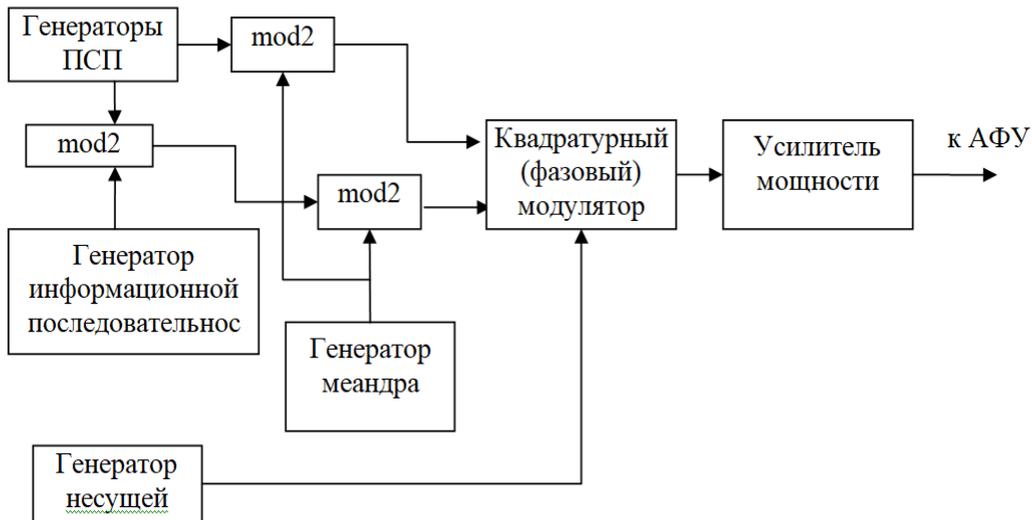


Рис. 4. Принципиальная схема формирователя OQPSK (BOC) сигнала

На частоте 1176,45 параметры сигналов F/A СРНС «Навстар» и E5a СРНС «Галилей» будут одинаковыми, в виду того, что тактовая частота дальномерного кода – 10,23 МГц и вид модуляции – квадратурная одинаков для обеих навигационных систем. Точно такие же параметры сигналов будут на частоте 1207,14 МГц, так как формирование сигнала E5b аналогично формированию сигнала E5a СРНС «Галилей». На частоте 1227,6 передается C/A, P(Y) и M – коды СРНС «Навстар». Так как модернизированный сигнал для военных потребителей передается в том же участке диапазона частот, что и сигналы C/A и P(Y), то в СРНС «Навстар» применен способ «Interplex» объединения сигналов на одной и той же несущей в единый сигнал с постоянной огибающей, что позволяет эффективно использовать усилители мощности. На частоте L1 входными сигналами являются M-код с временным мультиплексированием, а также C/A- (с навигационными данными или без них) и P(Y)-коды, а на частоте L2 – P(Y)-код, L2C-код (с навигационными данными или без них) и M-код с временным мультиплексированием.

Имеются два варианта его реализации, предложенные фирмами ИТТ и «Боинг». В варианте фирмы ИТТ в передаваемом сигнале имеются четыре компонента, причем четвертый сигнал представляет собой интермодуляционный код, получающийся в результате перемножения цифровой поднесущей с частотой 10,23 МГц и случайного кода с тактовой частотой 10 млн. симв./с (результат перемножения M-, C/A- и P(Y)-кодов с тактовыми частотами 5,115; 1,023 и 10,23 млн. симв./с). Мощность сигнала с интермодуляционным кодом прямо пропорциональна произведению мощностей сигналов с M- и P(Y)-кодами и обратно пропорциональна мощности сигнала с C/A- или L2C-кодами.

В варианте фирмы «Боинг», используемом только для частоты L2, в передаваемом сигнале также имеются четыре компонента.

Так, на спутнике «Навстар-2R-M-1» при одновременной передаче сигналов с P(Y)- и L2C-кодами на несущей частоте 1227,6 МГц используется ортогональное фазовое разделение двух ФМ сигналов (смещение $84,7^\circ$), причем для передачи P(Y)-кода применены фазы $39,7^\circ$ и $219,7^\circ$, а для передачи L2C-кода - фазы $-50,3^\circ$ и $-230,3^\circ$.

В итоге, сигнал M-кода представляет собой сигнал с двухпозиционной фазовой манипуляцией, в котором исходный код перемножается с цифровой поднесущей таким образом, что мощность сигнала M-кода сосредоточена в районе значений поднесущей частоты ($\pm 10,23$ МГц). Мощность сигнала интермодуляционного кода также сосредоточена в районе значений поднесущей частоты ($\pm 10,23$ МГц), но имеет «нули» в спектре на четных гармониках этой поднесущей частоты.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По результатам проведенного анализа основных характеристик и способов формирования сигналов, можно сделать следующие выводы:

1. В перспективе планируется излучение на одной частоте нескольких навигационных сигналов СРНС «Галилей» и «Навстар» с различной структурой. Например, на частоте 1575,42 МГц предполагается излучение следующих сигналов с M кодом, с P(Y) кодом, с C/A кодом от СРНС «Навстар», а также ВОС (15, 2,5), ВОС (1,1) от СРНС «Галилей» (см. Рис. 1).

2. Рассмотренные особенности формирования перспективных сигналов СРНС обуславливают необходимость рассмотрения, при оценке эффективности работы навигационных систем, двух основных тестовых сигналов. Первый тестовый сигнал представляется прицельным по частоте, согласованным по спектру с заданным навигационным сигналом. Второй тестовый сигнал представляется заградительным по частоте с шириной спектра, перекрывающей суммарную ширину спектров всех навигационных сигналов, излучаемых на данной частоте.

3. Особенности формирования перспективных сигналов позволят применить следующие меры, повышающие эффективность функционирования СРНС:

- применение широкополосных сигналов с большой базой, обеспечивающих устойчивую работу НАП при больших отношениях помеха/сигнал;
- кодовое разделение сигналов, что затрудняет выделение и разведку параметров сигнала конкретного ИСЗ;
- низкая скорость передачи информации (50 бит/с и менее) при широком спектре излучаемого сигнала (до 20 МГц), что приводит к большому времени накопления сигнала;
- оптимизация алгоритмов обработки навигационных сигналов;
- использование многоканальных приемников, обеспечивающих одновременную работу на нескольких частотах с различными типами сигналов;
- повышение стабильности стандартов частоты в аппаратуре потребителей, что позволяет добиться сужения шумовой полосы следящих устройств НАП и, следовательно, повысить ее помехозащищенность;
- использование алгоритмов исключения ложных сигналов из процесса навигационно-временных измерений;
- комплексирование, особенно на высокоомобильных объектах, НАП СРНС с автономными средствами навигации, в частности, с инерциальными навигационными системами, что позволяет довести ширину полосы пропускания узкополосных элементов следящих систем приемных устройств НАП до полосы пропускания стационарных образцов аппаратуры потребителей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Перов А.И. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования М.: Радиотехника, 2020 – 1207с.
2. Шебшаевич В.С. Сетевые спутниковые радионавигационные системы М. Радио и связь, 1993–278с.
3. Соловьев Ю.А. Спутниковая навигация и ее приложения. М.:Эко-Трендз, 2003. – 426с.
4. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью М.: Радио и связь, 2003. – 640 с.

REFERENCES

1. Perov A.I. GLONASS. Principles of construction and functioning. M.: Radiotecnika, 2020 – 1207p.
2. Shebshaevich V.C. Network satellite radio navigation systems. M.: Radio i Svyaz, 1993 – 278p.
3. Solovev U.A. Satellite navigation and its applications. M.: Ako-Trendz. 2003 – 426 p.
4. Borisov V.I., Zinchuk V.M., Limarev A.E. Noise immunity of radio communication systems with the expansion of the signal spectrum by carrier modulation pseudorandom sequence. M.: Radio i Svyaz, 2003 – 640p.

ГОЛОГРАФИЧЕСКАЯ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЯ В ГИДРОАКУСТИЧЕСКОМ ВОЛНОВОДЕ

С. А. Пересёлков¹, В. М. Кузькин², Ю. В. Матвиенко³, А. Ф. Щербатюк⁴,
С. А. Ткаченко¹, П. В. Рыбьянец¹, Н. В. Ладыкин¹

¹Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

²Институт общей физики им. А.М. Прохорова Российской академии наук,
(ИОФ РАН), Москва, Россия

³Институт проблем морских технологий ДВО Российской академии наук,
(ИПМТ ДВО РАН), Владивосток, Россия

⁴Институт автоматизации и процессов управления ДВО Российской академии наук,
(ИАПУ ДВО РАН), Владивосток, Россия

Аннотация. Изложены физико-математические принципы голографической интерферометрии обработки широкополосных сигналов в океанических волноводах. Рассмотрено применение голографической обработки для локализации малозумных подводных источников.

Ключевые слова: голографическая интерферометрия; интерферограмма; голограмма; дальность обнаружения; шумовой источник; помехоустойчивость.

HOLOGRAPHIC INTERFEROMETRY IN HYDROACOUSTIC WAVEGUIDE

S. A. Pereselkov¹, V. M. Kuz'kin², Yu. V. Matvienko³, A. F. Scherbatyuk⁴,
S. A. Tkachenko¹, P.V. Rybyanets¹, N. V. Ladykin¹

¹Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

²A.M. Prokhorov General Physics Institute of Russian Academy of Sciences,
(GPI RAS), Moscow, Russia

³Institute of Marine Technology Problems of FEB Russian Academy of Sciences
(IPMT FEB RAS), Vladivostok, Russia

⁴Institute of Automation and Control Processes of FEB Russian Academy of Sciences
(IACP FEB RAS), Vladivostok, Russia

Abstract. The physical and mathematical basics of holographic interferometry of broadband signal processing in oceanic waveguides are presented. The application of holographic processing for localization of low-noise sources is considered.

Keywords: holographic interferometry; interferogram; hologram; detection range; noise source; noise immunity.

1. ВВЕДЕНИЕ

Основываясь на механизме формирования интерферограммы широкополосного источника звука в океанических волноводах [1], предложена голографическая обработка шумового поля, реализующая квазикогерентное накопление спектральной плотности интерферограммы вдоль локализованных полос, которая далее подвергается двумерному частотно-временному преобразованию Фурье. Под интерферограммой понимается модуль квадрата принимаемого сигнала в параметрах частота-время. Изложение обработки сконцентрировано на примере локализации малозумных подводных источников в регулярных волноводах с применением векторно-скалярных приемников (ВСП) [2, 3]. Обработка позволяет с высокой помехоустойчивостью и малой

чувствительностью к вариациям параметров океанической среды решать комплексную обратную задачу: обнаружение, пеленгование, определение радиальной скорости (проекции скорости по направлению к приемнику), удаления и глубины источника.

2. ФОРМИРОВАНИЕ ИНТЕРФЕРОГРАММЫ

Положим, что на удалении r_0 источника от ВСП положение интерференционного максимума поля приходится на частоту ω_0 . Тогда при выполнении неравенства

$$\frac{B(\omega_1)}{dB(\omega_1)/d\omega} \gg \frac{|D(\omega_1, r_1)|^2}{d|D(\omega_1, r_1)|^2/d\omega}, \quad (1)$$

влиянием формы и вида спектра излучаемого сигнала на формирование интерферограммы можно пренебречь, считая его спектр равномерным. Интерферограмма определяется только передаточной функцией волновода. Здесь $B(\omega_1)$ – квадрат модуля спектра источника, $D(\omega_1, r_1)$ – передаточная функция волновода. В случае шумового источника эффективное отношение с/п q_* на входе скалярной компоненты ВСП оценивается как

$$q_* = \bar{E}/(\sigma^2 + 0.5\bar{E}), \quad (2)$$

где \bar{E} – средняя мощность сигнала, σ^2 – средняя мощность фоновой помехи.

3. КОМПОНЕНТЫ ПОЛЯ ВСП

Горизонтальные компоненты колебательных скоростей $V_{x,y}$ и составляющая $V_r = \sqrt{V_x^2 + V_y^2}$ могут быть представлены суммой мод дискретного спектра

$$V_x = V_r \cos \varphi, \quad V_y = V_r \sin \varphi, \quad V_r = \frac{1}{\rho \omega} \sum_m A_m h_m(\omega) \exp[ih_m(\omega)r], \quad (3)$$

где ρ – плотность водной среды, φ – угол (пеленг) между осью x ВСП и направлением на источник в горизонтальной плоскости (x, y) , h_m – постоянная распространения (вещественная часть горизонтального волнового числа) m -й моды. Компоненты поля давления и горизонтальных колебательных скоростей $V_{x,y}$ синфазны между собой, а вертикальная компонента V_z смещена относительно них на фазу $(-\pi/2)$.

4. ГОЛОГРАММА ДВИЖУЩЕГОСЯ ИСТОЧНИКА

Спектр источника полагается равномерным и опускается. Для интерферограмм введем обозначения $I = |P(\omega, t)|^2$, $X = V_x(\omega, t)V_r^*(\omega, t)$, $Y = V_y(\omega, t)V_r^*(\omega, t)$, $R = |V_r(\omega, t)|^2$, где P – давление (скалярная компонента ВСП). Интерферограммы и голограммы скалярной и векторных компонент поля когерентны и различаются помехоустойчивостью [3]. Ограничимся скалярной компонентой поля. Голограмма (двумерное преобразование Фурье интерферограммы) определяется выражением

$$F(\tilde{\nu}, \tau) = \int_0^{\Delta t} \int_{\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}} I(\omega, t) \exp[i(\tilde{\nu}t - \omega\tau)] dt d\omega = \sum_m \sum_n F_{m,n}(\tilde{\nu}, \tau), \quad (4)$$

$$F_{m,n}(\tilde{\nu}, \tau) = \exp \left[i \left(\frac{\tilde{\nu}\Delta t}{2} - \tau\omega_0 \right) \right] \exp \left\{ i \left[(m-n)\alpha \left(\frac{\Delta t}{2} \omega + r_0 \right) \right] \right\} \times$$

$$\Delta\omega\Delta t w A_m A_n^* \frac{\sin \left\{ \left[(r_0 + wt_*) (m - n) \frac{d\alpha}{d\omega} - \tau \right] \frac{\Delta\omega}{2} \right\} \sin \left\{ [w(m - n)\alpha + \tilde{v}] \frac{\Delta t}{2} \right\}}{\left[(r_0 + wt_*) (m - n) \frac{d\alpha}{d\omega} - \tau \right] \frac{\Delta\omega}{2} [w(m - n)\alpha + \tilde{v}] \frac{\Delta t}{2}}. \quad (5)$$

Здесь $\tilde{v} = 2\pi v$, τ и ω , t – циклическая частота, время голограммы и интерферограммы соответственно; Δt – время наблюдения; r_0 – удаление источника от приемника в начальный момент времени $t = 0$; w – радиальная скорость источника; $\alpha = dh_l(\omega_0)/dl$, l – номер моды, в окрестности которой моды синфазны; t_* – выделенный момент времени на интервале наблюдения Δt , $0 < t_* \leq \Delta t$. Верхний индекс «*» обозначает комплексно-попряженную величину. Введение величины α полезно при интерпретации голограммы. В действительности, $(d\alpha/d\omega)(m - n) = (dh_{mn}(\omega_0)/d\omega)$, $\alpha(m - n) = h_{mn}(\omega_0)$.

Спектральная плотность (4) локализована в форме фокальных пятен. Они расположены в первом и третьем квадрантах, если радиальная скорость $w < 0$, т.е. источник приближается к приемнику и во втором и четвертом квадрантах ($w > 0$), когда источник удаляется от приемника. Область локализации содержит $(M - 1)$ основных максимумов с координатами $(\tau_\mu, \tilde{v}_\mu)$, расположенными на прямой $\tilde{v} = \tilde{\epsilon}\tau$, где M – число мод, формирующих поле, $\mu = \overline{1, M - 1}$ – номер фокального пятна. Ближайший к началу координат пик, обусловленный интерференцией соседних мод, расположен в точке (τ_1, \tilde{v}_1) . Координаты соседнего пика, вызванного интерференцией мод номеров $(m, m + 2)$, – (τ_2, \tilde{v}_2) и т.д. Координаты пика, обусловленного интерференцией первой и последней моды – $(\tau_{M-1}, \tilde{v}_{M-1})$. В точках с координатами $(\tau_\mu, \tilde{v}_\mu)$ суммируются $(M - \mu)$ основных пиков. На рис. 1 приведены результаты обработки одного из натуральных экспериментов.

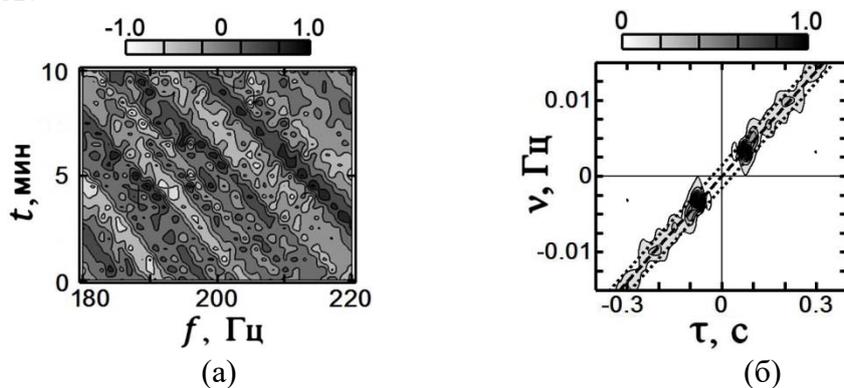


Рис. 1. Нормированные интерферограмма (а) и голограмма (б), измеренные в натурном эксперименте при входном отношении $c/\pi q \approx 25.5$ [2].

Положения максимумов фокальных пятен пропорциональны радиальной скорости и начальному удалению источника от приемника

$$\dot{w} = -\kappa_{w\mu} \tilde{v}_\mu, \quad \dot{r}_0 + \dot{w}t_* = \kappa_{r\mu} \tau_\mu, \quad (6)$$

$$\kappa_{w\mu} = [h_{m(m+\mu)}(\omega_0)]^{-1}, \quad \kappa_{r\mu} = [dh_{m(m+\mu)}(\omega_0)/d\omega]^{-1}, \quad (7)$$

где $h_{m(m+\mu)} = h_m - h_{m+\mu}$. Оценки параметров источника, получаемые в результате анализа наблюдаемого процесса обозначены точкой сверху. Черта сверху означает усреднение по номерам мод. Компонента $\dot{w}t_*$ является неконтролируемой ошибкой.

Координаты основных максимумов $(\tau_\mu, \tilde{v}_\mu)$, считая $\dot{w}t_* \ll \dot{r}_0$, расположены на прямой $\tilde{v} = \tilde{\epsilon}\tau$ с угловым коэффициентом

$$\tilde{\varepsilon} = -\frac{\dot{W}K_{r\mu}}{\dot{r}_0 K_{v\mu}}. \quad (8)$$

Спектральная плотность (10) преимущественно сосредоточена в полосе, ограниченной прямыми линиями

$$\tilde{v} = \tilde{\varepsilon}\tau + \delta\tilde{v}, \quad \tilde{v} = \tilde{\varepsilon}\tau - \delta\tilde{v}, \quad (9)$$

где $\delta\tilde{v} = 2\pi/\Delta t$. Вне этой полосы спектральная плотность практически подавлена.

5. ОБНАРУЖЕНИЕ ИСТОЧНИКА

В качестве критерия предельной дальности r_{\max} обнаружения источника принимается условие, согласно которому максимум функции углового распределения спектральной плотности голограммы (функции обнаружения)

$$G[\tilde{\chi}, q(r)] = \int_0^{\Delta\tau} |F[\tau, \tilde{v}(\tau), q(r)]| \sqrt{1 + \tilde{\chi}^2} d\tau \quad (10)$$

в направлении $\tilde{\chi} = \tilde{\varepsilon}$ расположения пиков фокальных пятен сигнала в два раза превышает помеховые пики в направлениях $\tilde{\chi} \neq \tilde{\varepsilon}$,

$$G[\tilde{\varepsilon}, q(r_{\max})] = 2G[\tilde{\chi}, q(r_{\max})]. \quad (11)$$

Здесь $\Delta\tau$ – линейный размер области локализации по оси времени τ ; $\tilde{\chi}$ – варьируемое значение углового коэффициента; q – входное отношение с/п [2]. Информация о гидроакустических параметрах акватории не требуется.

6. ПЕЛЕНГОВАНИЕ ИСТОЧНИКА

Остановимся на изложении алгоритма пеленгования с использованием одного ВСП [4]. Применим к интерферограммам $R = V_r V_r^*$, $X = V_x V_r^*$, $Y = V_y V_r^*$ двумерные преобразования Фурье. Голограммы F_X , F_Y интерферограмм X и Y с точностью до множителей $\cos\varphi$ и $\sin\varphi$ воспроизводят голограмму F_R .

На первом шаге определяется отношение максимумов функций обнаружения

$$|\operatorname{tg}\varphi(q)| = \frac{G_Y[\dot{\varepsilon}(q)]}{G_X[\dot{\varepsilon}(q)]}. \quad (12)$$

Определение направления на источник неоднозначно: значения пеленгов $\pm\varphi$, $\pi \pm \varphi$ неразличимы. На втором шаге области голограмм F_X , F_Y за пределами зоны фокусировки очищаются от помехи, и выполняется обратное двумерное преобразование Фурье для восстановления интерферограмм X , Y , R . Неоднозначность пеленга автоматически устраняется при определении в фиксированный момент времени отношения интерферограмм

$$\frac{X(f)}{R(f)} = \cos\varphi, \quad \frac{Y(f)}{R(f)} = \sin\varphi. \quad (13)$$

Если $\cos\varphi > 0$, $\sin\varphi > 0$, то источник расположен в I-м квадранте ВСП; если $\cos\varphi < 0$, $\sin\varphi > 0$ – во II-м квадранте; если $\cos\varphi < 0$, $\sin\varphi < 0$ – в III-м квадранте; если $\cos\varphi > 0$, $\sin\varphi < 0$ – в IV-м квадранте.

7. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ГЛУБИНЫ

Информация о глубине источника z_s заключена в собственных функциях мод $\Psi_m(z_s, f)$, т.е. содержится в амплитудах мод A_m . На голограмме локализованная спектральная плотность сигнала вырезается и по отношению к ней применяется обратное двумерное преобразование Фурье. Восстановленная интерферограмма

подвергается одномерному преобразованию Фурье, восстанавливая огибающую сигнала. Оценка глубины \dot{z}_s источника сводится к решению уравнения [5]

$$\Phi_{m(m+1)}(\dot{z}) = \left| \phi_{m(m+1)}(\dot{z}) - \beta_{m(m+1)} \right|, \quad (14)$$

где

$$\phi_{m(m+1)}(z) = \frac{\psi_m(z, f_0)\psi_m(z_q, f_0)}{\psi_{m+1}(z, f_0)\psi_{m+1}(z_q, f_0)}, \quad \beta_{m(m+1)} = \frac{A_m}{A_{m+1}}. \quad (15)$$

Решение неоднозначное. Для избавления от некорректности выполняется совместная оценка глубины для разных пар отфильтрованных мод. Оценкой глубины будет значение, которое является общим для выбранных комбинаций. Методу оценки глубины источника свойственна слабая чувствительность к вариациям собственных функций и ошибкам измерений отношения амплитуд мод.

8. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ОБРАБОТКИ

Голографическая обработка характеризуется предельным входным отношением с/п q_{lim} , когда для значений с/п на входе $q_{\text{вх}} \geq q_{\text{lim}}$ реализуется квазикогерентное накопление спектральной интенсивности вдоль интерференционных полос [2, 3]. В случае изотропной помехи для скалярной компоненты поля источника $q_{\text{lim}} = b/J^2$. Здесь $b \approx 1$ и $b \approx 1.5$ относятся к детерминированному и шумовому источникам, J – число временных интервалов, на которых реализуются квазикогерентные накопления

$$J = \frac{\Delta t}{T + \delta T}, \quad (16)$$

где T – длительность шумовой реализации; δT – интервал между отсчетами.

Уменьшение входного отношения с/п $q_{\text{вх}}$ влечет за собой увеличение числа интервалов J , которое при фиксированном времени наблюдения Δt сверху ограничено минимальной длительностью T_{min} реализации сигнала [6]

$$T_{\text{min}} = 5r |dh_{1M}(\omega_0)/d\omega|, \quad (17)$$

так что с увеличением расстояния r и средней частоты спектра ω_0 минимальное время регистрации сигнала возрастает и уменьшается соответственно. Максимальное число временных интервалов, согласно (16), (17), оценивается как

$$J_{\text{max}} = \frac{\Delta t}{5r |dh_{1M}(\omega_0)/d\omega|}. \quad (18)$$

Для входного отношения с/п $q_{\text{вх}}$ оценка удаления r источника, согласно (18), равна

$$r \leq r_{\text{max}} = \sqrt{\frac{q_{\text{вх}}}{b}} \frac{\Delta t}{5 |dh_{1M}(\omega_0)/d\omega|}. \quad (19)$$

Характерной чертой соотношения (19) для предельного удаления шумового источника является то обстоятельство, что в него входят параметры передаточной функции волновода и поэтому их физическое содержание различно в зависимости от выбора акватории. Для низкочастотного диапазона мелководных акваторий, если задаться значениями $\Delta t = 100$ с, $q_{\text{вх}} = 10^{-3}$, $r_{\text{max}} \approx 9$ км.

9. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Одной из наиболее важных проблем обработки гидроакустической информации является обеспечение высокой помехоустойчивости, совмещенной с малой чувствительностью к изменяющимся условиям распространения волнового поля в океанической среде. Трудности подхода к ее решению вытекают из ограниченности применяемых методов решения, не учитывающих интерференционную картину поля

широкополосного источника. Как показали исследования последних лет, решение проблемы обеспечивает голографическая обработка, где играет роль интерференция волн широкополосного источника. Ее применение, особенности которой отражены в данном обзоре, позволило существенным образом продвинуться в решении задачи обнаружения и локализации малошумных источников.

10. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при поддержке РФФ (проект 23-61-10024).

ЛИТЕРАТУРА

1. Чупров С. Д. Интерференционная структура звукового поля в слоистом океане. М.: Наука, 1982. - С. 71-82.
2. Кузнецов Г. Н., Кузькин В. М., Пересёлков С. А. Спектрограмма и локализация источника звука в мелком море // Акуст. журн., 2017, Т. 63, № 4. - С. 406-418.
3. 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.
4. 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, V. 27, № 3. - P. 237-241.
5. 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, V. 24, № 4. - P. 310-316.
6. 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, V. 27, № 1. - P. 73-78.

REFERENCES

1. Chuprov S. D. Interference structure of the sound field in the layered ocean. M.: Nauka, 1982. - Pp. 71-82.
2. Kuznetsov G. N., Kuz'kin V. M., Pereselkov S. A. Spectrogram and localization of a sound source in a shallow sea // Acoustic Journal, 2017, V. 63, № 4. - Pp. 406-418.
3. Kaznacheev I. V., Kuznetsov G. N., Kuzkin V. M., Pereselkov S. A. Interferometric method of detecting a moving sound source by a vector-scalar receiver // Acoustic Journal, 2018, V. 64, № 1. - Pp. 33-45.
4. 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, V. 27, № 3. - Pp. 237-241.
5. 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, V. 24, № 4. - Pp. 310-316.
6. 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, V. 27, № 1. - Pp. 73-78.

ЗАПРОСНАЯ УГЛОМЕРНО-ДАЛЬНОМЕРНАЯ ЛОКАЛЬНАЯ РАДИОНАВИГАЦИОННАЯ СИСТЕМА

И.В. Шуваев¹, А.В. Журавлев¹, А.В. Смолин¹

¹ АО НВП «ПРОТЕК», Воронеж, Россия

Аннотация. Предложена концепция локальной радионавигационной системы с запросным определением азимута направления от опорной навигационной станции на подвижный объект, реализуемым за счет использования данных радиопеленгации радиостанции из состава подвижного объекта.

Ключевые слова: радионавигация; запросная система; угломерно-дальномерный; радиопеленгация.

AN ENQUIRY RHO-THETA LOCAL RADIONAVIGATION SYSTEM

I.V. Shuvaev¹, A.V. Zhuravlev¹, A.V. Smolin¹

¹ JSC SPE “PROTEK”, Voronezh, Russia

Abstract. A concept of local radionavigation system with enquiring determination of azimuth from base station to mobile object using mobile object transceiver direction-finding data is provided.

Keywords: radio navigation; enquiry system; rho-theta; direction finding.

1. ВВЕДЕНИЕ

Предлагаемое концептуальное техническое решение относится к области радиотехники, а именно к локальным радионавигационным системам (ЛРНС), реализующим в зоне функциональной ответственности (далее коротко – в рабочей зоне) концепцию позиционирования подвижного объекта, основанную на применении запросного метода получения данных координатно-временного обеспечения (КВО) от опорных навигационных станций (ОНС) с известными координатами местоположения, а точнее – с известными координатами фазового центра приемопередающей антенны.

При этом важными ограничениями, принятыми в ЛРНС, являются принципы построения и функционирования навигационной аппаратуры потребителей (НАП), обеспечивающей определение координат подвижного объекта по данным КВО, получаемым в результате радиообмена с ОНС.

Основополагающими принципами построения и функционирования НАП являются:

а) реализация запросного метода определения координат подвижного объекта путем асинхронного радиообмена между НАП, размещенной на подвижном объекте, и ОНС;

б) применение для радиообмена в интересах получения данных КВО штатной связной радиостанции (приемопередатчика) подвижного объекта (радиостанции РСТ-П) в комплектации всенаправленной штыревой антенной, то есть для позиционирования подвижного объекта в составе НАП, исходя из ограничений на массогабаритные параметры, энергопотребление и стоимость, **запрещено** применение рамочных или многоэлементных пеленгаторных антенн и специализированных радиоприемных устройств, обеспечивающих определение азимута на источник радиоизлучения;

в) **запрещено** внесение изменений в схемотехнические решения, аппаратную платформу и программное обеспечение радиостанции РСТ-П, применяемой для радиообмена между НАП и ОНС в интересах получения данных КВО;

г) для реализации функции позиционирования **разрешено** применение дополнительного специализированного аппаратно-программного устройства - устройства навигационных определений (УНО-П), сопрягаемого с радиостанцией РСТ-П с использованием штатных портов этой радиостанции, предназначенных для информационно-технического сопряжения с удаленными низкочастотными устройствами управления и обмена данными.

Цель формируемого технического решения: обеспечение определения планарных координат подвижного объекта с использованием **одной** опорной навигационной станции при неукоснительном соблюдении основополагающих принципов построения и функционирования НАП.

2. АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ ТЕХНИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ

Состояние проработки научно-технического базиса формирования вышеуказанного технического решения характеризуется следующим.

Известны технические решения построения и функционирования ЛРНС, реализующих в рабочей зоне концепцию позиционирования подвижного объекта, основанную на применении метода запросного определения дистанции от подвижного объекта, оборудованного НАП, до каждого из представительной группы энергетически доступных опорных радиопередатчиков (ОРП), являющихся аналогами ОНС, с известными координатами местоположения [1,2].

Позитивным качеством рассматриваемых технических решений является выполнение всех вышеперечисленных основополагающих принципов построения и функционирования НАП.

В упомянутых ЛРНС дистанция между подвижным объектом и опорным радиопередатчиком (Дп-о) определяется НАП, размещенной на подвижном объекте, как половина произведения скорости распространения радиоволн на длительность интервала времени распространения радиоволн на трассе «НАП – ОРП – НАП» при реализации процедуры информационного обмена (получения данных КВО), то есть длительности интервала времени от момента времени начала передачи НАП радиосигнала запроса в адрес опорного передатчика до момента времени окончания приема НАП радиосигнала ответа опорного передатчика.

Дистанция Дп-о равна радиусу окружности O_o-p , центр которой совпадает с местоположением ОРП (фазового центра приемопередающей антенны ОРП). Окружность O_o-p является линией положения подвижного объекта, оборудованного НАП, относительно ОРП – то есть координаты точки возможного местоположения подвижного объекта, оборудованного НАП, при дистанции Дп-о представлены координатами точек, расположенных на окружности O_o-p .

Для парирования неоднозначности координат истинного местоположения подвижного объекта необходимо определить линии положения подвижного объекта относительно нескольких ОРП. Тогда координаты местоположения подвижного объекта будут соответствовать координатам точки пересечения этих линий положения.

При произвольном нахождении подвижного объекта в рабочей зоне ЛРНС необходимо определить его линии положения относительно не менее **трех** ОРП [1,2]. При выполнении условия гарантированного нахождения подвижного объекта в одной из полуплоскостей относительно прямой, проходящей через координатные центры некоторой пары ОРП, необходимо определить линии положения подвижного объекта относительно каждого из **двух** упомянутых ОРП.

Таким образом, недостатком рассмотренных технических решений является **использование** для решения задачи позиционирования подвижного объекта **не менее двух** ОРП (аналогов ОНС), что **не соответствует** цели формируемого технического решения – позиционирование подвижного объекта с использованием **одной** ОНС.

Известно техническое решение, реализованное в ЛРНС «Такан» (VOR/DME) [3] и обеспечивающее в рабочей зоне определение запросным методом наклонной дальности и азимута воздушного судна относительно **одной** ОНС, позволяет однозначно с заданной погрешностью определить планарные координаты местоположения подвижного объекта относительно ОНС.

В этом аспекте указанное техническое решение **соответствует** цели формируемого технического решения **по количеству** ОНС, используемых для позиционирования подвижного объекта.

Однако, конструктивно-техническое и функционально-алгоритмическое исполнение дальномерного и, в особенности, азимутального каналов ЛРНС «Такан» (VOR/DME) требует применения специализированной НАП. Характерные для этой НАП процедуры обработки сигналов, особенно сигналов азимутального канала, невозможно реализовать с применением штатной радиостанции традиционного исполнения.

В этом аспекте техническое решение ЛРНС «Такан» (VOR/DME) **не соответствует** цели формируемого технического решения **по условию выполнения** всех основополагающих принципов построения и функционирования НАП, в частности – допустимости применения для радиообмена при получении данных КВО только штатных радиостанций подвижного объекта.

3. ОПИСАНИЕ ПРЕДЛАГАЕМОГО ТЕХНИЧЕСКОГО РЕШЕНИЯ

Существо предлагаемого концептуального технического решения, обеспечивающего достижение обозначенной во введении цели, состоит в следующем.

Пусть в некоторой области пространства развернута локальная радионавигационная система. В состав ЛРНС входят одна ОНС, обозначенная на рисунке 1 треугольником, и НАП, размещенная на подвижных объектах, находящихся в рабочей зоне ЛРНС, обозначенных на рисунке 1 окружностями с номерами $n = (1 \dots N)$.

Размеры и конфигурация рабочей зоны ЛРНС определяются условиями гарантированного обеспечения энергетической доступности для приема ОНС радиосигналов запроса, передаваемых НАП, и энергетической доступности для приема НАП радиосигналов ответа, передаваемых ОНС.

Для простоты рассмотрения примем допущение о том, что ОНС и НАП расположены в одной условной плоскости. Это позволяет свести решение задачи позиционирования подвижного объекта, оборудованного НАП, к определению двух планарных координат ($x_{НАП}$, $y_{НАП}$).

Принятое допущение не является фактором, строго ограничивающим применение предлагаемого технического решения для решения задачи позиционирования подвижного объекта в трехмерном пространстве. В интересах экстраполяции предлагаемого технического решения для трехмерного позиционирования подвижного объекта необходимо:

а) трансформировать планарное представление трасс распространения радиоволн между НАП и ОНС в пространственное представление с использованием категорий «наклонная дальность» и «проекция на плоскость» трассы распространения радиоволн между НАП и ОНС;

б) определить высоты местоположения подвижного объекта, оборудованного НАП, и ОНС:

- на земной поверхности – с использованием матрицы высот, элементы которой привязаны к проекциям точек рельефа местности на условную плоскость и линейной интерполяции высот между дискретными элементами матрицы;

- для подвижных объектов, находящихся в воздушном пространстве, – любым доступным (барометрическим, радиолокационным и т.д.) методом.

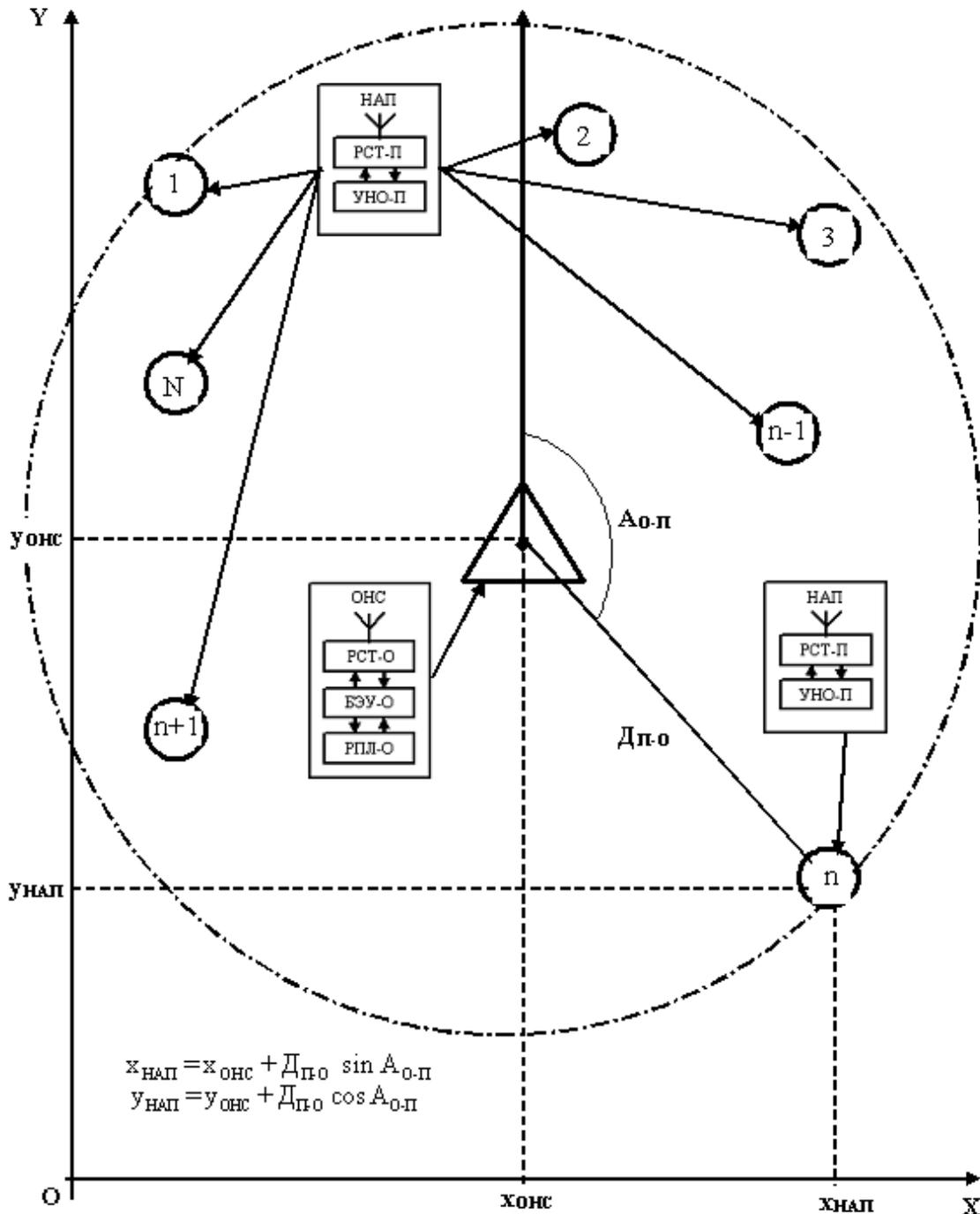


Рис. 1. Графическое представление существа предлагаемого технического решения

Следуя общей концепции навигационных определений, для решения задачи планарного позиционирования подвижного объекта относительно ориентира, аналогом которого является ОНС, с известными координатами (x_ОНС, y_ОНС) необходимо измерить дистанцию от объекта до ориентира (Дп-о) и азимут направления от подвижного

объекта на ориентир или от ориентира на подвижный объект (**Ао-п**). Тогда координаты подвижного объекта, оборудованного НАП, в плоской прямоугольной системе координат ХОУ (ось абсцисс (ОХ) ориентирована в направлении на восток, а ось ординат (ОУ) – на север), можно определить как $x_{НАП} = x_{ОНС} + D_{п-о} \cdot \sin A_{о-п}$ и $y_{НАП} = y_{ОНС} + D_{п-о} \cdot \cos A_{о-п}$ соответственно

Реализация запросного метода определения дистанции $D_{п-о}$ от подвижного объекта до ОНС с учетом **условия выполнения** всех основополагающих принципов построения и функционирования НАП не вызывает принципиальных трудностей.

Оригинальным элементом предлагаемого технического решения является запросное определение азимута направления от ОНС на подвижный объект. С этой целью в состав ОНС предлагается ввести **радиопеленгатор (РПЛ-О)**. Данные о **пеленге** радиостанции подвижного объекта, являющимся аналогом **азимута** направления от ОНС на подвижный объект **Ао-п**, следует ввести в кодограмму ответа ОНС на соответствующий запрос НАП и передать с использованием радиостанции ОНС для приема штатной радиостанцией подвижного объекта, НАП которой инициировала процедуру получения данных о параметрах местоположения подвижного объекта-носителя.

Очевидно, что в этой ситуации будет достигнута реализация запросного метода определения азимута с учетом **выполнения** всех основополагающих принципов построения и функционирования НАП.

Таким образом, для реализации предлагаемого технического решения в состав ОНС должны входить следующие основные функционально-значимые и предметно-ориентированные для организации КВО компоненты:

1) типовая связная радиостанция (радиостанция РСТ-О), обеспечивающая радиообмен с НАП в части информационно-технического сопряжения с РСТ-П;

2) радиопеленгатор, обеспечивающий определение пеленга на радиостанцию РСТ-П, запрашивающей параметры местоположения подвижного объекта-носителя;

3) блок электронных устройств БЭУ-О, взаимодействующий:

а) с радиостанцией РСТ-О через ее порты информационно-технического сопряжения с удаленными низкочастотными устройствами управления и обмена данными для обеспечения реализации установленного в ЛРНС протокола информационного сопряжения с НАП при выполнении процедур:

- приема и обработки радиосигналов запроса на выдачу параметров местоположения, передаваемых НАП по радиоканалу в адрес ОНС;

- формирования и передачи по радиоканалу в адрес НАП радиосигналов ответа на запрос о параметрах местоположения;

б) с радиопеленгатором РПЛ-О для получения данных о пеленге РСТ-П, которая инициировала процедуру получения данных о параметрах местоположения, с целью формирования кодограммы ответа для ее последующей передачи по радиоканалу в адрес запрашивающей НАП.

Учитывая способ определения дальности, в ЛРНС в простейшем случае целесообразно реализовать дисциплину асинхронного доступа НАП к ОНС, не требующей обязательного применения единой общесистемной шкалы времени.

Тогда процесс получения НАП от ОНС данных о местоположении формально может быть представлен в виде модели одноканальной системы массового обслуживания с отказами. Отказ в обслуживании характеризует ситуацию, когда вследствие занятости ОНС обслуживанием ранее поступившего от некоторой НАП запроса параметров местоположения очередной переданный другой НАП в адрес ОНС запрос не будет принят и обработан. Для получения параметров местоположения НАП, которой отказано в обслуживании, необходимо повторно послать запрос.

В интересах парирования ситуации лавинообразного нарастания интенсивности потока запросов, получивших отказ в обслуживании, целесообразно разрешить НАП передавать в адрес ОНС повторный запрос параметров местоположения по истечении некоторого интервала времени повтора запроса, продолжительностью кратно большей длительности цикла «передача запроса параметров местоположения – прием ответа о параметрах местоположения». При этом для достижения наибольшего эффекта целесообразно назначать разные по длительности интервалы времени повтора запроса для разных НАП.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Позитивными качествами предлагаемого технического решения наряду с ясной физической трактовкой реализуемости являются:

- сокращение по сравнению с техническими решениями [1,2] количества ОНС и, следовательно, финансовых, временных и материально-технических затрат на развертывание ЛРНС, включая изготовление ОНС, оборудование и охрану их позиций, полевые процедуры комплексной отладки и юстировки;

- ограничение в ходе радиообмена между НАП и ОНС несанкционированного доступа к информации о местоположении подвижных объектов путем использования относительных координат;

- повышение разведзащищенности процедуры позиционирования подвижных объектов за счет снижения заметности функционирования линий радиосвязи между НАП и ОНС, развертываемых с использованием радиостанций РСТ-П из состава НАП и радиостанции РСТ-О из состава ОНС, на фоне общего радиотелекоммуникационного обмена данными для области пространства применения ЛРНС.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шуваев И.В. Способ мониторинга пространственно-временного состояния группы подвижных объектов при локальной навигации / Шуваев И.В., Журавлев А.В., Маркин В.Г., Бабусенко С.И., Кирюшкин В.В., Шуваев В.А., Красов Е.М. // RU 2784103 С1, заяв. 09.06.2022; опублик. 23.11.2022.
2. Шуваев И.В. Способ мониторинга пространственно-временного состояния группы подвижных объектов при локальной навигации / Шуваев И.В., Журавлев А.В., Маркин В.Г., Бабусенко С.И., Кирюшкин В.В., Шуваев В.А., Красов Е.М. // RU 2784109 С1, заяв. 09.06.2022; опублик. 23.11.2022.
3. Казаринов Ю.М. Радиотехнические системы. М.: Издательский центр «Академия», 2008. - 592 с.

REFERENCES

1. Shuvaev I.V. Method for monitoring spatio-temporal state of a group of moving objects during local navigation / Shuvaev I.V., Zhuravlev A.V., Markin V.G., Babusenko S.I., Kiriushkin V.V., Shuvaev V.A., Krasov E.M. // RU 2784103 C1, stated. 09.06.2022; publ. 23.11.2022.
2. Shuvaev I.V. Method for monitoring spatio-temporal state of a group of moving objects during local navigation / Shuvaev I.V., Zhuravlev A.V., Markin V.G., Babusenko S.I., Kiriushkin V.V., Shuvaev V.A., Krasov E.M. // RU 2784109 C1, stated. 09.06.2022; publ. 23.11.2022.
3. YU.M. Kazarinov. Radiotekhnicheskie sistemy. M.: Izdatel'skij centr "Akademiya", 2008. – 592 p.

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ КООРДИНАТ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА НА НИЗКОЙ ОКОЛОЗЕМНОЙ ОРБИТЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СПЛАЙН-ИНТЕРПОЛЯЦИИ

В. В. Севидов

Военная академия связи, г. Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация. Обоснована актуальность прогнозирования координат космического аппарата на низкой околоземной орбите. Предложено прогнозирование координат космического аппарата на низкой околоземной орбите с использованием сплайн-интерполяции. Рассмотрено три эксперимента, проведенных с использованием имитационного моделирования в среде программирования *Matlab*. В каждом из трех экспериментов, после оценки координат в промежуточные моменты времени с использованием интерполяции линейным сплайном и интерполяции кубическим сплайном, проведена оценка погрешности прогнозирования координат космического аппарата на низкой околоземной орбите.

Ключевые слова: прогнозирование координат; космический аппарат; низкая околоземная орбита; сплайн-интерполяция; эксперимент; имитационное моделирование; линейный сплайн; кубический сплайн.

SIMULATION MODELING OF PREDICTION OF SPACE VEHICLE COORDINATES IN LOW EARTH ORBIT USING SPLINE INTERPOLATION

V. V. Sevidov

Military Academy of telecommunications, St. Petersburg, Russian Federation

Abstract. The relevance of predicting the coordinates of a spacecraft in low Earth orbit is substantiated. Proposed prediction of spacecraft coordinates in low earth orbit using spline interpolation. Three experiments carried out using simulation modeling in the Matlab programming environment are considered. In each of the three experiments, after estimating coordinates at intermediate times using linear spline interpolation and cubic spline interpolation, an estimation of the error in predicting the position of a spacecraft in low Earth orbit was carried out. Conclusions about the conducted research are made.

Keywords: position prediction, spacecraft, low earth orbit, spline interpolation, experiment, simulation, linear spline, cubic spline.

1. ВВЕДЕНИЕ

При решении задач организации спутниковой связи, геолокации [1, 2], навигации [3, 4], радиоподавления линий спутниковой связи [5, 6] предварительно необходимо оценить координаты космического аппарата (КА) на низкой околоземной орбите (НОО). Существуют способы оценки координат КА на НОО [7,] позиционными способами координатометрии. Однако, такие оценки возможны в определенные моменты времени.

Существующие алгоритмы прогнозирования координат КА на НОО требуют в качестве исходных – наличие информации о векторе скорости КА на НОО [9, 10]. В настоящей статье предложено прогнозировать промежуточные значения координат КА с использованием сплайн-интерполяции. Рассмотрено три эксперимента,

проведенных с использованием имитационного моделирования в среде программирования Matlab:

1. Прогнозирование координат КА на НОО по известному набору координат КА на НОО, с интервалом 30 с.
2. Прогнозирование координат КА на НОО по известному набору координат КА на НОО, с интервалом 60 с.
3. Прогнозирование координат КА на НОО по известному набору координат КА на НОО, с интервалом 120 с.

В каждом из трех экспериментов, после оценки координат в промежуточные моменты времени с использованием интерполяции линейным сплайном и интерполяции кубическим сплайном, проведена оценка погрешности прогнозирования координат КА на НОО.

2. ОПИСАНИЕ ПРОЦЕССА И РЕЗУЛЬТАТОВ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Исходными данными, в качестве примера, выбран набор из 15 координат КА на НОО в известные моменты времени с интервалом 30 с. Указанные координаты рассчитаны по известной модели *SGP4* и двустрочного формата данных *TLE* для одного из КА на НОО *Globalstar*.

Визуализация исходных данных эксперимента № 1 представлена на рисунке 1 (*a* – в 3-мерном пространстве; *б* – координаты «*x*»; *в* – координаты «*y*»; *г* – координаты «*z*»). промежуток времени между известными координатами КА на НОО составил 30 с.

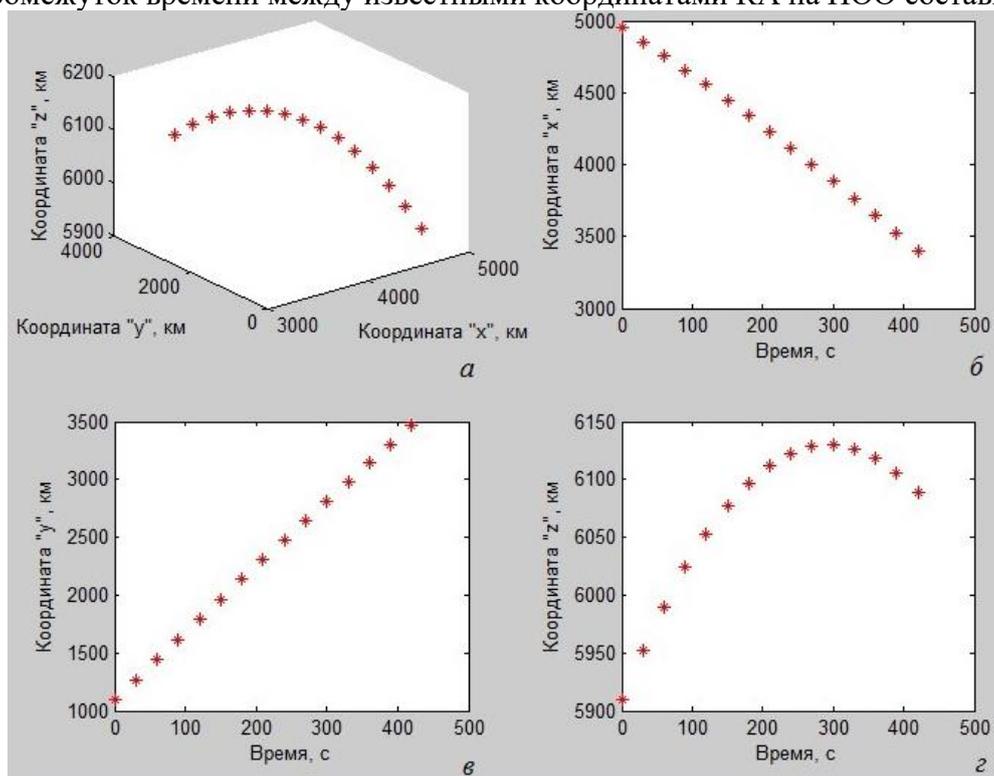


Рис. 1. Визуализация исходных данных эксперимента № 1: *a* – в 3-мерном пространстве; *б* – координаты «*x*»; *в* – координаты «*y*»; *г* – координаты «*z*»

Суть эксперимента № 1 состояла в выполнении следующих процедур:

1. Поочередно, одно из 15 положений КА на НОО считают неизвестным.
2. Производят интерполяцию линейным и кубическим сплайнами соответственно 14 положений КА на НОО с известными координатами. Интерполяция проводилась независимо по каждой из трех координат (координате «*x*», координате «*y*», координате «*z*»).

3. На основе проведенной интерполяции линейным и кубическим сплайнами процедуры № 2 оценивают координаты КА на НОО, считавшегося неизвестным.

4. Вычисляют ошибку интерполяции линейным и кубическим сплайнами соответственно.

5. Отображают ошибки интерполяции линейным и кубическим сплайнами соответственно на графике (см. рисунок 2).

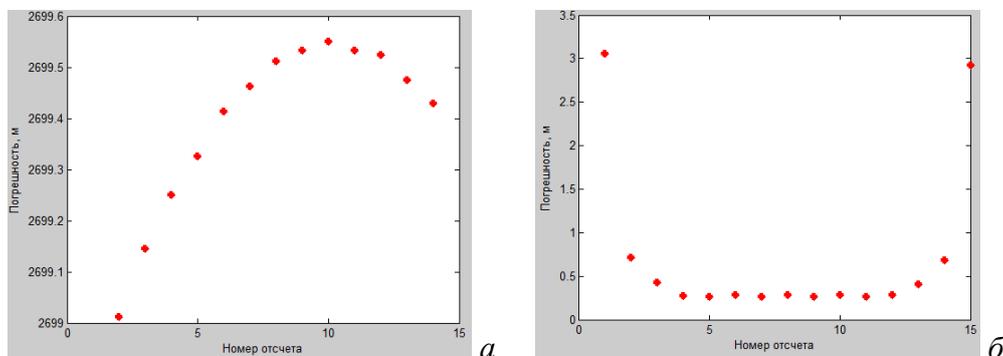


Рис. 2. Оценка погрешности прогнозирования координат КА на НОО в эксперименте № 1 при: *a* – интерполяции линейным сплайном; *б* – интерполяции кубическим сплайном

Сравнительный анализ погрешностей прогнозирования координат КА на НОО в эксперименте № 1 показывает существенное снижение погрешности прогнозирования координат КА на НОО при интерполяции кубическим сплайном по сравнению с интерполяцией линейным сплайном. Так, погрешность прогнозирования координат КА на НОО при интерполяции линейным сплайном составляет почти 2700 м для каждой из точек нахождения КА на НОО. Погрешность прогнозирования координат КА на НОО при интерполяции кубическим сплайном составляет менее 1 м для «внутренних» точек и порядка 3 м для начальной и конечной точек.

Визуализация исходных данных эксперимента № 2 представлена на рисунке 3 (*a* – в 3-мерном пространстве; *б* – координаты «*x*»; *в* – координаты «*y*»; *г* – координаты «*z*»). Звездочками обозначены известные координаты КА на НОО (8 положений), окружностями – неизвестные координаты КА на НОО (7 положений). Промежуток времени между известными координатами КА на НОО составил 60 с.

Суть эксперимента № 2 состояла в выполнении следующих процедур:

1. Производят интерполяцию линейным и кубическим сплайнами соответственно 8 положений КА на НОО с известными координатами. Интерполяция проводилась независимо по каждой из трех координат (координате «*x*», координате «*y*», координате «*z*»).

2. На основе проведенной интерполяции линейным и кубическим сплайнами процедуры № 1 оценивают поочередно координаты КА на НОО в 7 положениях, считавшихся неизвестными.

3. Вычисляют ошибку интерполяции линейным и кубическим сплайнами соответственно.

4. Отображают ошибки интерполяции линейным и кубическим сплайнами соответственно на графике (см. рисунок 4).

Сравнительный анализ погрешностей прогнозирования координат КА на НОО в эксперименте № 2 показывает существенное снижение погрешности прогнозирования координат КА на НОО при интерполяции кубическим сплайном по сравнению с интерполяцией линейным сплайном. Так, погрешность прогнозирования координат КА на НОО при интерполяции линейным сплайном составляет почти 2700 м для каждой из точек нахождения КА на НОО. Погрешность прогнозирования координат КА на НОО

при интерполяции кубическим сплайном составляет менее 1 м для «внутренних» точек и порядка 1,6 м для начальной и конечной точек.

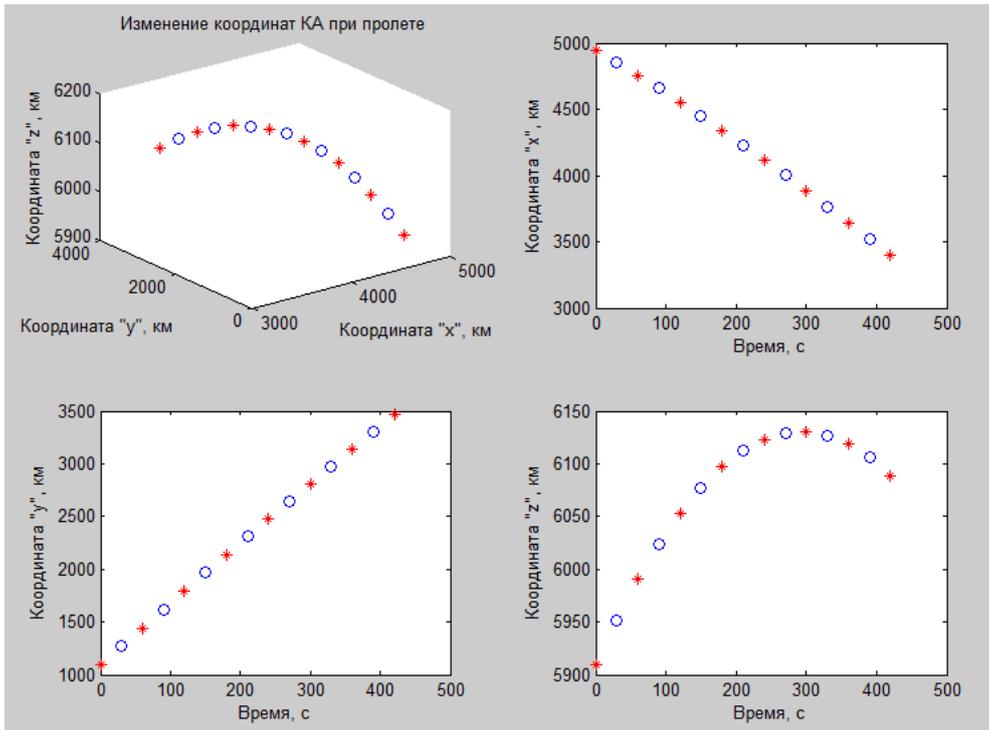


Рис. 3. Визуализация исходных данных эксперимента № 2: *a* – в 3-мерном пространстве; *b* – координаты «x»; *в* – координаты «y»; *г* – координаты «z»

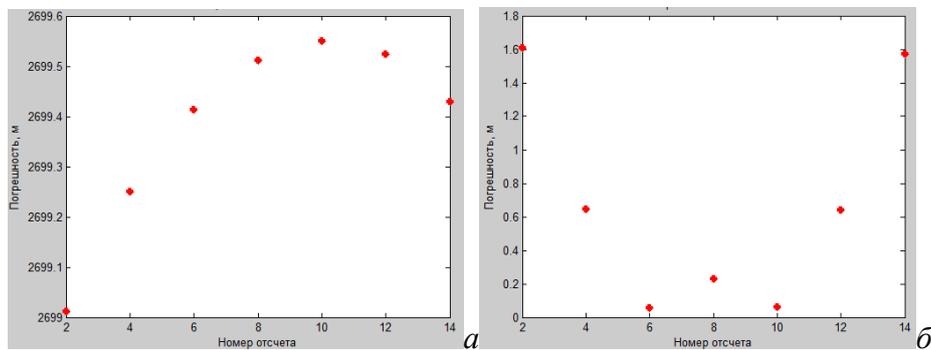


Рис. 4. Оценка погрешности прогнозирования координат КА на НОО в эксперименте № 2 при: *a* – интерполяции линейным сплайном; *б* – интерполяции кубическим сплайном

Визуализация исходных данных эксперимента № 3 представлена на рисунке 5 (*a* – в 3-мерном пространстве; *б* – координаты «x»; *в* – координаты «y»; *г* – координаты «z»). Звездочками обозначены известные координаты КА на НОО (4 положения), окружностями – неизвестные координаты КА на НОО (11 положений). Промежуток времени между известными координатами КА на НОО составил 120 с.

Суть эксперимента № 3 состояла в выполнении следующих процедур:

1. Производят интерполяцию линейным и кубическим сплайнами соответственно 4 положений КА на НОО с известными координатами. Интерполяция проводилась независимо по каждой из трех координат (координате «x», координате «y», координате «z»).

2. На основе проведенной интерполяции линейным и кубическим сплайнами процедуры № 1 оценивают поочередно координаты КА на НОО в 11 положениях, считавшихся неизвестными.

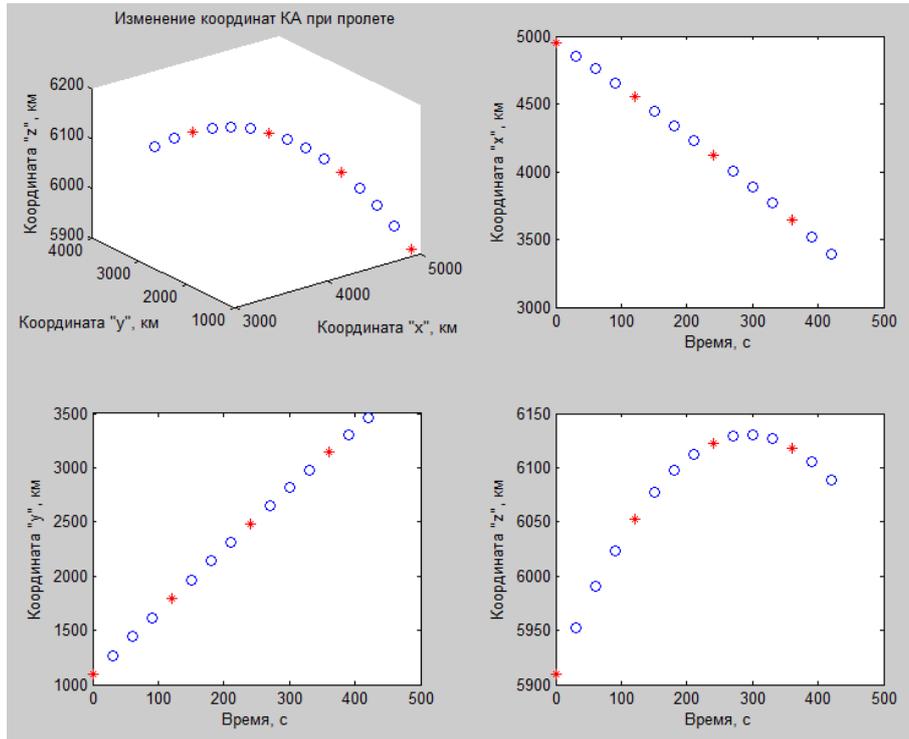


Рис. 5. Визуализация исходных данных эксперимента № 3: *a* – в 3-мерном пространстве; *b* – координаты «x»; *v* – координаты «y»; *z* – координаты «z»

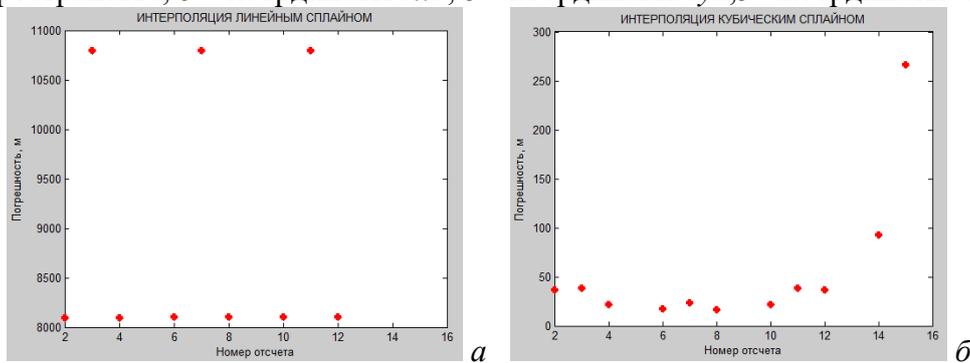


Рис. 6. Оценка погрешности прогнозирования координат КА на НОО в эксперименте № 3 при: *a* – интерполяции линейным сплайном; *b* – интерполяции кубическим сплайном

3. Вычисляют ошибку интерполяции линейным и кубическим сплайнами соответственно.

4. Отображают ошибки интерполяции линейным и кубическим сплайнами соответственно на графике (см. рисунок 6).

Сравнительный анализ погрешностей прогнозирования координат КА на НОО в эксперименте № 3 показывает существенное снижение погрешности прогнозирования координат КА на НОО при интерполяции кубическим сплайном по сравнению с интерполяцией линейным сплайном. Так, погрешность прогнозирования координат КА на НОО при интерполяции линейным сплайном составляет порядка 8100 м для каждой из точек, находящихся рядом с известными точками и порядка 10800 м для каждой из точек, находящихся на серединах отрезков между известными точками. Для двух

крайних точек при линейной интерполяции погрешность прогнозирования координат КА на НОО приобретает аномально большие значения (на графике рисунка *ба* эти точки не показаны). Погрешность прогнозирования координат КА на НОО при интерполяции кубическим сплайном составляет менее 50 м для «внутренних» точек и порядка 100 и 260 м для крайних точек.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенное исследование показало возможность прогнозирования координат КА на НОО с использованием сплайн-интерполяции. Отмечается существенное снижение погрешности прогнозирования координат КА на НОО при интерполяции кубическим сплайном по сравнению с интерполяцией линейным сплайном. Указанное обстоятельство обеспечит применение прогнозирования координат КА на НОО при интерполяции кубическим сплайном в ряде практических приложений.

Прогнозирование координат КА на НОО при интерполяции кубическим сплайном может быть использовано в существующих и перспективных комплексах спутниковой связи, геолокации и навигации, а также в учебном процессе для подготовки соответствующих специалистов.

Направлением дальнейших исследований может стать выработка требований к комплексам спутниковой связи, геолокации и навигации относительно периодичности оценки координат КА на НОО с учетом ошибок оценки координат КА на НОО.

ЛИТЕРАТУРА

1. Волков Р.В., Малышев С.Р., Севидов В.В., Симонов А.Н. Определение канонических параметров спутников-ретрансляторов по радиосигналам опорных реперных станций. Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского. 2016. № 655. С. 88–92.
2. Волков Р.В., Саяпин В.Н., Севидов В.В. Локализация земных станций по радиосигналам спутников-ретрансляторов. В сборнике: Инновационная деятельность в Вооруженных Силах Российской Федерации. Труды всероссийской научно-практической конференции. 2016. С. 70–75.
3. Волков Р.В., Саяпин В.Н., Севидов В.В. Способ определения местоположения пользовательского терминала с использованием двух спутников-ретрансляторов. Патент РФ на изобретение № 2605457 от 18.09.2015. Опубл. 20.12.2016. Бюл. 35.
4. Севидов В.В. Варианты реализации разностно-дальномерного метода определения координат земных станций по сигналам спутников-ретрансляторов. В сборнике: Радиотехника, электроника и связь (РЭС-2015) III Международная научно-техническая конференция. 2015. С. 303-308.
5. Прошина Д.И., Сулейменов Е.А., Прошин А.А., Реута Н.С., Самаров В.В. Системы радиоэлектронной борьбы и радиоэлектронного подавления. В книге: Радиоэлектроника. Проблемы и перспективы развития тезисы докладов третьей всероссийской молодежной научной конференции. 2018. С. 52–54.
6. Севидов В.В., Волков Р.В., Симонов А.Н. Антенно-фидерные системы средств радиоэлектронного подавления. Учебное пособие / Под редакцией Р. В. Волкова. Санкт-Петербург, 2015.
7. Fokin G., Bachevsky S., Sevidov V. System level performance evaluation of location aware beamforming in 5G ultra-dense networks. В сборнике: IEEE International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech). 2020. С. 94-97.
8. Агиевич С.Н., Беспалов В.Л., Ледовская Э.Г., Матюхин А.С., Подъячев П.А., Севидов В.В. Способ определения параметров орбиты искусственного спутника

Земли с использованием приемных опорных реперных станций. Патент на изобретение RU 2702098 C1, 04.10.2019. Заявка № 2018127491 от 25.07.2018.

9. Кельян А.Х., Чемаров А.О., Волков Р.В., Севидов В.В. Определение параметров движения летательного аппарата системой геолокации по излучениям находящейся на его борту станции спутниковой связи. Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 5. С. 10-14.
10. Балабанов В.В., Беспалов В.Л., Кельян А.Х., Пономарев А.А., Севидов В.В., Чемаров А.О. Способ определения параметров орбиты искусственного спутника Земли. Патент на изобретение RU 2652603 C1, 27.04.2018. Заявка № 2017121725 от 20.06.2017.

REFERENCES

1. Volkov R.V., Malyshev S.R., Sevidov V.V., Simonov A.N. Determination of canonical parameters of relay satellites by radio signals of reference reference stations. Proceedings of the A.F. Mozhaisky. 2016. No. 655. P. 88–92.
2. Volkov R.V., Sayapin V.N., Sevidov V.V. Localization of earth stations by radio signals of relay satellites. In the collection: Innovative activity in the Armed Forces of the Russian Federation. Proceedings of the all-army scientific-practical conference. 2016, pp. 70–75.
3. Volkov R.V., Sayapin V.N., Sevidov V.V. Method for determining the location of a user terminal using two relay satellites. RF patent for the invention No. 2605457 dated September 18, 2015. Published 12/20/2016. Bull. 35.
4. Sevidov V.V. Variants of implementation of the difference-range method for determining the coordinates of earth stations from the signals of relay satellites. In the collection: Radio Engineering, Electronics and Communications (REiS-2015) III International Scientific and Technical Conference. 2015. S. 303-308.
5. Proshina D.I., Suleimenov E.A., Proshin A.A., Reuta N.S., Samarov V.V. Systems of electronic warfare and electronic suppression. In the book: Radioelectronics. Problems and Prospects of Development Abstracts of the Third All-Russian Youth Scientific Conference. 2018, pp. 52–54.
6. Sevidov V.V., Volkov R.V., Simonov A.N. Antenna-feeder systems of means of electronic suppression. Textbook / Edited by R. V. Volkov. St. Petersburg, 2015.
7. Fokin G., Bachevsky S., Sevidov V. System level performance evaluation of location aware beamforming in 5G ultra-dense networks. В сборнике: IEEE International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech). 2020. С. 94-97.
8. Agievich S.N., Bepalov V.L., Ledovskaya E.G., Matyukhin A.S., Podyachev P.A., Sevidov V.V. A method for determining the parameters of the orbit of an artificial Earth satellite using receiving reference reference stations. Patent for invention RU 2702098 C1, 04.10.2019. Application No. 2018127491 dated 07/25/2018.
9. Kel'yan A.Kh., Chemarov A.O., Volkov R.V., Sevidov V.V. Determination of aircraft movement parameters by a geolocation system based on the radiation of a satellite communication station on board. Advances in modern radio electronics. 2016. No. 5. S. 10-14.
10. Balabanov V.V., Bepalov V.L., Kelyan A.Kh., Ponomarev A.A., Sevidov V.V., Chemarov A.O. A method for determining the parameters of the orbit of an artificial Earth satellite. Patent for invention RU 2652603 C1, 04/27/2018. Application No. 2017121725 dated 06/20/2017.

ИНТЕРФЕРЕНЦИОННАЯ МНОГОЭЛЕМЕНТНАЯ АНТЕННА С КРИВОЛИНЕЙНОЙ АПЕРТУРОЙ ДЛЯ ПОДВОДНОГО БОКОВОГО ОБЗОРА

В.Ю. Волощенко¹, Е.В. Волощенко¹

¹ЮФУ, Таганрог, Россия

Аннотация. В докладе рассмотрены возможности изменения эксплуатационных характеристик многоэлементной интерференционной приемоизлучающей антенны (ИПИА) для подводного бокового обзора - повышению энергетического потенциала, а также уменьшению мертвой зоны и увеличению ширины обследуемой ГБО полосы донной поверхности. Это достигается за счет изготовления апертуры в виде выпуклого в направлении эхопоиска отсека цилиндрической поверхности радиусом кривизны R , у которого образующая l параллельна/перпендикулярна направлению движения со скоростью v судна-носителя. В данном случае проекция одной из сторон апертуры представляет собой часть дуги, для которой геометрические величины: стрела прогиба h , рабочий сектор α , длина дуги L , хорда a , связаны между собой соотношениями $h = a \times \operatorname{tg}(\alpha/4)/2 = R[1 - \cos(\alpha/2)]$; $L = 0,01745R\alpha$; $a = 2R \sin(\alpha/2)$.

Ключевые слова: многоэлементная интерференционная приемоизлучающая антенна, подводный боковой обзор.

INTERFERENCE MULTI-ELEMENT ANTENNA WITH A CURVILINEAR APERTURE FOR UNDERWATER SIDE VIEW

V.Y. Voloshchenko¹, E.V. Voloshchenko¹

¹SFEDU, Taganrog, Russia

Abstract. The report considers the possibility of changing the operational characteristics of a multi-element interference transmitting and emitting antenna (IPIA) for underwater side-view - increasing the energy potential, as well as reducing the dead zone and increasing the width of the bottom surface band surveyed by side-scan sonar. This is achieved by making the aperture in the form of a cylindrical surface compartment convex in the direction of echo search with a radius of curvature R , in which the generatrix is l parallel/perpendicular to the direction of movement with the speed of the carrier vessel. In this case, the projection of one of the sides of the aperture is a part of the arc, for which the geometric quantities: deflection arrow h , working sector α , arc length L , chord a , are interconnected by relations $h = a \times \operatorname{tg}(\alpha/4)/2 = R[1 - \cos(\alpha/2)]$; $L = 0,01745R\alpha$; $a = 2R \sin(\alpha/2)$.

Keywords: multi-element interference radiating antenna, underwater side view.

1. ВВЕДЕНИЕ

Исследовательские и практические задачи освоения Мирового океана решаются с помощью гидроакустических систем, построенных на принципах подводного звуковидения [1]. Для получения двумерных гидролокационных изображений звукорассеивающих поверхностей и объектов применяют метод бокового обзора, важным элементом аппаратуры которого служит синфазная эквидистантная антенная решетка, формирующая в водной среде ультразвуковое (УЗ) поле необходимой конфигурации. Ограничения тактико-технических параметров аппаратуры, использующей метод бокового обзора, таких как мертвая зона и ширина обследуемой полосы донной поверхности, связаны с пространственными характеристиками

зондирующего УЗ поля, корректировка которого может быть достигнута за счет оптимизации конструкции приемноизлучающей антенны.

2. КРАТКИЙ ОБЗОР КОНСТРУКЦИЙ

Известен акустический тракт системы подводного звуковидения с рабочей частотой 30 кГц, установленной на глубоководном аппарате «Архимед» [2], содержащий многоэлементную интерференционную приемноизлучающую антенну (ИПИА), которая снабжена отражателем и соединена через коммутатор с генераторным и приемным трактами. Многоэлементная ИПИА цилиндрической формы (длина 91 см) собрана из необходимого количества цилиндрических электроакустических преобразователей (ЭАП), образующих боковую поверхность – рабочую апертуру. ИПИА расположена внутри трехэлементного экрана-отражателя на расстоянии 5 см (длина излучаемой ультразвуковой (УЗ) волны) от нижнего угла последнего. Угловой отражатель был сконструирован для работы на глубине более 8000 м, состоит из трех плоских элементов-«зеркал»: горизонтального, вертикального и верхнего наклонного (30° от вертикали внутрь) с размерами 12×110 (см), 12×110 (см) и 8×110 (см) соответственно. Для отражателя важно соотношение волновых сопротивлений материала экрана-отражателя и воды – эффективность отражения выше, чем сильнее различаются ($\rho \times c$) материалов, где ρ – плотность, кг/м^3 , c – скорость звука, м/с. Возможны два крайних варианта реализации данного условия – как акустически жесткая (свинец, сталь и т.д.), так и акустически мягкая (смесь пробки и неопрена или эпоксидной смолы и полых пластмассовых шариков; воздухозаполненные структуры из шестигранных ячеек, торцы которых закрыты тонкой диафрагмой, или параллельных тонкостенных алюминиевых трубок) поверхности материала экрана-отражателя. Однако, если в первом случае возможно искажение результирующей характеристики направленности антенны за счет возбуждения собственных колебаний элементов металлического отражателя, то во втором случае применение экранов-отражателей ограничено небольшими глубинами, причем, в обоих случаях высока сложность технологий их изготовления.

Таким образом, «реальная» ИПИА дополнена тремя ее мнимыми изображениями в отражающих плоскостях, причем, верхняя наклонная плоскость улучшает облучение дна на близких расстояниях. Для отражателя выбрали акустически жесткий вариант – слой свинца на слое алюминия, скрепленные эпоксидной смолой. Соотношение размеров ИПИА и длины волны λ УЗ колебаний определяется условием получения «ножевого» основного лепестка ХН – узкого ($\sim 1^\circ$) в азимутальной и широкого ($\sim 30^\circ$) в угломестной плоскостях соответственно, причем, акустическая ось основного лепестка расположена примерно на 15° ниже азимутальной плоскости. Формирование основного лепестка ХН происходит в азимутальной плоскости естественным путем за счет интерференции УЗ колебаний, в угломестной – за счет применения акустического экрана-отражателя, причем, он же обеспечивают и ориентацию основного лепестка в сторону дна. Однако композитный отражатель, являющийся составной частью ИПИА цилиндрической формы, снижает энергетический потенциал гидролокатора бокового обзора (ГБО), количественно оценить потери при отражении акустических сигналов можно используя отношение волновых сопротивлений (импедансов) материалов экрана-отражателя и водной среды $m = (\rho \times c)_{\text{материал}} / (\rho \times c)_{\text{вода}}$. Большим энергетическим потенциалом обладает конструкция многоэлементной ИПИА с плоской прямоугольной ($700 \text{ мм} \times 28 \text{ мм}$, $1^\circ \times 20^\circ$) излучающей поверхностью (20000 мм^2), которая входит в комплект ГБО подводного буксируемого аппарата НГА-1 [3]. Многоэлементная ИПИА с прямоугольной плоской апертурой, обеспечивающая прием и излучение УЗ сигналов в водной среде с необходимой пространственной избирательностью, содержит ЭАП в виде полуволновых

пьезокерамических стержней, торцы которых образуют рабочую плоскую поверхность необходимого размера. Стержневой пьезоэлектрический полуволновый преобразователь – обратимый ЭАП, пьезоэлемент которого имеет форму стержня резонансного размера $l_{CT} = c_{CT}/2f$, где c_{CT} – скорость звука в стержне, f – резонансная частота его колебаний [4]. ЭАП эквидистантно распределены по ее плоской формируемой апертуре ИПИА, но с зазорами, размер которых составляет около половины длины волны излучаемого сигнала. Антенна в сборе через шумоизолирующую резину крепится болтами к корпусу подводного буксируемого аппарата таким образом, что ее акустическая ось наклонена вниз на 20^0 относительно горизонта при стабилизированном пространственном положении движущегося под водой аппарата. При синфазном электрическом возбуждении всех ЭАП, составляющих плоскую апертуру многоэлементной ИПИА, ее ХН в водной среде будет обусловлена интерференцией колебаний в каждой точке водной среды. При эхолокации антенна преобразует подаваемые на нее импульсы электрической энергии и излучает импульсы УЗ колебаний необходимой длительности.

Энергетический потенциал ИПИА, характеризуемый удельной акустической мощностью излучения, ограничен величиной площади ее плоской апертуры. Для обеспечения большей энергетической дальности действия ГБО за счет приращения излучаемой энергии необходимо увеличение геометрических размеров ИПИА. Однако это приведет к уменьшению угловой ширины основного лепестка ХН в угломестной или азимутальной плоскостях, причем, например, уменьшение угловой ширины основного лепестка в угломестной плоскости обусловит сокращение ширины просматриваемой полосы донной поверхности. Данное противоречие может быть устранено достаточно просто – плоскую апертуру следует выполнить в виде выпуклого в направлении эхопоиска отсека цилиндрической поверхности радиусом кривизны R , у которого образующая l параллельна/перпендикулярна относительно направления движения со скоростью v судна-носителя, что увеличит как площадь апертуры, так и угловую ширину основного лепестка ХН в угломестной/ азимутальной плоскостях. Таким образом, для метода бокового обзора может быть перспективным применение ИПИА с криволинейной апертурой, у которой проекция той или иной стороны представляет собой часть окружности. Аналогичный подход к формированию многоэлементной ИПИА с криволинейной, но вогнутой, апертурой для гидролокатора бокового обзора ближнего действия описан в [5].

3. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Обсудим перспективы применения ИПИА с криволинейной апертурой для расширения возможностей метода бокового обзора. Оптимальная для бокового обзора донной поверхности форма и наклон акустической оси основного лепестка ХН ИПИА в угломестной плоскости определяют геометрические как минимальную r_{MIN} , так и максимальную r_{MAX} дальности действия, и, соответственно, ширину ($r_{MAX} - r_{MIN}$) полосы обзора гидролокатора (рис.1). Действительно, если обозначить - H - высота расположения антенны (А) ГБО над дном, γ - угол наклона (относительно вертикали) акустической оси широкого в угломестной плоскости основного лепестка ХН ИПИА, а также из точки расположения ИПИА над дном провести четыре линии:

- 1) перпендикуляр к поверхности дна (высота h), 2) нижний край основного лепестка по уровню 0,7 под углом $(\gamma - \theta_{0,7}/2)$ к вертикали, 3) ось основного лепестка под углом γ к вертикали, 4) верхний край основного лепестка по уровню 0,7 под углом $(\gamma + \theta_{0,7}/2)$, то для границ полосы, просматриваемой ГБО по одному борту, можно записать $r_{MAX} = h \times tg(\gamma + \theta_{0,7}/2)$ и $r_{MIN} = h \times tg(\gamma - \theta_{0,7}/2)$.

Следовательно, для увеличения ширины просматриваемой полосы и уменьшения «мертвой зоны» следует расширять основной лепесток ХН ИПИА в угломестной плоскости.

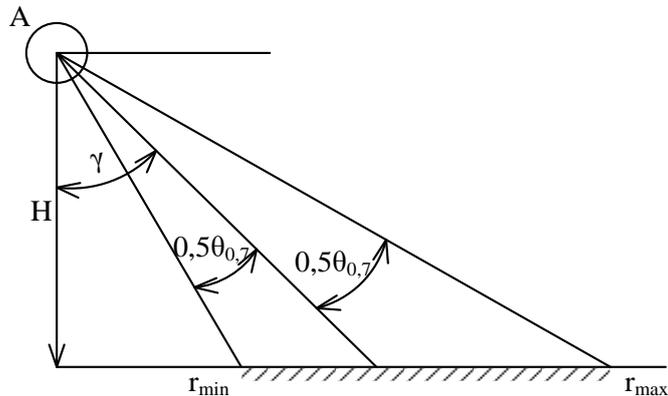


Рис. 1. Геометрия задачи

Исходя из данных, представленных для буксируемого аппарата НГА-1 [3], в соответствии с рассмотренным выше оценим геометрические как минимальную r_{MIN} (~87 м), так и максимальную r_{MAX} (~284 м) дальности действия, и, соответственно, ширину ($r_{MAX} - r_{MIN}$) (~197 м) полосы обзора при $H = 50$ м (высота расположения антенны ГБО над дном) и $\gamma = 70^\circ$ (угол наклона относительно вертикали акустической оси широкого в угломестной плоскости основного лепестка ХН ИПИА).

Известно [6], что для обнаружения в водной среде малого объекта необходимо получить от него не менее k отражений, для того чтобы исключить возможность его пропуска ($3 \leq k < 5$). При угловой ширине основного лепестка ХН в азимутальной плоскости $\theta_{0,7}$ (радиан) на удалении r от ИПИА одной посылкой будет облучаться участок длиной $Y = 2r\theta_{0,7}$. С другой стороны, при скорости перемещения ИПИА v (м/с) и излучении N посылок в секунду между двумя последовательными излучениями ИПИА переместится на расстояние $X = v/N$. Тогда для получения k облучений цели необходимо соблюдение условия $kv/N \leq X \leq 2r\theta_{0,7}$. Это условие будет выполнено, если скорость перемещения ИПИА будет равна $v \leq 2rN\theta_{0,7}/k$. С учетом того, что длина облучаемого одной посылкой участка дна будет уменьшаться с уменьшением расстояния r от ИПИА, можно определить минимальную дальность действия ГБО при которой еще можно получить k отражений от цели $r_{MIN} \geq kv/2N\theta_{0,7}$ [7]. Из соотношения следует, что для уменьшения минимальной дальности действия ГБО можно, например, увеличивать угловую ширину основного лепестка $\theta_{0,7}$ ХН ИПИА в азимутальной плоскости.

Антенны, выполненные в виде части цилиндра (дуговые), описаны в литературе [8], причем, отмечается, что некомпенсированные дуговые антенны используются в основном при необходимости излучения большой акустической мощности в широкий сектор пространства. Из планиметрии [9] известны соотношения для сегмента и сектора окружности, связывающие геометрические параметры – стрела прогиба h (сегмента), м; радиус кривизны R , м; рабочий сектор α (центральный угол), град; длина дуги L , м; хорда a , м, которые связаны между собой следующим образом: $h = a \times \text{tg}(\alpha/4)/2 = R[1 - \cos(\alpha/2)]$; $L = 0,01745R\alpha$; $a = 2R \sin(\alpha/2)$. Известно, что наиболее чувствительна форма ХН к волновой величине стрелы прогиба: угловая ширина основного лепестка с увеличением h/λ до 0,4 уменьшается, а затем основной лепесток начинает расширяться. При значениях h/λ больших единицы наблюдается стабилизация расширения основного лепестка ХН дуговой антенны, величина которого с увеличением h/λ остается постоянной и несколько меньшей, чем рабочий сектор α .

4. РАСШИРЕНИЕ УГЛОВОЙ ШИРИНЫ ОСНОВНОГО ЛЕПЕСТКА ХН В УГЛОМЕСТНОЙ ПЛОСКОСТИ (ИЗГИБ МЕНЬШЕЙ СТОРОНЫ АПЕРТУРЫ) [10]

Многоэлементная ИПИА 6 (рис.2), обеспечивающая прием и излучение УЗ сигналов в водной среде 7 с необходимой пространственной избирательностью, содержит ЭАП 1, объединенные в пьезоблок с необходимой кривизной приемоизлучающей апертуры, узел крепления и экранирования 2, узел экранирования 3 корпуса 4, узел электроизоляции и герметизации 5, выполненный в виде слоя звукопрозрачного полимера.

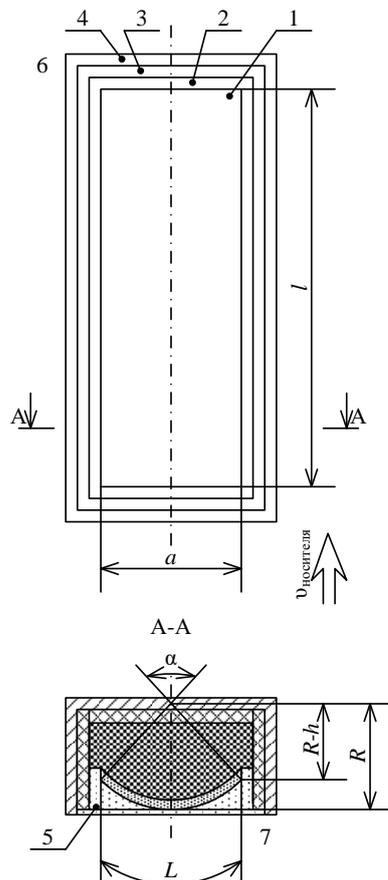


Рис. 2. Конструкция многоэлементной ИПИА [10]

Апертура многоэлементной ИПИА выполнена в виде выпуклого в направлении эхопоиска отсека цилиндрической поверхности радиусом кривизны R , у которого образующая l параллельна относительно направления движения со скоростью v судна-носителя. Длина образующей l по длине на порядок больше, чем размер хорды a , стягивающей крайние симметричные относительно акустической оси точки дуги длиной L . Величины стрелы прогиба h , рабочего сектора α , длины дуги L , хорды a отмечены на рис.2 и связаны указанными выше соотношениями. Подчеркнем, что выбор необходимых величин указанных параметров апертуры антенны позволяет как уменьшить мертвую зону, так и увеличить ширину обследуемой полосы донной поверхности. Анализ характеристик многоэлементной ИПИА с приемоизлучающей апертурой в виде отсека цилиндрической поверхности, которую можно изготовить из прототипа - многоэлементной антенны с плоской прямоугольной ($700 \text{ мм} \times 28 \text{ мм}$, $1^0 \times 20^0$) излучающей поверхностью (20000 мм^2), входящей в комплект гидролокатора бокового обзора подводного буксируемого аппарата НГА-1, показал следующее.

Так, при частоте накачки 150 кГц длина волны в воде составит 1 см , длина дуги L равна $2,8 \text{ см}$ и, если задать рабочий сектор $\alpha = 30^0$, то радиус кривизны дуги R составит

5,35 см, а стрела прогиба h - 3,916 см. Таким образом, значение h/λ равно 3,916 и имеет место стабилизация расширения основного лепестка ХН ИПИА, величина которого равна $\theta_{0,7} \approx 32^\circ$. В данном случае удается сократить минимальную дальность действия в 1,26 раз, а ширина полосы обзора в 3,2 раза больше, что достаточно неплохо при прочих неизменных условиях ($H = 50$ м - высота расположения ИПИА ГБО над дном, $\gamma = 70^\circ$ - угол наклона относительно вертикали акустической оси широкого в угломестной плоскости основного лепестка ХН, максимальная разрешающая способность по дальности $c\tau/2 \approx 3,75$ м).

5. РАСШИРЕНИЕ УГЛОВОЙ ШИРИНЫ ОСНОВНОГО ЛЕПЕСТКА ХН В АЗИМУТАЛЬНОЙ ПЛОСКОСТИ (ИЗГИБ БОЛЬШЕЙ СТОРОНЫ АПЕРТУРЫ) [11]

На рис.3 схематично показана конструкция многоэлементной дуговой ИПИА, у которой апертура выполнена в виде выпуклого в направлении эхопоиска отсека цилиндрической поверхности радиусом кривизны R , у которого образующая l перпендикулярна направлению движения со скоростью v судна-носителя, цифровые обозначения аналогичны, используемым на рис.2.

Исходя из данных, представленных для буксируемого аппарата НГА-1 [3], в соответствии с соотношением $r_{MIN} \geq kv/2N\theta_{0,7}$ (количество регистрируемых отражений $k = 3$, скорость движения носителя $v = 5$ м/с, частота следования импульсов $N = 7,5$ Гц, угловая ширина по уровню 0,7 в азимутальной плоскости $\theta_{0,7} = 1^\circ$ основного лепестка ХН ИПИА, одна из резонансных частот накачки $f_1 = 150$ кГц, длительность импульсов, мс - 0,2; 1,0; 5,0) расчетное значение минимальной дальности (мертвая зона) составляет около 58 метров.

Проведем расчет и анализ характеристик конструкции многоэлементной дуговой ИПИА с апертурой в виде отсека цилиндрической поверхности (рис.3), которую можно изготовить из прототипа - многоэлементной антенны с плоской прямоугольной (700 мм \times 28 мм, $1^\circ \times 20^\circ$) излучающей поверхностью (20000 мм²), входящей в комплект ГБО подводного буксируемого аппарата НГА-1.

Итак, при частоте накачки 150 кГц длина волны в воде составит 1 см, длина дуги L равна 70 см и если задать рабочий сектор $\alpha = 10^\circ$, то радиус кривизны дуги R составит 4 м, а стрела прогиба h - 1,522 см. Таким образом, значение h/λ равно 1,522 и имеет место стабилизация расширения основного лепестка ХН дуговой ИПИА, величина которого несколько меньше, чем рабочий сектор α и равна $\theta_{0,7} \approx 9^\circ$. В данном случае удается сократить минимальную дальность действия (мертвую зону) ГБО с 58 м до 6,4 м, что достаточно неплохо при прочих неизменных условиях (максимальная разрешающая способность по дальности $c\tau/2 \approx 3,75$ м).

Характерной особенностью осуществления бокового обзора с помощью многоэлементной дуговой антенны с приемоизлучающей апертурой в виде отсека цилиндрической поверхности является увеличение времени облучения объекта $\tau_{obl} = \theta_{0,7(f)} \times r/v$, где $\theta_{0,7(f)}$ - угловая ширина ХН ИПИА на частоте f в азимутальной плоскости, r - наклонная дальность, v - скорость прямолинейного, равномерного и поступательного движения носителя по линии курса без учета имеющихся в реальных условиях угловых колебаний приемоизлучающей антенны (рысканье, крен и дифферент) и, следовательно, количества принятых от объектов импульсов пропорционально дальности, обеспечивая определенные энергетические преимущества при их обнаружении.

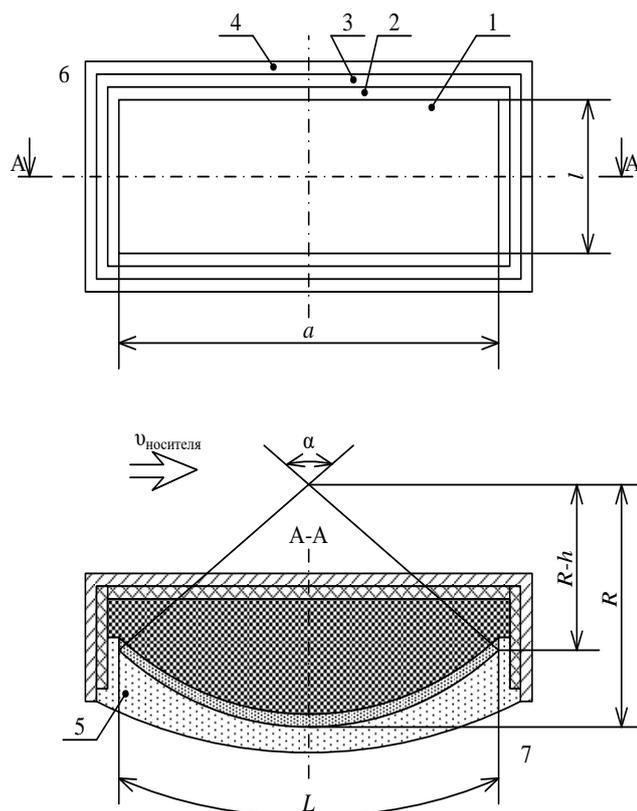


Рис. 3. Конструкция многоэлементной дуговой ИПИА [11]

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Боковой обзор обладает энергетическими преимуществами при обнаружении удаленных объектов по сравнению с другими видами обзора, что в сочетании с эффектом синхронного накопления на индикаторе может быть использовано для существенного снижения соотношения сигнал/помеха, особенно при обнаружении крупных объектов. Перспективным направлением улучшения качества гидролокационного изображения подводных объектов может стать применение эффектов нелинейной акустики, в частности, за счет регистрации и визуализации рассеянных ими ультразвуковых полей кратных частот, формирующихся в водной среде вследствие нелинейного эффекта самовоздействия [12].

ЛИТЕРАТУРА

1. Гидроакустическая техника исследования и освоения океана - Под ред. В.В. Богородского – Л.: Гидрометеиздат, 1984. - 264 с.
2. К.Клей, Г.Медвин Акустическая океанография: основы и применения – М.: изд-во «Мир», 1980. – 580 с.
3. Новиков Б.К., Тимошенко В.И. Параметрические антенны в гидролокации. – Л.: Судостроение, 1989.- 256 с.
4. Гидроакустическая энциклопедия /Под общ. ред. В.И.Тимошенко. – Таганрог: изд-во ТРТУ,1999.- 599 с.
5. Пат. 5303208 США, МПК H04R 17/00 Side looking sonar transducer /Dorr John A. (США), Westinghouse Electric Corp. (США).–№889415; Заявл. 31.12.1969; Оpubл.12.04.1994; НПК 367/153 – 18с.
6. Корякин Ю.А., Смирнов С.А., Яковлев Г.В. Корабельная гидроакустическая техника: состояние и актуальные проблемы. – СПб.: Наука,2004. - 410 с.

7. Простаков А.Л. Электронный ключ к океану: гидроакустическая техника сегодня – Л.: Судостроение, 1978г. - 192 с.
8. Орлов Л.В., Шабров А.А. Расчет и проектирование гидроакустических рыбопоисковых станций –М., Пищ. Пром., 1974.- 275 с.
9. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике – М., Наука, 1964. - 608 с.
10. Пат. № 178897 РФ G01S 15/00, H04R 1/44 Многоэлементная интерференционная гидроакустическая антенна / Волощенко В.Ю., Тарасов С.П., Плешков А.Ю., Волощенко А.П., Воронин В.А., Пивнев П.П. (РФ), ООО «ГидроМаринн»(РФ). Заявл. 29.12.2017г.; Опубл. 23.04.2018, Бюл №12 – 11 с.
11. Пат. № 179409 РФ G01S 15/00 Многоэлементная дуговая антенна / Волощенко В.Ю., Тарасов С.П., Плешков А.Ю., Волощенко А.П., Воронин В.А., Пивнев П.П. (РФ), ООО «ГидроМаринн»(РФ). Заявл. 28.12.2017г.; Опубл. 14.05.2018, Бюл №14 – 11 с.
12. Волощенко В.Ю., Волощенко А.П. Параметрические гидроакустические средства ближнего подводного наблюдения. Южный федеральный университет. – Ростов-на-Дону; Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2018. - 176 с.

REFERENCES

1. Bogorodsky A.V. etc. Hydroacoustic technique of ocean exploration and development - L.: Hydrometeoizdat, 1984, 263 p.
2. K.Clay, G.Medvin Acoustic oceanography: fundamentals and applications – Moscow: publishing house "Mir", 1980. - 580 p.
3. Novikov B.K., Timoshenko V. Parametric antennas in hydrolocation. – L.: Shipbuilding, 1989.- 256 p.
4. Hydroacoustic encyclopedia. Under the general editorship of V.I. Timoshenko. – Taganrog, TRTU Publishing House. 2000. pp. 438 – 441.
5. Pat. 5303208 США, МПК H04R 17/00 Side looking sonar transducer /Dorr John A. (США), Westinghouse Electric Corp. (США).–№889415; Application. 31.12.1969; Publ.12.04.1994; НПК 367/153 – 18с.
6. Koryakin Yu.A., Smirnov S.A., Yakovlev G.V. Ship hydroacoustic technology: state and actual problems. – St. Petersburg: Nauka, 2004. - 410 p.
7. Prostakov A.L. Electronic key to the ocean: hydroacoustic technology today – L.: Shipbuilding, 1978 - 192 p.
8. Orlov L.V., Shabrov A.A. Calculation and design of hydroacoustic fishing stations – М., Pish. Prom., 1974.- 275 p.
9. Bronstein I.N., Semendyaev K.A. Reference of Mathematics – М., Nauka, 1964. - 608 p.
10. Pat. №178897 RF G01S 15/00, H04R 1/44 Multi-element interference hydroacoustic antenna / Voloshchenko V.Yu., Tarasov S.P., Pleshkov A.Yu., Voloshchenko A.P., Voronin V.A., Pivnev P.P. (RF), "HydroMarinn" (RF). Application. 29.12.2017; Publ. 23.04.2018, Byul No. 12 – 11 p.
11. Pat. №179409 RF G01S 15/00 Multi-element arc antenna / Voloshchenko V.Yu., Tarasov S.P., Pleshkov A.Yu., Voloshchenko A.P., Voronin V.A., Pivnev P.P. (RF), "HydroMarinn" (RF). Application. 28.12.2017; Publ. 14.05.2018, Byul No. 14 – 11 p.
12. Voloshchenko V.Yu., Voloshchenko A.P. Parametric hydroacoustic means of near underwater observation. Southern Federal University. – Rostov-on-Don; Taganrog: Publishing House of SFU, 2018. - 176 p.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АМПЛИТУДНОГО МЕТОДА ДАЛЬНОМЕТРИИ В СОВРЕМЕННЫХ РЛС

К.К. Юсупов, В.С. Полубедов,

Филиал военной академии РВСН, Серпухов, Россия

Аннотация. В статье рассматривается применение амплитудного метода дальнометрии как способа доэансной настройки РЛС и улучшения качества определения дальности до объекта испытаний путем использования амплитудной дальнометрии. Предложенный метод позволит с помощью применения дополнительного амплитудного узконаправленного дальномера улучшить качество работы РЛС а также увеличить точность определения дальности при большом количестве помех.

Ключевые слова: измерительная информация, амплитудная дальнометрия, радиолокационная станция.

THE USE OF THE AMPLITUDE RANGEFINDER METHOD IN MODERN RADARS

K.K. Yusupov, V.S. Polubedov

Branch of the RVSН Military Academy, Serpukhov, Russia

Abstract. The article discusses the use of the amplitude rangefinder method as a method of pre-resonance radar tuning and improving the quality of determining the range to the test object. The proposed method will allow using an additional amplitude narrow-directional rangefinder to improve the quality of radar operation and also increase the accuracy of determining the range with a large amount of interference.

Keywords: measuring information, amplitude rangefinder, radar station.

1. ВВЕДЕНИЕ

В современных РЛС практически не используется метод амплитудной дальнометрии, что обусловлено необходимостью использования больших импульсных мощностей передатчиков и большой минимальной дальностью станции. Но, если амплитудную дальнометрию не оптимально использовать как основной метод определения дальности, ее можно использовать как вспомогательный, опираясь на простоту ее практической реализации и возможности быстрого определения дальности до нескольких объектов сразу.

Высокая точность амплитудной радиодальнометрии (РД) в РЛС достигается применением широкополосных сигналов, ширина спектра которых занимает десятки мегагерц.

Следовательно, актуальной является анализ возможностей поиска разработка простого способа РД с использованием относительно узкополосного монохроматического сигнала.

2. РАСЧЕТ АМПЛИТУДНОГО СПОСОБА ДАЛЬНОМЕТРИИ

Известна зависимость мощности сигнала на входе радиоприемного устройства РЛС от дальности до цели $R_{ц}$ при совмещенном расположении передающей и приемной антенн .

$$p_{\text{прм}}(t, R_{\text{ц}}) = p_{\text{прд}}(t) \frac{G_{\text{прд}} G_{\text{прм}} \lambda^2 \sigma_{\text{ц}} \gamma^2}{(4\pi)^3 R_{\text{ц}}^4} \quad (1)$$

Из (1) следует формула зависимости дальности до цели $R_{\text{ц}}$ от уровня (амплитуды) принимаемого (рис. 1)

$$R_{\text{ц}} = 4 \sqrt[4]{\frac{K_{\text{рлс}} \sigma_{\text{ц}} \gamma^2}{E(R_{\text{ц}})}} \quad (2)$$

Формулу (2) удобно записать в виде:

$$R_{\text{ц}}(E, K_{\text{рл}}) = 4 \sqrt[4]{\frac{K_{\text{рл}}}{E}} \quad (3)$$

где $K_{\text{рл}} = K_{\text{рлс}} \sigma_{\text{ц}} \gamma^2$ – коэффициент, рассматриваемый далее как аргумент, который учитывает особенности сеанса радиолокационного измерения в конкретных условиях.

Анализ формулы (3) показывает, что функция $R_{\text{ц}}(E, K_{\text{рл}})$ имеет:

а) области определения, с учетом физических ограничений, соответственно по аргументам E и $K_{\text{рл}}$

$$E_{\text{мин}} \leq E \leq E_{\text{макс}}, K_{\text{рл.мин}} \leq K_{\text{рл}} \leq K_{\text{рл.макс}}, \quad (4)$$

где $E_{\text{мин}}$ и $E_{\text{макс}}$ – энергия радиолокационного сигнала, отраженного от цели с максимальной $R_{\text{ц.макс}}$ и минимальной $R_{\text{ц.мин}}$ дальности; $K_{\text{рл.мин}}$ и $K_{\text{рл.макс}}$ границы изменения коэффициента $K_{\text{рл}}$, обусловленные характеристикой РЛС.

б) область допустимых значений (также с учетом физических ограничений)

$$R_{\text{мин}} \leq R_{\text{ц}} \leq R_{\text{макс}} \quad (5)$$

где $R_{\text{мин}}$ и $R_{\text{макс}}$ соответственно минимальное и максимальное значения дальности, обусловленные «слепой» зоной (или иными ограничениями) и энергетическим потенциалом приемо-передающего тракта РЛС.

в) монотонный характер, так как частные производные

$$\frac{\partial R_{\text{ц}}(E, K_{\text{рл}})}{\partial E} < 0 \quad \text{и} \quad \frac{\partial R_{\text{ц}}(E, K_{\text{рл}})}{\partial K_{\text{рл}}} > 0 \quad (6)$$

не меняют знака на всем интервале области определения;

Пусть ΔR – разрешающая способность РЛС по дальности, реализованная алгоритмом, сохраняющим постоянное разрешение в пределах интервала (5). Тогда интервал (5) содержит

$$n = (R_{\text{макс}} - R_{\text{мин}}) / \Delta R \text{ - элементов разрешения (ЭР)}. \quad (7)$$

Если каждому ЭР соответствует цель с одной и той же ЭПР, то в формуле (3) коэффициент $K_{\text{рл}} = \text{const}$ для всех целей (элементов разрешения). Тогда, как следует из (7) каждому ЭР соответствует своё значение приращения (рис. 1)

$$\Delta E_i = \Delta E(R_i) \quad (8)$$

На рис. 1 При этом каждому i -му элементу разрешения ΔR соответствует i -е приращение энергии принимаемого сигнала ΔE_i , $i=1 \dots n$

Из формулы (8) и рис. 1 следует, что для любой текущей дальности

$$R = R_i \in (R_{\text{мин}}; R_{\text{макс}}) \quad (9)$$

приращение энергии $\Delta E(R, \Delta R)$ при изменении дальности на элемент разрешения ΔR определяется очевидным равенством (рис. 1)

$$\Delta E(R, \Delta R) = E(R + \Delta R) - E(R). \quad (10)$$

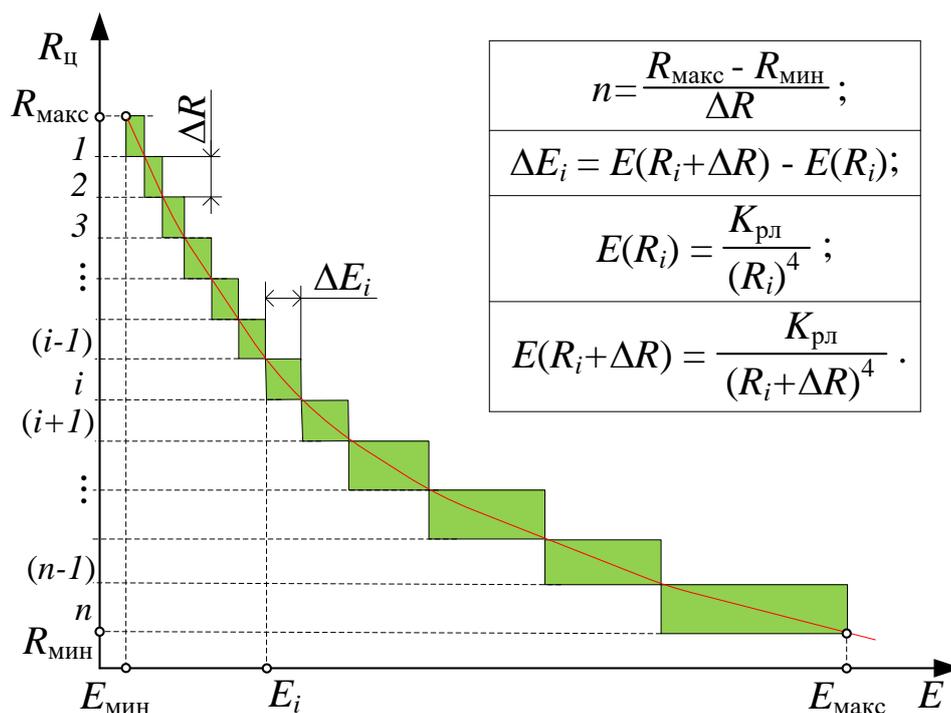


Рис. 1. Распределение элементов разрешения.

Выполним подстановку в формулу (10) формулы (9) в интерпретации, показанной на рис. 1:

$$\Delta E(R, \Delta R) = \frac{K_{\text{рл}}}{(R + \Delta R)^4} - \frac{K_{\text{рл}}}{R^4} \quad (11)$$

Для упрощения дальнейших преобразований формулы (11) обозначим:

$$\frac{1}{(R + \Delta R)^4} = A^2; \quad \frac{1}{R^4} = B^2; \quad \frac{1}{(R + \Delta R)^2} = a^2; \quad \frac{1}{R^2} = b^2. \quad (12)$$

Преобразования формулы (11) с учетом обозначений (12), приводят к выражению:

$$\Delta E(R, \Delta R) \approx 4K_{\text{рл}} B b (a - b), \quad (13)$$

где знак приближенного равенства справедлив, если $R \gg \Delta R$.

После возврата в (11) обозначений (12) зависимость (10) приобретает вид:

$$\Delta E(R, \Delta R) = -\frac{4K_{\text{рл}}\Delta R^2}{R^4(R + 1)} \approx -\frac{4K_{\text{рл}}\Delta R^2}{R^5} \quad (14)$$

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Анализ формулы (14) показывает, что при известных коэффициенте $K_{\text{рл}}$ и разрешении по дальности однозначное разрешение по энергии принятого сигнала ΔE полностью определяется дальностью R до цели.

Измерение энергетических параметров E и ΔE позволяют установить, при указанных ранее ограничениях, дальность до лоцируемой цели. Так, если измеренное значение отраженного сигнала $E_i \in [E_{\min}, E_{\max}]$, то дальность до цели согласно (20)

$$R_i \in [R_{0i} - \Delta R; R_{0i} + \Delta R] \quad (15)$$

Исходя из проведенных расчетов, становится понятно, чем обусловлена простота и высокая точность амплитудного метода дальнометрии. Соответственно, данный метод

может использоваться как дополнительный при настройке РЛС до сеанса работы, а также как вспомогательный метод определения дальности при проведении испытаний, что позволит снизить ошибку определения дальности до ЛА.

ЛИТЕРАТУРА

1. Никольский Б.А. Методы радионавигационных измерений. [Текст]/ Б.А. Никольский – Самара: СГЭУ, 2002. – 108 с.
2. Р.Г. Хехнев. Амплитудная радионавигация. [Текст]/ Р.Г. Хехнев - Беларусь: Академия физико-технических наук Белоруссии, 1993. – 122 с.
3. Дудник П.И. Авиационные радиолокационные устройства. [Текст]/ П.И. Дудник, Г.С. Кондратенков, Б.Г. Татарский, А.Р. Ильчук, А.А. Герасимов. – М.: Изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2006. – 1112 с.

REFERENCES

1. Nikolsky B.A. Methods of radio navigation measurements. [Text]/ B.A. Nikolsky – Samara: SGEU, 2002. – 108 p.
2. R.G. Hekhnev. Amplitude radio navigation. [Text]/ R.G. Hekhnev - Belarus: Academy of Physical and Technical Sciences of Belarus, 1993. – 122 p.
3. Dudnik P.I. Aviation radar devices. [Text]/ P.I. Dudnik, G.S. Kondratenkov, B.G. Tatarsky, A.R. Ilchuk, A.A. Gerasimov. – M.: Publishing House of the VVIA named after Prof. N.E. Zhukovsky, 2006. – 1112 p.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ КООРДИНАТНО-ИНФОРМАТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ ОТ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ КВАЗИГЕОСТАЦИОНАРНОЙ ОРБИТЫ СПУТНИКОВ-РЕТРАНСЛЯТОРОВ В ЗАДАЧАХ ГЕОЛОКАЦИИ

Р. Ф. Габитов¹, А. А. Дружков¹, М. А. Зайцев², Р. Р. Саниев¹

¹Военный университет радиоэлектроники, г. Череповец, Россия

²Череповецкий государственный университет, г. Череповец, Россия

Аннотация. Исследованы вопросы чувствительности координатно-информативных параметров используемых в геолокации абонентских терминалов к параметрам геостационарной орбиты спутника-ретранслятора. Проведен анализ влияния наклона и эксцентриситета квазигеостационарных космических аппаратов на величину координатно-информативных параметров радиосигналов при решении задач геолокации абонентов, нелегитимно использующих ресурс спутника-ретранслятора. Полученные результаты исследований могут быть использованы при реализации методов геолокации.

Ключевые слова: системы спутниковой связи, геостационарная орбита, спутник-ретранслятор, наклонение орбиты, эксцентриситет орбиты, доплеровское смещение частоты.

STUDY OF THE DEPENDENCE OF THE COORDINATE INFORMATION PARAMETERS OF SIGNALS ON THE MAIN PARAMETERS OF THE QUASI-GEOSTATIONARY ORBIT OF REPEATER SATELLITES IN GEOLOCATION PROBLEMS

R. F. Gabitov¹, A. A. Druzhkov¹, M. A. Zaitsev², R. R. Saniev¹

¹Military University of Radio Electronics, Cherepovets, Russia

²Cherepovets State University, Cherepovets, Russia

Abstract. The issues of sensitivity of coordinate-informative parameters used in geolocation of subscriber terminals to the parameters of the geostationary orbit of a repeater satellite are investigated. The analysis of the influence of inclination and eccentricity of quasi-geostationary spacecraft on the value of coordinate-informative parameters of radio signals in solving problems of geolocation of subscribers illegitimately using the resource of a repeater satellite is carried out. The obtained research results can be used in the implementation of geolocation methods.

Keywords: satellite communication systems, geostationary orbit, relay satellite, orbit inclination, orbit eccentricity, Doppler frequency shift.

1. ВВЕДЕНИЕ

По мере развития технологий в области спутниковой связи, удешевления аппаратуры пользователей, расширения спектра услуг, предоставляемых спутниковыми системами связи (ССС) для частных и корпоративных пользователей, в условиях ограниченного частотного ресурса спутниковых ретрансляторов и высокой плотности космических аппаратов (КА) на геостационарной орбите все большую актуальность приобретает задача выявления нелегитимных пользователей ССС и, выявления нарушителей регламента связи.

В современных условиях с целью обеспечения требований регламента связи важно не только выявлять факт нелегитимного использования ресурса спутников-ретрансляторов (СР), но и определять координаты абонентских терминалов (АТ) спутниковой связи для принятия различных организационно-технических мер или мер правового характера по отношению к нарушителям [1, 2].

Для ОМП АТ нарушителя с позиции наземной станции наблюдения (НСН) с использованием одного движущегося относительно поверхности Земли СР могут использоваться интегрально-доплеровский или разностно-доплеровский методы [3-5]. Применение указанных методов основано на измерении частоты ретранслированного сигнала в НСН и дальнейшем синтезе пространственно-временных баз ОМП, т.е. выборе опорных моментов времени на интервале наблюдения за СР, относительно которых производится расчет параметров местоположения, а именно: разность дальностей или разность радиальных скоростей. Частота в данном случае является координатно-информативным параметром (КИП) ретранслированных сигналов.

Целью данной статьи является оценивание влияния основных параметров геостационарной орбиты СР на величину КИП радиосигналов АТ в задачах геолокации.

2. ИССЛЕДОВАНИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ КИП ИСПОЛЗУЕМЫХ ДЛЯ ГЕОЛОКАЦИИ АТ К ПАРАМЕТРАМ ГСО СР

Концептуальную основу и реализуемость методов геолокации составляет тот факт, что в силу несовершенства систем управления ракет-носителей и КА, ограниченности запаса топлива для двигательных установок КА и наличия ряда возмущающих факторов параметры орбит геостационарных КА, такие как наклонение, эксцентриситет, период обращения, не соответствуют идеальной ГСО [6, 7]. Основные характеристики параметров орбит ССС представлены в таблице 1.

Таблица 1. Основные характеристики параметров орбит ССС

ССС (косм. сегм.)	Наклонение СР (общ. количество СР)			Эксцентриситет (максимальный)	ДРЧ	ЗРВ (наличие лучей)		
	Малое (0,001 ⁰ -0,1 ⁰)	Среднее (0,1 ⁰ -5,0 ⁰)	Большое (5,0 ⁰ -16 ⁰)			Гл. луч	Зон. луч	Узк. луч
Глобальные ССС								
Интелсат	25	5	2	0,0002550	С, Ku, V	+	+	+
Сес	22	2	3	0,0005338	С, Ku	+	+	+
Евтелсат	25	5	-	0,0006453	С, Ku	+	+	+
Инмарсат	5	3	4	0,0004819	L, С, Ka	+	+	+
Региональные и национальные ССС								
Эхостар	7	1	-	0,0002947	S, Ku, Ka	+	+	-
Виасат	1	-	-	0,0002573	S, С, Ku, Ka	+	+	-
Хулас	2	1	-	0,0002139	С, Ku	-	+	-
Азиасат	6	-	-	0,0004357	S, Ku, Ka	+	+	-
Абс	4	2	-	0,0005213	Ku, X, Ka	+	+	-
Инсат	3	1	-	0,0012956	L, С, Ku	+	+	-
Кореасат	5	-	-	0,0001392	С, Ku, Ka	-	+	+
Арабсат	6	-	-	0,0005886	S, С, Ku, X	+	+	+
Турая	-	1	1	0,0004295	L, С	+	+	+
Стар Ван	6	-	-	0,0005181	L, С, Ka	+	+	+
Оптус	4	1	-	0,0005760	L, С, Ku	-	+	-
Тюрксат	4	-	-	0,0004113	S, С, Ku, Ka	+	+	+
Хиспасат	3	1	-	0,0005084	L, Ku, Ka	-	+	+
Джейсат	13	-	-	0,0024952	Ku, X, Ka	+	+	+
Гелакси	10	4	-	0,0010101	С, Ku, Ka	+	+	-
Нсс	3	2	1	0,0002749	С, Ku	+	+	+

В результате КА, функционирующие на ГСО, подвижны относительно поверхности Земли. Такие орбиты принято называть квазигеостационарными (КГСО). Данное обстоятельство позволяет реализовать синтез пространственно-временных баз системы ОМП наземных АТ, элементы которых представляют собой точки пространства, соответствующие положению КА в различные моменты времени.

Космический аппарат на КГСО за счет отклонения ее параметров от номинального значения и действующих возмущений не остается неподвижным относительно поверхности Земли, а перемещается, описывая в пространстве кривую, напоминающую очертаниями цифры «8» либо «0», в зависимости от значения наклона и эксцентриситета орбиты КА.

Для иллюстрации на рисунке 1 представлены траектории суточного движения квазистационарных КА1 «Интелсат 905» и КА2 «Арабсат-5с» в геоцентрической экваториальной гринвичской системе координат.

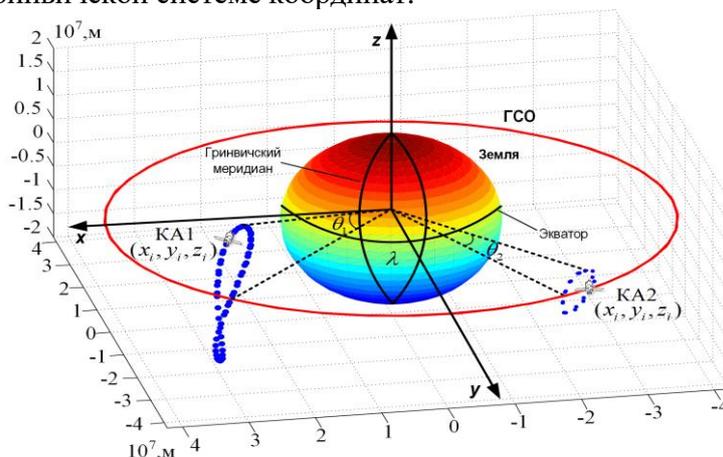


Рис. 1. Траектория движения квазистационарных СР относительно поверхности Земли

Однако влияние этих параметров на форму и размер траектории проявляются неоднородно.

Так, наличие эксцентриситета КГСО ℓ приводит к периодическому изменению долготы СР, которое относительно фиксированной на момент прохождения перигея ($\mathcal{G}_0 = 0$) подспутниковой точки ($\lambda_0 = \lambda^n$) можно рассматривать практически как гармоническое колебание вида [8, 9]:

$$\lambda = \lambda^{(n)} + 2\ell \cdot \sin \mathcal{G}, \quad (1)$$

с амплитудой 2ℓ и периодом, равным периоду обращения КА.

где \mathcal{G} - истинная аномалия;

λ_0 – номинальная долгота точки стояния СР.

Скорость смещения СР по долготе принимает экстремальные значения $2\omega^{(3)}\ell$ и $-2\omega^{(3)}\ell$ при прохождении КА перигея и апогея, соответственно. Изменение долготы СР в течение суток для различных значений эксцентриситета показано на рисунке 2.

Наклонение КГСО вызывает периодические широтные колебания КА, определяемые выражением:

$$\sin \varphi = \sin i \cdot \sin \gamma, \quad (2)$$

где φ - истинная аномалия;

i - наклонение КА;

γ - аргумента широты КА.

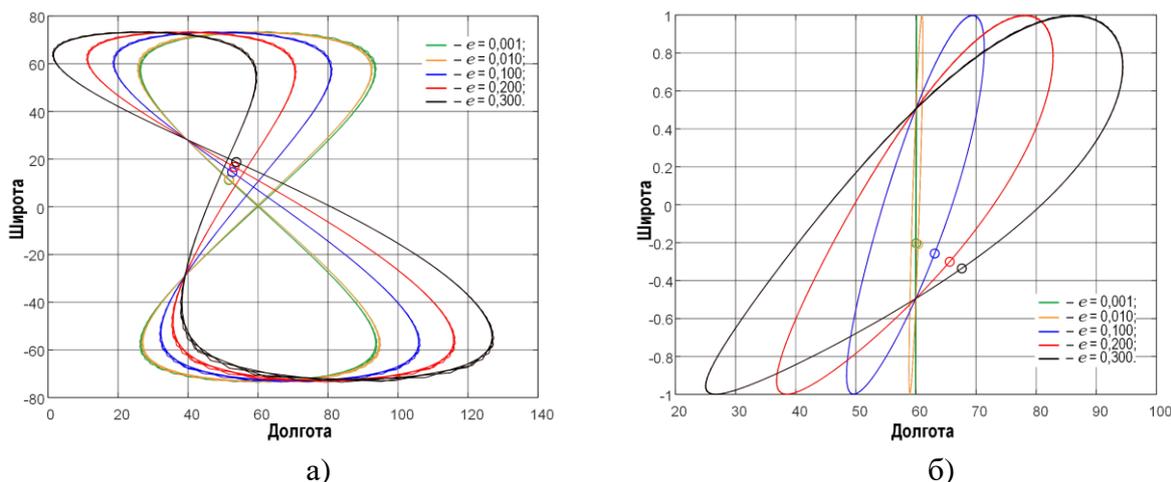


Рис. 2. Изменение долготы СР в течение суток при различных значениях эксцентриситета с различным наклонением i : а) $i=4,8^{\circ}$; б) $i=0,9^{\circ}$

В силу того, что для достаточно малых значений углов приближенно можно полагать $\sin i \approx i$, для расчетов удобнее пользоваться выражением:

$$\phi = i \cdot \sin \gamma. \quad (3)$$

Амплитуда колебаний СР по широте численно равна наклонению, а период колебаний равен периоду обращения КА. Скорость изменения широты $\omega^{(3)}i \cdot \cos \gamma$ принимает максимальное по модулю значение, равное $\omega^{(3)}i$ при пересечении спутником экваториальной плоскости, т.е. при $\gamma = 0$ или π , и равно нулю при $\gamma = \pi/2$ или $3\pi/2$, когда СР достигает максимальных северной или южной широты, соответственно.

Колебания СР по долготе менее значительны и определяются выражением вида:

$$\lambda = \arccos(\cos \gamma / \cos \phi) - \gamma = \arccos(\cos \gamma / \sqrt{1 - \sin^2 i \cdot \sin^2 \gamma}) - \gamma. \quad (4)$$

Амплитуда колебаний по долготе равна $2 \arcsin(\sqrt{1 - \cos i / \sin i}) - \pi/2$.

Трасса СР на КГСО при $\ell = 0$, $i \neq 0$ представляет собой замкнутую фигуру, симметричную относительно плоскости экватора и плоскости меридиана восходящего узла (рисунок 1). В качестве примера на рисунке 3 показаны трассы СР для различных значений наклонения плоскости орбиты.

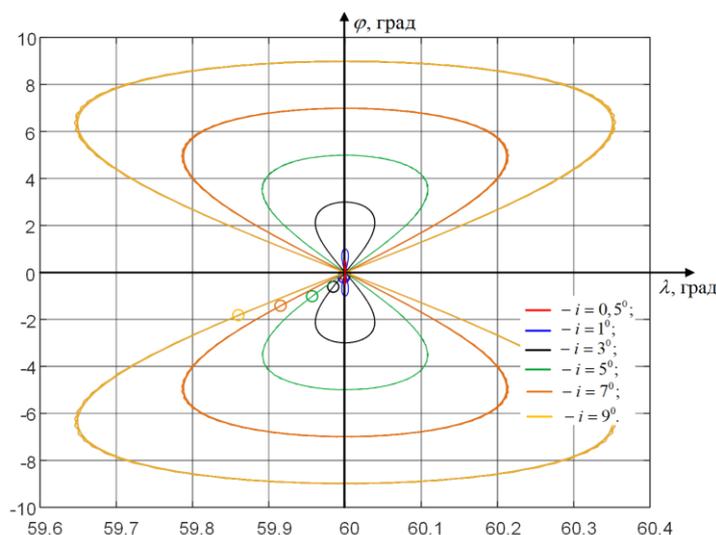


Рис. 3. Трассы СР при различном наклонении орбит

Вследствие перемещения СР по траектории КГСО происходит изменение наклонной дальности и радиальной скорости до него относительно точки земной поверхности. Для удобства дальнейшего анализа в качестве примера были проведены расчеты наклонной дальности d и радиальной скорости V_r для различных точек орбиты с параметрами, представленными в таблице 2, относительно точек земной поверхности, расположенными на удалении $\pm 70^\circ$ по долготе и $\pm 75^\circ$ по широте. Результаты расчетов представлены на рисунках 4-7.

Таблица 2. Исходные данные моделирования

Параметры	Значения
Количество АТ в ЗРВ КА	100
Шаг расположения АТ на земной поверхности, град	10
Подспутниковая точка, град	23,5 з.д.
Наклонение орбиты, град	5,5
Долгота восходящего узла, град.	33.9767
Эксцентриситет, ℓ	$[\ell = 0,001; 0,01; 0,1; 0,3]$
Аргумент перицентра, град.	242.1458

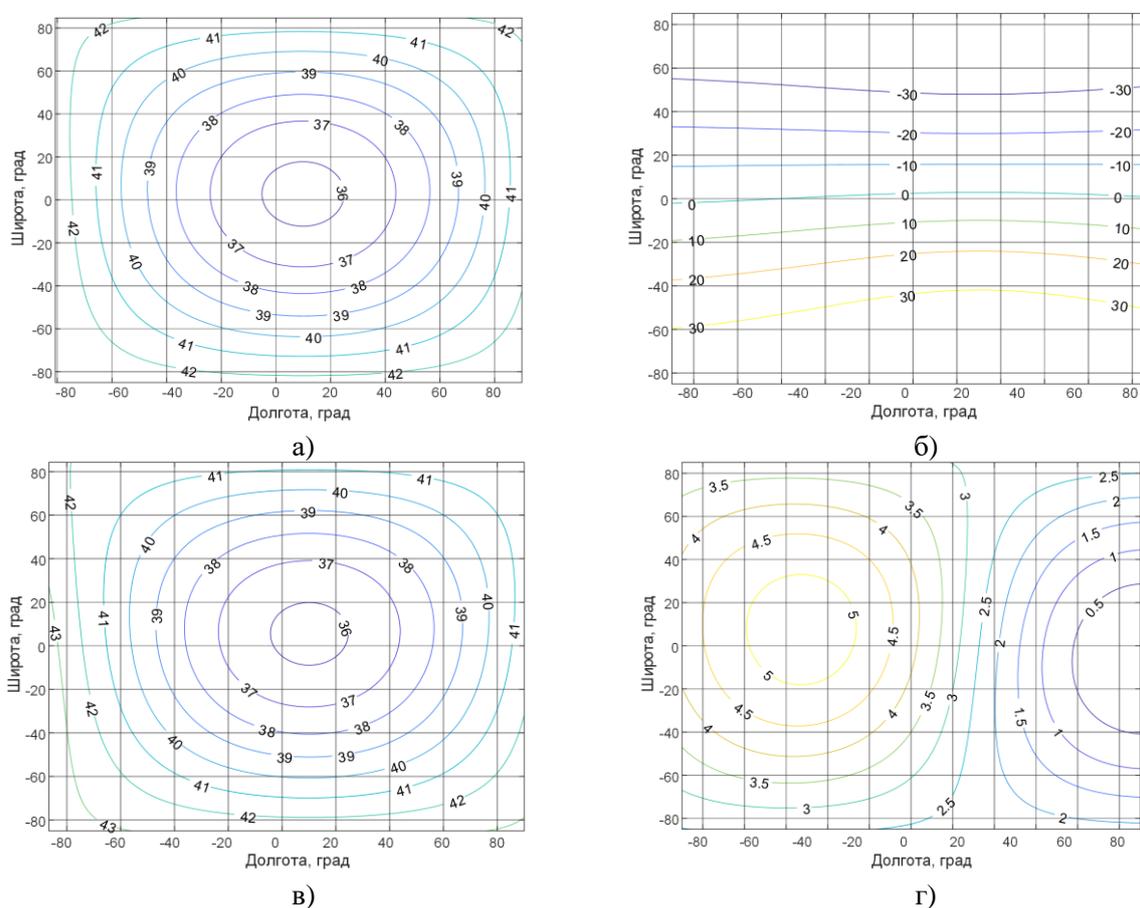


Рис. 4. Зависимость наклонной дальности [тыс. км] от АТ до КА (а, в) и радиальной скорости [м/с] (б, г) относительно точек земной поверхности в зоне обслуживания со значениями эксцентриситета $\ell = 0,001$ в различные моменты времени

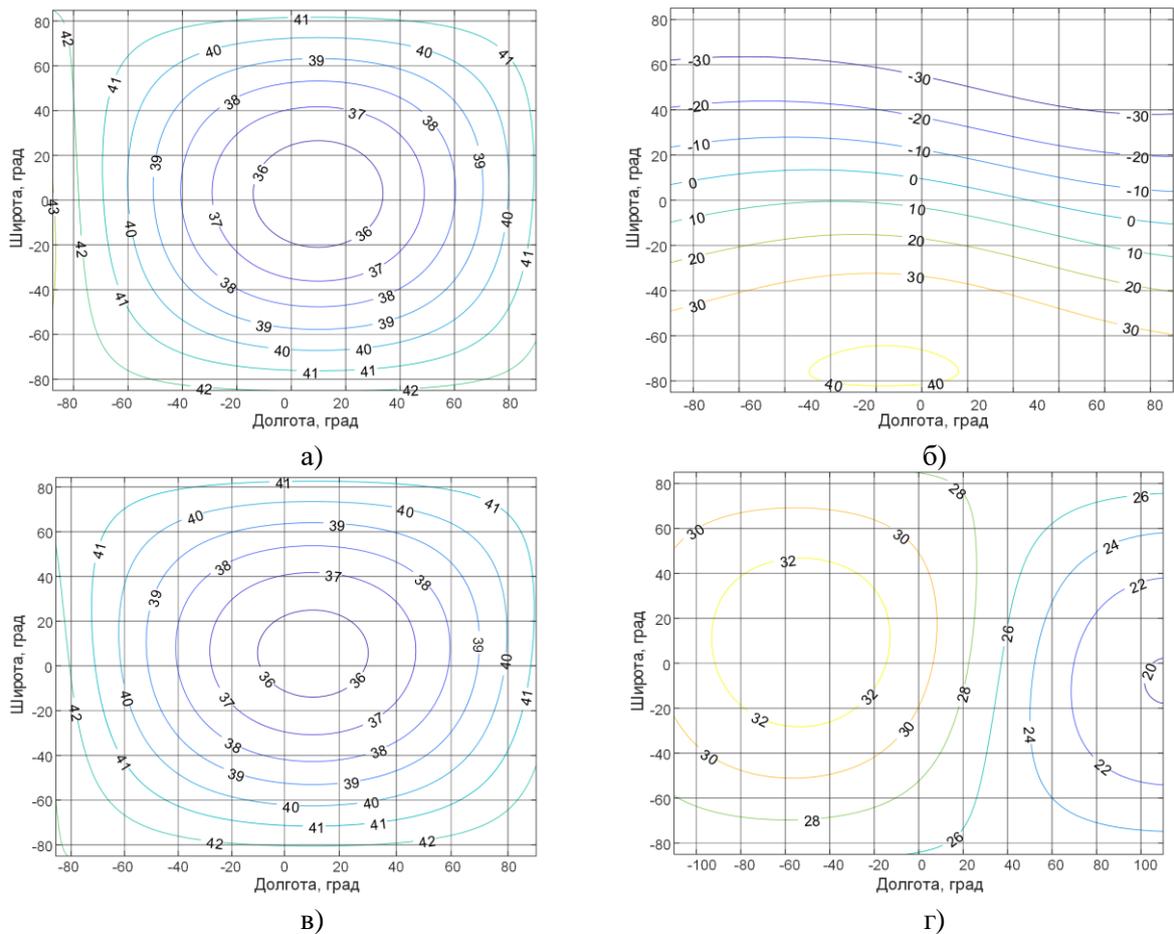


Рис. 5. Зависимость наклонной дальности [тыс. км] от АТ до КА (а, в) и радиальной скорости [м/с] (б, г) относительно точек земной поверхности в зоне обслуживания со значениями эксцентриситета $\ell = 0,01$ в различные моменты времени

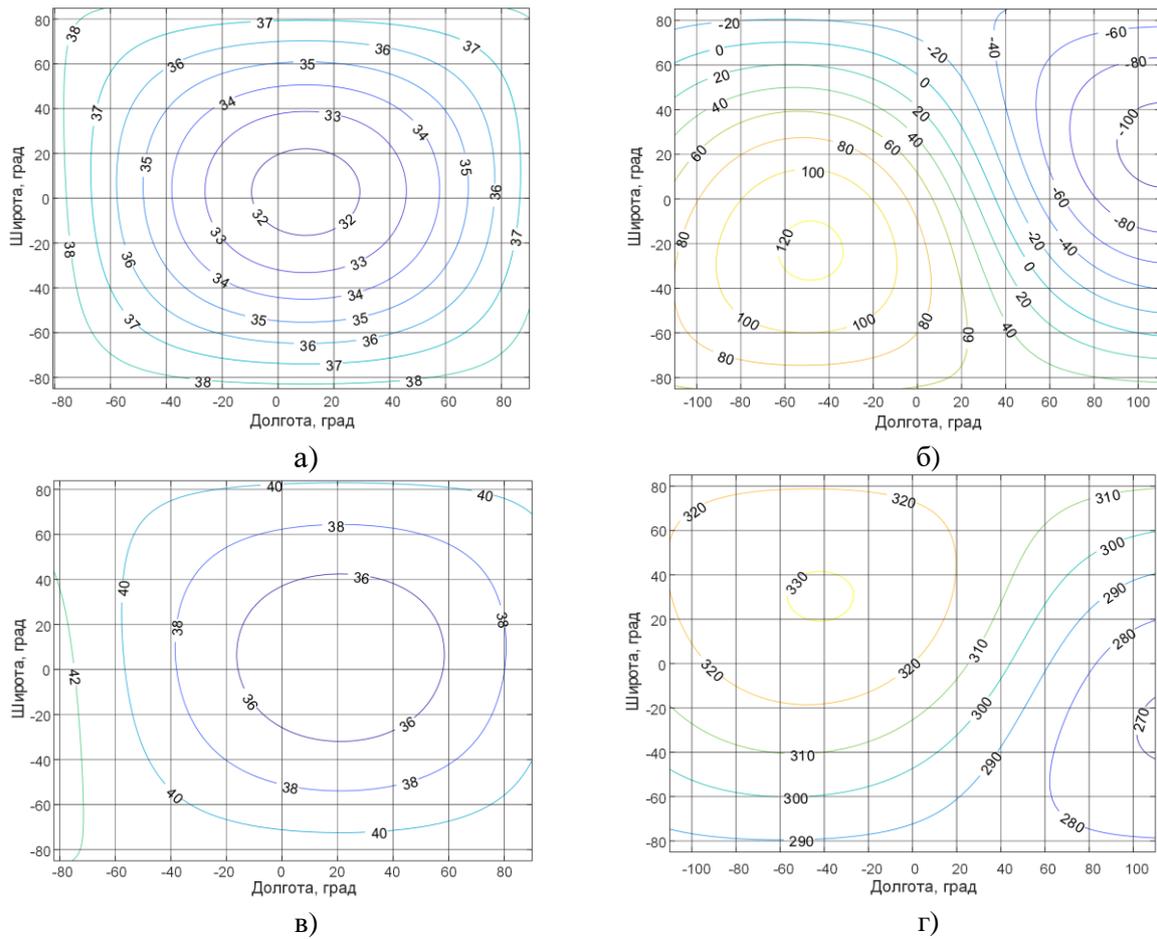


Рис. 6. Зависимость наклонной дальности [тыс. км] от АТ до КА (а, в) и радиальной скорости [м/с] (б, г) относительно точек земной поверхности в зоне обслуживания со значениями эксцентриситета $\ell = 0,1$ в различные моменты времени

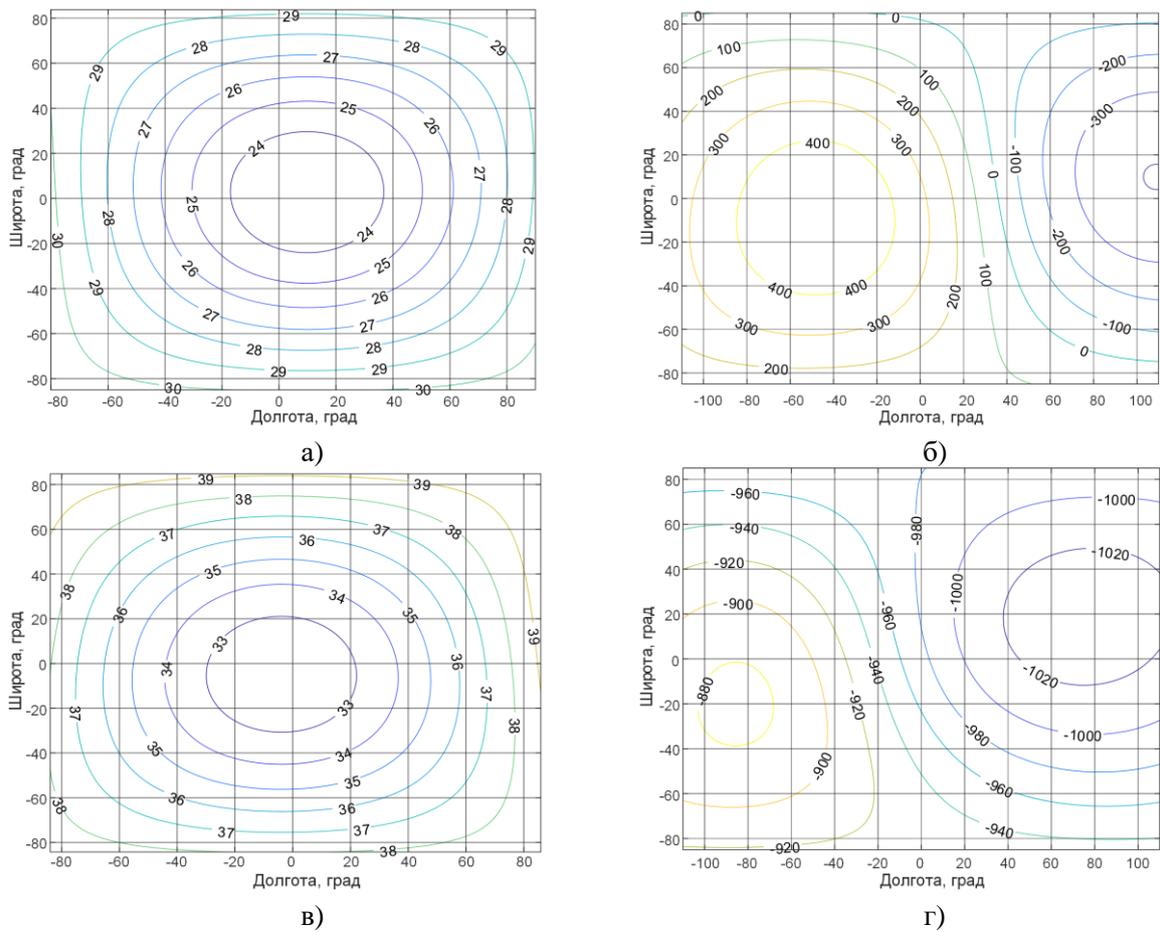


Рис. 7. Зависимость наклонной дальности [тыс. км] от АТ до КА (а,в,д,ж) и радиальной скорости [м/с] относительно точек земной поверхности в зоне обслуживания (б,г,е,з) со значениями эксцентриситета $\ell = 0,3$ в различные моменты времени

Характер изменения изолиний постоянной радиальной скорости несколько сложнее. Можно выделить следующие характерные особенности изменения радиальной скорости в пределах ЗРВ КА:

1. Величина радиальной скорости зависит от углового положения КА относительно перигея, принимая практически нулевые значения в точках апогея и перигея, а максимальные значения в точках, в которых аргумент широты перигея $\gamma = 90^0$ и 270^0 .

2. Кроме того, величина радиальной скорости при прочих равных условиях пропорциональна наклонению.

3. Форма и направление изолиний постоянной радиальной скорости определяется угловым смещением КА относительно перигея, принимая практически горизонтальное положение при пролете КА в районе экваториальной плоскости и близкое к вертикальному в районе вершин пространственной восьмерки траектории.

4. При пролете КА в районе экваториальной плоскости в пределах ЗРВ КА диапазон изменения доплеровского смещения частоты включает практически симметричные значения относительно нуля. В наиболее удаленных от экватора точках траектории такой закономерности не наблюдается.

5. В подавляющем большинстве случаев в пределах ЗРВ КА имеются области нулевых значений радиальной скорости.

Как следует из [10] достаточная для практики геолокации величина радиальной

скорости должна быть не меньше 0,5 м/с. Из приведенных рисунков 4-7 и расчетов следует, что такие значения обеспечиваются при наклонениях квазистационарных КА от $0,05^0$ и эксцентриситетах от 0,1. Однако, анализ представленных в таблице 2 данных показывает, что если указанное условие по наклонению выполняется для 75% КА, то условию по эксцентриситету не соответствуют параметры практически ни одного КА на ГСО. В этой связи в дальнейшем будем рассматривать только влияние наклонения на величину и характер изменения дальности и радиальной скорости квазистационарных КА при решении задач геолокации.

3. АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ НАКЛОНЕНИЯ КГСО НА ТОЧНОСТЬ ОЦЕНИВАНИЯ КИП РАДИОСИГНАЛОВ АТ

При решении задач геолокации наклонная дальность и радиальная скорость используются в качестве параметров положения (ПП). Однако они не могут быть измерены непосредственно, а вычисляются опосредованно, по результатам анализа определенных параметров радиосигналов, именуемых в данном контексте КИП. В качестве КИП для определения наклонной дальности выступает временная задержка, что обусловлено постоянством скорости распространения радиоволн в свободном пространстве. Для оценивания радиальной скорости в качестве КИП используется доплеровский сдвиг несущей или модулирующей частоты радиосигналов. Как было показано на рисунке 4, 5 данные параметры вследствие движения КА в пределах ЗРВ принимают различные значения, поэтому следует исследовать характер их изменения.

Перед непосредственным расчетом доплеровского смещения частоты определяется область поверхности Земли, на которой обеспечивается непрерывный прием радиосигналов КА при его суточном перемещении.

Это достигается путем пересечения областей ЗРВ КА в процессе его движения. Для определения границ ЗРВ можно воспользоваться известной зависимостью долготы λ от широты ψ , которая имеет вид:

$$\cos(\lambda - \lambda^{(ка)}) = \frac{1 + \left(\frac{R_3}{R_3 + h}\right)^2 - \frac{\cos^2\left(\gamma_{\min} + \arcsin\left(\frac{R_3}{R_3 + h}\gamma_{\min}\right)\right)}{\cos^2 \gamma_{\min}}}{2 \frac{R_3}{R_3 + h} \cos \psi}, \quad (5)$$

где R_3 - радиус Земли;

h - высота орбиты КА;

γ_{\min} - минимальный угол места наведения антенны АТ;

ψ - значение широты.

Таким образом, граница ЗРВ представляет собой окружность, полученную пересечением земной поверхности и конуса, с вершиной в центре Земли и углом при вершине $\beta = \arccos\left(\left(\frac{R_3}{R_3 + h}\right)\cos(\gamma_{\min}) - \gamma_{\min}\right)$. Рассчитав значения долготы для каждого значения широты, формируется ЗРВ КА. Полученная ЗРВ представляет собой область, границы которой являются крайними возможными положениями АТ, в которых возможна радиосвязь с КА.

Выполнив отбор точек земной поверхности, находящихся в ЗРВ, необходимо произвести расчет радиальной скорости между ними и КА в i -й момент времени в соответствии с выражением:

$$V_r^{(i,j)} = \frac{(x_i^{(cp)} - x_j^{(ar)}) \cdot v_i^{(x)} + (y_i^{(cp)} - y_j^{(ar)}) \cdot v_i^{(y)} + (z_i^{(cp)} - z_j^{(ar)}) \cdot v_i^{(z)}}{\sqrt{(x_i^{(cp)} - x_j^{(ar)})^2 + (y_i^{(cp)} - y_j^{(ar)})^2 + (z_i^{(cp)} - z_j^{(ar)})^2}}, \quad (6)$$

где $x_i^{(cp)}$, $y_i^{(cp)}$, $z_i^{(cp)}$ – координаты КА в i -й момент времени;

$x_j^{(ar)}$, $y_j^{(ar)}$, $z_j^{(ar)}$ – координаты j -го АТ.

$v_i^{(x)}$, $v_i^{(y)}$, $v_i^{(z)}$ – компоненты полного вектора скорости КА в i -й момент времени

в гринвичской системе координат (ГСК).

Оценка радиальной скорости КА $V_r^{(i,j)}$ в i -й момент времени относительно точек земной поверхности, попадающих в ЗРВ, может быть вычислена по величине доплеровского сдвига несущей частоты принимаемого сигнала следующим образом:

$$\tilde{V}_r^{(i,j)} = \frac{\tilde{F}_d^{(i,j)}}{f_j^{(изл)}} \cdot c = f_j^{(изл)} - f_j^{(прм)}, \quad (7)$$

где $\tilde{F}_d^{(i,j)}$ – измеренное значение доплеровского смещения несущей частоты принимаемого сигнала в i -й момент времени в j -ой точке ЗРВ;

$f_j^{(изл)}$ – частота излучения сигнала j -го АТ;

$f_j^{(прм)}$ – частота на приемной стороне сигнала j -го АТ;

$c = 299972458$ м/с – скорость распространения электромагнитных волн в свободном пространстве.

Для исследования возможности использования радиальной скорости КА относительно земной поверхности в качестве ПП и влияния на неё наклона необходимо проанализировать её изменение в пределах рассчитанной ЗРВ в результате суточного перемещения КА и определить районы, в которых возможна процедура ОМП с достаточной точностью.

Так как движение КА происходит неравномерно и нелинейно, а траектория описывает замкнутые кривые в гринвичской системе отсчета, то, в соответствии с законами небесной механики, имеются участки ускоренного или замедленного движения в этой системе координат, движения с максимальной скоростью и участки, в которых КА как бы замирает на незначительный период времени, изменяя свой вектор скорости практически на противоположный. Если рассматривать движение по траектории в форме восьмерки, то участкам максимальной скорости перемещения КА относительно земной поверхности соответствуют пролеты через экваториальную плоскость, а участкам с минимальной или нулевой скоростью – районы в вершинах пространственной восьмерки.

В связи с тем, что радиальная скорость $V_r^{(i,j)}$ квазистационарного КА для различных точек земной поверхности зависит от целого ряда факторов, таких как координаты точек на Земле, направление и скорость движения КА, участок орбиты КА, определяемый моментом времени, для которого осуществляется оценивание $V_r^{(i,j)}$, то эта зависимость является многопараметрической:

$$V_r^{(i,j)} = F(\lambda, \varphi, t, V_x, V_y, V_z).$$

При этом вычисление текущих координат и скорости КА осуществляется путем решения системы дифференциальных уравнений. В этой связи получить явную аналитическую зависимость радиальной скорости $V_r^{(i,j)}$ относительно точек земной поверхности для заданного момента времени не представляется возможным. В таких условиях наиболее удобно использовать статистические оценки параметров,

интегральные или дифференциальные, полученные в результате имитационного моделирования.

Интегральная оценка в виде математического ожидания значения абсолютного значения $V_r^{(i,j)}$ по всей ЗРВ может быть рассчитана для случая непрерывного изменения радиальной скорости как:

$$V_{rj} = \frac{\iint |V(\phi, \lambda)| d\phi d\lambda}{S_{\phi, \lambda}}, \quad (8)$$

где $V(\phi, \lambda)$ – значение радиальной скорости для точек ЗРВ с долготой λ и широтой ϕ в пределах ЗРВ;

$S_{\phi, \lambda}$ – площадь ЗРВ.

Для случая дискретного расчета по заданному объему точек земной поверхности получим выражение:

$$V_{r\Sigma} = \frac{\sum_{i,j} |V_{i,j}|}{N}, \quad (9)$$

где N – число точек ЗРВ, для которых проводится расчёт.

Данная оценка характеризует среднее значение модуля радиальной скорости по всей ЗРВ, однако она не позволяет оценить качество решения задачи ОМП для конкретных территорий или координат, а также ответить на вопрос, в каких областях ЗРВ вообще возможно осуществление процедуры ОМП.

В качестве дифференциальной оценки могут использоваться либо максимальное, либо минимальное значение радиальной скорости в пределах ЗРВ:

$$V_{r\partial}^{(i,j)} = \min(\max) |V_r^{(i,j)}|. \quad (10)$$

При этом на основании свойства 5 очевидно, что минимальное значение почти в каждом случае будет равняться 0. Максимальное же значение характеризует области с наилучшим качеством решения задачи ОМП. Данные оценки являются точечными, позволяют выявить наиболее и наименее выгодные координаты точек ЗРВ для ОМП. Однако, такая оценка не характеризует в общем насколько данную конфигурацию системы ОМП и параметры движения КА целесообразно использовать.

В связи с вышесказанным для характеристики удобства использования той или иной конфигурации системы ОМП в дальнейшем будем использовать гистограммы распределения значений радиальной скорости КА в пределах ЗРВ.

Гистограммы распределения модуля радиальной скорости $V_r^{(i,j)}$, полученные по результатам имитационного моделирования движения КА для различных условий, приведенных в таблице 3, представлены на рисунке 8.

Таблица 3. Исходные данные моделирования

Параметры моделирования	Арабсат 5a	Интелсат 905	Нсс-7	Ссс 10
Количество АТ в ЗРВ КА	841	841	841	841
Шаг расположения АТ на земной поверхности, град.	5	5	5	5
Подспутниковая точка, град.	45 в.д.	75 в.д.	20 з.д.	25 з.д.
Наклонение орбиты, град.	0,804	2,535	5,605	8,558
Эксцентриситет	0,0002973	0,0057590	0,0002578	0,0002142
Период наблюдения, мин.	1440	1440	1440	1440

Как можно увидеть на представленных гистограммах (рисунок 8) наиболее пригодными для использования доплеровского смещения частоты в качестве КИП

являются участки полета КА в районе экватора, а наименее приемлемыми – в вершинах пространственных восьмерок траектории полёта.

Кроме того, следует отметить, что не все орбиты в принципе пригодны для ОМП радиально-скоростными методами. В частности, для участков ЗРВ орбит КА с параметрами (8, а), где радиальная скорость превышает пороговое значение 0,5 м/с.

Несмотря на то, что гистограммы распределения радиальной скорости характеризуют потенциальную возможность использования орбит с заданными параметрами для решения задач геолокации, они не дают достаточно полного ответа на вопрос о качестве решения задач ОМП в заданных позициях искомого АТ при текущих параметрах движения квазистационарного КА по орбите.

Для ответа на данный вопрос воспользуемся теорией скалярного поля, а в качестве меры пригодности текущих параметров движения КА для геолокации будем использовать градиент линий постоянной V_r .

Семейство линий постоянной радиальной скорости можно рассматривать как линии уровня плоского скалярного поля величины V_r .

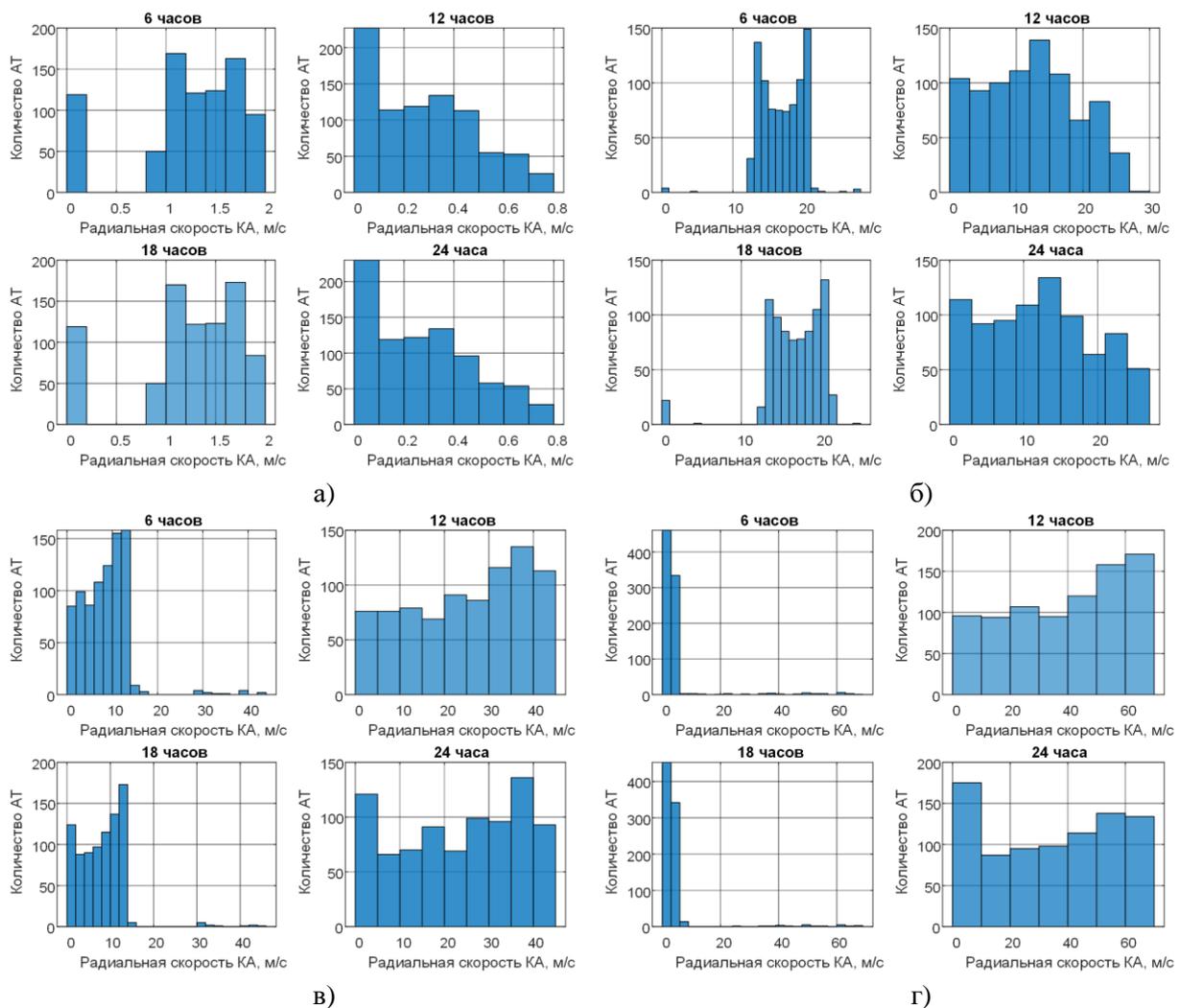


Рис. 8. Зависимость распределения значений радиальной скорости КА на КГСО от расположения АТ в глобальной ЗРВ для различных участков траектории полета КА: а) «Арабсат 5а»; б) «Интелсат 905»; в) «Нсс-7»; г) «Сес 10»

Тогда модуль градиента линий постоянной V_r может быть вычислен как:

$$|\text{grad } V_r| = \frac{\partial V_r}{\partial n}, \quad (11)$$

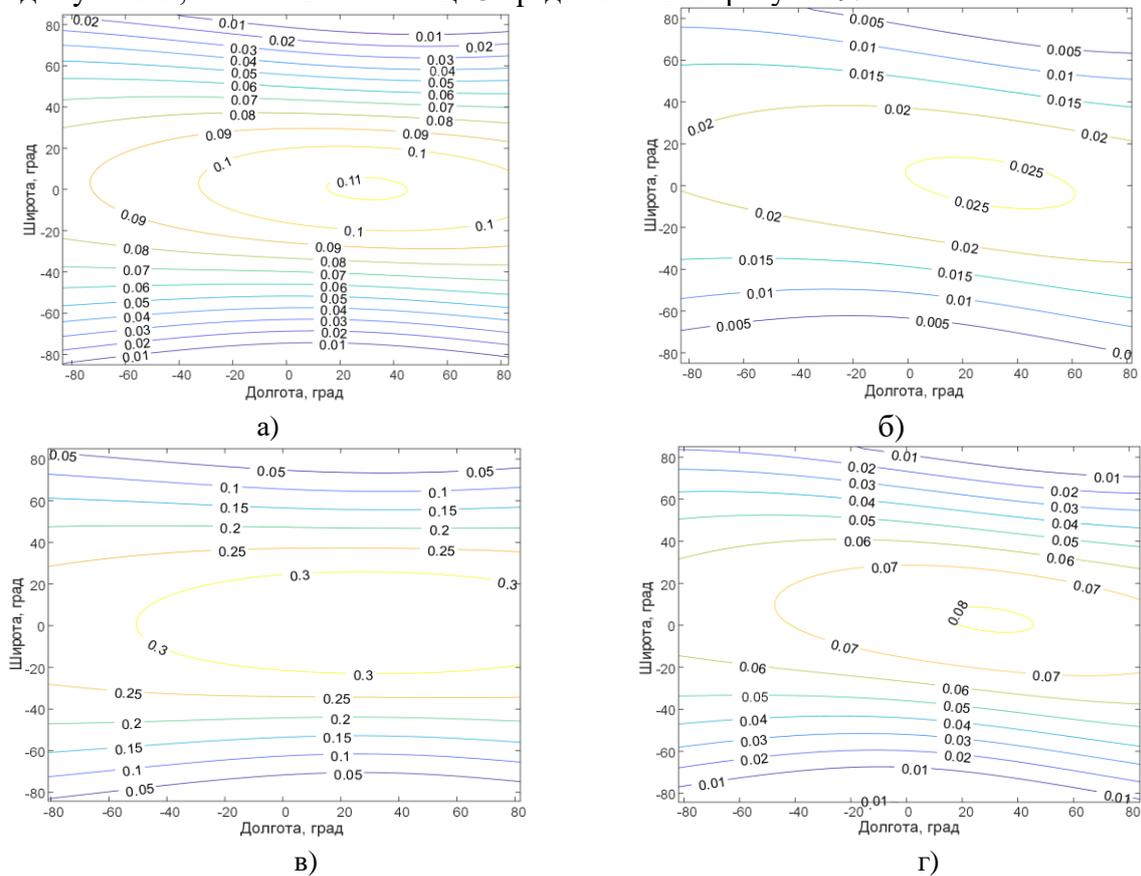
где $V(\phi, \lambda)$ – значение радиальной скорости для точек ЗРВ с долготой λ и широтой ϕ в пределах ЗРВ.

Отсюда, переходя от дифференциалов к конечным приращениям, для ошибки линии положения можно записать:

$$\Delta n = \frac{\Delta V_r}{|\text{grad } V_r|}. \quad (12)$$

Следовательно, наличие информации о значении градиента радиальной скорости V_r при известном значении величины её ошибки, позволяет определять ошибку линий положения, а значит и качественно оценивать точность ОМП, обеспечиваемую текущими параметрами движения КА.

Результаты расчета градиента скалярного поля V_r в виде линий постоянного значения в пределах ЗРВ, ограниченной 81° по широте и долготе относительно подспутниковой точки КА для условий, описанных в таблице 3 представлены на рисунке 9.



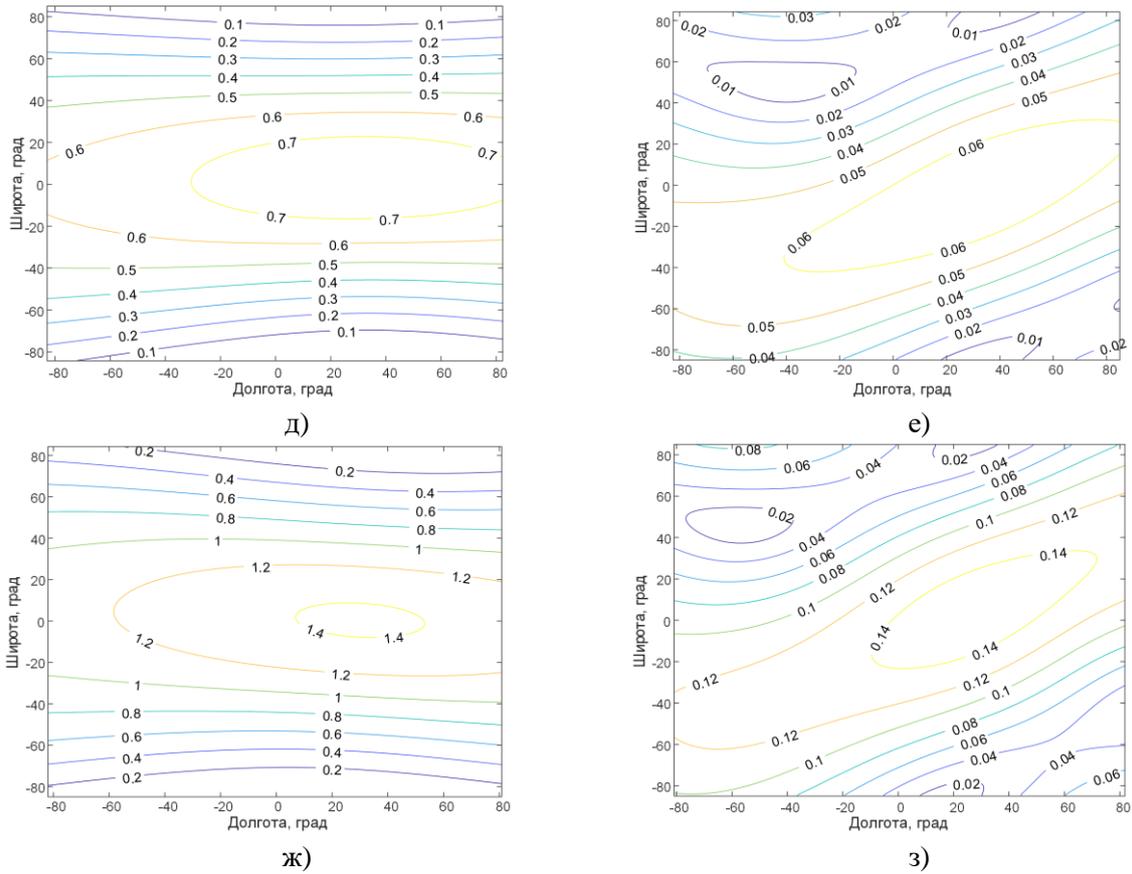


Рис. 9 Зависимость градиента [град] скалярного поля V_r относительно точек ЗРВ для квазистационарных КА с наклоном: а, б) $i = 0,804$; в, г) $i = 2,535$; д, е) $i = 5,605$; ж, з) $i = 8,558$ в различные моменты времени

Данные графики показывают, какую ошибку в значении радиальной скорости в м/с вызовет ошибка линии положения в 1° , либо же иначе, какая ошибка в измерении радиальной скорости вызовет ошибку линии положения на карте величиной 1° . Существующие аппаратно-технические средства позволяют измерять частоту с ошибкой не хуже 1 Гц для отношения сигнал/шум в радиоканале 10 дБ. Это позволит оценивать радиальную скорость, в соответствии с выражением (7) с погрешностью 0,1 м/с. Как видно из представленных на рисунке 9 диаграмм, данная точность обеспечивает ошибку линии положения постоянной радиальной скорости для КА с наклоном более 1° в пределах от $0,01^\circ$ до $1,4^\circ$, а для КА с наклоном менее 1° в пределах от $0,005^\circ$ до $0,11^\circ$. Таким образом, представляется возможным оценивать применимость текущих параметров движения КА для ОМП. Ошибка места при решении задач геолокации будет пропорциональна ошибкам линий положения, но кроме того еще и зависеть от углов, под которыми линии положения пересекаются в точке оценочного расположения АТ, которые определяются пространственно-временной конфигурацией системы ОМП.

Для оценки точности ОМП используется геометрический фактор снижения точности, определяющий число, в которое ошибка ОМП превышает ошибку определения параметра местоположения. Однако его расчет и выбор оптимальной конфигурации системы ОМП представляет собой самостоятельную и достаточно трудоёмкую задачу и будет являться предметом дальнейших исследований.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенный анализ влияния параметров орбиты СР, таких как наклонение и эксцентриситет, на величину радиальной скорости между КА и поверхностью земли позволил сделать вывод, что основной вклад в суммарное значение V_r для действующих КА вносит наклонение плоскости орбиты. При этом влияние эксцентриситета для геостационарных КА с фактическими параметрами орбит на несколько порядков ниже.

Исследование зависимости распределения радиальной скорости КА в пределах ЗРВ от наклонения показало, что пороговому требованию для средств спутниковой геолокации к величине радиальной скорости соответствуют порядка 75% функционирующих КА. Однако кроме абсолютной величины наклонения важным параметром также является участок орбиты КА или, что тоже самое значение угла истинной аномалии. Наилучшие результаты с точки зрения геолокации могут быть достигнуты при использовании участков орбиты в районе экваториальной плоскости, для которых значения радиальной скорости достигают максимальных значений.

Анализ градиента поля значений радиальной скорости в пределах ЗРВ показал, что для СР с наклонением орбиты более 1° , отклонение линий положения от истинного при ошибке измерения радиальной скорости в 1 м/с составляет порядка $0,5^\circ$, для наклонений в диапазоне $0,1-1^\circ$ не превышает 5, что позволяет качественно оценить точность ОМП АТ и определять наиболее выгодные варианты конфигурации системы геолокации.

Дальнейшие исследования целесообразно сфокусировать на исследовании вопросов точности геолокации, достигаемой при различных параметрах орбит квазистационарных КА, которая может быть охарактеризована значением геометрического фактора системы ОМП, а также на изучении вопросов выбора оптимальной конфигурации системы ОМП.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А. Автоматизированные системы радиоконтроля и их компоненты. Под редакцией А.М. Рембовского. – М: Горячая линия – Телеком, 2018. – 424 с: ил.
2. Нормы Государственной комиссии по радиочастотам 17-13. Радиопередатчики всех категорий гражданского применения. Требования на допустимые отклонения частоты с изменениями от 07.2015.
3. Семенюк С.С., Абакумов А.Н. Исследование влияния геометрической конфигурации разностно-дальномерной системы на точность определения местоположения абонентских терминалов спутниковых систем связи // Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского. СПб.: ВКА имени А.Ф. Можайского. - Вып. 644. -2014. С. 40 -50.
4. Агиевич С.Н., Галл Р.Д., Кельян А.Х., Коновалов В.Е., Потапов С.Г. Анализ возможностей использования геостационарных спутников-ретрансляторов для решения задач радиомониторинга // Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского. СПб.: ВКА имени А.Ф. Можайского. - Вып. 672. - 2020. С. 48-60.
5. Севидов В.В. Варианты реализации разностно-дальномерного метода определения координат земных станций по сигналам спутников-ретрансляторов // Сборник докладов III Международной научно-технической конференции «Радиотехника, электроника и связь». Омск: Издательский дом «Наука», 2015. С. 303-308.
6. Кукк, К.И. Спутниковая связь: прошлое, настоящее, будущее - М.: Горячая линия – Телеком, 2015. 258 с.
7. UCS Satellite Database [электронный ресурс] / Union Concerned Scientists URL: <https://www.ucsusa.org/resources/satellite-database> (дата обращения 06.03.2023).

8. Эскобал, П. Методы определения орбит: пер. с англ. / под ред. В.Г.Демина. – М.: Мир, 1970. – 472 с.
9. Власов, С.А., Мамон П.А. Теория полета космических аппаратов: учеб. пособие. – СПб.: ВКА, 2007. – 435 с.
10. Волков Р. В. Точность геолокации разностно-дальномерным методом с использованием спутников-ретрансляторов на геостационарной орбите / Волков Р.В., Севидов В.В., Чемаров А.О. // Известия СПбГЭТУ «ЛЭТИ». СПб.: ЛЭТИ, 2014. № 9. – С. 12-18.

REFERENCES

1. Rembovsky A.M., Ashikhmin A.V., Kozmin V.A. Automated radio monitoring systems and their components / Edited by A.M. Rembovsky. - M: Hotline - Telecom, 2018.- 424 s: ill. (In Russian).
2. Norms of the State Commission on Radio Frequencies 17-13. Radio transmitters of all categories of civilian use. Frequency tolerance requirements with variations dated 07.2015.
3. Semenyuk S.S., Abakumov A.N. Investigation of the influence of the geometric configuration of the differential-range-finder system on the accuracy of determining the location of subscriber terminals of satellite communication systems // Proceedings of the A.F. Mozhaisky Military Space Academy. SPb.: VKA named after A.F. Mozhaisky. - Issue. 644.-2014. S. 40-50. (In Russian)
4. Agievich S.N., Gall R.D., Kelyan A.Kh., Konovalov V.E., Potapov S.G. Analysis of the possibilities of using geostationary relay satellites for solving radio monitoring problems // Proceedings of the A.F. Mozhaisky Military Space Academy. SPb.: VKA named after A.F. Mozhaisky. - Issue. 672. -2020. S. 48 -600. (In Russian)
5. Sevidov V.V. Variants of the implementation of the differential-range-finding method for determining the coordinates of earth stations from the signals of relay satellites. Collection of reports of the III International Scientific and Technical Conference "Radio Engineering, Electronics and Communication" [Radio Engineering, Electronics and Communication]. Omsk: Publishing house "Science", 2015. S. 303-308. (In Russian)
6. Kuk K.I. Satellite communication: past, present, future - M.: Hotline - Telecom, 2015. 258 p.
7. UCS Satellite Database [electronic resource] / Union Concerned Scientists URL: <https://www.ucsusa.org/resources/satellite-database> (date of the application 06.03.2023).
8. Escobal P. Methods for determining orbits: per. from English. / ed. V.G. Demina. – М.: Мир, 1970. – 472 p. (In Russian)
9. Vlasov, S.A., Mamon P.A. Theory of spacecraft flight: textbook. allowance. - St. Petersburg: VKA, 2007. - 435 p. (In Russian)
10. Volkov R.V., Sevidov V.V., Chemarov A.O. Geolocation accuracy by difference-range method using relay satellites in geostationary orbit. // Izvestiya SPbGETU "LETI". St. Petersburg: LETI, 2014. No. 9. - P. 12-18. (In Russian)

КОМПЛЕКСНАЯ СИСТЕМА ИДЕНТИФИКАЦИИ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ ПРИ КОНТРОЛЕ ОПТИЧЕСКИМИ И РАДИОЛОКАЦИОННЫМИ СРЕДСТВАМИ

К.К. Юсупов, В.С. Полубедов

Филиал военной академии РВСН, г. Серпухов, Россия

Аннотация. В статье рассматривается применение радиолокационно-оптической комплексной корреляционной системы идентификации воздушных целей с использованием дальностных портретов для проведения испытаний на полигонах. Данная система позволит компенсировать недостатки оптической и радиолокационной станций путем их совместного использования в одном комплексе, что позволит обеспечивать постоянную работоспособность станции.

Ключевые слова: измерительная информация, идентификация целей, комплексная система.

INTEGRATED TARGET IDENTIFICATION SYSTEM WITH CONTROL BY OPTICAL AND RADAR MEANS

K.K. Yusupov, V.S. Polubedov

Branch of the RVSН Military Academy, Serpukhov, Russia

Abstract. The article discusses the application of a radar-optical complex correlation system for identifying aerial targets using range portraits for testing at landfills. This system will make it possible to compensate for the shortcomings of optical and radar stations by using them together in one complex, which will ensure the constant operation of the station.

Keywords: measurement information, identification of goals, integrated system.

1. ВВЕДЕНИЕ

При функционировании полигонного испытательного комплекса (ПИК) летательных аппаратов важно обеспечить непрерывность, достоверность и точность контроля параметров полета объекта в процессе испытаний.

Непрерывность сопровождения испытуемого объекта обеспечивается радиолокационным наблюдением и распознаванием цели. Система радиолокационного распознавания образов, построенная на основе радиолокационных систем (РЛС) с контролем радиолокационных дальностных портретов (ДП), позволяет идентифицировать наблюдаемый объект и определить его ракурс. РЛС позволяет выполнять всепогодный контроль целью и потенциально может обеспечить обнаружение, сопровождение цели на больших расстояниях. Однако относительно низкие разрешающая способность и точность измерения координат ограничивают однозначность сопровождения ЛА радиолокационной системой, из-за чего возможна потеря его сопровождения.

Оптические системы наблюдения, применяемые в ПИК, обладают высокой точностью определения угловых координат и устойчивым сопровождением цели при ее перемещении. Однако, они не всепогодные и не могут обеспечить контроль в темное время суток. Даже в простых метеоусловиях на больших дальностях, несмотря на расширение спектрональности оптической системы от инфракрасного до ультрафиолетового, объект зачастую различается плохо.

Следовательно, актуальной является задача совмещения положительных качеств оптической и радиолокационной систем наблюдения, т.е. их комплексирование, что обуславливает необходимость разработки системы непрерывного сопровождения цели при выполнении летных испытаний. Эффективность сопровождения, вследствие уменьшения вероятности рассогласования целеуказаний операторами радиолокационного и оптического наблюдения, повышается.

2. РАЗРАБОТКА ПРИНЦИПИАЛЬНОЙ КОМПЛЕКСНОЙ СИСТЕМЫ.

Решение этой задачи следует искать в совмещении положительных качеств оптической и радиолокационной систем наблюдения. Вариант такой системы представлен на рисунке 1.

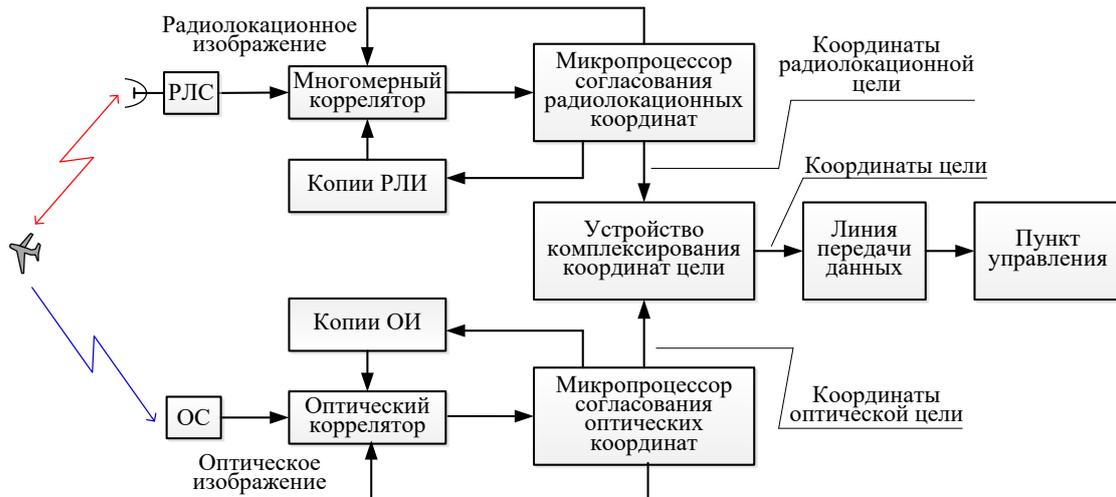


Рис. 1. Структурная схема комплексной системы идентификации ЛА.

Комплексную радиолокационно-оптическую систему непрерывного контроля (КРОС) ЛА предлагается построить с использованием дальностного радиолокационного портрета (ДП) цели.

В простейшем случае передатчик РЛС формирует последовательность с периодом T из $n \in N$, $N = 1, 2, 3, \dots$, гармонических, с прямоугольной огибающей радиолокационных зондирующих сверхвысокочастотных (СВЧ) импульсов электромагнитных колебаний (ЭМК), амплитуда которых U_0 , несущая частота ω_0 , начальная фаза φ_0 ; длительность τ_0 .

Принципиально дальностный портрет может быть получен моноимпульсной обработкой. Если зондирующий импульс РЛС:

$$u(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (1)$$

где $t \in [0, \tau_0]$ – текущее время в пределах длительности импульса, то при отражении от точечной цели на расстоянии D_0 на вход приемной антенны РЛС поступает радиоимпульс

$$u_0(t, D_0) = U(t, D_0) \cdot \cos[\omega(t + \tau_{D_0}) \cdot (t + \tau_{D_0}) + \varphi(t + \tau_{D_0})], \quad t \in n(T + \tau_0 + \tau_{D_0}), \quad (2)$$

где $\tau_{D_0} = 2D_0/c$ – время задержки ЭМК на трассе РЛС – цель; c – скорость распространения ЭМК.

Параметры сигнала (2) – функции текущего времени $t \in n(T + \tau_0 + \tau_{D_0})$ и дальности D_0 . Принцип формирования дальностного портрета цели представлен на рисунке 2.

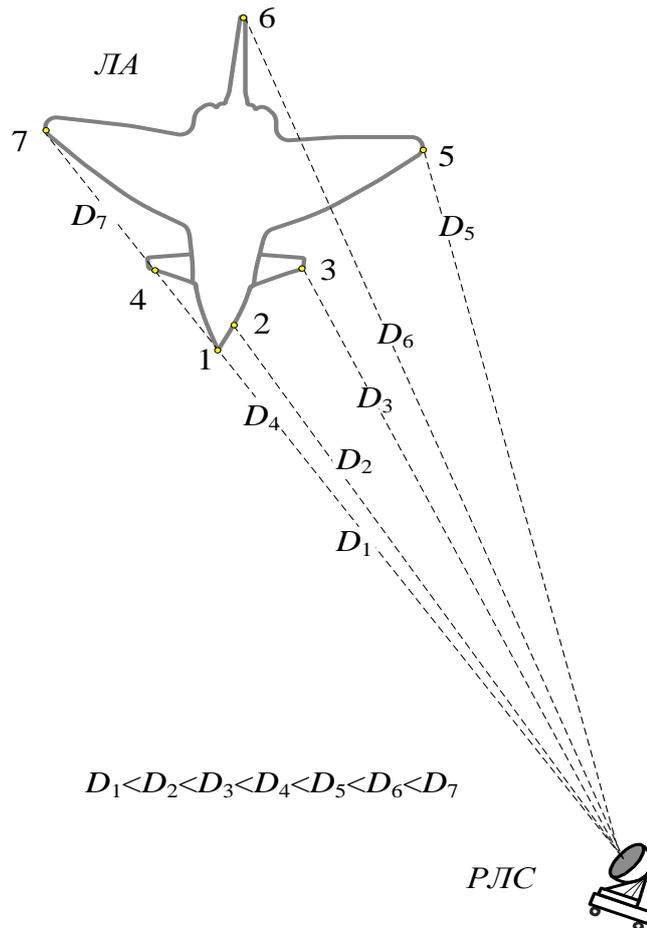


Рис. 2. Образование дальностного портрета цели.

Если цель протяженная с конечным числом блестящих точек дальности до которых D_i , $i = 1, 2, \dots, M$, то их расположение относительно РЛС всегда можно подчинить закономерности:

$$D_1 > D_2 > D_3 > D_4 > D_5 > D_6 > D_7, \dots, D_M. \quad (3)$$

Следовательно, один зондирующий импульс (1) при отражении целью «дробится» на M импульсов, аналогичных импульсу (2), в описаниях которых индекс 0 пробегает значения i от 1 до M :

$$u_i(t, D_i) = U(t, D_i) \cdot \cos[\omega(t + \tau_{Di}) \cdot (t + \tau_{Di}) + \varphi(t + \tau_{Di})], t \in n(T + \tau_0 + \tau_{Di}). \quad (4)$$

Импульсы (4) формируют, общем случае, результирующий входной сигнал приемника РЛС – дискретный дальностный портрет протяженной цели

$$u_{\text{дп}}(t) = \sum_{i=1}^M u_{\text{дп}}(t, D_i), \quad (5)$$

Анализ дальностного портрета (5) показывает, что объект радиолокации (цель) производит преобразование (искажение) параметров радиолокационного сигнала (1), которое включает:

а) внутриимпульсную амплитудную модуляцию $[U_0 \rightarrow U(t)]$ как естественное следствие флуктуации эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) в пределах протяженной цели из-за разнородности материалов покрытия отражающих элементов цели;

б) частотную модуляцию отраженного сигнала $\omega_0 \rightarrow \omega(t)$ вследствие непрерывного изменения каждой дальности D_i в выражении (4), что приводит к доплеровскому сдвигу сигнала, отраженного от каждой i -ой блестящей точки цели

$$F_i(t) = \frac{dD_i}{dt} \frac{2}{\lambda_0}, \quad (6)$$

где λ_0 – длина волны зондирующих ЭМК;

в) естественные скачки фаз отраженных ЭМК при переходе от одной блестящей точки к другой, так что $\varphi_0 \rightarrow \varphi(t)$;

г) уширение длительности отраженного импульса ЭМК, по сравнению с зондирующим: $\tau_0 \rightarrow \tau_0(t)$.

Показанные четыре составляющих дальностного портрета цели позволяют идентифицировать её с учетом ракурса наблюдения.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Применение радиолокационно-оптической комплексной многоканальной корреляционной системы идентификации воздушных целей с использованием дальностных портретов позволит обнаруживать и непрерывно сопровождать цель независимо от работоспособности радиолокационной или оптической подсистем, чем повысится эффективность полигонных испытаний летательных аппаратов.

За счет данного комплекса возможно компенсировать недостатки принципиально разных систем и использовать их лучшие стороны для получения достоверной и непрерывной информации об объекте.

ЛИТЕРАТУРА

1. Справочник по радиолокации / под ред. М. Скольника. Нью-Йорк. 1970: Пер. с англ. (в четырех томах) / Под общей ред. К.Н. Трофимова ; Том 2. Радиолокационные антенные устройства. Под. ред. П.И. Дудника. М.: Сов. Радио. 1977. -408с.
2. Ширман Я.Д., Горшков С.А., Лещенко С.П., Братченко Г.Д., Орленко В.М. Методы радиолокационного распознавания и их моделирование // Зарубежная радиоэлектроника. 1996. № 11. – С. 3–63.
3. Лещенко С.П. Развитие теории и техники радиолокационного распознавания воздушных целей // Прикладная радиоэлектроника. 2009. Т. 8, № 4. – С. 490-496.
4. Тощий А.В., Молчанов П.А., Пospelov Б.Б. Распознавание летательных аппаратов по радиолокационным дальностным профилям // Авиационно-космическая техника и технология. 2010. № 5 (72). – С. 77–82.

REFERENCES

1. Handbook of radar / edited by M. Skolnik. New York. 1970: Translated from English (in four volumes) / Under the general editorship of K.N. Trofimov ; Volume 2. Radar antenna devices. Edited by P.I. Dudnik. M.: Sov. Radio. 1977. -408s.
2. Shirman Ya.D., Gorshkov S.A., Leshchenko S.P., Bratchenko G.D., Orlenko V.M. Methods of radar recognition and their modeling // Foreign radio electronics. 1996. No. 11. – С. 3-63.
3. Leshchenko S.P. Development of the theory and technique of radar recognition of aerial targets // Applied radioelectronics. 2009. Vol. 8, No. 4. – С. 490-496.
4. Totsky A.V., Molchanov P.A., Pospelov B.B. Recognition of aircraft by radar official profiles // Aviation and space technology and technology. 2010. No. 5 (72). – pp. 77-82.

КОНЦЕПЦИЯ ПОСТРОЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ НА БАЗЕ УПРАВЛЯЕМЫХ ФОРМАЦИЙ БПЛА ДЛЯ КОНТРОЛЯ ОБЪЕКТОВ

А.А. Васильченко, В.С. Марюхненко, В.М. Орловский

Филиал Военной академии РВСН им. Петра Великого, Серпухов, Российская Федерация

Аннотация. В данной статье рассматривается концепция построения гибридных измерительных систем на базе управляемых формаций (роя) беспилотных летательных аппаратов для решения задач объективного контроля объектов. Приводится структура и порядок взаимодействия подсистем, состава оборудования типовых измерительных станций и применяемых методов радиотехнических измерений.

Ключевые слова: гибридная измерительная система; контроль параметров движения объектов, оптическая измерительная система, траекторные измерения.

THE CONCEPT OF BUILDING MEASURING SYSTEMS BASED ON CONTROLLED FORMATIONS OF UAVS FOR MONITORING OBJECTS

A. A. Vasilchenko, V.S. Maruhnenko, V.M. Orlovskiy

Branch of Military academy of Rocket Strategic forces of a name Peter the Great, Serpuhov,
Russian Federation

Abstract. This article discusses the concept of building hybrid measuring systems based on controlled formations (swarms) of unmanned aerial vehicles to solve the problems of objective control of objects. The structure and order of interaction of subsystems, equipment composition of standard measuring stations and applied methods of radio engineering measurements are given.

Keywords: hybrid measuring system; control of object motion parameters, optical measuring system, trajectory measurements.

1. ВВЕДЕНИЕ

В целях обеспечения непрерывности контроля объектов наблюдения (ОН) необходимо гибридное (комплексное) использование различных по физическим принципам получения измерительной информации радиотехнических средств (радиолокационных, оптических, инфракрасных, лидаров), дополняемое методами технического зрения, картографии и триангуляции.

Для обеспечения возможности перемещения измерительных станций в пространстве в качестве мобильных платформ могут быть использованы беспилотные летательные аппараты (БПЛА) со специализированным оборудованием.

2. ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ БПЛА

В настоящее время практика применения БПЛА достаточно обширна. БПЛА представляют собой автономные роботизированные системы, предназначенные для выполнения специальных задач с возможностью автоматического или ручного управления полетом с контролем положения и параметров:

- собственной траектории;
- траектории (параметров движения) воздушной цели;

- траектории наземной цели.

Управление современных БПЛА адаптировано к принятию решений при оперативном изменении задания, условий полета и возможного противодействия.

В этой связи следует отметить, что БПЛА имеет, как мобильная платформа, преимущества для размещения измерительного оборудования по сравнению со стационарным наземным размещением:

- мобильность;
- возможность адаптации конфигурации структуры измерительной системы в процессе съемки движущихся объектов с априорно неизвестной скоростью и сложными маневрами;
- возможность применения в условиях, недоступных для оператора;
- меньшие затраты на производство и техническое обслуживание по сравнению с пилотируемыми летательными аппаратами;
- возможность выполняемых маневров с перегрузкой, превышающей физические возможности человека;
- меньший расход топлива, возможность использования альтернативных видов топлива (энергии);
- меньшие размеры взлетно-посадочной полосы или участка местности, на котором осуществляется развешивания и запуск БПЛА;
- меньшая скорость подготовки (развешивания) к выполнению задач контроля ОН;
- применение общего хранилища по типу «облачного» сервера, повышающего надежность управления формацией БПЛА;

Тем не менее применение БПЛА сопряжено с рядом недостатков:

- перехват и подмена сигналов управления, сигналов навигационных систем (ГЛОНАСС, GPS), сигналов телеметрии БПЛА (может быть устранено путем расстановки источников реперной информации для решения задачи позиционирования);
- необходимость постоянного обмена информацией (как с наземными пунктами управления, так и в составе роя БПЛА);
- нестационарность каналов связи для передачи и приема измерительной информации.

3. СТРУКТУРА И ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ НА БАЗЕ УПРАВЛЯЕМЫХ ФОРМАЦИЙ БПЛА

БПЛА, как мобильная (подвижная платформа) позволяет размещение в бортовой части ряда измерительных систем, необходимых для реализации траекторных измерений, на основе которых реализуются:

1. Методы контроля внутри роя:

1) оптический:

- угломерный;

2) радиолокационный;

- угломерно-дальномерный;

- дальномерно-дальномерный;

- угломерно-угломерный;

3) лидарный (LiDAR);

- угломерно-дальномерный;

- дальномерно-дальномерный;

- угломерно-угломерный.

2. система обработки измерительных данных, в том числе:

1) внутри формации (роя);

2) между элементами роя и пунктом мониторинга.

Геометрическое представление задачи оценивания параметров траектории ОН реконфигурируемой системой ИС на базе БПЛА изображено на рисунке 1.

Рассматриваемая система траекторных измерений на базе БПЛА, состоит из нескольких измерительных станций (ИС) $ИС_n$ ($n=1, N, N>1$).

В евклидовом пространстве $R^3=R^3(x,y,z)$ введем следующие обозначения:

$$\mathfrak{R} = \bigcup_{n=1}^N \mathfrak{R}_n$$

- область пространства, занимаемая реконфигурируемой системой траекторных измерений на базе БПЛА;

$\vec{\rho}_n = [\rho_{n1}, \rho_{n2}, \rho_{n3}]^T$ - радиус-вектор, характеризующий положение ИС_n в общей системе координат $OXYZ$;

$\vec{v}_0 = [v_{01}, v_{02}, \dots, v_{0n}]^T$ - составной вектор скорости ИС_n в системе координат $OXYZ$;

$\vec{v}_{0n} = [v_{o_xn}, v_{o_yn}, v_{o_zn}]^T$ - вектор скорости каждой ИС_n в системе координат $OXYZ$;

$\vec{\lambda}_n = \left[\vec{\rho}_n^T, \vec{v}_{0n}^T \right]^T$ - вектор состояния ИС_n в системе координат $OXYZ$;

$\vec{\gamma}_n = [x_n, y_n, z_n]^T$ - вектор, описывающий положение ОН в местной системе координат $O_nX_nY_nZ_n$;

$\vec{v}_n = [v_{xn}, v_{yn}, v_{zn}]^T$ - вектор скорости ОН в системе координат $O_nX_nY_nZ_n$;

$\vec{P}_n = \left[\vec{\gamma}_n^T, \vec{v}_n^T \right]^T$ - вектор состояния ОН в системе координат $O_nX_nY_nZ_n$;

$\vec{\gamma} = [x, y, z]^T$ - радиус-вектор, описывающий положение ОН в общей системе координат $OXYZ$;

$\vec{v} = [v_x, v_y, v_z]^T$ - вектор скорости ОН в системе координат $O_nX_nY_nZ_n$;

$\vec{P} = \left[\vec{\gamma}^T, \vec{v}^T \right]^T$ - вектор состояния ОН в системе координат $OXYZ$;

Оси общей системы координат $OXYZ$ и систем координат ИС_n $O_nX_nY_nZ_n$ являются коллинеарными.

Функциональная зависимость между вектором измеряемых параметров P и вектором фазовых координат λ за время наблюдения T_n задается выражением вида [1, 2]:

$$P = \varphi(\lambda, t), \quad P \in R^3, \quad t \in [t_0, T_n] \quad (1)$$

Вектор результатов измерений с учетом ошибок описывается моделью:

$$\xi = \psi(\lambda, t, h), \quad \xi, h \in R^3, \quad t \in [t_0, T_n] \quad (2)$$

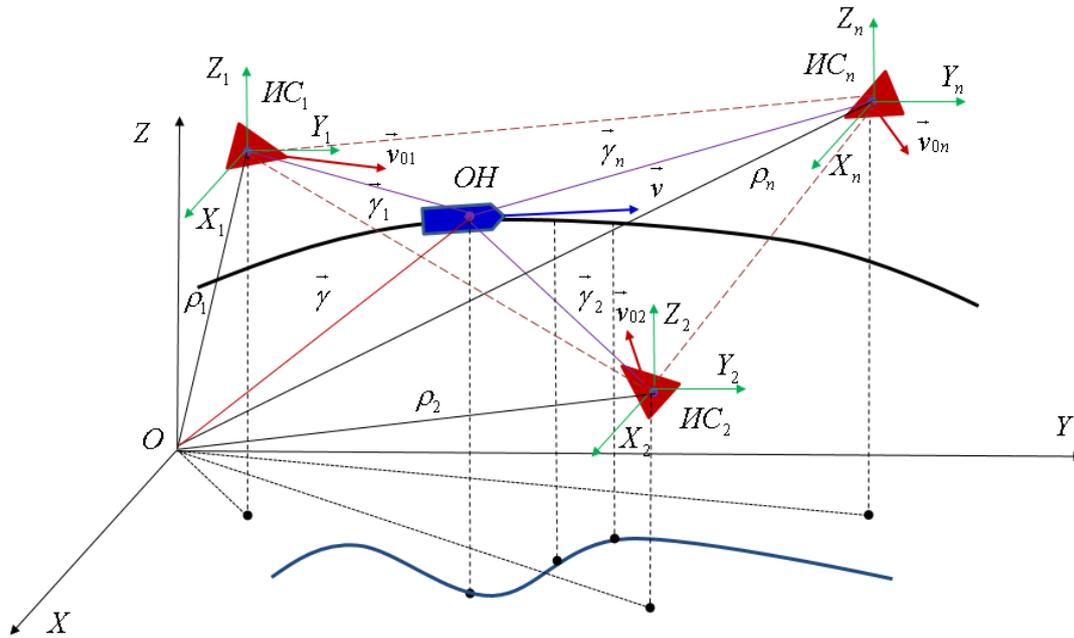


Рис. 1. Геометрическое представление задачи оценивания параметров траектории ОН реконфигурируемой системой ИС на базе БПЛА

Шум измерений характеризуется плотностью вероятности $p(h)$. При аппроксимации гауссовской плотностью вероятности вектор ошибок измерений будет определяться вектором математических ожиданий ошибок измерений m_h и ковариационной матрицей K_h [2]

Местоположение каждой ИС аналогично можно представить как результат оценки позиционирования по сигналам навигационных систем с наложением ошибок $p(h)$.

Оптическая измерительная система позволяет определение угловых координат ОН (углов, характеризующих положение ОН относительно ИС_n) и последующую оценку параметров траектории ОН угломерным методом. Данному случаю соответствует вектор неполномерных измерений вида $\lambda_i = [\alpha_i(t), \beta_i(t)]$. Поскольку количество составляющих вектора фазовых координат меньше размерности вектора измеряемых параметров, то необходимо объединение уравнений наблюдения относительно нескольких ИС (не менее 2) в систему алгебраических уравнений и последующее решение методом наименьших квадратов [1, 3, 4]. Измерения могут проводиться только в дискретные моменты времени.

Радиолокационная станция позволяет получение полномерного вектора измерений $\lambda_i = [\alpha_i(t), \beta_i(t), r_i(t)]$ и последующую оценку параметров траектории ОН угломерно-дальномерным методом. Измерения могут проводиться как в дискретные моменты времени, так и непрерывные моменты времени.

Лидарная система (Light Detection and Ranging) предназначена для обнаружения ОН, его сопровождения и построения 3D-панорамы окружающей местности. Преимуществом системы LiDAR на БПЛА является их меньшая зависимость от погодных условий и возможность работать на различных высотах, малые габариты и возможность обработки измерительной информации в ходе выполнения полетного задания.

Порядок взаимодействия систем БПЛА необходимых для реализации траекторных измерений представлен на рисунке 2.

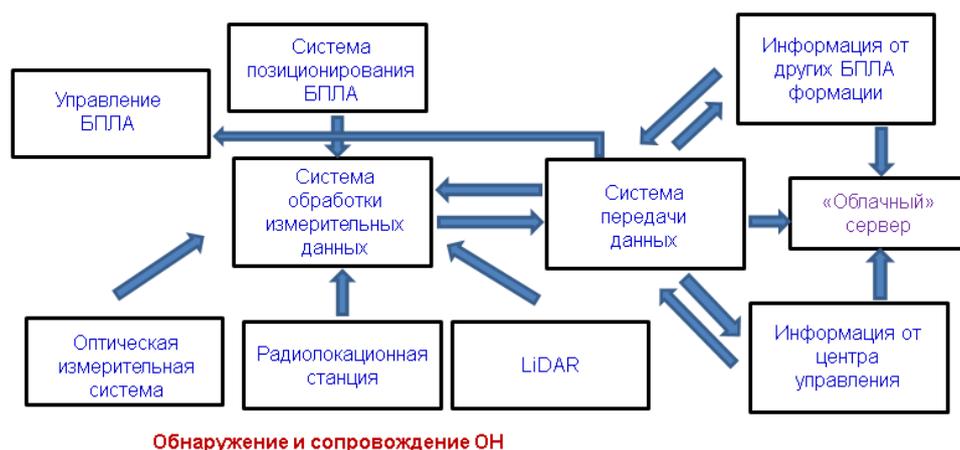


Рис. 2. Порядок взаимодействия систем БПЛА при реализации траекторных измерений

Как видно из рисунка 2, система обработки измерительных данных использует информации об оценке местоположения (позиционировании) БПЛА, результаты траекторных измерений относительно данной ИС_n (векторы фазовых координат), результаты позиционирования и измерительную информацию от других БПЛА формации (роя), информацию от центра управления. Управление БПЛА осуществляется либо централизованно по информации от центра управления, либо децентрализованно, по рассчитанному полетному заданию, обеспечивающему сопровождение ОН.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, применение БПЛА в качестве мобильной платформы с размещаемым измерительным и вспомогательным оборудованием, и последующее объединение данных БПЛА в управляемую формацию позволяет возможным проведение измерений параметров движения ОН и, в целом, повышение эффективности контроля объектов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Булычев Ю.Г., Манин А.П. Математические аспекты определения движения летательных аппаратов. М.: Машиностроение, 2000. – 264 с.
2. Булычев Ю.Г., Васильев В.В. Информационно-измерительное обеспечение натуральных испытаний сложных технических комплексов. – М.: Машиностроение – Полет, 2016. – 440 с.
3. Жданюк Б.Ф. Основы статистической обработки траекторных измерений. – М.: Сов. радио, 1978. – 384 с.
4. С.Р.Рао Линейные статистические методы и их применения. Главная редакция физико-математической литературы изд-ва «Наука». 1968. – 256 с.

REFERENCES

1. Bulychev Y.G., Manin A.P. Mathematical aspects of determining the motion of aircraft. Moscow: Mashinostroenie, 2000. – 264 p.
2. Bulychev Y.G., Vasiliev V.V. Information and measurement support of full-scale tests of complex technical complexes. – M.: Mashinostroenie – Polet, 2016. – 440 p.
3. Zhdanyuk B.F. Fundamentals of statistical processing of trajectory measurements. – M.: Soviet Radio, 1978. – 384 p.
4. S.R.Rao Linear statistical methods and their applications. The main edition of the physical and mathematical literature of the publishing house "Nauka". 1968. – 256 p.

ЛОКАЛИЗАЦИЯ ДВИЖУЩЕГОСЯ ИСТОЧНИКА ЗВУКА В ПРИСУТСТВИИ ИНТЕНСИВНЫХ ВНУТРЕННИХ ВОЛН

С. А. Пересёлков¹, В. М. Кузькин², Ю. В. Матвиенко³,
С. А. Ткаченко¹, П. В. Рыбьянец¹, И. М. Косенко¹, А. С. Переселков¹

¹Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

²Институт общей физики им. А.М. Прохорова Российской академии наук,
(ИОФ РАН), Москва, Россия

³Институт проблем морских технологий ДВО Российской академии наук,
(ИПМТ ДВО РАН), Владивосток, Россия

Аннотация. В мелководной акватории на основе численного моделирования рассматривается влияние интенсивных внутренних волн, вызывающих горизонтальную рефракцию волн звукового поля, на формирование голограммы движущегося источника. Оценено влияние возмущения на восстановление удаленности и радиальной скорости источника.

Ключевые слова: голографическая интерферометрия; интенсивные внутренние волны; голограмма; интерферограмма; океанический волновод; численное моделирование.

LOCALIZATION OF A MOVING SOUND SOURCE IN THE PRESENCE OF INTENSE INTERNAL WAVES

S. A. Pereselkov¹, V. M. Kuz'kin², Yu. V. Matvienko³,
S. A. Tkachenko¹, P. V. Rybyanets¹, I. M. Kosenko¹, A. S. Pereselkov¹

¹Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

²A.M. Prokhorov General Physics Institute of Russian Academy of Sciences,
(GPI RAS), Moscow, Russia

³Institute of Marine Technology Problems of FEB Russian Academy of Sciences
(IPMT FEB RAS), Vladivostok, Russia

Abstract. In a shallow water area, the influence of intense internal waves causing horizontal refraction of sound field waves on the formation of a hologram of a moving source is considered on the basis of numerical modeling. The influence of the internal waves on the estimation of the range and radial velocity of the source is analyzed.

Keywords: holographic interferometry; intense internal waves; hologram; interferogram; oceanic waveguide; numerical simulation.

1. ВВЕДЕНИЕ

При применении голографической интерферометрии к проблеме локализации малошумного источника звука принималось, что характеристики океанической среды в пространственно-временной области неизменны [1]. В данной работе, в рамках численного моделирования, рассмотрена устойчивость голографической обработки при обнаружении, восстановления радиальной скорости (проекция скорости в направлении на приемник) и удаленности источника в поле интенсивных внутренних волн (ИВВ), вызывающих горизонтальную рефракцию мод.

2. ХАРАКТЕРИСТИКИ ИНТЕНСИВНЫХ ВНУТРЕННИХ ВОЛН

В мелководных акваториях ИВВ представляют собой цуги интенсивных короткопериодных колебаний водной поверхности постоянной плотности, вызванные внутренними приливами, трактуемые как цуги солитонов, которые распространяются в направлении береговой кромки. Согласно экспериментальным данным для цугов солитонов характерны параметры: скорость $u \sim 0.5-1$ м/с, промежутки затишья $\delta L \sim 5-10$ км, длина $L \sim 2-4$ км, период $D \sim 200-400$ м (расстояние между гребнями соседних солитонов), полуширина $\eta \sim 50-150$ м, амплитуда $B \sim 10-30$ м [2]. Цуги солитонов характеризуются: а) анизотропностью в горизонтальной плоскости, радиус кривизны фронта $r = 15-25$ км; б) квазисинусоидальностью в направлении распространения, т.е. пространственным узким спектром; в) синхронностью вертикальных смещений по глубине, что свидетельствует о доминировании первой гравитационной моды. Эти факторы обуславливают горизонтальную рефракцию звуковых волн источника, если трасса расположена под малым углом к волновому фронту цуга солитонов.

3. ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖУЩЕГОСЯ ИСТОЧНИКА

На входе одиночного приемника в отсутствие ИВВ запишем квадрат модуля давления в переменных время-частота в виде суммы мод и применим к нему двумерное преобразование Фурье. На выходе интегрального преобразования голограмма представляет собой суперпозицию парциальных голограмм $F_{mn}(\tau, \tilde{\nu})$, обусловленных интерференцией m -й и n -й мод. В линейном приближении волноводной дисперсии спектральная плотность парциальной голограммы равна [1]

$$F_{mn}(\tau, \tilde{\nu}) = |S(\omega_0)|^2 A_m(\omega_0) A_n^*(\omega_0) \Delta\omega \Delta t \exp[i\Phi_{mn}(\tau, \tilde{\nu})] \times \frac{\sin\left\{\left[r_0 \frac{dh_{mn}(\omega_0)}{d\omega} - \tau\right] \frac{\Delta\omega}{2}\right\} \sin\left\{[wh_{mn}(\omega_0) + \tilde{\nu}] \frac{\Delta t}{2}\right\}}{\left[r_0 \frac{dh_{mn}(\omega_0)}{d\omega} - \tau\right] \frac{\Delta\omega}{2} [wh_{mn}(\omega_0) + \tilde{\nu}] \frac{\Delta t}{2}}, \quad (1)$$

$$\Phi_{mn}(\tau, \tilde{\nu}) = ((\tilde{\nu}\Delta t/2) - \tau\omega_0) + h_{mn}(\omega_0)((\Delta t w/2) + r_0). \quad (2)$$

Здесь τ и $\tilde{\nu} = 2\pi\nu$ – время и круговая частота голограммы; $\Delta\omega$ – полоса, ω_0 – средняя частота спектра; Δt – время наблюдения; r_0 – начальное расстояние в момент времени $t_0 = 0$; w – радиальная скорость. В (1) положено приближение $r_0 \gg w\Delta t$.

Спектральная плотность голограммы локализована в двух узких областях в форме фокальных пятен. Они расположены в первом и третьем квадрантах, если источник приближается к приемнику, $w < 0$; во втором и четвертом квадрантах, если источник удаляется от приемника, $w > 0$. Область локализации содержит $(M - 1)$ основных максимумов с координатами $(\tau_\mu, \tilde{\nu}_\mu)$, расположенными на прямой $\tilde{\nu} = \tilde{\epsilon}\tau$. Здесь $\mu = \overline{1, M-1}$ – номер фокального пятна, M число мод. В точках с координатами $(\tau_\mu, \tilde{\nu}_\mu)$ суммируются $(M - \mu)$ основных пиков. Линейные размеры фокальных пятен $\delta\tau$, $\delta\tilde{\nu}$ вдоль осей τ , $\tilde{\nu}$ не зависят от их номеров и равны: $\delta\tau = 4\pi/\Delta\omega$, $\delta\tilde{\nu} = 4\pi/\Delta t$.

По первому фокальному пятну, $\mu = 1$, ближайшему к началу координат, радиальная скорость и начальное расстояние оцениваются как

$$\dot{w} = -\kappa_w \tilde{\nu}_1, \quad \dot{r}_0 = \kappa_r \tau_1, \quad (3)$$

$$\kappa_w = (M - 1)[h_{1M}(\omega_0)]^{-1}, \quad \kappa_r = (M - 1)[dh_{1M}(\omega_0)/d\omega]^{-1}, \quad (4)$$

где $h_{mn} = h_m - h_n$, h_m – постоянная распространения моды номера m . Восстановленные параметры источника, в отличие от истинных значений, обозначены точкой сверху.

Голографическая обработка реализуется следующим образом. За время наблюдения Δt в полосе излучения $\Delta\omega$ вдоль интерференционных полос квазикогерентно накапливаются J независимых реализаций длительностью t_1 с временным интервалом t_2 между ними: $J = \Delta t / (t_1 + t_2)$. Формируется интерферограмма $I(\omega, t)$ и к ней применяется двумерное преобразование Фурье.

4. ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Распределение скорости звука по глубине показано на рис. 1. Частотный диапазон $\Delta f_1 = 100\text{--}120$ Гц. Параметры жидкого поглощающего дна: отношение плотности грунта и воды $\rho = 1.8$, комплексный показатель преломления $n = 0.84(1 + i0.03)$. Поле формировалось четырьмя модами. Постоянные распространения мод $h_m(\omega_0)$ и их производные по частоте $dh_m(\omega_0)/d\omega$ на средней частоте спектра $f_0 = 110$ Гц приведены в Таблице 1.

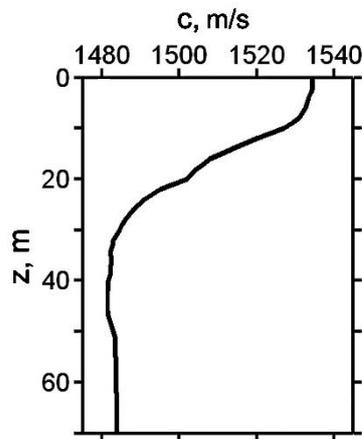


Рис. 1. Невозмущенный профиль скорости звука.

Таблица 1 Параметры мод волновода на частоте $f_0 = 110$ Гц

Номера мод, m	1	2	3	4
$h_m, \text{м}^{-1}$	0.4635	0.4557	0.4450	0.4310
$(dh_m/d\omega)/10^{-4}, \text{с/м}$	6.7624	6.8085	6.9014	7.0914

В начальный момент времени $t_0 = 0$ расстояние между источником и одиночным приемником $r_0 = 10$ км. Источник, расположенный на глубине $z_s = 20$ м, приближался к одиночному приемнику со скоростью $w = -1$ м/с. Приемник расположен на глубине $z_q = 45$ м. Задавался равномерный спектр. Импульсы длительностью $t_1 = 4$ с звукового давления регистрировались с периодичностью $t_* = 5$ с, ($t_* = t_1 + t_2$). В качестве модели возмущения выбран цуг, состоящий из трех одинаковых солитонов, движущейся по нормали к трассе. Параметры солитона: амплитуда $B = 20$ м, ширина $\eta = 200$ м, скорость $u = 0.7$ м/с, период $D = 250$ м. Ширина фронта возмущения превышает длину трассы. Время наблюдения $\Delta t = 20$ мин, за это время цуг солитонов полностью пересекал трассу.

Результаты моделирования приведены на рис. 2–4. Звуковое поле в точке приема рассчитывалось в рамках подхода вертикальные моды и параболическое уравнение в горизонтальной плоскости [3]. На голограммах пунктиром показана полоса, в которой сосредоточена спектральная плотность принимаемого сигнала. Линейные размеры полосы: $\delta t \approx 0.15$ с, $\delta\nu \approx 0.002$ Гц, что согласуется с теоретическими оценками размеров фокальных пятен $\delta t = 0.1$ с, $\delta\nu = 0.0017$ Гц.

На рис. 2 представлены интерферограмма и модуль голограммы невозмущенного поля в отсутствие пересечения цугом солитонов трассы. Координаты пика первого фокального пятна: $\tau_1 = 1.30 \cdot 10^{-1}$ с, $\nu_1 = 1.79 \cdot 10^{-3}$ Гц. Согласно (3) и данным табл. восстановленные параметры источника: $\dot{w} = -1.0$ м/с, $\dot{r}_0 = 11.8$ км. Угловой коэффициент интерференционных полос: $\delta f / \delta t \approx -0.015$ с⁻².

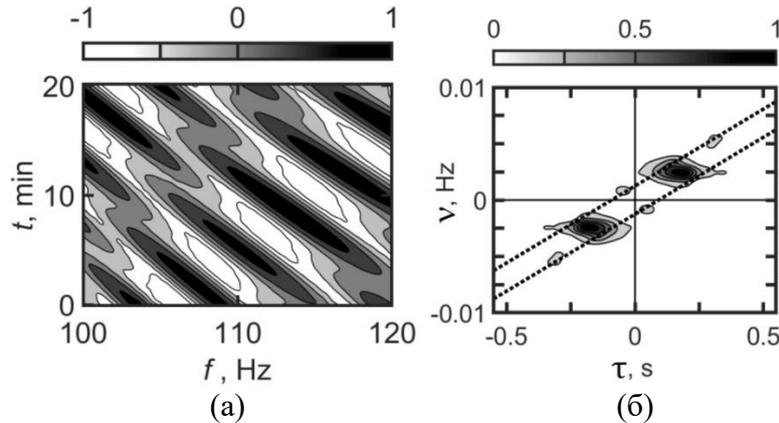


Рис. 2. Нормированные интерферограмма (а) и голограмма (б) в отсутствие возмущения.

Интерферограмма и модуль голограммы при пересечении цугом солитонов трассы показаны на рис. 3. Возмущение водной среды вызывает изменение показателя преломления. Это приводит к преобразованию интерференционных полос и конфигурации спектральных плотностей голограмм. На интерферограмме появляются горизонтальные полосы шириной $\Delta T_1 \approx 5.6$ мин с квазипериодической структурой расположения фокальных пятен. Линейные размеры фокальных пятен: $\delta f_1 \approx 2.4$ Гц, $\delta t_1 \approx 1.1$ мин. Масштабы периодичности максимумов фокальных пятен: $\delta \Lambda_1 \approx 5.6$ Гц, $\delta T_1 \approx 8.3$ мин. На голограмме спектральная плотность в форме фокальных пятен сосредоточена преимущественно на оси частоты, что дает представление о влиянии рефрагированного сигнала. В отличие от интерферограммы, конфигурация расположения фокальных пятен на голограммах позволяет отдельно наблюдать спектральные плотности невозмущенного и возмущенного полей. Под невозмущенным и возмущенным полями в присутствии ИВВ понимаются поля, формируемые прямым и рефрагированным сигналами.

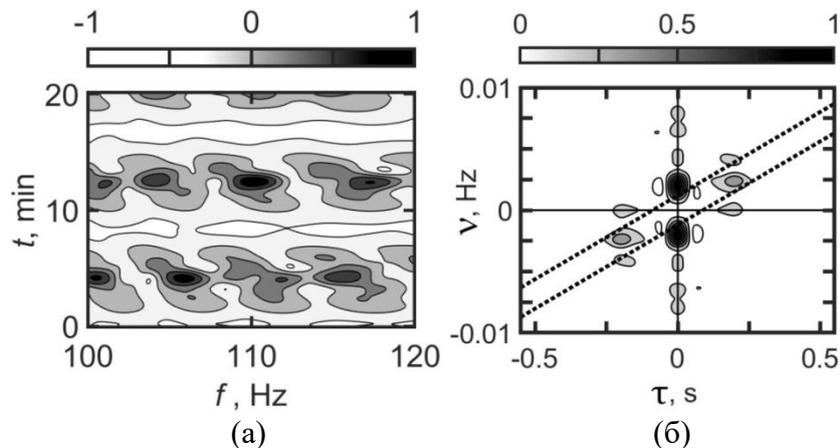


Рис. 3. Нормированные интерферограмма (а) и голограмма (б, г) в присутствии ИВВ.

Результаты очищения спектральной плотности голограммы от возмущенного поля в окрестности оси частоты ν и ее образ Фурье приведены на рис. 4. Конфигурации расположения спектральных плотностей на голограммах невозмущенного волновода (рис. 2б) и восстановленной при наличии ИВВ (рис. 4а) близки между собой. Координаты пика первого фокального пятна: $\tau_1 = 1.50 \cdot 10^{-1}$ с, $\nu_1 = 2.05 \cdot 10^{-3}$ Гц. Согласно (3) и данным табл. восстановленные параметры источника $\dot{w} = -1.2$ м/с, $\dot{r}_0 = 13.7$ км. Восстановленная интерферограмма невозмущенного поля в присутствии цуга солитонов представлена на рис. 4б. Угловые коэффициенты интерференционных полос оцениваются $\delta f / \delta t \approx -0.017$ с⁻², что близко к их значениям в отсутствие возмущения среды.

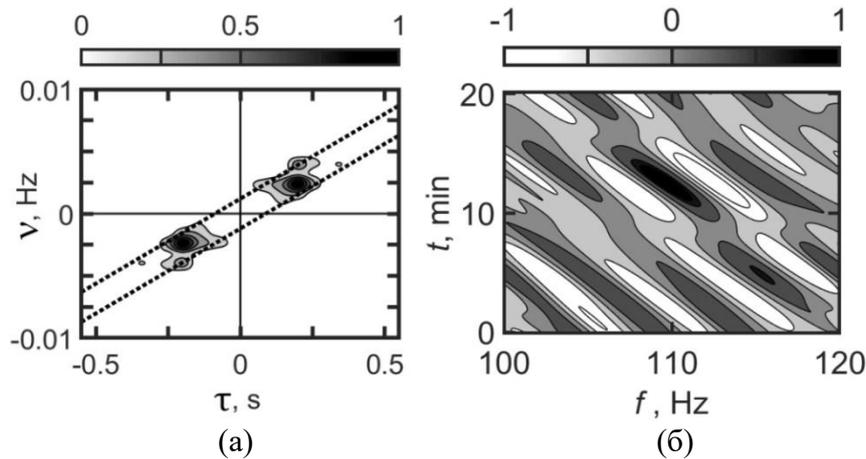


Рис. 4. Нормированные отфильтрованный от помехи модуль голограммы (а) невозмущенного поля и восстановленная интерферограмма (б).

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В рамках численного моделирования продемонстрирована устойчивость голографического метода локализации движущегося широкополосного источника звука в присутствии ИВВ, обуславливающих горизонтальную рефракцию звуковых волн. Устойчивость обработки основана на том, что на голограмме спектральные плотности невозмущенного и возмущенного полей не перекрываются, так что каждую из них можно наблюдать отдельно. Фильтрация этих областей дает возможность с минимальными искажениями восстановить голограмму невозмущенного поля движущегося источника в присутствии ИВВ и оценить его параметры. Применение к невозмущенной голограмме обратного преобразования Фурье позволяет реконструировать интерферограмму невозмущенного поля в присутствии ИВВ. Интерферограммы невозмущенного поля в отсутствие и в присутствии ИВВ различаются по контрастности, но их угловые коэффициенты интерференционных полос сопоставимы по величине.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при поддержке РФФ (проект 23-61-10024).

ЛИТЕРАТУРА

1. Кузнецов Г. Н., Кузькин В. М., Переселков С. А. Спектрограмма и локализация источника звука в мелком море // Акуст. журн., 2017, Т. 63, № 4. - С. 406-418.

2. Серебрянный А.Н. Проявление свойств солитонов во внутренних волнах на шельфе // Изв. АН СССР. Физика атмосферы и океана, 1993, Т. 29, № 2. - С. 285-293.
3. Кацнельсон Б. Г., Переселков С. А. Горизонтальная рефракция низкочастотного звукового поля, вызванная солитонами внутренних волн в мелководном волноводе // Акуст. журн., 2000, Т. 46, № 6. - С. 779-788.

REFERENCES

1. Kuznetsov G. N., Kuz'kin V. M., Pereselkov S. A. Spectrogram and localization of a sound source in a shallow sea // Acoustic Journal, 2017, V. 63, № 4. - Pp. 406-418.
2. Serebryany A. N. Manifestation of the properties of solitons in internal waves on the shelf // Izv. USSR Academy of Sciences. Atmosphere and Ocean Physics, 1993, V. 29, № 2. - Pp. 285-293.
3. Katsnelson B. G., Perestrokov S. A. Horizontal refraction of a low-frequency sound field caused by solitons of internal waves in a shallow waveguide // Acoustic Journal, 2000, V. 46, № 6. - Pp. 779-788.

ЛОКАЛЬНАЯ КОМПЛЕКСНАЯ НАВИГАЦИОННАЯ СИСТЕМА БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА.

В. С. Марюхненко, А. А. Карпушкин

Филиал Военной академии ракетных войск стратегического назначения им. Петра Великого (ФВА РВСН им. Петра Великого), Серпухов Россия

Аннотация. С целью создания навигационной системы высокой точности, простой в обслуживании, используемой организациями для патрулирования объектов, выявления дефектов на предприятии, измерений и т.д., при помощи беспилотных летательных аппаратов, отвечающей требованиям конфиденциальности, предлагается способ построения локальной комплексной навигационной системы, базирующейся на основе радионавигационной системы с использованием реперных источников радиоизлучения, инерциальной навигационной системы и оптической навигационной системы. Комплексирование данных навигационных датчиков осуществляется на основе линейной фильтрации Калмана, что позволяет достичь оптимальных показателей точности.

Ключевые слова: навигационная система, комплексирование навигационных датчиков, линейная фильтрация Калмана, реперный источник радиоизлучения.

LOCAL INTEGRATED NAVIGATION SYSTEM OF AN UNMANNED AERIAL VEHICLE.

V. S. Maryukhnenko, A. A. Karpushkin

Military Academy of the Strategic Missile Forces named after Peter the Great,
Serpukhov, Russia

Abstract. In order to create a navigation system of high accuracy, easy to maintain, used by organizations for patrolling objects, detecting defects in the enterprise, measurements, etc., using unmanned aerial vehicles that meet the requirements of confidentiality, a method is proposed for building a local integrated navigation system based on a radio navigation system using reference radio sources, an inertial navigation system and optical navigation system. Integration of navigation sensor data is carried out on the basis of linear Kalman filtering, which allows achieving optimal accuracy indicators.

Keywords: navigation system, integration of navigation sensors, linear Kalman filtering, reference source of radio emission.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время, беспилотные летательные аппараты (БПЛА) охватывают всё больше сфер деятельности, их применение становится неотъемлемой частью современного мира. В том числе, БПЛА стали широко использоваться для патрулирования территории объектов предприятий, жилых комплексов, контроля территории АЭС, ГЭС и т.д. Вместе с тем, встает вопрос о конфиденциальности информации. Например, предприятие не желает распространять информацию о местоположении принадлежащих ему объектов или же данная информация является коммерческой тайной. В таком случае использование общепринятых навигационных систем, базирующихся на основе GPS или ГЛОНАСС дает возможность контроля за БПЛА, использующих их, и влечет утечку информации.

Целью статьи является разработка локальной комплексной навигационной системы, отвечающей требованиям точности и конфиденциальности.

2. НАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ПРИ КОМПЛЕКСИРОВАНИИ

Радионавигационная система по реперным источникам радиоизлучения.

Такая система базируется на дальномерном методе определения координат объекта. Аналогично спутниковым навигационным системам, имеется 3 и более точек с известными координатами, получая радиосигнал с этих точек и составляя навигационное созвездие потребитель осуществляет расчет собственных координат. За одним лишь различием – в качестве точек с известными координатами используются не спутники, а радиореферы. Геодезическая служба развита достаточно, для того, чтобы с точностью до сантиметров определить местоположение любой точки на поверхности Земли. Предлагается на территории предприятия, АЭС, ГЭС, где требуется применение БПЛА, расположить комплекс радиореферов, осуществить привязку их к местности и к сигналам единого времени, а в дальнейшем использовать излучаемый ими сигнал в качестве опорного. Схема такой навигационной системы изображена на рисунке 1. В данной НС открывается возможность настройки радиопередатчиков таким образом, чтобы ограничить зону действия НС, а в использовании GPS и ГЛОНАСС не будет возникать необходимости. К тому же реперные источники просты в обслуживании, не требуют высоких мощностей передатчиков, и радиоволны при распространении подвергаются меньшим искажениям.

Согласно [1] модель наблюдения пространственных координат от НС по РИРИ можно представить в виде:

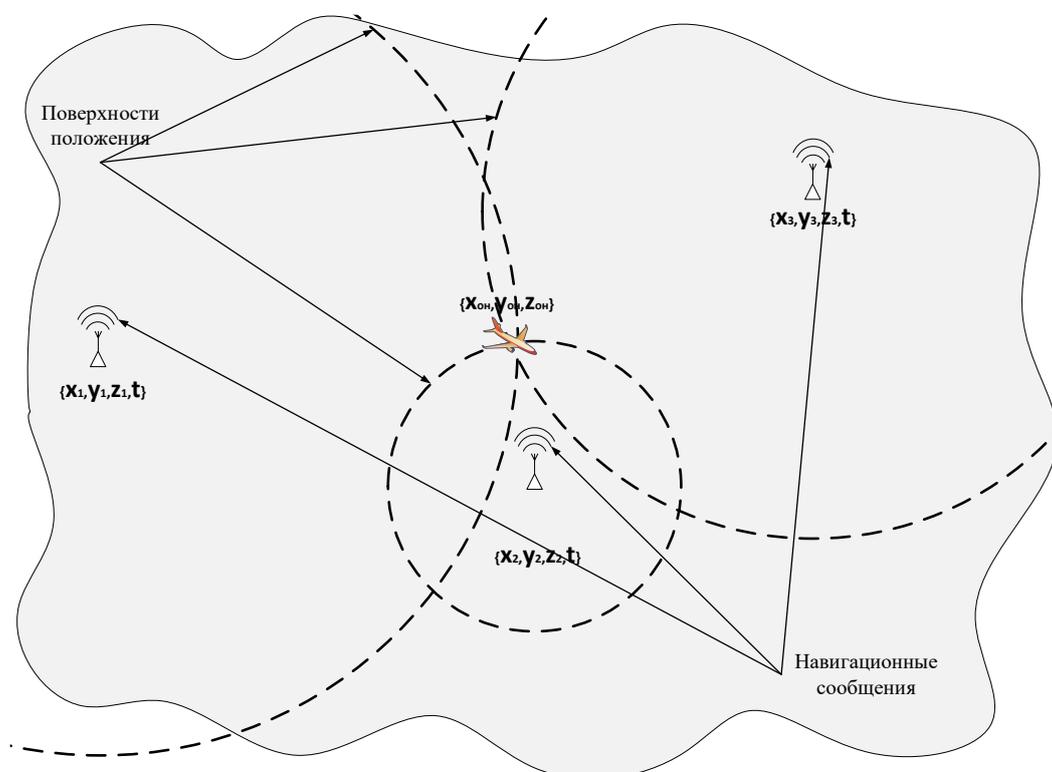


Рис. 1. Навигационная система по реперным источникам радиоизлучения.

$$\begin{cases} z_{\lambda i} = \lambda_i + \xi_{\lambda i} \\ z_{\gamma i} = \gamma_i + \xi_{\gamma i} \\ z_{h i} = h_i + \xi_{h i} \end{cases} \quad (1)$$

где λ_i, γ_i - географическая долгота и широта соответственно;

h_i - высота полета ОН над уровнем моря (высота превышения над референц-эллипсоидом);

$\xi_{\lambda i}, \xi_{\gamma i}, \xi_{h i}$ - шумы наблюдения, соответственно, по долготе, широте и высоте, имеющие гауссовское распределение с нулевым математическим ожиданием, дисперсиями $\sigma_{\lambda i}^2, \sigma_{\gamma i}^2$ и $\sigma_{h i}^2$ и с единичной корреляционной матрицей.

Кроме географических координат данная система вырабатывает вектор абсолютной скорости перемещения, в этом случае модель наблюдений запишется так:

$$\bar{v}_i = \bar{x}_i + \bar{y}_i + \bar{z}_i \quad (2)$$

где $\bar{v}_i = (v_{vi}, v_{ki})^T, \bar{x}_i = (x_{vi}, x_{ki})^T, \bar{y}_i = (y_{vi}, y_{ki})^T, \bar{z}_i = (z_{vi}, z_{ki})^T$;

v_i, k_i - скорость и направление перемещения объекта, модель изменения этих параметров можно представить как:

$$\begin{cases} v_i = \rho_v \cdot v_{i-1} + \xi_{vi} \\ k_i = \rho_k \cdot k_{i-1} + \xi_{ki} \end{cases} \quad (3)$$

где ρ_v, ρ_k - коэффициенты корреляции. С учетом производных по времени параметров v_i, k_i можно записать более гибкую и сложную модель

$$\begin{cases} v_i = v_{i-1} + a_{i-1} \cdot \Delta t \\ a_i = \rho_a \cdot a_{i-1} + \xi_{ai} \\ k_i = k_{i-1} + \omega_{i-1} \cdot \Delta t \\ \omega_i = \rho_\omega \cdot \omega_{i-1} + \xi_{\omega i} \end{cases} \quad (4)$$

где a_i, ω_i - скорости изменения параметров v_i, k_i ;

ρ_a, ρ_ω - коэффициенты корреляции.

В дискретном времени уравнение наблюдения примет вид:

$$\begin{cases} x_{ui} = x_i + \xi_{xi} \\ y_{ui} = y_i + \xi_{yi} \\ z_{ui} = z_i + \xi_{zi} \end{cases} \quad (5)$$

Инерциальная НС

При построении математической модели функционирования ИНС следует учитывать, что динамический процесс, описывающий движение объекта описывается дифференциальным уравнением:

$$\frac{dX}{dt} = F(X, U) \quad (6)$$

где X, U - векторы переменных процесса и входного воздействия;

F - известная дифференцируемая функция.

Инерциальная навигационная система строится таким образом, чтобы моделировать динамический процесс (6) на самом деле движущемся объекте. Уравнение такой системы можно записать в виде:

$$\frac{dX'}{dt} = F(X', U'), x'(0) = x'(t_0) \quad (7)$$

где штрихом обозначены значения переменных процессе и входных воздействий, реализуемые системой. Разности $X' - X = x, U' - U = u$ представляют собой ошибки определения переменных X и U инерциальной системой.

В предположении малости x и u уравнения ошибок системы имеют вид

$$\frac{dx}{dt} = Gx + q \quad (8)$$

где $G = \frac{\partial F}{\partial X}; q = \frac{\partial F}{\partial U} = Bu.$

Для описания динамики процесса (6) воспользуемся выражением для ускорения объекта, движущегося под воздействием сил тяготения g негравитационных сил W :

$$\frac{d^2 R}{dt^2} = W + g \quad (9)$$

После всех преобразований, согласно [1] для платформы ИНС при малом рассогласовании приборного и истинного трехгранников можно записать:

$$\begin{aligned} \frac{d\Delta\alpha}{dt} &= \Delta\omega_\xi - \omega_\eta\Delta\psi + \omega_\zeta\Delta\beta + f_\alpha \\ \frac{d\Delta\beta}{dt} &= \Delta\omega_\eta - \omega_\zeta\Delta\alpha + \omega_\xi\Delta\psi + f_\beta \\ \frac{d\Delta\psi}{dt} &= \Delta\omega_\zeta - \omega_\xi\Delta\beta + \omega_\eta\Delta\alpha + f_\psi \end{aligned} \quad (10)$$

где $\Delta\alpha, \Delta\beta, \Delta\psi$ - углы отклонения осей приборного трехгранника от направления осей в плоскостях меридиана, первого вертикала и геоцентрического горизонта;

$f_\alpha, f_\beta, f_\psi$ - возмущающие воздействия, включающие дрейфы гироскопов.

Модель наблюдений для ИНС можно представить в следующем виде:

$$\begin{aligned} a_{Nu}(t) &= a_N(t) + \xi_{aN}(t) \\ a_{Eu}(t) &= a_E(t) + \xi_{aE}(t) \\ a_{Hu}(t) &= a_H(t) + \xi_{aH}(t) \end{aligned} \quad (11)$$

где ξ_{aN}, ξ_{aE} и ξ_{aH} - случайные погрешности измерения ускорений в направлении на север $a_N(t)$, восток $a_E(t)$ и в наклонной плоскости относительно горизонта $a_H(t)$.

Найдем погрешности проекции скоростей на связанные координаты объекта позиционирования. При курсовом угле φ и угле места β , так же, как и для НС по РИРИ, имеем:

$$\begin{aligned} V_{xu}(t) &= V_{Nu}(t) \cos \varphi - V_{Eu}(t) \sin \varphi \\ V_{yu}(t) &= V_{Nu}(t) \sin \varphi - V_{Eu}(t) \cos \varphi \\ V_{zu}(t) &= V_{Hu}(t) \sin \beta \end{aligned} \quad (12)$$

Каждое из косвенных измерений (12) можно представить в виде суммы точного значения скорости ошибки. Дисперсия ошибок измерения составляющих скорости будет совпадать $\sigma_N^2 = \sigma_E^2$. Для нахождения «точности» оценок отклонений x и y

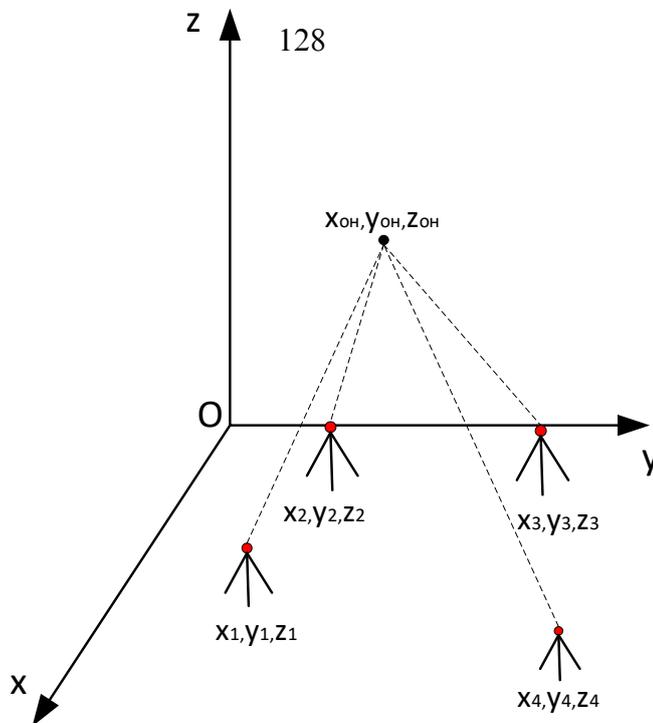


Рис. 2. Оптическая навигационная система.

положения объекта в связанных координатах необходимо проинтегрировать составляющие проекций скорости:

$$\begin{aligned} x_u(t) &= \int_0^t V_{xu}(t) dt = x(t) + \xi_x(t) \\ y_u(t) &= \int_0^t V_{yu}(t) dt = y(t) + \xi_y(t) \\ z_u(t) &= \int_0^t V_{zu}(t) dt = z(t) + \xi_z(t) \end{aligned} \quad (13)$$

где $\xi_x(t) = \int_0^t \xi_{vx}(t) dt$, $\xi_y(t) = \int_0^t \xi_{vy}(t) dt$, $\xi_z(t) = \int_0^t \xi_{vz}(t) dt$ - ненормированные нормальные случайные величины с нулевым средним и линейно увеличивающимися дисперсиями:

$$\sigma_x^2(t) = M\{\xi_x^2(t)\} = N_x t, \sigma_y^2(t) = N_y t, \sigma_z^2(t) = N_z t \quad (14)$$

где N_x , N_y и N_z - параметры, определяемые для дискретного времени следующим образом.

Для дискретного времени имеем:

$$\begin{aligned} x_u(t_k) &= \sum_{i=0}^k \hat{V}_{xi}(t_k) = x(t_k) + \sum_{i=1}^k \xi_{Vxi} \\ y_u(t_k) &= \sum_{i=0}^k \hat{V}_{yi}(t_k) = y(t_k) + \sum_{i=1}^k \xi_{Vyi} \\ z_u(t_k) &= \sum_{i=0}^k \hat{V}_{zi}(t_k) = z(t_k) + \sum_{i=1}^k \xi_{Vzi} \end{aligned} \quad (15)$$

где $\sigma_x^2 = k\sigma_{\xi_{vx}}^2$, $\sigma_y^2 = k\sigma_{\xi_{vy}}^2$, $\sigma_z^2 = k\sigma_{\xi_{vz}}^2$.

Линейная модель наблюдений для дискретного времени:

$$\begin{aligned}
 v_{xuu} &= v_{xi} + \xi_{vxi} \\
 v_{yuu} &= v_{yi} + \xi_{vyi} \\
 v_{zuu} &= v_{zi} + \xi_{vzi}
 \end{aligned}
 \tag{16}$$

Оптическая навигационная система

В таких навигационных системах в основе лежит информация о контрольных точках на кадре в процессе перемещения видеокамеры. Согласно [2] для определения координат необходимо:

1) Найти частные производные изображения по координатам x , y и времени t вычисленные в точках q_1, q_2, \dots, q_n – пиксели внутри окна:

$$\begin{cases}
 I_x(q_1)V_x + I_y(q_1)V_y = -I_t(q_1) \\
 I_x(q_2)V_x + I_y(q_2)V_y = -I_t(q_2) \\
 \dots \\
 I_x(q_n)V_x + I_y(q_n)V_y = -I_t(q_n)
 \end{cases}
 \tag{17}$$

где $I_x(q_i), I_y(q_i), I_t(q_i)$ - частные производные изображения.

2) Определить высоту ЛА:

$$H_{ла} = \frac{\sqrt{A_x^2(C - B_y^2) + 2A_xB_xA_yB_y + A_y^2(C - B_x^2) + A_xB_x + A_yB_y}}{A_x^2 + A_y^2}
 \tag{18}$$

$$A_x = x_2 - x_1; A_y = y_2 - y_1;$$

$$B_x = x_2H_2 - x_1H_1; B_y = y_2H_2 - y_1H_1;$$

$$C = \left((X_2 - X_1)^2 + (Y_2 - Y_1)^2 \right) \frac{c_x^2}{tg^2(\omega_{c_x})}$$

где

c_x - горизонтальная координата оптического центра;

ω_{c_x} - угол обзора видеокамеры для c_x пикселей.

3) После ряда преобразований, согласно [2] координаты БПЛА определяются как решение системы уравнений:

$$\begin{cases}
 X_{ла} = X_i - K_1x_i + K_2y_i \\
 Y_{ла} = Y_i - K_2x_i - K_1y_i
 \end{cases}
 \tag{19}$$

где X_i, Y_i - координаты контрольных точек;

x_i, y_i - координаты контрольных точек в кадре;

$$K_1 = \frac{\Delta x \Delta X + \Delta y \Delta Y}{\Delta x^2 + \Delta y^2}, K_2 = \frac{\Delta x \Delta Y - \Delta y \Delta X}{\Delta x^2 + \Delta y^2} \quad - \quad \text{усредненные значения}$$

коэффициентов.

Вектор наблюдения оптической навигационной системы будет выглядеть:

$$\begin{aligned}
 x_o &= x_{oi} + \xi_{ix} \\
 y_o &= y_{oi} + \xi_{iy} \\
 z_o &= z_{oi} + \xi_{iz}
 \end{aligned}
 \tag{20}$$

где z_o - координата аппликат БПЛА, полученная с помощью высоты.

3. КОМПЛЕКСНАЯ ЛИНЕЙНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ РАЗНОРОДНЫХ НАБЛЮДЕНИЙ В ДИСКРЕТНОМ ВРЕМЕНИ

Все рассмотренные модели наблюдений удобно представить в векторном виде:

$$\bar{z}_i = H\bar{x}_i + \bar{\xi}_i \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \text{где } \bar{z}_i &= (x_{ui} y_{ui} z_{ui} x_{oi} y_{oi} z_{oi} v_{xui} v_{yui} v_{zui})^T; \\ \bar{\xi}_i &= (\xi_{xui} \xi_{yui} \xi_{zui} \xi_{xoi} \xi_{yoi} \xi_{zoi} \xi_{v_{xui}} \xi_{v_{yui}} \xi_{v_{zui}})^T; \\ \bar{x}_i &= (x_i y_i z_i v_{xi} v_{yi} v_{zi})^T. \end{aligned}$$

Матрица H имеет вид:

$$H = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (22)$$

Матрица дисперсий шума наблюдений определяется как:

$$V_{\xi} = M \left\{ \begin{matrix} \bar{\xi} \\ \bar{\xi}_i \end{matrix} \bar{\xi}^T \right\} = \begin{pmatrix} \sigma_x^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_y^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_z^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_{xo}^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_{yo}^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_{zo}^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_{vx}^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_{vy}^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_{vz}^2 \end{pmatrix} \quad (23)$$

Для записанных моделей оптимальный алгоритм фильтрации выглядит следующим образом:

$$\hat{x}_i = \hat{x}_{\rho i} + P_i c^T V_{\theta}^{-1} c (c \bar{z}_i - \hat{x}_{\rho i}) \quad (24)$$

где $\hat{x}_{\rho i} = \rho \hat{x}_{i-1}$; $P_i = P_{\rho i} (E + P_{\rho i} c^T V_{\theta}^{-1} c)$ - матрица ковариаций ошибок оценивания;

$P_{\rho i} = \rho P_{i-1} \rho^T + V_g$ - матрица ковариаций ошибок прогноза;

c - матрица преобразований наблюдений вектора \bar{z} , имеющая следующий вид:

$$C = \begin{vmatrix} A_x & 0 & 0 & B_x & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A_y & 0 & 0 & B_y & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A_z & 0 & 0 & B_z & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}$$

где $A_x, B_x, A_y, B_y, A_z, B_z$ - весовые коэффициенты точечного комплексирования величин x_{ii} с x_{iO} , y_{ii} с y_{iO} и z_{ii} с z_{iO} . Данные коэффициенты целесообразно выбрать следующим образом:

$$A_x = \frac{\sigma_{\Gamma x}^2}{\sigma_{xO}^2 + \sigma_x^2}; \quad B_x = \frac{\sigma_x^2}{\sigma_{xO}^2 + \sigma_x^2};$$

$$A_y = \frac{\sigma_{\Gamma y}^2}{\sigma_{yO}^2 + \sigma_y^2}; \quad B_y = \frac{\sigma_y^2}{\sigma_{yO}^2 + \sigma_y^2};$$

$$A_z = \frac{\sigma_{\Gamma z}^2}{\sigma_{zO}^2 + \sigma_z^2}; \quad B_z = \frac{\sigma_z^2}{\sigma_{zO}^2 + \sigma_z^2};$$

Матрица ковариаций ошибок оценивания P_i по главной диагонали будет содержать дисперсии ошибок оценивания соответствующих величин вектора \bar{x}_i . Учитывая, что дисперсии ошибок шумов наблюдения постоянны, то в фильтре Калмана будет наблюдаться установившийся режим, при котором матрица $P_i = P_{i-1} = P$. Данные значения матрицы P_i устанавливаются быстро уже после нескольких первых итераций работы алгоритма.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье предложен способ решения вопросов конфиденциальности применения БПЛА различными организациями и предприятиями. Выбор навигационных систем осуществлен таким образом, чтобы обеспечить возможность бесперебойного функционирования, независимо от общепринятых глобальных навигационных систем. Подобран алгоритм комплексирования навигационных систем различных типов, для достижения оптимальных показателей точности определения навигационных параметров БПЛА.

ЛИТЕРАТУРА

1. Аникин А.А. Разработка и моделирование система комплексирования разнородных наблюдений. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук.
2. Глаголе В.М., Ладонкин А.В. Оптическая система навигации летательных аппаратов. Известия ТулГУ. Технические науки Вып. 10 2016 г.
3. Виноградов А.Д., Востров А.Ю., Дмитриев И.С. Максимально правдоподобный алгоритм определения координат и угловой ориентации бортовой пеленгаторной антенны по результатам радиопеленгования реперных источников радиоизлучения. Журнал «Антенны» №6 за 2019 г. – с. 34-52.

4. О.Н. Скрыпник Радионавигационные системы воздушных судов. Учебник. – Москва: Изд-во ИНФРА-М, 2019 – 267 с.
5. Марюхненко В.С., Лежанкин Б.В., Ерохин В.В. Системный анализ задачи определения местоположения воздушного судна в многопозиционной системе наблюдения // «Информационные технологии и математическое моделирование в управлении сложными системами»: электрон. науч. журн. – 2019. – №1(2). – С. 46-61

REFERENCES

1. Anikin A.A. Development and modeling of a system for integrating heterogeneous observations. Dissertation for the degree of Candidate of Technical Sciences.
2. Glagole V.M., Ladonkin A.V. Optical navigation system of aircraft. News of TULSU. Technical Sciences Issue 10, 2016
3. Vinogradov A.D., Vostrov A.Yu., Dmitriev I.S. The most plausible algorithm for determining the coordinates and angular orientation of the onboard direction finder antenna based on the results of radio direction finding of reference radio sources. Antennae Magazine No. 6 for 2019 – pp. 34-52.
4. O.N. Skrypnik "Radio navigation systems of aircraft". Textbook. – Moscow: INFRA-M Publishing House, 2019 – 267 p.
5. Maryukhnenko V.S., Lezhankin B.V., Erokhin V.V. System analysis of the problem of determining the location of an aircraft in a multi-position surveillance system // "Information technologies and mathematical modeling in the management of complex systems": electron. scientific journal. – 2019. – №1(2). – Pp. 46-61

МАКСИМАЛЬНО ПРАВДОПОДОБНОЕ ОЦЕНИВАНИЕ УГЛОВОЙ ОРИЕНТАЦИИ ПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА ПО СИГНАЛАМ ДАТЧИКОВ УСКОРЕНИЯ И МАГНИТНОГО ПОЛЯ С ПРОИЗВОЛЬНОЙ КОНФИГУРАЦИЕЙ ОСЕЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

А. Ю. Востров¹

¹АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Алгоритмы оценивания угловой ориентации объекта с помощью датчиков ускорения и магнитного поля обычно основаны на предположении, что оси чувствительных элементов датчиков ортогональны и, как правило, соосны связанной с объектом системе координат. Однако существуют концепции избыточных датчиков, предполагающие в т.ч. неортогональное размещение осей чувствительности. Статья посвящена синтезу алгоритма максимально правдоподобного оценивания угловой ориентации объекта по сигналам датчиков ускорения и магнитного поля с произвольной конфигурацией осей чувствительных элементов, измеряющих соответствующие величины на фоне гауссовых шумов. Дана оценка предельно достижимых дисперсий ошибок оцениваемых углов ориентации по неравенству Рао-Крамера.

Ключевые слова: неортогональный датчик, углы Эйлера, максимально правдоподобное оценивание, неравенство Рао-Крамера.

MAXIMUM LIKELIHOOD ESTIMATION OF THE MOVING OBJECT ANGULAR ORIENTATION FROM SIGNALS OF ACCELERATION AND MAGNETIC FIELD SENSORS WITH AN ARBITRARY CONFIGURATION OF THE SENSITIVITY AXES ELEMENT

A. Yu. Vostrov¹

¹JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract. Algorithms for estimating the angular orientation of an object using an acceleration and magnetic field sensors are usually based on the assumption that the sensors sensitivity axes elements are orthogonal and, as a rule, coaxial with the coordinate system associated with the object. However, there are concepts of redundant sensors, including non-orthogonal placement of sensitivity axes. The article is devoted to the synthesis of an algorithm for the maximum plausible estimation of the angular orientation of an object from the signals of acceleration and magnetic field sensors with an arbitrary configuration of sensitivity axes elements, which measure corresponding quantities against the background of Gaussian noise. An estimate is given for the maximum achievable error variances for estimating the angular orientation using Rao-Cramer's inequality.

Keywords: non-orthogonal sensor, Euler angles, maximum likelihood estimation, Rao-Cramer inequality.

1. ВВЕДЕНИЕ

Трехосные ортогональные датчики ускорения и магнитного поля широко используются для оценивания углов ориентации подвижных объектов [1 – 3]. Вместе с тем рассматриваются концепции избыточных датчиков [4 – 6], которые содержат более трех осей чувствительных элементов (ОЧЭ), сориентированных, в том числе

неортогонально, как относительно связанной с объектом системы координат, так и между собой. Однако в известных автору источниках отсутствуют исследования точности оценивания углов ориентации в зависимости от самих углов, точности измерения соответствующих величин, а также конфигурации ОЧЭ при наличии ошибок измерения.

Цель работы – провести синтез алгоритма оценки угловой ориентации объекта на основании измеренных датчиками на фоне гауссовых шумов ускорения силы тяжести и напряженности магнитного поля Земли с произвольным числом и ориентацией ОЧЭ, дать оценку предельно достижимой дисперсии ошибок оцениваемых углов ориентации по неравенству Рао-Крамера.

2. ОСНОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

Рассмотрим две системы пространственных прямоугольных декартовых координат:

1) левая нормальная система координат (НСК) $\{O^g, X^g, Y^g, Z^g\}$ сориентирована в направлении Север – Восток – Верх;

2) левая связанная с объектом система координат (ОСК) $\{O^o, X^o, Y^o, Z^o\}$ фиксирована относительно объекта и сориентирована вдоль его продольной, поперечной и нормальной оси.

Проекция произвольного вектора в ОСК и НСК связаны через матрицу вращения размера 3×3 зависящей от углов Эйлера: курса ψ , тангажа ϑ и крена γ [7]:

$$\mathbf{V}^o = \mathbf{M}_g^o \cdot \mathbf{V}^g, \quad (1)$$

$$\mathbf{M}_g^o = \begin{pmatrix} \cos \psi \cdot \cos \vartheta & \sin \psi \cdot \cos \vartheta & \sin \vartheta \\ -\sin \psi \cdot \cos \gamma + \cos \psi \cdot \sin \vartheta \cdot \sin \gamma & \cos \psi \cdot \cos \gamma + \sin \psi \cdot \sin \vartheta \cdot \sin \gamma & -\cos \vartheta \cdot \sin \gamma \\ -\sin \psi \cdot \sin \gamma - \cos \psi \cdot \sin \vartheta \cdot \cos \gamma & \cos \psi \cdot \sin \gamma - \sin \psi \cdot \sin \vartheta \cdot \cos \gamma & \cos \vartheta \cdot \cos \gamma \end{pmatrix}.$$

Оценивание угловой ориентации объекта по [1 – 3] основано на измерении датчиками ускорения и магнитного поля проекций векторов ускорения силы тяжести и напряженности магнитного поля Земли соответственно.

Вектор-столбец ускорения силы тяжести в НСК обозначим:

$$\mathbf{V}_a^g = A_a \cdot \mathbf{v}_a^g, \quad (2)$$

где A_a – модуль ускорения силы тяжести, положительное число, $\mathbf{v}_a^g = (0 \ 0 \ -1)^T$ – вектор-столбец направляющих косинусов ускорения силы тяжести в НСК.

Вектор-столбец напряженности магнитного поля Земли в НСК обозначим:

$$\mathbf{V}_h^g = A_h \cdot \mathbf{v}_h^g, \quad (3)$$

где A_h – модуль напряженности магнитного поля Земли, положительное число, $\mathbf{v}_h^g = (\cos \alpha \cdot \cos \beta \ \sin \alpha \cdot \cos \beta \ \sin \beta)^T$ – вектор-столбец направляющих косинусов напряженности магнитного поля в НСК. α и β – углы склонения и наклонения магнитного поля Земли в данной местности.

Традиционный подход к размещению датчиков на объекте подразумевает, что векторы направляющих косинусов \mathbf{n}^o трех ортогональных ОЧЭ сосны ОСК, т.е.:

$$\mathbf{n}^0 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix},$$

где \mathbf{n}^0 – матрица из трех вектор-столбцов направляющих косинусов ОЧЭ датчика в ОСК, сориентированных вдоль O^0X^0 , O^0Y^0 и O^0Z^0 соответственно.

Рассмотрим более общий случай, когда датчики состоят из S ОЧЭ, ориентация которых описывается матрицей вида: $\mathbf{n}^0 = (\mathbf{n}_1^0, \mathbf{n}_2^0, \dots, \mathbf{n}_S^0)$, где \mathbf{n}_s^0 , $s = \overline{1, S}$ – вектор-столбец направляющих косинусов s -й ОЧЭ в ОСК.

Модель измеряемых на выходе датчика ускорения или магнитного поля сигналов, с учетом (1 – 3), представим в виде $\mathbf{V} = (V_1, V_2, \dots, V_S)^T$ – вектор-столбца размера S :

$$\mathbf{V} = \Lambda \cdot \mathbf{N} + \boldsymbol{\varepsilon}, \quad (4)$$

$$\mathbf{N} = (\mathbf{n}^0)^T \cdot \mathbf{M}_g^0 \cdot \mathbf{v}^g,$$

где Λ – общий для всех ОЧЭ датчика масштабный коэффициент – произведение модуля соответствующей измеряемой величины на коэффициент чувствительности датчика, $\boldsymbol{\varepsilon}$ – вектор-столбец размера S приведенных к выходам датчиков шума, элементами которого являются центрированные гауссовы случайные величины с матрицей ковариации \mathbf{K} , $(\mathbf{M}_g^0 \cdot \mathbf{v}^g)$ – вектор направляющих косинусов ускорения или магнитного поля в ОСК, \mathbf{N} – вектор-столбец проекций $(\mathbf{M}_g^0 \cdot \mathbf{v}^g)$ на ОЧЭ датчика.

3. ФУНКЦИЯ ПРАВДОПОДОБИЯ И АЛГОРИТМ ОЦЕНИВАНИЯ УГЛОВОЙ ОРИЕНТАЦИИ

Считая сигналы датчиков ускорения и магнитного поля взаимно независимыми, совместную многомерную условную, относительно $(\Lambda_a, \Lambda_h, \psi, \vartheta, \gamma)$ согласно (4), плотность распределения совокупности \mathbf{V}_a и \mathbf{V}_h в соответствии с теоремой умножения вероятностей можно записать в виде:

$$\begin{aligned} w(\mathbf{V}_a, \mathbf{V}_h | \Lambda_a, \Lambda_h, \psi, \vartheta, \gamma) &= \frac{1}{\sqrt{(2 \cdot \pi)^{S_a} \cdot |\mathbf{K}_a|} \cdot \sqrt{(2 \cdot \pi)^{S_h} \cdot |\mathbf{K}_h|}} \cdot \\ &\cdot \exp\left(-\frac{1}{2} \cdot (\mathbf{V}_a - \Lambda_a \cdot \mathbf{N}_a)^T \cdot \mathbf{K}_a^{-1} \cdot (\mathbf{V}_a - \Lambda_a \cdot \mathbf{N}_a)\right) \cdot \\ &\cdot \exp\left(-\frac{1}{2} \cdot (\mathbf{V}_h - \Lambda_h \cdot \mathbf{N}_h)^T \cdot \mathbf{K}_h^{-1} \cdot (\mathbf{V}_h - \Lambda_h \cdot \mathbf{N}_h)\right). \end{aligned} \quad (5)$$

где S_a и S_h – число ОЧЭ в датчике ускорения и магнитного поля соответственно, \mathbf{K}_a и \mathbf{K}_h – матрицы ковариации приведенных к выходам датчиков шумов.

В рамках статистической теории [8] для решения поставленной задачи оценки $(\psi, \vartheta, \gamma)$ используем метод максимального правдоподобия, который подразумевает максимизацию (5) по всем неизвестным параметрам:

$$\left(\hat{\Lambda}_a, \hat{\Lambda}_h, \hat{\psi}, \hat{\vartheta}, \hat{\gamma}\right) = \max_{\Lambda_a, \Lambda_h, \psi, \vartheta, \gamma} w(\mathbf{V}_a, \mathbf{V}_h | \Lambda_a, \Lambda_h, \psi, \vartheta, \gamma). \quad (6)$$

Максимизация (6) по параметрам $\Lambda_a, \Lambda_h, \psi, \vartheta, \gamma$ эквивалентна максимизации логарифма функции правдоподобия, который представим в виде:

$$\begin{aligned} \ln w(\mathbf{V}_a, \mathbf{V}_h | \Lambda_a, \Lambda_h, \psi, \vartheta, \gamma) &= -\Psi(\mathbf{V}_a, \mathbf{V}_h | \Lambda_a, \Lambda_h, \psi, \vartheta, \gamma), \\ \Psi(\mathbf{V}_a, \mathbf{V}_h | \Lambda_a, \Lambda_h, \psi, \vartheta, \gamma) &= \\ &= \frac{1}{2} \cdot \mathbf{V}_a^T \cdot \mathbf{K}_a^{-1} \cdot \mathbf{V}_a + \frac{1}{2} \cdot \Lambda_a^2 \cdot \mathbf{N}_a^T \cdot \mathbf{K}_a^{-1} \cdot \mathbf{N}_a - \Lambda_a \cdot \mathbf{N}_a^T \cdot \mathbf{K}_a^{-1} \cdot \mathbf{V}_a + \\ &+ \frac{1}{2} \cdot \mathbf{V}_h^T \cdot \mathbf{K}_h^{-1} \cdot \mathbf{V}_h + \frac{1}{2} \cdot \Lambda_h^2 \cdot \mathbf{N}_h^T \cdot \mathbf{K}_h^{-1} \cdot \mathbf{N}_h - \Lambda_h \cdot \mathbf{N}_h^T \cdot \mathbf{K}_h^{-1} \cdot \mathbf{V}_h. \end{aligned} \quad (7)$$

В (7) слагаемые $\frac{1}{2} \cdot \mathbf{V}_a^T \cdot \mathbf{K}_a^{-1} \cdot \mathbf{V}_a$ и $\frac{1}{2} \cdot \mathbf{V}_h^T \cdot \mathbf{K}_h^{-1} \cdot \mathbf{V}_h$ не зависят от оцениваемых параметров, поэтому их можно исключить из уравнения. Параметры Λ_a и Λ_h являются неинформативными для оценивания угловой ориентации, поэтому заменим их максимально правдоподобными оценками $\hat{\Lambda}_a$ и $\hat{\Lambda}_h$:

$$\hat{\Lambda}_a = \frac{|\mathbf{N}_a^T \cdot \mathbf{K}_a^{-1} \cdot \mathbf{V}_a|}{\mathbf{N}_a^T \cdot \mathbf{K}_a^{-1} \cdot \mathbf{N}_a}, \quad \hat{\Lambda}_h = \frac{|\mathbf{N}_h^T \cdot \mathbf{K}_h^{-1} \cdot \mathbf{V}_h|}{\mathbf{N}_h^T \cdot \mathbf{K}_h^{-1} \cdot \mathbf{N}_h}. \quad (8)$$

Подставляя (8) в (7), получим:

$$\begin{aligned} \max_{\Lambda_a, \Lambda_h, \psi, \vartheta, \gamma} -\Psi(\mathbf{V}_a, \mathbf{V}_h | \Lambda_a, \Lambda_h, \psi, \vartheta, \gamma) &= \\ &= \min_{\psi, \vartheta, \gamma} \left\{ \frac{|\mathbf{N}_a^T \cdot \mathbf{K}_a^{-1} \cdot \mathbf{V}_a|}{\mathbf{N}_a^T \cdot \mathbf{K}_a^{-1} \cdot \mathbf{N}_a} \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot |\mathbf{N}_a^T \cdot \mathbf{K}_a^{-1} \cdot \mathbf{V}_a| - \mathbf{N}_a^T \cdot \mathbf{K}_a^{-1} \cdot \mathbf{V}_a \right] + \right. \\ &\left. + \frac{|\mathbf{N}_h^T \cdot \mathbf{K}_h^{-1} \cdot \mathbf{V}_h|}{\mathbf{N}_h^T \cdot \mathbf{K}_h^{-1} \cdot \mathbf{N}_h} \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot |\mathbf{N}_h^T \cdot \mathbf{K}_h^{-1} \cdot \mathbf{V}_h| - \mathbf{N}_h^T \cdot \mathbf{K}_h^{-1} \cdot \mathbf{V}_h \right] \right\}. \end{aligned} \quad (9)$$

Проанализируем (9): минимум выражения достигается максимизацией вычитаемых в квадратных скобках, модуль уменьшаемых не представляет интереса при минимизации (9) поэтому исключим его из выражения, а знак минуса перед вычитаемыми вынесем за фигурные скобки, в результате получим выражение алгоритма максимально правдоподобной оценки углов Эйлера по сигналам датчиков ускорения и магнитного поля:

$$(\hat{\psi}, \hat{\vartheta}, \hat{\gamma}) = \arg \max_{(\psi, \vartheta, \gamma)} \Phi(\psi, \vartheta, \gamma), \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \Phi(\psi, \vartheta, \gamma) &= \\ &= \operatorname{sgn}(\mathbf{N}_a^T \cdot \mathbf{K}_a^{-1} \cdot \mathbf{V}_a) \cdot \frac{(\mathbf{N}_a^T \cdot \mathbf{K}_a^{-1} \cdot \mathbf{V}_a)^2}{\mathbf{N}_a^T \cdot \mathbf{K}_a^{-1} \cdot \mathbf{N}_a} + \operatorname{sgn}(\mathbf{N}_h^T \cdot \mathbf{K}_h^{-1} \cdot \mathbf{V}_h) \cdot \frac{(\mathbf{N}_h^T \cdot \mathbf{K}_h^{-1} \cdot \mathbf{V}_h)^2}{\mathbf{N}_h^T \cdot \mathbf{K}_h^{-1} \cdot \mathbf{N}_h}, \\ \operatorname{sgn}(x) &= \begin{cases} 1, & x > 0, \\ 0, & x = 0, \\ -1, & x < 0. \end{cases} \end{aligned}$$

В общем случае функция $\Phi(\psi, \vartheta, \gamma)$, является унимодальной, ее вид определяется числом и ориентацией ОЧЭ датчиков в ОСК, значениями проекций измеряемых

векторов в НСК, ковариационными матрицами шумов, и фактической угловой ориентацией объекта. Ее глобальная максимизация должна осуществляться с помощью численных методов оптимизации функций [9].

4. НЕРАВЕНСТВО РАО-КРАМЕРА

С целью получения выражения для нижней границы ковариационной матрицы \mathbf{K}_μ ошибок несмещенных оценок компонент трехмерного вектора $\mu = (\psi, \vartheta, \gamma)$ углов Эйлера из соотношения (5) можно составить неравенство Рао-Крамера [10]. Диагональные элементы \mathbf{K}_μ являются нижней границей дисперсий ошибок определения углов ориентации объекта при заданных значениях $\Lambda_a, \Lambda_h, \psi, \vartheta, \gamma, \mathbf{n}_a^0, \mathbf{n}_h^0, \mathbf{v}_a^g, \mathbf{v}_h^g, \mathbf{K}_a$ и \mathbf{K}_h . С учетом соотношения (5) искомая ковариационная матрица \mathbf{K}_μ удовлетворяет неравенству $\mathbf{K}_\mu \geq \mathbf{F}^{-1}$, которое следует понимать как положительную определенность матрицы $\mathbf{K}_\Delta = \mathbf{K}_\mu - \mathbf{F}^{-1}$, \mathbf{F}^{-1} – матрица обратная \mathbf{F} – информационной матрице Фишера углов Эйлера размера 3×3 . Для функции правдоподобия вида (6) элементы \mathbf{F} , соответствующие выборке измеряемых параметров \mathbf{V}_a и \mathbf{V}_h , для некоторых углов $\chi, \zeta \in (\psi, \vartheta, \gamma)$ определяются соотношением:

$$\begin{aligned} F_{\chi, \zeta} = F_{\zeta, \chi} &= \\ &= \left\langle \left(\frac{\partial \ln w(\mathbf{V}_a, \mathbf{V}_h | \Lambda_a, \Lambda_h, \psi, \vartheta, \gamma)}{\partial \chi} \right) \cdot \left(\frac{\partial \ln w(\mathbf{V}_a, \mathbf{V}_h | \Lambda_a, \Lambda_h, \psi, \vartheta, \gamma)}{\partial \zeta} \right)^T \right\rangle. \end{aligned} \quad (11)$$

где $\langle \cdot \rangle$ – оператор усреднения по вероятности.

Представим частные производные логарифма функции правдоподобия (10) в виде:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \ln w(\mathbf{V}_a, \mathbf{V}_h | \Lambda_a, \Lambda_h, \psi, \vartheta, \gamma)}{\partial \chi} &= \\ &= \Lambda_a \cdot \frac{\partial \mathbf{N}_a^T}{\partial \chi} \cdot \mathbf{K}_a^{-1} \cdot (\mathbf{V}_a - \Lambda_a \cdot \mathbf{N}_a) + \Lambda_h \cdot \frac{\partial \mathbf{N}_h^T}{\partial \chi} \cdot \mathbf{K}_h^{-1} \cdot (\mathbf{V}_h - \Lambda_h \cdot \mathbf{N}_h), \\ \frac{\partial \mathbf{N}}{\partial \chi} &= (\mathbf{n}^0)^T \cdot \frac{\partial \mathbf{M}_g^0}{\partial \chi} \cdot \mathbf{v}^g. \end{aligned} \quad (12)$$

С учетом (5), (11) и (12) элементы \mathbf{F} запишем следующим образом:

$$F_{\chi, \zeta} = F_{\zeta, \chi} = \Lambda_a^2 \cdot \frac{\partial \mathbf{N}_a^T}{\partial \chi} \cdot \mathbf{K}_a^{-1} \cdot \frac{\partial \mathbf{N}_a}{\partial \zeta} + \Lambda_h^2 \cdot \frac{\partial \mathbf{N}_h^T}{\partial \chi} \cdot \mathbf{K}_h^{-1} \cdot \frac{\partial \mathbf{N}_h}{\partial \zeta}.$$

Предположим, что объект находится на магнитном полюсе. В этом случае горизонтальная составляющая \mathbf{v}_h^g равна нулю, легко показать что $F_{\psi, \psi} = 0$, т.е. невозможно определить угол курса. Подобная же ситуация возможна, например, когда оси чувствительности магнитометра сориентированы вдоль нормальной оси ОСК. Таким образом, условием существования решения (10) в точке $(\hat{\psi}, \hat{\vartheta}, \hat{\gamma})$ является $F_{\chi, \chi} \neq 0, \chi \in (\psi, \vartheta, \gamma)$. Кроме того, в окрестностях особых точек ошибки могут резко возрастать. Т.о. с помощью неравенства Рао-Крамера можно проанализировать

заданные конфигурации ОЧЭ датчиков на предмет выявления особых точек и предельно достижимых дисперсий ошибок оценок $(\psi, \vartheta, \gamma)$.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Задача оценивания углов ориентации по показаниям датчиков ускорения и магнитного поля с произвольным числом и ориентацией осей чувствительных элементов, измеряющих соответствующие физические величины с центрированными гауссовыми ошибками, сформулирована как статистическая. Предложен алгоритм оценивания углов ориентации, синтезированный по методу максимального правдоподобия.

Получены выражения для нижней границы ковариационной матрицы ошибок оценивания углов ориентации, определенной по неравенству Рао-Крамера для произвольной ориентации подвижного объекта, конфигурации осей чувствительных элементов датчиков и любой взаимной ориентации полей ускорения силы тяжести и напряженности магнитного поля Земли.

ЛИТЕРАТУРА

1. Madgwick S. An efficient orientation filter for inertial and inertial / magnetic sensor arrays. http://samba.org/tridge/UAUV/madgwick_internal_report.pdf/, 01.03.2023.
2. Чаплыгин А.А., Семенов Н.Н., Лукьянчиков В.Д., Медведев А.Б. Использование бортовых навигационных комплексов для решения задач в различных радиотехнических приложениях. // Антенны, 2014, № 9 (208). - С. 40–56.
3. Caruso M.J., Applications of magnetic sensors for low cost compass systems. // IEEE Position Location and Navigation Symposium, San Diego, CA, USA, 2000. - С. 177–184.
4. Маринушкин П.С., Нестеренко Т.Г. Избыточный измерительный модуль на микромеханических датчиках для малогабаритных систем персональной навигации. // Электронный научный журнал «Инженерный вестник Дона», 2016, №3. <http://ivdon.ru/ru/magazine/archive/n3y2016/3709/>, 01.03.2023.
5. Неортогональная БИНС для малых БПЛА. <http://special.habrahabr.ru/kyocera/p/114513/>, 01.03.2023.
6. Алешкин М.В., Алешкин В.В., Матвеев А.С. Математические модели, методы и алгоритмы обработки избыточной информации измерительного блока. // Интернет и инновации: сб. трудов Междунар. конф. Саратов, СГТУ, 2008. - С. 377–380.
7. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. М.: 1974. 832 стр. с илл.
8. Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М.: Сов. радио, 1977.
9. Стронгин Р.Г. Численные методы в многоэкстремальных задачах. М.: Наука, 1978. - 240 с.
10. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1982. - 624 с.

REFERENCES

1. Madgwick S. An efficient orientation filter for inertial and inertial / magnetic sensor arrays. http://samba.org/tridge/UAUV/madgwick_internal_report.pdf/, 01.03.2023.
2. Chaplygin A.A., Semenov N.N., Lukyanchikov V.D., Medvedev A.B. Use of onboard navigating complexes for the decision of problems in various radio engineering applications. // Antenny, 2014, №9 (208). - Pp. 40–56.
3. Caruso M.J. Applications of magnetic sensors for low cost compass systems. // IEEE Position Location and Navigation Symposium, San Diego, CA, USA, 2000. - Pp. 177–184.

4. Marinushkin P.S., Nesterenko T.G. Redundant measuring module on micromechanical sensors for small-sized personal navigation systems. // Electronic science journal «Engineering bulletin of Dom», 2016, №3.
<http://ivdon.ru/ru/magazine/archive/n3y2016/3709/>, 01.03.2023.
5. Non-orthogonal SINS for small unmanned aerial vehicles.
<http://special.habrahabr.ru/kyocera/p/114513/>, 01.03.2023.
6. Aleshkin M.V., Aleshkin V.V., Matveev A.S. Mathematical models, methods and algorithms of processing the redundant information of the measurement unit. // Internet and Innovations: Proceedings of the Intl Conference. Saratov: SGTU, 2008. - Pp. 377–380.
7. Korn G., Korn T. Handbook of mathematics. M.: 1974. - 832 p.: ill.
8. Repin V.G., Tartakovsky G.P. Statistical synthesis with a priori uncertainty and adaptation of information systems. M.: Sov. radio, 1977.
9. Strongin R.G. Numerical methods in multi-extreme problems. M.: Nauka, 1978. - 240 p.
10. Tikhonov V.I. Statistical radio engineering. 2nd ed., Rev. and add. M.: Radio and communication, 1982. - 624 p.

МОДЕЛЬ ОЦЕНКИ ТОЧНОСТИ ГОРИЗОНТАЛЬНОГО ГЕОМЕТРИЧЕСКОГО ФАКТОРА НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ В УСЛОВИЯХ ЗАТЕНЕНИЙ.

М.В. Авдеев, Е.С. Ачкасов, С.Н. Богомолов

ВУНЦ ВВС «ВВА», Воронеж, Россия

Аннотация. Предложена математическая модель определения точностных характеристик аппаратуры потребителей спутниковых радионавигационных систем GPS, ГЛОНАСС, ГАЛИЛЕО в условиях затенений от местных предметов. Приведены результаты моделирования.

Ключевые слова: спутниковые радионавигационные системы, навигационная аппаратура потребителей; информационная избыточность; навигационные спутники.

A MODEL FOR ESTIMATING THE ACCURACY OF THE HORIZONTAL GEOMETRIC FACTOR OF CONSUMER NAVIGATION EQUIPMENT IN SHADING CONDITIONS.

M.V. Avdeev, E.S. Achkasov, S.N. Bogomolov

MESC AFERC «AFA, Voronezh, Russia

Abstract. A mathematical model of defining of accuracy characteristics of the user terminal of the satellite radio navigation systems GPS, GLONASS, GALILEO in conditions of shading from local objects The results of the modeling are given.

Keywords: satellite radio navigation systems, consumer navigation equipment; information redundancy; navigation satellites.

1. ВВЕДЕНИЕ

Для повышения надежности и точности определения координат наземных объектов в настоящее время широко применяется аппаратура потребителей спутниковых радионавигационных систем (АП СРНС) с информационной избыточностью (ИИ), что позволяет снизить ошибки определения местоположения до единиц метров, без использования дифференциального режима [1]. Существуют два основных направления технической реализации ИИ:

1. Использование совмещенной АП, работающей одновременно с навигационными сигналами СРНС GPS, ГЛОНАСС, Галилео, Бейдоу [1].

2. Использование дифференциального режима и подсистем функционального дополнения [1,2].

Различные варианты дифференциальной коррекции АП СРНС достаточно подробно рассмотрены в [1,2]. Вопросы совместного использования сигналов СРНС GPS, ГЛОНАСС, Галилео, Бейдоу в настоящее время исследованы недостаточно полно.

В настоящее время развернуты орбитальные группировки (ОГ) СРНС ГЛОНАСС и GPS. Также Китай ввел в эксплуатацию национальную глобальную навигационную систему на базе региональной СРНС Бейдоу [3]. Поэтому, в ближайшей перспективе ожидается создание АП СРНС, работающей одновременно с сигналами всех СРНС. Предполагается, что совместное использование сигналов СРНС GPS, ГЛОНАСС, Галилео, Бейдоу увеличит точность определения координат АП [1]. Необходимо отметить, что в условиях сложного рельефа местности (горы, овраги и др.) и городской многоэтажной

застройки будет происходить экранирование (затенение) части сигналов навигационных спутников, что может привести к ухудшению точности определения координат АП.

Целью статьи является разработка математической модели определения среднеквадратической ошибки (СКО) местоположения аппаратуры потребителей, работающей по сигналам СРНС GPS, ГЛОНАСС, Галилео, Бейдоу в условиях экранирования (затенения) сигналов НС, а так же получения с ее использованием точностных характеристик АП СРНС.

2. ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Для решения задачи определения координат наземных объектов АП СРНС осуществляет: прием радиосигналов, излучаемых всеми видимыми навигационными спутниками (НС); выбор «рабочего созвездия», т.е. НС, информация от которых преобразуется в оценки времени и координат наземных объектов.

Из вышесказанного следует, что при разработке модели необходимо решить три основных задачи:

- задать модель движения НС, входящих в состав ОГ СРНС;
- разработать алгоритм определения числа видимых НС в точке наблюдения с учётом затенений сигналов;
- обосновать показатели точности определения координат при использовании совмещенной АП СРНС и получить их численные значения.

При решении первой задачи – моделировании движения НС, входящих в состав ОГ, использован алгоритм расчёта геоцентрических координат НС по данным альманаха, в основу которого положено невозмущённое движение спутников (кеплерово движение), подробно изложенный в [2].

При решении второй задачи – определении числа видимых НС в точке наблюдения – был использован следующий алгоритм:

- определяется текущий угол места каждого НС, входящего в состав ОГ;
- сравнивается текущий угол места каждого НС с текущим углом затенения; если текущий угол места больше угла затенения, то спутник считается видимым, при невыполнении условия – невидимым;
- подсчитывается число видимых НС.

При решении третьей задачи - обосновании точностных характеристик определения координат, в качестве показателя выбрано значение горизонтального геометрического фактора [1,2].

При моделировании определения координат АП выбран алгоритм статистической обработки, реализующий метод наименьших квадратов [1,4]. Достоинством предлагаемого алгоритма является инвариантность к вероятностным свойствам оцениваемых параметров [5], возможность одновременного определения вектора оцениваемых геоцентрических координат потребителя и СКО местоположения. Таким образом, вектор оцениваемых навигационных параметров (координат АП СРНС) $\mathbf{q}_{k,n} = \begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix}^T$ с использованием метода наименьших квадратов определяется как [1,4]:

$$\mathbf{q}_{k,n} = \mathbf{q}_{k,n-1} + (\mathbf{H}_{k,n-1}^T \mathbf{P} \mathbf{H}_{k,n-1})^{-1} \mathbf{H}_{k,n-1}^T \mathbf{P} (\mathbf{R}_k - \mathbf{R}_{k,n-1}), \quad (1)$$

где $\mathbf{q}_{k,n-1}$ - априорная оценка вектора координат АП; $\mathbf{H}_{k,n-1}$ - матрица частных производных от измеряемых навигационных параметров (матрица наблюдения); \mathbf{R}_k - вектор измеренных расстояний (псевдодальностей) «АП – НС»; $\mathbf{R}_{k,n-1}$ - вектор расчётных значений расстояний «АП – НС»; \mathbf{P} - ковариационная матрица шумов измерений \mathbf{R} ; k -

момент времени проведения измерений расстояний «АП – НС»; n - номер итерационного цикла.

Математическое соотношение для вектора измеренных расстояний «АП – НС», применительно к совместной обработке измерений различных СРНС, будет иметь следующий вид:

$$\mathbf{R} = \left[\mathbf{R}_{\text{GP}}, \mathbf{R}_{\text{ГЛ}}, \mathbf{R}_{\text{ГА}}, \mathbf{R}_{\text{БД}} \right]^T, \quad (2)$$

где \mathbf{R}_{GP} - субвектор измеренных расстояний «АП – НС GPS»;

$\mathbf{R}_{\text{ГЛ}}$ - субвектор измеренных расстояний «АП – НС ГЛОНАСС»;

$\mathbf{R}_{\text{ГА}}$ - субвектор измеренных расстояний «АП – НС Галилео»;

$\mathbf{R}_{\text{БД}}$ - субвектор измеренных расстояний «АП – НС Бейдоу».

Ковариационная матрица \mathbf{P} характеризует точность измерения расстояний «АП – НС». В общем случае, применительно к совместной обработке измерений различных СРНС, ковариационная матрица \mathbf{P} определяется как [1,2,4]:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_{\text{GP}} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{P}_{\text{ГЛ}} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{P}_{\text{ГА}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{P}_{\text{БД}} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где $\mathbf{P}_{\text{GP}}, \mathbf{P}_{\text{ГЛ}}, \mathbf{P}_{\text{ГА}}, \mathbf{P}_{\text{БД}}$ – ковариационные матрицы характеризующие точности измерения расстояний «АП – НС»; $\mathbf{0}$ – нулевые матрицы, соответствующей размерности.

Диагональными элементами ковариационных матриц $\mathbf{P}_{\text{GP}}, \mathbf{P}_{\text{ГЛ}}, \mathbf{P}_{\text{ГА}}, \mathbf{P}_{\text{БД}}$ являются дисперсии измерения расстояний σ_R^2 .

Дисперсию измерения расстояний можно определить как [1,4]:

$$\sigma_R^2 = \sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \sigma_3^2 + \sigma_4^2 + \sigma_5^2 + \sigma_6^2, \quad (4)$$

где $\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3, \sigma_4, \sigma_5, \sigma_6$ - составляющие σ_R за счёт погрешностей эфемеридной информации, синхронизации, шумов приёмника, многолучевости, особенностей распространения радиоволн в тропосфере и ионосфере. Предполагается, что величина σ_R одинакова для всех НС и распределена по нормальному закону [1,4]. Текущее значение СКО местоположения в плоскости наземной АП СРНС в момент выдачи навигационной информации можно определить как:

$$\sigma = K_{hg} \cdot \sigma_R, \quad (5)$$

где: K_{hg} - горизонтальный геометрический фактор, показывающий увеличение СКО определения координат в плоскости за счёт взаимного расположения НС и АП СРНС. Горизонтальный геометрический фактор K_{hg} определяется по следующей формуле:

$$K_{hg} = \sqrt{A_{11} + A_{22}}, \quad (6)$$

где A_{11}, A_{22} - диагональные элементы корреляционной матрицы \mathbf{A} - погрешностей оценки вектора измеряемых навигационных параметров.

Матрица \mathbf{A} определяется как:

$$\mathbf{A} = \left(\mathbf{H}_{k,n-1}^T \mathbf{P} \mathbf{H}_{k,n-1} \right)^{-1} \quad (7)$$

Количество ненулевых строк матрицы $\mathbf{H}_{k,n-1}$ соответствует количеству видимых НС. Матрица частных производных $\mathbf{H}_{k,n-1}$ определяется как:

$$\mathbf{H}_{k,n-1} = \begin{vmatrix} H_{11} & H_{22} & H_{33} \\ - & - & - \\ H_{J1} & H_{J2} & H_{J3} \end{vmatrix}. \quad (8)$$

Элементы матрицы частных производных $\mathbf{H}_{k,n-1}$ рассчитываются согласно формулам:

$$H_{J1} = (X_J - X)/R_J, \quad (9)$$

$$H_{J2} = (Y_J - Y)/R_J, \quad (10)$$

$$H_{J3} = (Z_J - Z)/R_J, \quad (11)$$

$$R_J = \sqrt{(X_J - X)^2 + (Y_J - Y)^2 + (Z_J - Z)^2}, \quad (12)$$

где X_J, Y_J, Z_J - геоцентрические координаты J - го видимого НС; R_J - измеренное расстояние от АП до J - го видимого НС.

С использованием разработанной модели проведен расчет контрольного примера на ПЭВМ для аппаратуры потребителей СРНС GPS, ГЛОНАСС, Галилео и совмещенной аппаратуры этих систем по типовым исходным данным:

1. Расчет произведен для орбитальной группировки GPS в составе 28 НС и ГЛОНАСС в составе 18 НС, Галилео в составе 27 НС. Время наблюдения за орбитальной группировкой – 24 часа с шагом 1 сек.

3. Координаты точки наблюдения 50° с.ш. и 40° в.д.

4. Значение ошибки σ_R предполагалось одинаковым для измеренных расстояний «АП – НС» и равным (по различным источникам [1,2,6]) от 4,7 до 6,2 м.

При проведении расчета предполагалось, что координаты НС СРНС GPS, ГЛОНАСС, Галилео и точки наблюдения в совмещенной АП программным способом приведены к единой шкале времени и системе координат, т.е. аппаратура потребителей работает со всеми видимыми спутниками всех СРНС одновременно.

С использованием разработанной математической модели при заданных исходных данных получены результаты, приведенные на рисунках 1 и 2.

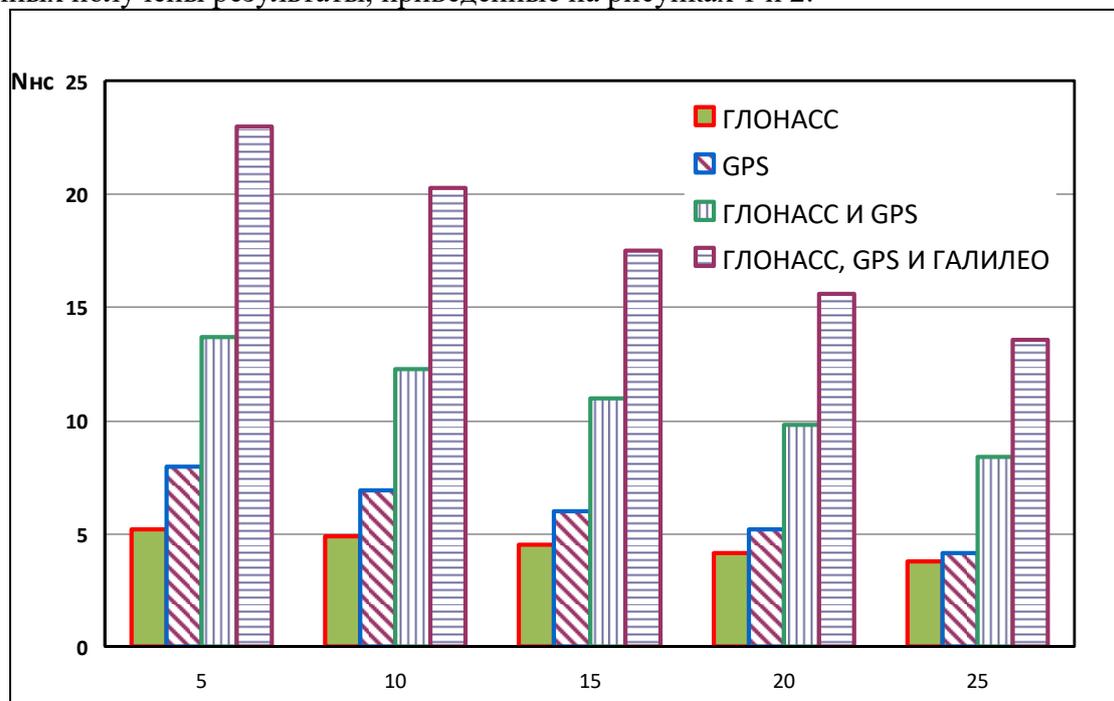


Рис. 1. Диаграмма зависимости числа видимых НС от значений угла затенения для различных вариантов АП, работающей по сигналам СРНС в различных комбинациях.

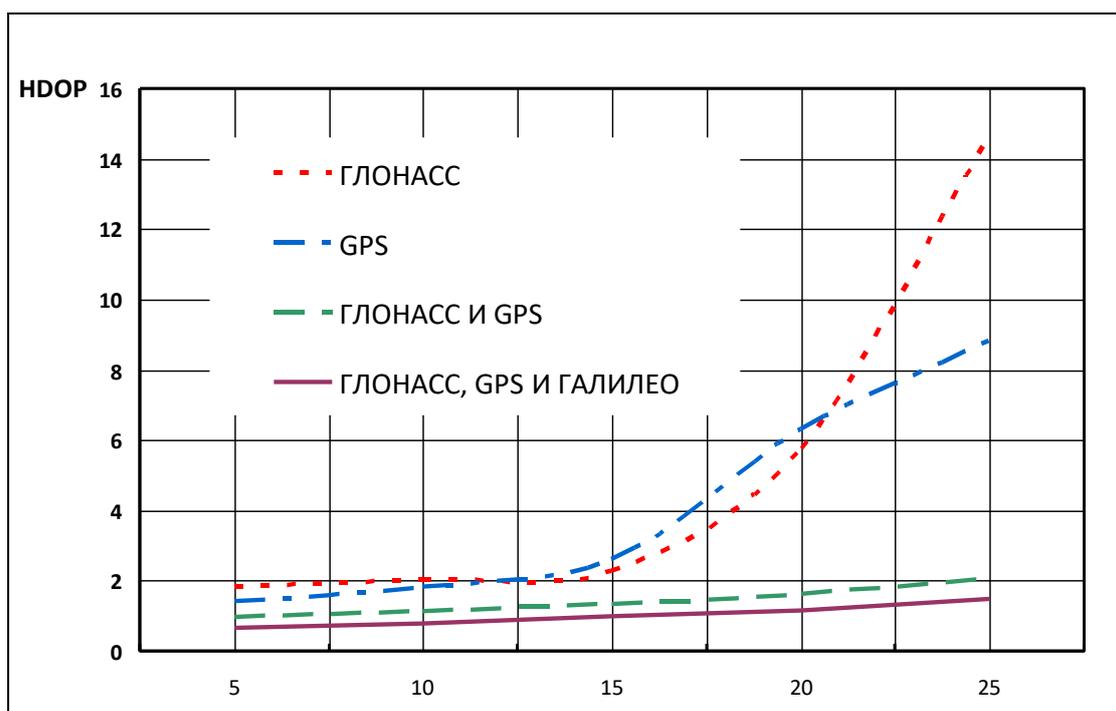


Рис. 2. График зависимости среднего значения горизонтального геометрического фактора от значений угла затенения для различных вариантов АП, работающей по сигналам СРНС в различных комбинациях.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Анализ графических зависимостей, приведенных на рисунках 1 и 2, показывает:

Количество видимых НС напрямую влияет на значение геометрического фактора. Ошибка определения МП тем меньше, чем больше НС находится в зоне обзора АП. При увеличении угла затенения от местных предметов значение HDOP возрастает, соответственно увеличивается и ошибка определения МП. Однако при применении АП работающей одновременно с несколькими СРНС одновременно значение HDOP уменьшается.

Для АП работающей с СРНС ГЛОНАСС при $A_{зат}=5^\circ$, среднее значение HDOP=1,99, а при $A_{зат}=25^\circ$ среднее значение HDOP=14,68

Для АП работающей с СРНС GPS при $A_{зат}=5^\circ$, HDOP=1,81, а при $A_{зат}=25^\circ$, HDOP=8,8

Для АП работающей одновременно с СРНС ГЛОНАСС и GPS при $A_{зат}=5^\circ$, HDOP=1,11, а при $A_{зат}=25^\circ$, HDOP=2,05.

Для АП работающей одновременно с СРНС ГЛОНАСС, GPS и ГАЛИЛЕО при $A_{зат}=5^\circ$, HDOP=0,8, а при $A_{зат}=25^\circ$, HDOP=1,47.

Таким образом, при исследованиях точностных характеристик перспективных конфигураций СРНС с ИИ влияние углов затенения от местных предметов существенно и его необходимо учитывать.

ЛИТЕРАТУРА

1. Соловьёв Ю.А. Спутниковая навигация и её приложения. – М.:Эко-Трендз, 2003. 348с.
2. Перов А.И., Харисов В.Н. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования М.:Радиотехника. 2005. - 534с.

3. Осипов В. Глобальные спутниковые навигационные системы навигационно-временного обеспечения, сходства и различия./ В. Осипов // Авиапанорама. – 2008, №1. С. 10-11.
4. Global Positioning Systems, Inertial Navigation, and Integration. Mohinder S. Grewal, Lawrence R. Weill, Angus P. Andrews: 2001. John Wiley & Sons, Inc.
5. Кондратьев В.С., Котов А.Ф., Марков Л.Н. Многопозиционные радиотехнические системы – М.: Радио и связь, 1986. 309с.
6. ГОСТ Р-52865-2007 Глобальная навигационная спутниковая система. Параметры радионавигационного поля. Технические требования и методы испытаний. Москва. Стандартинформ 2008. 84с.

REFERENCES

1. Solovev U.A. Satellite navigation and its applications. M.: Eko-Trendz. 2003. – 386p.
2. Perov A.I., Harisov V.N. GLONASS. Principles of construction and functioning M.: Radiotekhnika 2005. – 534p.
3. Osipov V. Global satellite navigation systems of navigation and time support, similarities and differences./ V. Osipov // Aviapanorama. - 2008, No. 1. pp. 10-11.
4. Global Positioning Systems, Inertial Navigation, and Integration. Mohinder S. Grewal, Lawrence R. Weill, Angus P. Andrews: 2001. John Wiley & Sons, Inc.
5. Kondratev V.S., Kotov A.F., Markov L.N. Multi-position radio engineering systems – M. Radio., 1986. 309p.
6. GOST R-52865-2007 Global navigation satellite system. Parameters of the radio navigation field. Technical requirements and test methods. M. Standartinform 2008. 84p.

ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ОТ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ В УСЛОВИЯХ ГОРОДСКОГО ЛАНДШАФТА

И. В. Рябов, А. Е. Макаров

Поволжский государственный технологический университет, Йошкар-Ола, Россия

Аннотация. Работа посвящена обработке сигналов от глобальных навигационных спутниковых систем. Рассмотрены существующие способы позиционирования в сложной городской застройке. Изучено влияние сигналов с линии прямой видимости от навигационного спутника, сигналов с непрямой видимости и частично заблокированных сигналов на точность местоопределения координат приемника. Представлены методы обработки многолучевых сигналов на основе амплитуды, фазы и геометрии сигнала. Приведен способ обработки трехкратно отраженного навигационного сигнала.

Ключевые слова: глобальная навигационная спутниковая система; навигационный приемник; многолучевость; мультиотражение.

PROCESSING OF SIGNALS FROM GLOBAL NAVIGATION SATELLITE SYSTEMS IN URBAN LANDSCAPE CONDITIONS

I.V. Ryabov, A.E. Makarov

Volga State Technological University, Yoshkar-Ola, Russia

Abstract. The work is devoted to the processing of signals from global navigation satellite systems. The existing methods of positioning in complex urban areas are considered. The influence of signals from the line of sight from the navigation satellite, signals from indirect visibility and partially blocked signals on the accuracy of the location of the receiver's coordinates has been studied. Methods for processing multipath signals based on the amplitude, phase, and geometry of the signal are presented. A method for processing a navigation signal reflected three times is presented.

Keywords: global navigation satellite system; navigation receiver; multipath; multireflection.

1. ВВЕДЕНИЕ

Глобальные навигационные спутниковые системы позволяют определять местоположение, скорость и точное время. Однако существенным фактором, влияющим на точность работы наземного навигационного оборудования, является количество видимых на небосклоне спутников. Для гарантированной работы GPS необходимо открытое пространство, когда в поле зрения находится максимальное число спутников, и отсутствуют отраженные сигналы.

Позиционирование с помощью глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) является особенно сложной задачей в городских условиях, где разнообразие природных и техногенных объектов может ухудшить распространение сигналов с прямой линии видимости к пользователю. Недостаточное количество спутников или «плохая геометрия» (т.е. плохо распределение имеющихся спутниковых сигналов в данной местности), как правило, возникает в результате обструкции сигнала, и ограничивает доступность и точность позиционных решений. В городской среде, ситуация усугубляется тем, что имеющиеся сигналы с трудом достигают приемник

пользователя по линии прямой видимости, но могут возникнуть в результате косвенного распространения (отражения и дифракции), распространения сигналов с прямой линии видимости. Данные явления значительно ухудшают достижимую точность позиционирования по сравнению с работой в условиях открытого пространства. Многоуровневая система приемника ГНСС (например, GPS + ГЛОНАСС), как правило, обеспечивают больше наблюдений спутников, чем односистемный приемник, что позволяет обеспечить более высокую точность. Тем не менее, в городской среде учет распространения сигналов с не прямой линии видимости также имеет большую важность. Характерным примером является работа навигационного приемника вблизи стены дома, когда физически половина небосвода закрыта. Поэтому становится актуальной проблема повышения точности местоопределения с помощью алгоритмов дополнительной обработки навигационных сообщений. В настоящее время данные алгоритмы базируются на двух основных принципах: метод конечных точек (метод счисления пути) и метод сопоставления с картой. При использовании методов счисления пути для решения навигационных задач используются датчики, измеряющие производные от навигационных параметров. При применении способа сопоставления с картой опираются на две базовые концепции. Во-первых: в отличие от существующих решений, они решают проблему определения местоположения по имеющимся слабым сигналам спутников с линии прямой видимости. Во-вторых: в данном способе учитываются сигналы от спутников в пределах не прямой линии видимости, обусловленные многолучевостью.

2. РАБОТА С НАВИГАЦИОННЫМИ СИГНАЛАМИ В ГОРОДСКОМ ЛАНДШАФТЕ

Во время работы с навигационными сообщениями в условиях городского ландшафта приходится обрабатывать три вида сигналов: сигналы с линии прямой видимости от навигационного спутника (ЛПВ), сигналы с не прямой видимости (сигналы обусловленные многолучевостью, НПВ) и частично заблокированные сигналы (сигналы прошедшие через здания, блокирующие прямую видимость). В первую очередь данная работа рассматривает последние два вида сигналов (Рис. 1).

Самый первый источник деградации точности местоопределения, работа с многократно ослабленными сигналами, прошедшими через здания. Внешние строительные препятствия, такие как крыши или фасад, могут ввести до 50 дБ затухания в преломленный сигнал, проникающий через закрытое помещение. В дополнение к этому, на сигнал могут повлиять предметы находящиеся во внутреннем помещении, дополнительные дБ затухания из-за стен, мебели, пола, или любых других внутренних препятствий.

Первый вопрос, который необходимо решить при работе в подобных условиях, надежное обнаружение заданных ослабленных сигналов. Ответом служит хорошо изученная теория статистического обнаружения сигналов, в которой говорится, что усиление в 3 дБ получают каждый раз, когда интервал CI удваивается, а для NCI , только 1,5 дБ. Согласно этому результату, количество CI , N_c , должны быть увеличена в 105 раз, чтобы восстановить 50 дБ затухания, введенных сигналов, прошедших сквозь здания.

Для некогерентных интервалов измерения ситуация несколько хуже, так как потребуется уже 1010. Эти цифры дают представление о величине времени минимального накопления, для обнаружения ГНСС сигналов прошедших сквозь здание по сравнению с сигналами, полученными с ЛПВ. На практике, комбинация CI и NCI адаптирована под различные уровни чувствительности (Рис. 2).

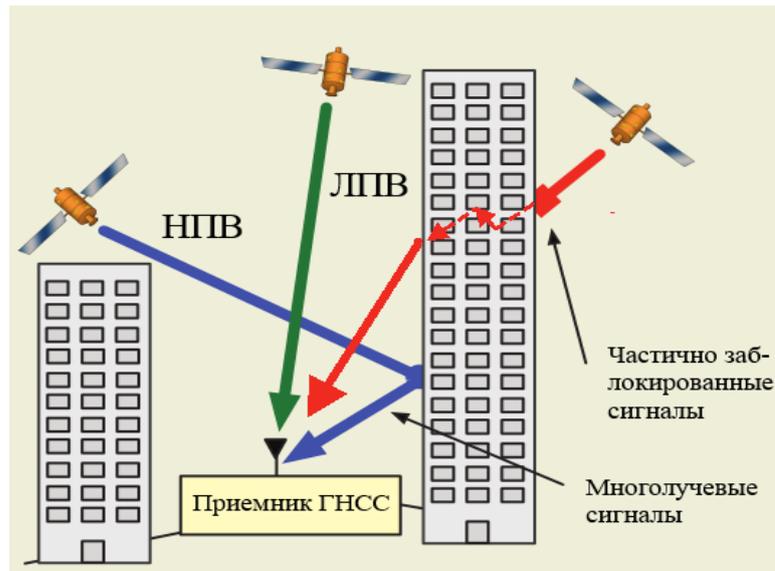


Рис. 1. Виды принятых навигационных сигналов в городском ландшафте

Для оценки времени задержки, говорящей о точности местоопределения, используется неравенство Крамера-Рао (CRB). Для GPS-L1 сигналов прошедших здание среднеквадратическая ошибка времени задержки дает ошибку порядка 30 м. В зависимости от геометрии спутников эта ошибка времени задержки может превратиться в ошибки позиционирования от 60 до 180 м, что естественно не дает какой-либо значимой информации для повышения точности. С теоретической точки зрения, подобные сигналы ГНСС кажутся возможной проблемой. Тем не менее, жесткие границы, такие как статистические границы Зива – Закаи, реалистично определяют время задержки при очень низких C/N_0 (отношение несущей к спектральной плотности шума) значениях.

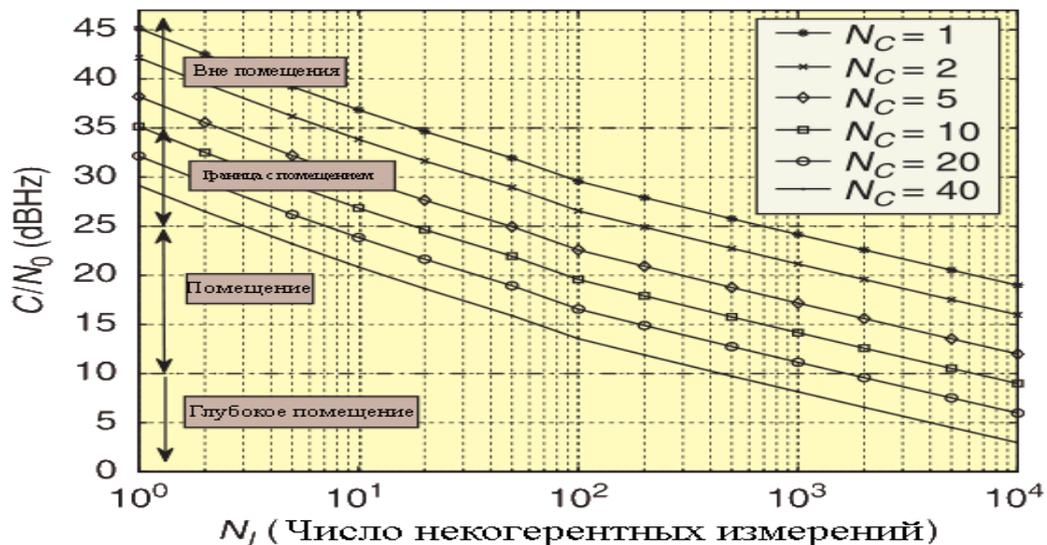


Рис. 2. Чувствительность приемника при различных комбинациях CI и NCI

Данные соответствуют 20 измерениям в равные промежутки времени. Граница ошибки $P_{fa}=10^{-6}$ и вероятности обнаружения 0,9.

Что касается демодуляции данных, навигационный приемник обычно работает с энергией на бит к спектральной плотности шума $E_b/N_0 \geq 27$ дБ, которая уже представляет квази-безошибочную производительность. Затухание при прохождении

сигнала сквозь здание свыше 50 дБ, что дает полученную E_b/N_0 значительно ниже предела Шеннона в -1,6 дБ, при котором биты данных навигационных сообщений не могут быть больше восстановлены. Это означает, отсутствие спутниковых эфемерид и временных меток на сигнал.

Отсутствие навигационного сообщения может быть преодолено с помощью концепции АГНСС, в результате чего навигационное сообщение или эквивалент информация передается на приемник ГНСС с помощью системы наземной связи, например сотовой сети или сети WLAN. Предоставление временных меток с помощью системы связи является более проблематичным, потому что это требует очень точной синхронизации между тремя сторонами, участвующими в системе: приемник навигации / связи, сети связи, а также времени ГНСС. Хотя некоторые из нынешних сетей имеют возможность предоставления данной синхронизации, подобная функция, не реализована из-за сложности и дороговизны решения на стороне сетей связи. Вычисление положения при отсутствии отметки о времени или синхронизации с сетью возможно, но процедура является сложной, для применения в обычных приемниках.

Основным источником деградации сигналов для приемников ГНСС, конечно, является наличие любых природных или искусственных препятствий, в результате чего передаваемый сигнал будет отражаться и преломляться на своем пути перед приемом. В этих условиях принимаемый сигнал обычно состоит из сдвинутых по фазе, с задержкой времени, и ослабленных реплик сигнала, образующих так называемую многолучевость. Можно выделить два вида многолучевости:

- когерентная многолучевость обозначает отражения (обычно зеркальные), которые имеют разницу времени задержки (по отношению сигнала с ЛПВ) с порядком (или меньше) обратной полосы пропускания сигнала и разницей Доплера меньше обратного когерентного интервала корреляции. В ГНСС этот тип многолучевости вводит систематическую ошибку в оценке времени задержки совокупного принимаемого сигнала
- некогерентная многолучевость обозначает отражения (обычно разбросанные), которые прибывают с большим временным запаздыванием и доплеровским сдвигом. Эти компоненты многолучевости обычно эксплуатируются в системах беспроводной связи в качестве источника для улучшения общего коэффициента частоты ошибочных символов (например, как в приемниках RAKE для систем с расширенным спектром). Данный вид отражений не влияет на точность местоопределения, поскольку он не дает никакой информации о ЛПВ-временной задержки, которая является основным параметром для приемника ГНСС.

Воздействие многолучевости зависит от нескольких факторов, таких как относительная мощность по сравнению с сигналом ЛПВ, а также общего времени распространения многолучевого компонента. Эти два параметра определяют степень искажения сигнала ЛПВ, и, таким образом, смещение в оценке ЛПВ время-приема. Чтобы дать представление о порядке величины этого смещения, необходимо сказать, что для случая измерений псевдодальности, ошибки многолучевости обычно находится в пределах от нескольких десятков до сотен метров.

С учетом этих особенностей распространения сигнала, ключевым становится прием и выделение многолучевых компонент сигнала. Основой для данной работы является выделение так называемого «прямого канала» спутник-приемник. Однако данный способ позволяет искать решения исходя из конкретных аспектов канала, но не позволяет работать со всем каналом, в котором идет трансляция ГНСС сообщений.

3. ВЛИЯНИЕ ГОРОДСКОГО ЛАНДШАФТА НА ВИДИМОСТЬ СПУТНИКОВ ГНСС. ПРЕДСКАЗАНИЕ ВИДИМОСТИ СПУТНИКОВ

Плохая точность позиционирования с помощью ГНСС является обычным явлением в городских каньонах, где высокие здания блокируют линии прямой видимости (ЛПВ) многих спутников, иногда большинства спутников, образуя ГНСС тени на прилегающей местности. Без прямых сигналов от четырех или более спутников, точное решение местоположения не может быть определено. Использование ГЛОНАСС в дополнение к GPS значительно повышает доступность прямых сигналов, и продолжающееся развертывание Galileo и Compass повысит его дальше. Тем не менее, городской каньон влияет на геометрию доступных сигналов ГНСС, а также их количество.

Если исходное положение генерируется с использованием обычного решения ГНСС, геометрия сигнала, и, следовательно, точность позиционирования, будет намного лучше вдоль направления улицы, чем через улицу. Связано это с влиянием городского ландшафта на геометрию распространения сигнала. Сигналы, идущие перпендикулярно улице, имеют больше шансов быть заблокированными, чем сигналы, идущие вдоль улицы. Таким образом, традиционное решение ГНСС имеет меньшую точность перпендикулярно улице и более высокую точность вдоль улицы. Например, при соотношении высоты здания к уличной ширине равному трем и при доступе прямых сигналов от четырех спутников ГНСС, позиция неопределенности местоположения перпендикулярно улице может превышать 20 метров, в то время как вдоль улицы неопределенность положения в пределах 5 метров.

Такой уровень точности вполне достаточен для некоторых приложений, но не всех. Особо точное позиционирование является важным элементом современных особо продвинутых транспортных систем, которые контролируют плотность трафика или направляют машины скорой помощи.

4. ОБРАБОТКА МНОГОЛУЧЕВЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ АМПЛИТУДЫ И ФАЗЫ ПРИНЯТОГО СИГНАЛА ГНСС

Важным этапом решения навигационной задачи является разделение сигналов спутников на подмножества сигналов ЛПВ и НЛВ (Рис. 3).

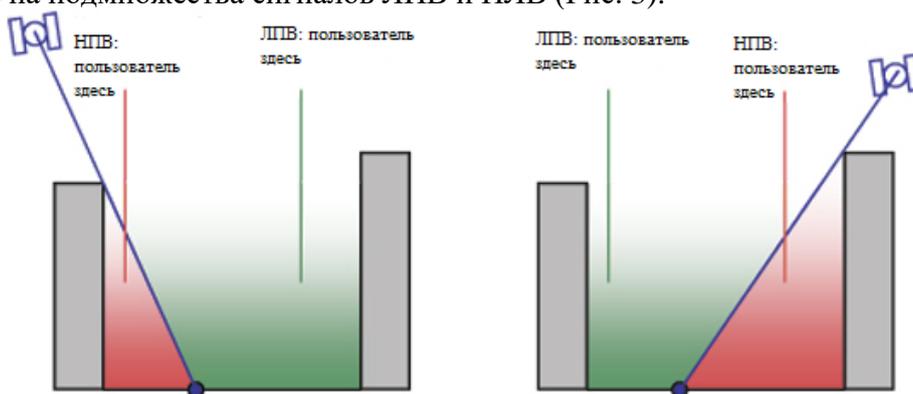


Рис. 3. Построение областей с видимыми спутниками и невидимыми спутниками

После того как входной сигнал глобальной спутниковой навигационной системы был корректно обнаружен, навигационный приемник(НП) первым делом должен определить спутники на линии видимости. Эти спутники будут служить опорными точками для определения позиции (подмножество ЛПВ), решение будет достигнуто путем измерения времени, которое требуется для передаваемого сигнала, чтобы достичь

приемника пользователя. Сигнал считается принятым, когда величина корреляции всех вариаций принятого сигнала, содержащих кодовую задержку и доплеровский сдвиг, с локально генерируемой репликой сигнала достигнет величины большей порогового значения обнаружения сигнала. Время минимального когерентного накопления (CI) между операциями поиска данного пика (N_{scode}) составляет период псевдослучайного кода.

Кроме этого, сопоставляя принятые навигационные данные можно определить какие сигналы от каких спутников являются многолучевыми и определить возникающие задержки многолучевости.

После достижения приемной антенны, сигналы ГНСС преобразуются с понижением частоты от промежуточной частоты (ПЧ) в первом блоке любого ГНСС приемника. После этого сигнал оцифровывается, преобразуется в основную полосу частот и коррелируется с локально-сгенерированной точной копией PRN кодов. Затем результат корреляции накапливается в течение определенного интервала времени. В типичной архитектуре приемника ГНСС генерируется три копии для каждого кода PRN, так называемая быстрая, ранняя и поздняя реплика. Полученные корреляции для быстрой копии кода PRN, считанной k раз, записываются в виде:

$$I_p = AD(\tau)R(\tau) \cos(\theta_{dir}) + A \sum_{k=1}^n \alpha_k D(\tau)R(\tau - \Delta\tau_k) \cos(\theta_{dir} + \Delta\Phi_k), \quad (1)$$

$$Q_p = AD(\tau)R(\tau) \sin(\theta_{dir}) + A \sum_{k=1}^n \alpha_k D(\tau)R(\tau - \Delta\tau_k) \sin(\theta_{dir} + \Delta\Phi_k), \quad (2)$$

где A -амплитуда принятого сигнала, D - навигационный бит, R - функция корреляции, τ - ошибка отслеживания кода, θ_{dir} - фаза компонента на прямой линии видимости.

Мультиотраженные компоненты описываются по относительной амплитуде K реплики α_k , относительной задержке $\Delta\tau_k$ и относительной фазе $\Delta\Phi_k$ для сигналов с линии прямой видимости. Уравнения для ранних и поздних копий сигнала можно записать подобным образом.

Следует отметить, что в связи с движением спутника и, возможно, приемной антенны, ни один из указанных параметров не постоянен во времени. Непосредственно из этой векторной диаграммы могут быть получены выражения для ошибки фазы и амплитуды составного сигнала.

На основании корреляции выходов быстрой реплики (IP и QP), получаемой с помощью выражений (1) и (2), приемник ГНСС может вычислить амплитуду (A_c) и фазу (θ_c) составного сигнала. Которые отображены на рисунке 10. Тем не менее, характеристики прямого и предсказанного сигнала не могут быть оценены, так как геометрия неизвестна, и приемник не может найти различия между ними, особенно в случае коротких задержек между предсказанными сигналами. На рисунке 10 отображено векторное представление для случая постоянной составляющей и одного многолучевого компонента. Компонент прямого сигнала характеризуется определенной фазой (θ_c) и амплитудой (A_c), в то время как прогнозируемый сигнал характеризуется относительной фазой ($\Delta\Phi$) и относительной амплитудой (α) по отношению к постоянной составляющей.

Предполагая, идеальный вариант отслеживание (т.е. $R = 1$) и отношение $A_m = \alpha A$ D , ошибки фазы (ψ) могут быть выражены как функция α и $\Delta\Phi$ по выражениям (3) и (4):

$$\tan \psi = \frac{A_m \sin \Delta\Phi}{A_d + A_m \cos \Delta\Phi} \quad (3)$$

$$\psi = \arctan \left(\frac{\alpha \sin \Delta\Phi}{1 + \alpha \cos \Delta\Phi} \right) \quad (4)$$

Амплитуда совместного сигнала может быть вычислена из ортогонального треугольника(P1P2P3) с помощью (5).

$$A_c^2 = (A_d + A_m \cos \Delta\Phi)^2 + A_m^2 \sin^2 \Delta\Phi \quad (5)$$

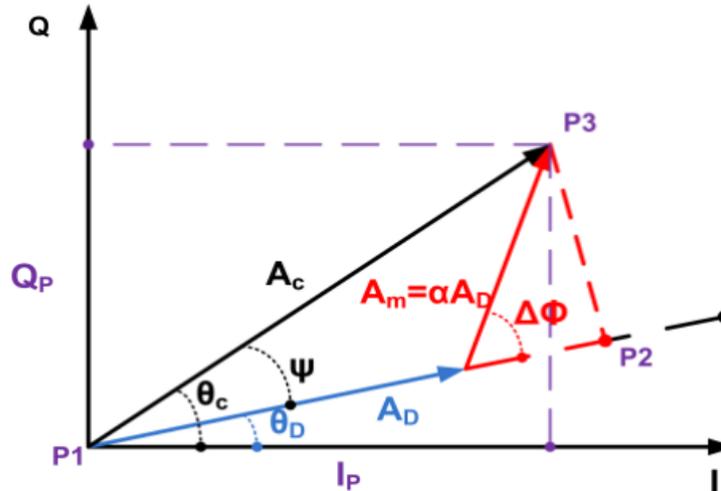


Рис. 4. Геометрическое соотношение предсказанной амплитуды и реально наблюдаемой амплитуды и фазы «прямого» луча

Используя тригонометрические тождества, выражение для амплитуды совместного сигнала переписать как (6):

$$A_c^2 = A_d^2 + 2\alpha A_d^2 \cos \Delta\Phi + \alpha^2 A_d^2 \quad (6)$$

При этом уравнение для ошибки псевдодальности представляется как (7)

$$\varrho = \frac{\alpha \delta \cos \Delta\Phi}{1 + \alpha \cos \Delta\Phi} \quad (7)$$

где δ дополнительная длина пробега предсказанного сигнала, выраженная в метрах.

Из уравнений (5), (6) и (7) можно заметить, что если $\Delta\Phi = 0^\circ / 180^\circ$ и $\psi = 0$, то ϱ , A_c являются максимальными / минимальными соответственно, в то время как при $\Delta\Phi = 90^\circ$, ψ является максимальным и $\varrho = 0$. Кроме того, для ряда k компонент многолучевого сигнала уравнение (1) можно записать в виде (8)

$$\psi = \arctan \left(\frac{\sum_{k=1}^n a_k \sin \Delta\Phi_k}{1 + \sum_{k=1}^n a_k \cos \Delta\Phi_k} \right) \quad (8)$$

5. ОБРАБОТКА МНОГОЛУЧЕВЫХ КОМПОНЕНТ СИГНАЛА НА ОСНОВЕ ГЕОМЕТРИИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СИГНАЛОВ ГНСС

Поскольку спутники движутся по орбите над землей, сигналы на земной поверхности можно принять как параллельные лучи. На Рис.5 представлены два луча в виде зеленых линий: прямой и отраженный. Эти два луча распространяются с одной той же скоростью, так что, когда прямой сигнал достигает центра антенны (А), косвенный сигнал достигает воображаемую антенну, обозначенный как точка В на Рис.6. Из точки В отраженный сигнал должен проделать дополнительный путь, чтобы достичь антенны. Дополнительный путь можно разложить на две части, обозначаемые как d_1 и d_2 . Если мы знаем, перпендикулярное расстояние D от антенны к отражателю и угол Φ падающего (известный из азимута и высоты спутника и от ориентации отражателя), то легко увидеть геометрическую связь между задержками на трассе и углом падения (9),(10),(11).

$$l_{\text{зад}} = d_1 + d_2 \quad (9)$$

$$d_1 = \frac{D}{\cos(\Phi)} \quad (10)$$

$$d_2 = d_1 \cos(\Phi + \Phi) = d_1 \cos(2\Phi) \quad (11)$$

d_2 может иметь негативное значение в случае, когда отражатель ближе к спутнику, по сравнению с воображаемой антенной (точка В за стеной)

Подставляя (9) и (10) в (11), получаем (12)

$$l_{\text{зад}} = 2D \cos(\Phi) \quad (12)$$

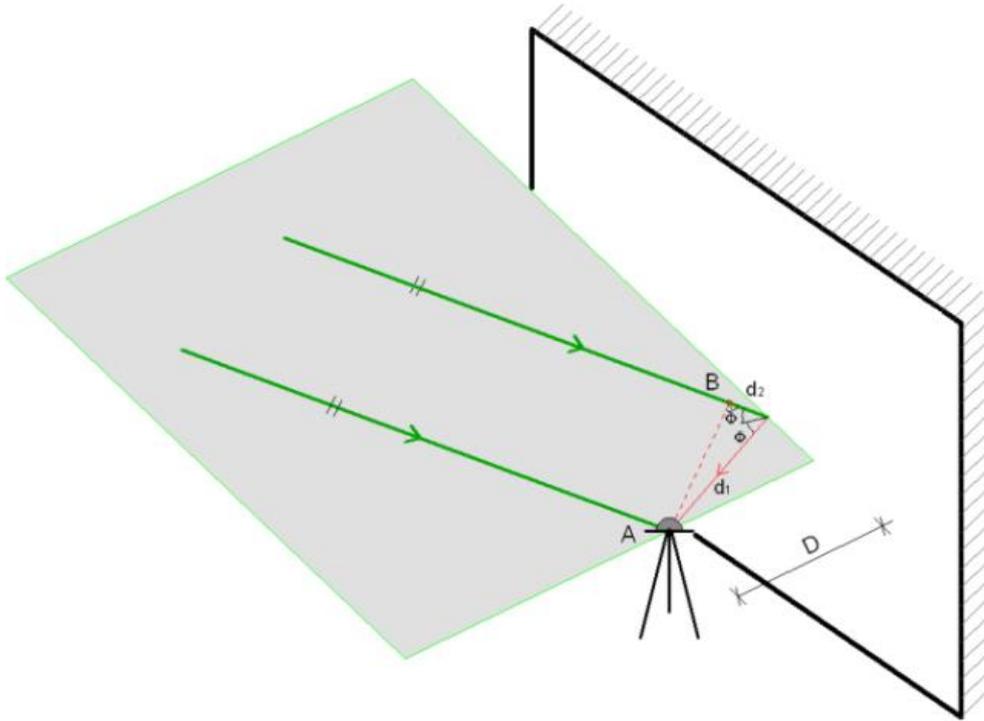


Рис. 5. Расчет задержки одиночного отражения.

Однако ситуация с одним отражением в городском каньоне достаточно редка. Мы должны рассмотреть ситуацию с несколькими отражающими поверхностями. Стандартным городским ландшафтом является ряд зданий по обе стороны улицы. Для расчета предположим две плоские зеркальные стены, антенна помещается на улице и между двумя зданиями. Высота и длина препятствий можно варьироваться. Ориентация улицы заранее известна.

Возможно несколько сценариев, рассмотрим ситуацию на Рис. 6, где сигнал отражается три раза, чтобы достичь антенны. Принцип такой же, как для одиночного отражения.

Общая величина задержки определяется (13)

$$l_{\text{зад}} = d_1 + d_2 + d_3 + d_4, \quad (13)$$

где d_4 может быть отрицательным. Каждый отдельный путь d может рассчитываться отдельно, если мы знаем, перпендикулярное расстояние от антенны до отражателя D_1 и D_2 , угол Φ сигнала.

Первые три расстояния задержки могут быть легко рассчитаны из (14)

$$d_1 = \frac{D_1}{\cos(\Phi)}, d_2 = d_3 = \frac{D_1 + D_2}{\cos(\Phi)} \quad (14)$$

С отношениями прямоугольного треугольника А (антенна), В (мнимая антенна) и R1 (первая точка отражения на здании) оставшуюся задержку d_4 можно рассчитать, используя теорему Пифагора(15).

$$d_4 = \sqrt{AR_1^2 + AB_2^2} \quad (15)$$

где AR_1 является расстояние между антенной А и первой точкой отражения R1 и АВ-расстояние между антенной А и мнимой антенной В.

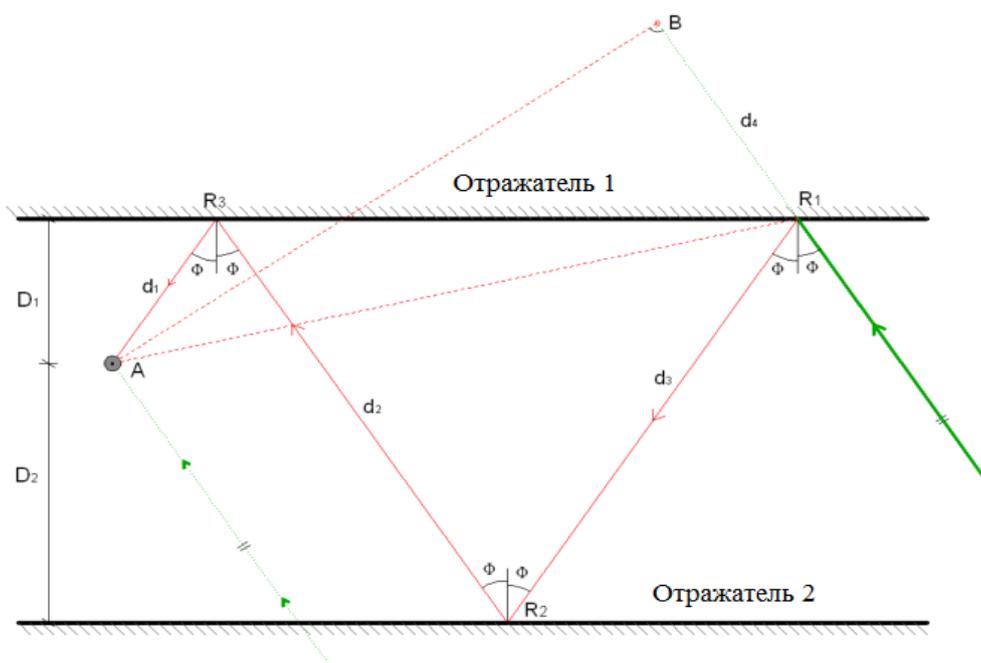


Рис. 6. Мультиотражение в городском каньоне(вид сверху)

Координаты для точек отражения R1, R2 и R3 можно рассчитать, используя отдельные задержки пути от d_1 до d_3 из выражения (14). Расстояние AB является кратчайшим расстоянием от антенны к пути входящего отраженного сигнала и может быть вычислена следующим образом (16)

$$\overline{AB} = \frac{\|AX_{sat} * AR_1\|}{\|AX_{sat}\|} \quad (16)$$

Кроме мультиотраженных сигналов антенна может поймать сигналы прошедшие через здание. Самый первый источник деградации точности местоопределения, работа с многократно ослабленными сигналами, прошедшими через здания. Внешние строительные препятствия, такие как крыши или фасад, могут ввести до 50 дБ затухания в преломленный сигнал, проникающий в закрытое помещение. В дополнение к этому, на сигнал могут повлиять предметы, находящиеся во внутреннем помещении, дополнительные дБ затухания из-за стен, мебели, пола, или любых других внутренних препятствий.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, решение навигационных задач зачастую предполагает работу в условиях частичных и частых затенений радиовидимости, приемник ГЛОНАСС/GPS имеет значительные преимущества перед любым односистемным приемником GPS или ГЛОНАСС. Две системы, передавая сигналы на разных частотах, обеспечивают устойчивую работу при наличии помех в диапазоне одной из систем. Такая устойчивость еще более повышается за счет использования в ГЛОНАСС частотного разделения каналов.

Также можно сделать вывод, что из слабых сигналов, прошедших сквозь препятствия, возможно восстановить полезную навигационную информацию, увеличивая время когерентного накопления.

После исследования мультиотраженных сигналов можно отметить, что математически возможно компенсировать ошибку, вызванную одной или несколькими составляющими в отраженном компоненте, а их количество определяется производительностью аппаратуры потребителя.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рябов И.В., Макаров А.Е. Повышение точности позиционирования подвижных объектов с помощью сигналов глобальных навигационных спутниковых систем / Радиотехника. – 2020, №8. – с 49–57. ISSN 0033-8486.
2. Бен–Моше Б. Повышение точности ГНСС с помощью скоростных переключений “теневых” сеток. // IEEE Устройства для интеллектуальных транспортных систем, 2014, №1. – с.1113–1122.
3. Пинана–Диас С., Толедо Р., Бетаилле, Д, Обнаружение и исключение многолучевых сигналов спутников GPS с использованием дополнительных карт//In Proceedings of IEEE ITSC 2011: The 14th IEEE Conference on Intelligent Transportation Systems.– Вашингтон , 2011.– с 276–289.
4. Вейзман.А., Бен–Моше Б., Элкин Е., Леви Г. Повышение точности ГНСС устройств в городских каньонах // 23 Канадская конференция вычислительной геометрии. – Toronto, 2011.– с.1175–1193.
5. Рябов И.В., Толмачев С.В., Чернов Д.А. Выделение значимой информации из слабых сигналов навигационных систем для алгоритмов повышения точности // RLNC–2014. – Воронеж: НПФ «САКВОЕЕ», 2014. – с. 476–480.

REFERENCES

1. Ryabov I.V., Makarov A.E. Method for improving the accuracy of positioning of moving objects using signals from global navigation satellite systems / DSPA: Questions of the application of digital signal processing. -2020, No. 3. - 324–328 p.
2. Ryabov I.V., Makarov A.E. Improving the positioning accuracy of moving objects using the signals of global navigation satellite systems / Radio engineering. - 2020, No. 8. - 49–57 p. ISSN 0033-8486.
3. Ben–Moshe B. Increasing the accuracy of GNSS using high-speed switching of “shadow” grids. // IEEE Devices for Intelligent Transport Systems, 2014, No. 1.– 1113–1122 p.
4. Pinana-Diaz C., Toledo R., Betaille, D. Detection and elimination of multipath GPS satellite signals using supplementary maps// IEEE ITSC 2011: The 14th IEEE Conference on Intelligent Transportation Systems.–Washington, 2011. - 276-289 p.
5. Ryabov I.V., Tolmachev S.V., Chernov D.A. Extraction of significant information from weak signals of navigation systems for algorithms for improving accuracy // RLNC-2014. - Voronezh: NPF "SAKVOEE", 2014. - 476–480 p.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ С БОРТА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТРИОРТОГОНАЛЬНОЙ РАМОЧНОЙ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ

А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов

Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного,
Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация. Представленный способ относится к радиотехнике и может быть использован в системах радиомониторинга при решении задачи скрытого определения координат источников радиоизлучений. Выведены основные аналитические выражения и представлен алгоритм способа.

Ключевые слова: триортогональная рамочная антенная система, источник радиоизлучения, летательный аппарат, векторов напряженности магнитного поля.

DETERMINATION OF THE COORDINATES OF THE SOURCE OF RADIO EMISSIONS FROM THE BOARD OF THE AIRCRAFT USING A TRIORTHOGONAL LOOP ANTENNA SYSTEM

A. A. Anufriev, V. V. Sevidov, P. M. Chirkin, V. A. Shipunov

Military Academy of telecommunications named after Marshal of the Soviet Union S.M.
Budyonny, Saint-Petersburg, Russian Federation

Abstract. The presented method relates to radio engineering and can be used in radio monitoring systems when solving the problem of covert determination of the coordinates of radio emission sources. The main analytical expressions are derived and the method algorithm is presented.

Keywords: triorthogonal loop antenna system, radio emission source, aircraft, magnetic field strength vectors.

1. ВВЕДЕНИЕ

Изобретение относится к радиотехнике и предназначено для использования в системах радиомониторинга при решении задачи скрытого определения координат источника радиоизлучения (ИРИ), в условиях априорной неопределенности относительно поляризационных и пространственных параметров радиосигналов, шумов и помех, когда предъявляются требования к минимизации габаритных размеров пеленгаторной антенной системы, в частности для определения координат ИРИ с борта летательного аппарата (ЛА).

Техническим результатом изобретения является повышение точности определения координат ИРИ на основе использования перемещаемого в пространстве ЛА, оснащенного триортогональной рамочной антенной системой (ТОРАС).

Способ основан на размещении ТОРАС на перемещаемом в пространстве ЛА, измерении с помощью ТОРАС ортогональных компонент $H_{x1}, H_{y1}, H_{z1}, H_{x2}, H_{y2}, H_{z2}, H_{x3}, H_{y3}, H_{z3}$ и H_{x4}, H_{y4}, H_{z4} векторов напряженности магнитного поля $\vec{H}_1, \vec{H}_2, \vec{H}_3$ и \vec{H}_4 в моменты времени t_1, t_2, t_3 и t_4 , определении ориентации векторов $\vec{H}_1, \vec{H}_2, \vec{H}_3$ и \vec{H}_4 в пространстве, построении вспомогательных плоскостей $\Omega_{H1}, \Omega_{H2}, \Omega_{H3}$ и Ω_{H4} , построении линий положения ИРИ l_1 и l_2 , вычислении координат ИРИ в точке пересечения линий положения ИРИ l_1 и l_2 .

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Определение координат ИРИ является важным составным элементом мониторинга сигналов [1...4]. Достоинством системы ОМП ИРИ является скрытность при определении координат вследствие отсутствия активного излучения. Размещение технических средств системы ОМП на ЛА и в том числе на беспилотных ЛА позволяет существенно расширить зону мониторинга с возможностью осуществлять обнаружение и определение координат ИРИ в труднодоступных районах.

Использование ЛА в качестве платформы для развертывания средств радиомониторинга приводит к возникновению ряда проблем, основными из которых являются:

увеличение уровня помех и связанное с ним снижение отношения сигнал/шум на входе бортового радиоприемного устройства;

ограничение массогабаритных показателей полезной нагрузки на ЛА, которые не позволяют разместить на нем эффективные антенные системы и многоканальные радиоприемные устройства;

нестабильность ориентации ЛА в пространстве, которая приводит к резкому увеличению ошибок пеленгования и к снижению точности определения координат ИРИ.

Большинство способов определения координат ИРИ основано на пеленговании радиосигналов несколькими измерителями, либо одним, перемещающимся в пространстве измерителем. Повышение точности определения координат ИРИ в большинстве случаев достигается увеличением базы пеленгования. В частности, в способе прототипе в ходе определения координат ИРИ предусмотрено перемещение ЛА на расстояние, соизмеримое с расстоянием от ЛА до ИРИ.

В заявленном способе координаты ИРИ определяют с помощью сосредоточенной ТОРАС, способной определить поляризацию радиосигнала в точке приема.

3. ОПИСАНИЕ РАЗРАБОТАННОГО СПОСОБА

Поляризация электромагнитной волны является ее пространственно-временной характеристикой и определяется видом траектории, описываемой концом вектора напряженности магнитного \vec{H} или электрического \vec{E} поля в фиксированной точке пространства [5, 6].

На рисунке 1 отображены ИРИ I и измеритель O_1 параметров электромагнитной волны. Вектор Пойтинга \vec{P} совпадает с направлением распространения электромагнитной волны и является результатом векторного произведения векторов напряженности электрического \vec{E} и магнитного \vec{H} полей, то есть образует вместе с ними правую тройку векторов. Отображены положения вектора Пойтинга \vec{P}_1 , а также векторов напряженности магнитного поля \vec{H}_1 , \vec{H}_2 в моменты времени t_1 и t_2 соответственно. Причем временной интервал между моментами времени t_1 и t_2 выбирают равным четверти периода электромагнитной волны измеряемого радиосигнала. Перемещением в пространстве ЛА за указанный временной интервал можно пренебречь. Показана часть фазового фронта волны Ω_{EH} , определяемого как поверхность одинаковых фаз векторов поля (\vec{E} или \vec{H}), перпендикулярная направлению распространения электромагнитной волны (т. е. перпендикулярная вектору Пойтинга \vec{P}).

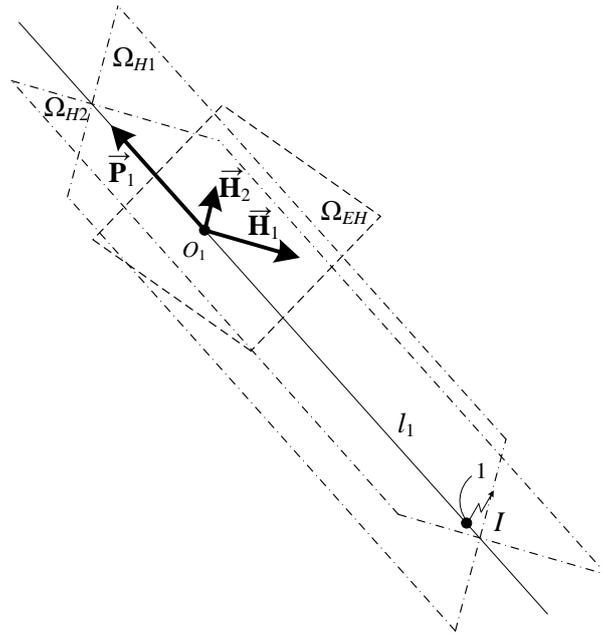


Рис. 1. Построение линии положения ИРИ l_1 , как линии пересечения вспомогательных плоскостей Ω_{H1} и Ω_{H2} ;

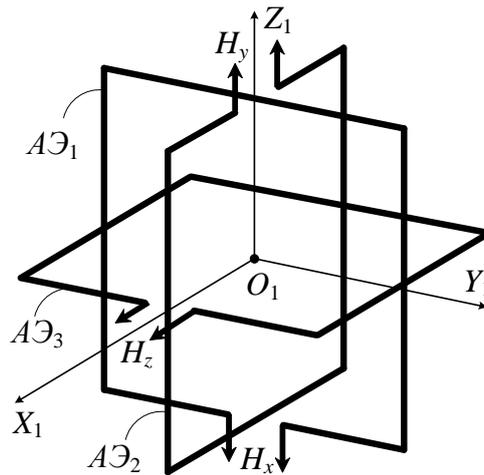


Рис. 2. Конфигурация ТОРАС состоящая из трех АЭ в виде рамок в ДСК $O_1X_1Y_1Z_1$

Вспомогательные плоскости Ω_{H1} и Ω_{H2} , ортогональны векторам напряженности магнитного поля \vec{H}_1 , \vec{H}_2 в моменты времени t_1 и t_2 соответственно и проходят через центр ТОРАС O_1 .

Пересечение плоскостей Ω_{H1} и Ω_{H2} , соответствует линии положения ИРИ l_1 (см. рисунок 1). Поскольку временной интервал между моментами времени t_1 и t_2 выбирают равным четверти периода электромагнитной волны измеряемого радиосигнала, угол между плоскостями Ω_{H1} и Ω_{H2} , равен $\pi/2$.

Для измерения ортогональных компонент векторов напряженности магнитного поля \vec{H}_1 , \vec{H}_2 в заявленном способе используют ТОРАС, состоящую из трех антенных элементов (АЭ) АЭ₁, АЭ₂, и АЭ₃ в виде рамок (см. рисунок 2).

В заявленном способе для моментов времени t_1 и t_2 используют ДСК $O_1X_1Y_1Z_1$, в которой центр координат O_1 совмещен с центром ТОРАС, оси O_1X_1 , O_1Y_1 и O_1Z_1 перпендикулярны АЭ₁, АЭ₂, и АЭ₃.

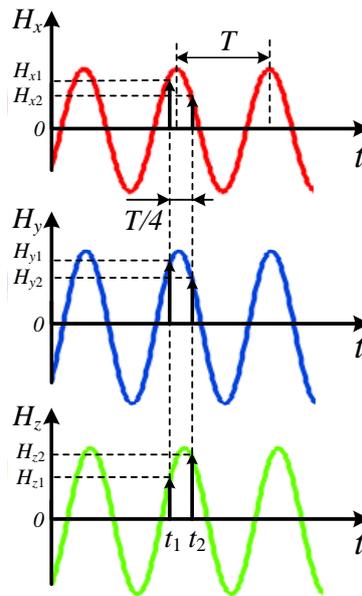


Рис. 3. Временные диаграммы ортогональных компонент H_x , H_y , H_z , принятых на АЭ₁, АЭ₂, и АЭ₃ ТОРАС, а также их значения H_{x1} , H_{y1} , H_{z1} и H_{x2} , H_{y2} , H_{z2} , измеренные в моменты времени t_1 и t_2 соответственно

На рисунке 3 представлены временные диаграммы ортогональных компонент H_x , H_y , H_z , принятого в общем случае эллиптически поляризованного аналогового радиосигнала на АЭ₁, АЭ₂, и АЭ₃ ТОРАС соответственно. В моменты времени t_1 и t_2 измеряют значения компонент H_{x1} , H_{y1} , H_{z1} и H_{x2} , H_{y2} , H_{z2} с помощью АЭ₁, АЭ₂, и АЭ₃ ТОРАС соответственно.

Векторная сумма ортогональных компонент напряженностей магнитного поля H_{x1} , H_{y1} , H_{z1} , измеренных на АЭ₁, АЭ₂, и АЭ₃ ТОРАС в момент времени t_1 соответственно в момент времени t_1 составляет вектор напряженности магнитного поля \vec{H}_1 .

Аналогично, векторная сумма ортогональных компонент напряженностей магнитного поля H_{x2} , H_{y2} , H_{z2} , измеренных на АЭ₁, АЭ₂, и АЭ₃ ТОРАС в момент времени t_2 составляет вектор напряженности магнитного поля \vec{H}_2 .

Далее измеритель параметров электромагнитной волны перемещают его в новую позицию O_2 . Аналогичные рассуждения справедливы при построении вспомогательных плоскостей Ω_{H3} и Ω_{H4} , которые ортогональны векторам напряженности магнитного поля \vec{H}_3 , \vec{H}_4 в моменты времени t_3 и t_4 соответственно и проходят через центр ТОРАС O_2 .

Пересечение плоскостей Ω_{H3} и Ω_{H4} , соответствует линии положения ИРИ l_2 (см. рисунок 4). Поскольку временной интервал между моментами времени t_3 и t_4 выбирают равным четверти периода электромагнитной волны измеряемого радиосигнала, угол между плоскостями Ω_{H1} и Ω_{H2} , равен $\pi/2$.

Для измерения ортогональных компонент векторов напряженности магнитного поля \vec{H}_3 , \vec{H}_4 в заявленном способе используют ТОРАС, состоящую из трех АЭ₁, АЭ₂, и АЭ₃ в виде рамок.

В заявленном способе для моментов времени t_3 и t_4 используют ДСК $O_2X_2Y_2Z_2$, в которой центр координат O_2 совмещен с центром ТОРАС, оси O_2X_2 , O_2Y_2 и O_2Z_2 перпендикулярны АЭ₁, АЭ₂, и АЭ₃ (см. рисунок 4).

Векторная сумма ортогональных компонент напряженностей магнитного поля H_3 , H_{y3} , H_{z3} , измеренных на АЭ₁, АЭ₂, и АЭ₃ ТОРАС соответственно в момент времени t_3

составляет вектор напряженности магнитного поля \vec{H}_3 . Аналогично, векторная сумма ортогональных компонент напряженностей магнитного поля H_{x4}, H_{y4}, H_{z4} , измеренных на АЭ₁, АЭ₂, и АЭ₃ ТОРАС в момент времени t_4 составляет вектор напряженности магнитного поля \vec{H}_4 .

Строят вспомогательные плоскости Ω_{H1} и Ω_{H2} , ортогональные векторам напряженности магнитного поля \vec{H}_1, \vec{H}_2 соответственно и проходящие через центр ТОРАС O_1 в моменты времени t_1 и t_2 , который совмещен в свою очередь с началом ДСК $O_1X_1Y_1Z_1$. Строят линию положения ИРИ l_1 на пересечении плоскостей Ω_{H1}, Ω_{H2} (см. рисунок 4).

Строят вспомогательные плоскости Ω_{H3} и Ω_{H4} , ортогональные векторам напряженности магнитного поля \vec{H}_3, \vec{H}_4 соответственно и проходящие через центр ТОРАС O_2 в моменты времени t_3 и t_4 , который совмещен в свою очередь с началом ДСК $O_2X_2Y_2Z_2$. Строят линию положения ИРИ l_2 на пересечении плоскостей Ω_{H3}, Ω_{H4} (см. рисунок 4).

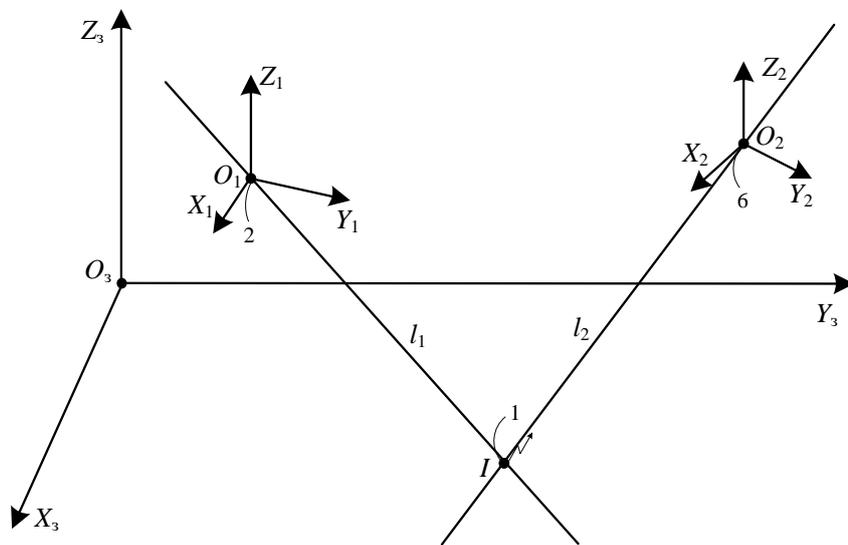


Рис. 4. Графическое представление определения координат ИРИ как пересечения линий положения ИРИ l_1 и l_2 в ДСК $O_3X_3Y_3Z_3$

Вычисляют координаты ИРИ, находящегося в точке точки пересечения линий положения ИРИ l_1 и l_2 (см. рисунок 4).

Алгоритма вычисления координат ИРИ, находящегося в точке пересечения линий положения ИРИ l_1 и l_2 по заявляемому способу представлен ниже.

Векторы напряженности магнитного поля \vec{H}_1, \vec{H}_2 из ДСК $O_1X_1Y_1Z_1$ преобразуют в \vec{H}'_1 и \vec{H}'_2 за счет последовательного перемножения каждого из них на три матрицы поворота $A_3(\xi_{\alpha_1}), A_2(\xi_{\beta_1}), A_3(\xi_{\gamma_1})$, соответствующие измеренным углам поворота $\xi_{\alpha_1}, \xi_{\beta_1}, \xi_{\gamma_1}$ ДСК $O_1X_1Y_1Z_1$ относительно топоцентрической ДСК $O_3X_3Y_3Z_3$, называемыми углами Эйлера [7]:

$$\vec{H}'_1(H'_{x1}, H'_{y1}, H'_{z1}) = \vec{H}_1 A_3(\xi_{\alpha_1}) A_2(\xi_{\beta_1}) A_3(\xi_{\gamma_1}),$$

$$\vec{H}'_2(H'_{x2}, H'_{y2}, H'_{z2}) = \vec{H}_2 A_3(\xi_{\alpha_1}) A_2(\xi_{\beta_1}) A_3(\xi_{\gamma_1}),$$

где

$$\mathbf{A}_3(\xi_{\alpha_1}) = \begin{pmatrix} \cos(\xi_{\alpha_1}) & -\sin(\xi_{\alpha_1}) & 0 \\ \sin(\xi_{\alpha_1}) & \cos(\xi_{\alpha_1}) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{A}_2(\xi_{\beta_1}) = \begin{pmatrix} \cos(\xi_{\beta_1}) & 0 & \sin(\xi_{\beta_1}) \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin(\xi_{\beta_1}) & 0 & \cos(\xi_{\beta_1}) \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{A}_3(\xi_{\gamma_1}) = \begin{pmatrix} \cos(\xi_{\gamma_1}) & -\sin(\xi_{\gamma_1}) & 0 \\ \sin(\xi_{\gamma_1}) & \cos(\xi_{\gamma_1}) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}.$$

Тогда, вспомогательные плоскости Ω_{H1} и Ω_{H2} в топоцентрической ДСК $O_3X_3Y_3Z_3$ будут описываться уравнениями:

$$H'_{x1}(x+x_1) + H'_{y1}(y+y_1) + H'_{z1}(z+z_1) = 0, \quad (1)$$

$$H'_{x2}(x+x_1) + H'_{y2}(y+y_1) + H'_{z2}(z+z_1) = 0, \quad (2)$$

где x_1, y_1, z_1 – координаты точки O_1 , являющейся началом ДСК $O_1X_1Y_1Z_1$ в топоцентрической ДСК $O_3X_3Y_3Z_3$.

Векторы напряженности магнитного поля $\bar{\mathbf{H}}_3$ и $\bar{\mathbf{H}}_4$ из ДСК $O_2X_2Y_2Z_2$ преобразуют в $\bar{\mathbf{H}}'_3$ и $\bar{\mathbf{H}}'_4$ за счет последовательного перемножения каждого из них на три матрицы поворота $\mathbf{A}_3(\xi_{\alpha_2})$, $\mathbf{A}_2(\xi_{\beta_2})$, $\mathbf{A}_3(\xi_{\gamma_2})$, соответствующие измеренным углам поворота $\xi_{\alpha_2}, \xi_{\beta_2}, \xi_{\gamma_2}$ ДСК $O_2X_2Y_2Z_2$ относительно топоцентрической ДСК $O_3X_3Y_3Z_3$, называемыми углами Эйлера [4]:

$$\bar{\mathbf{H}}'_3(H'_{x3}, H'_{y3}, H'_{z3}) = \bar{\mathbf{H}}_3 \mathbf{A}_3(\xi_{\alpha_2}) \mathbf{A}_2(\xi_{\beta_2}) \mathbf{A}_3(\xi_{\gamma_2}),$$

$$\bar{\mathbf{H}}'_4(H'_{x4}, H'_{y4}, H'_{z4}) = \bar{\mathbf{H}}_4 \mathbf{A}_3(\xi_{\alpha_2}) \mathbf{A}_2(\xi_{\beta_2}) \mathbf{A}_3(\xi_{\gamma_2}),$$

где

$$\mathbf{A}_3(\xi_{\alpha_2}) = \begin{pmatrix} \cos(\xi_{\alpha_2}) & -\sin(\xi_{\alpha_2}) & 0 \\ \sin(\xi_{\alpha_2}) & \cos(\xi_{\alpha_2}) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{A}_2(\xi_{\beta_2}) = \begin{pmatrix} \cos(\xi_{\beta_2}) & 0 & \sin(\xi_{\beta_2}) \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin(\xi_{\beta_2}) & 0 & \cos(\xi_{\beta_2}) \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{A}_3(\xi_{\gamma_2}) = \begin{pmatrix} \cos(\xi_{\gamma_2}) & -\sin(\xi_{\gamma_2}) & 0 \\ \sin(\xi_{\gamma_2}) & \cos(\xi_{\gamma_2}) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}.$$

Тогда, вспомогательные плоскости Ω_{H3} и Ω_{H4} в топоцентрической ДСК $O_3X_3Y_3Z_3$ будут описываться уравнениями:

$$H'_{x3}(x+x_2) + H'_{y3}(y+y_2) + H'_{z3}(z+z_2) = 0, \quad (3)$$

$$H'_{x4}(x+x_2) + H'_{y4}(y+y_2) + H'_{z4}(z+z_2) = 0, \quad (4)$$

где x_2, y_2, z_2 – координаты точки O_2 , являющейся началом ДСК $O_2X_2Y_2Z_2$

Строят линию положения ИРИ l_1 на пересечении плоскостей Ω_{H1} и Ω_{H2} . Алгебраически такое построение соответствует решению системы уравнений (1) и (3):

$$\begin{cases} H'_{x1}(x+x_1) + H'_{y1}(y+y_1) + H'_{z1}(z+z_1) = 0; \\ H'_{x2}(x+x_1) + H'_{y2}(y+y_1) + H'_{z2}(z+z_1) = 0. \end{cases}$$

Аналогично строят линию положения ИРИ l_2 на пересечении плоскостей Ω_{H3} и Ω_{H4} . Алгебраически такое построение соответствует решению системы уравнений (3) и (4):

$$\begin{cases} H'_{x3}(x+x_2) + H'_{y3}(y+y_2) + H'_{z3}(z+z_2) = 0; \\ H'_{x4}(x+x_2) + H'_{y4}(y+y_2) + H'_{z4}(z+z_2) = 0. \end{cases}$$

Решают систему, составленную из уравнений (1), (2), (3) и (4):

$$\begin{cases} H'_{x1}(x+x_1) + H'_{y1}(y+y_1) + H'_{z1}(z+z_1) = 0; \\ H'_{x2}(x+x_1) + H'_{y2}(y+y_1) + H'_{z2}(z+z_1) = 0; \\ H'_{x3}(x+x_2) + H'_{y3}(y+y_2) + H'_{z3}(z+z_2) = 0; \\ H'_{x4}(x+x_2) + H'_{y4}(y+y_2) + H'_{z4}(z+z_2) = 0. \end{cases} \quad (5)$$

Решением данной системы (5) будут координаты точки пересечения линий положения ИРИ l_1 и l_2 в топоцентрической ДСК $O_3X_3Y_3Z_3$. Полученные координаты принимают в качестве координат ИРИ.

Реализация заявленного способа преимущественно целесообразна при размещении ТОРАС на подвижном объекте, в частности на ЛА. При этом необходимо с высокой точностью определять координаты ЛА и углы ориентации ЛА.

Имитационное моделирование заявленного способа определения местоположения ИРИ в специальном программном обеспечении Matlab [5] показало повышение точности измерения координат ИРИ по сравнению со способом прототипом на 10...20% (в зависимости от топологии – взаимного расположения ИРИ и ЛА), что указывает на возможность достижения указанного технического результата.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представленный способ ОМП ИРИ может быть использован при проектировании новых и модернизации существующих комплексов радиомониторинга, а также в учебном процессе при подготовке соответствующих специалистов.

Данная статья не закрывает рассматриваемую тему. Направлением дальнейших исследований может стать комплексирование разных методов координатометрии с целью повышения общей эффективности оценки координат ИРИ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дворников С. В., Саяпин В. Н., Симонов А. Н. Теоретические основы координатометрии источников радиоизлучений. СПб.: ВАС, 2007.
2. Волков Р.В., Саяпин В.Н., Севидов В.В. Локализация земных станций по радиосигналам спутников-ретрансляторов. В сборнике: Инновационная деятельность в Вооруженных Силах Российской Федерации. Труды всеармейской научно-практической конференции. 2016. С. 70-75.
3. Волков Р.В., Саяпин В.Н., Севидов В.В. Способ определения местоположения пользовательского терминала с использованием двух спутников-ретрансляторов. Патент на изобретение RU 2605457 С1, 20.12.2016. Заявка № 2015139916/07 от 18.09.2015.
4. Bachevsky S.V., Fokin G.A., Simonov A.N., Sevidov V.V. Positioning of radio emission sources with unmanned aerial vehicles using TDOA-AOA measurement processing. В сборнике: Journal of Physics: Conference Series. V International Conference on Information Technology and Nanotechnology, ITNT 2019. 2019. С. 042040.
5. Богдановский С.В., Волков Р.В., Севидов В.В., Симонов А.Н. Способ поляризационного пеленгования радиосигналов. Патент на изобретение 2624449 С, 04.07.2017. Заявка от 19.10.2016.
6. Богдановский С.В., Волков Р.В., Севидов В.В., Симонов А.Н. Способ поляризационного пеленгования радиосигналов диапазона ОВЧ и УВЧ с борта

беспилотного летательного аппарата. В сборнике: Инновационная деятельность в Вооруженных Силах Российской Федерации. Труды всеармейской научно-практической конференции. 2017. С. 51-53.

7. Богдановский С.В., Симонов А.Н., Севидов В.В. Поляризационный способ определения ориентации БЛА. Успехи современной радиоэлектроники. 2017. № 10. С. 15-19.
8. Богдановский С.В., Ледовская К.Г., Севидов В.В., Симонов А.Н. Способ поляризационного пеленгования радиосигналов с использованием триортогональной антенной системы. Патент на изобретение RU 2702102 C1, 04.10.2019. Заявка № 2018136463 от 15.10.2018.

REFERENCES

1. S.V. Dvornikov, V.N. Sayapin, A.N. Simonov, Theoretical Fundamentals of Coordinate Measurement of Radio Emission Sources. St. Petersburg: VAS, 2007.
2. Volkov R.V., Sayapin V.N., Sevidov V.V. Localization of earth stations by radio signals of relay satellites. In the collection: Innovative activity in the Armed Forces of the Russian Federation. Proceedings of the all-army scientific-practical conference. 2016. S. 70-75.
3. Volkov R.V., Sayapin V.N., Sevidov V.V. Method for determining the location of a user terminal using two relay satellites. Patent for invention RU 2605457 C1, 12/20/2016. Application No. 2015139916/07 dated 09/18/2015.
4. Bachevsky S.V., Fokin G.A., Simonov A.N., Sevidov V.V. Positioning of radio emission sources with unmanned aerial vehicles using TDOA-AOA measurement processing. В сборнике: Journal of Physics: Conference Series. V International Conference on Information Technology and Nanotechnology, ITNT 2019. 2019. С. 042040.
5. Bogdanovsky S.V., Volkov R.V., Sevidov V.V., Simonov A.N. The method of polarization direction finding of radio signals. Patent for invention 2624449 C, 07/04/2017. Application dated 10/19/2016.
6. Bogdanovsky S.V., Volkov R.V., Sevidov V.V., Simonov A.N. Method for polarization direction finding of VHF and UHF radio signals from an unmanned aerial vehicle. In the collection: Innovative activity in the Armed Forces of the Russian Federation. Proceedings of the all-army scientific-practical conference. 2017. S. 51-53.
7. Bogdanovsky S.V., Simonov A.N., Sevidov V.V. Polarization method for determining the UAV orientation. Advances in modern radio electronics. 2017. No. 10. P. 15-19.
8. Bogdanovsky S.V., Ledovskaya K.G., Sevidov V.V., Simonov A.N. The method of polarization direction finding of radio signals using a triorthogonal antenna system. Patent for invention RU 2702102 C1, 04.10.2019. Application No. 2018136463 dated 10/15/2018.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ СО СКАНИРУЮЩЕЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ

В. В. Севидов, Л. М. Севидова

Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного,
Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация. В статье представлен способ координатометрии радиолокационной станции со сканирующей диаграммой направленности. Для определения местоположения радиолокационной станции со сканирующей диаграммой направленности необходимо наличие не менее трех приемных пункта, размещенных на позициях с известными координатами.

Ключевые слова: определение местоположения, источник радиоизлучения, способ координатометрии, радиолокационная станция, сканирующая диаграмма направленности.

POSITIONING OF RADAR STATION WITH SCANNING DIRECTIONAL PATTERN

V. V. Sevidov, L. M. Sevidova

Military Academy of telecommunications named after Marshal of the Soviet Union
S.M. Budyonny Saint-Petersburg, Russian Federation

Abstract. The article presents a method for coordinating a radar station with a scanning radiation pattern. To determine the location of a radar station with a scanning radiation pattern, it is necessary to have at least three receiving points located at positions with known coordinates.

Keywords: location determination, source of radio emission, coordinometric method, radar station, scanning radiation pattern.

1. ВВЕДЕНИЕ

Для определения местоположения (ОМП) источников радиоизлучения (ИРИ) традиционно используются позиционные способы координатометрии (СКМ) [1...3], в которых синхронно измеряют один или несколько параметров радиосигнала в разнесенных измерительных пунктах.

Существует класс ИРИ – радиолокационные станции (РЛС) со сканирующей диаграммой направленности (СДН), для которых измерить один или несколько параметров радиосигнала ИРИ в разнесенных измерительных пунктах не представляется возможным.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Для ОМП РЛС со СДН разработан СКМ, суть которого раскрыта в настоящей статье. Способ относится к радиотехнике, и предназначен для использования в навигационных, пеленгационных, локационных средствах для ОМП РЛС со СДН.

Сущность предлагаемого способа состоит в следующем. Полагают, что объект измерений, стационарная РЛС со сканирующей ДН, излучает радиосигналы в известной полосе частот ΔF . Предварительно установленные на земной поверхности не менее трех приемных пункта (ПП) на позициях с известными координатами, в соответствии с

заранее выбранном районе ведения радиомониторинга, осуществляет прием радиосигналов согласованным с ними трактом.

3. ОПИСАНИЕ РАЗРАБОТАННОГО СПОСОБА

Геометрическая основа измерения периода сканирования РЛС со СДН, отображена на рисунке 1, которая включает: РЛС со СДН I , первый ПП K_1 .

На рисунке 1 представлена геометрическая основа измерения периода сканирования в момент времени, когда на первом ПП обеспечивается прием максимальной мощности радиосигнала (ММП) РЛС со СДН, соответствующий моменту времени направления максимума СДН РЛС на первый ПП.

На рисунке 1 отображены: направление на Север IN ; СДН РЛС в момент времени направления максимума на первый ПП K_1 ; азимут главного лепестка СДН РЛС Θ_1 в момент времени направления максимума СДН РЛС на первый ПП K_1 ; расстояние от первого ПП K_1 до РЛС со СДН I .

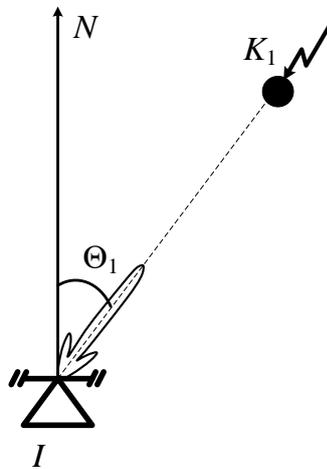


Рис. 1. Геометрическая основа измерения периода сканирования РЛС со СДН

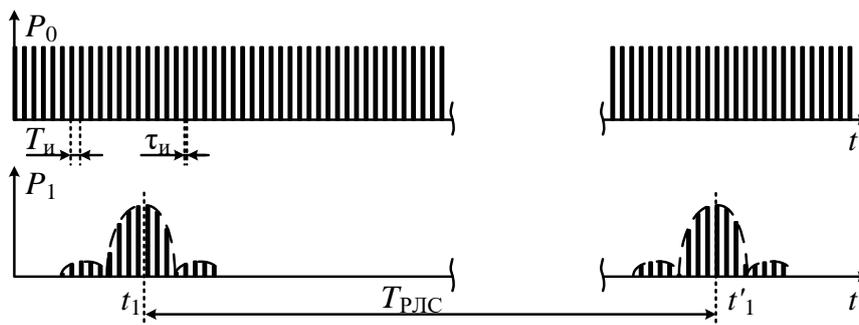


Рис. 2. Графики радиосигнала, излучаемого РЛС со СДН и его отклики, принимаемые первым ПП в двух соседних периодах сканирования

На рисунке 2 на верхнем графике представлен радиосигнал $P_0(t)$, в виде последовательности радиолокационных импульсов с периодом следования импульсов T_n и длительностью импульса τ_n , излучаемый РЛС со СДН. На нижнем графике рисунка 2 представлены отклики радиосигнала РЛС со СДН, принимаемые первым ПП $P_1(t)$ в двух соседних периодах сканирования.

Для измерения периода сканирования РЛС T_{RLS} со СДН, необходимо на одном из ПП (в качестве примера рассматривается первый ПП) измерить задержку между

моментами времени приема ММР РЛС указанным ПП в двух соседних периодах сканирования t_1 и t'_1 соответственно.

Геометрическая основа измерения разности моментов времени приема ММР РЛС каждым из пары ПП, соответствующих моментам времени направления максимума ДН РЛС на указанные ПП в течении одного периода сканирования, для пары, состоящей из первого и второго ПП отображена на рисунке 3, который включает: РЛС со СДН I , первый ПП K_1 и второй ПП K_2 .

На рисунке 3 представлена геометрическая основа измерения разности моментов времени приема ММР РЛС каждым из пары ПП в моменты времени, когда последовательно сначала на первом ПП, а затем на втором ПП обеспечивается прием ММР РЛС со СДН, соответствующий моментам времени направления максимума СДН РЛС на первый ПП и на второй ПП соответственно.

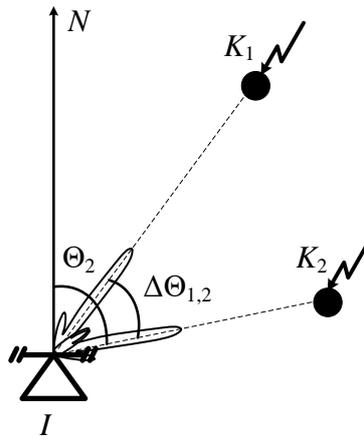


Рис. 3. Геометрическая основа измерения разности моментов времени приема ММР РЛС со СДН

На рисунке 3 отображены: направление на Север IN ; СДН РЛС в момент времени направления максимума на первый ПП K_1 ; СДН РЛС в момент времени направления максимума на второй ПП K_2 ; азимут главного лепестка ДН РЛС Θ_2 в момент времени направления максимума СДН РЛС на второй ПП K_2 ; разность азимутов первого и второго ПП $\Delta\Theta_{1,2}$, отсчитываемая от РЛС; расстояние от первого ПП K_1 до РЛС со СДН I ; расстояние K_2I от второго ПП K_2 до РЛС со СДН I .

На рисунке 4 на верхнем графике представлен радиосигнал $P_0(t)$, в виде последовательности радиолокационных импульсов с периодом следования импульсов $T_{\text{и}}$ и длительностью импульса $\tau_{\text{и}}$, излучаемый РЛС со сканирующей ДН. На среднем и нижнем графиках рисунка 4 представлены отклики радиосигнала РЛС со СДН, принимаемые первым ПП $P_1(t)$ и вторым ПП $P_2(t)$ соответственно в течении одного периода сканирования.

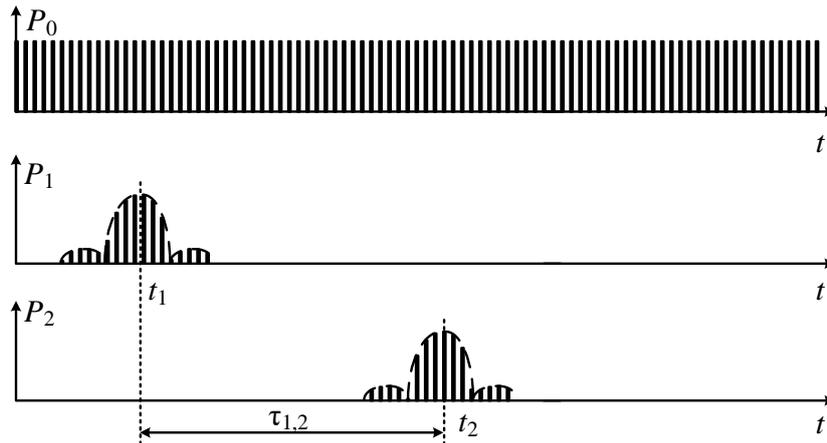


Рис. 4. Графики радиосигнала, излучаемого РЛС со СДН и его отклики, принимаемые первым ПП и вторым ПП соответственно в течении одного периода сканирования

Для измерения разности моментов времени приема ММР РЛС каждым из пары ПП, состоящей из первого и второго ПП, соответствующих моментам времени направления максимума ДН РЛС на указанные ПП 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 ПП в течении одного периода сканирования.

На рисунке 5 представлена геометрическая основа формирования линии положения (ЛП) $S_{1,2}$ путем построения двух симметричных сегментов окружностей на хорде K_1K_2 , соединяющей первый и второй ПП, которая включает: РЛС со СДН I , первый ПП K_1 и второй ПП K_2 . Сегменты окружностей, составляющих ЛП $S_{1,2}$ строят так, чтобы каждая из их точек имела разницу пеленгов на первый и второй ПП равную $\Delta\Theta_{1,2}$.

На рисунке 5, кроме того отображены вероятные местоположения РЛС I' , I'' и I''' . Вообще, каждая из точек построенной ЛП $S_{1,2}$, в соответствии с известной теоремой «Вписанные в окружность углы, опирающиеся на одну хорду равны, если они лежат по одну сторону хорды», является точкой вероятного местоположения. Таким образом, формирование ЛП $S_{1,2}$, частично снимает неопределенность относительно местоположения РЛС со СДН. Однако, для определения местоположения РЛС со СДН необходимо формирование как минимум, еще одной ЛП.

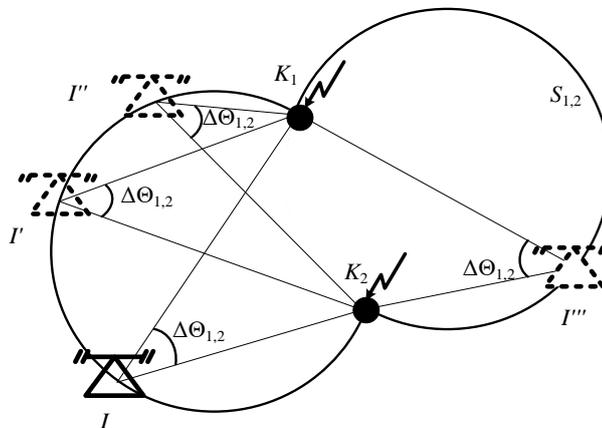


Рис. 5. Геометрическая основа формирования ЛП путем построения двух симметричных сегментов окружностей на хорде, соединяющей первый и второй ПП

Геометрическая основа измерения разности моментов времени приема ММР РЛС каждым из пары ПП, соответствующих моментам времени направления максимума СДН РЛС на указанные ПП в течении одного периода сканирования, для пар, состоящих из первого и второго ПП, а также из второго и третьего ПП, отображена на рисунке 6, которая включает: РЛС со СДН I , первый ПП K_1 , второй ПП K_2 и третий ПП K_3 .

На рисунке 6 представлена геометрическая основа измерения разности моментов времени приема ММР РЛС каждым из пары ПП в моменты времени, когда последовательно сначала на первом ПП, а затем на втором ПП и третьем ПП обеспечивается прием ММР РЛС со СДН, соответствующий моментам времени направления максимума ДН РЛС на первый ПП, на второй ПП и на третий ПП соответственно.

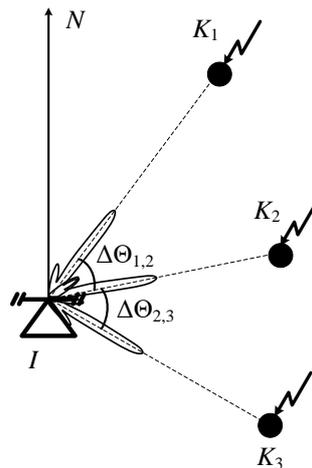


Рис. 6. Геометрическая основа измерения разности моментов времени приема ММР РЛС каждым из пары ПП

На рисунке 6 отображены: направление на Север IN ; СДН РЛС в момент времени направления максимума на первый ПП K_1 ; СДН РЛС в момент времени направления максимума на второй ПП K_2 ; СДН РЛС в момент времени направления максимума на третий ПП K_3 ; разность азимутов первого и второго ПП $\Delta\Theta_{1,2}$, отсчитываемая от РЛС; разность азимутов второго и третьего ПП $\Delta\Theta_{2,3}$, отсчитываемая от РЛС; расстояние K_1I от первого ПП K_1 до РЛС со сканирующей ДН I ; расстояние K_2I от второго ПП K_2 до РЛС со сканирующей ДН I ; расстояние K_3I от третьего ПП K_3 до РЛС со сканирующей ДН I .

На рисунке 7 на верхнем графике представлен радиосигнал $P_0(t)$, в виде последовательности радиолокационных импульсов с периодом следования импульсов $T_{\text{и}}$ и длительностью импульса $\tau_{\text{и}}$, излучаемый РЛС со СДН. На трех нижних графиках рисунка 7 последовательно представлены отклики радиосигнала РЛС со СДН, принимаемые первым ПП $P_1(t)$, вторым ПП $P_2(t)$ и третьим ПП $P_3(t)$ соответственно в течении одного периода сканирования.

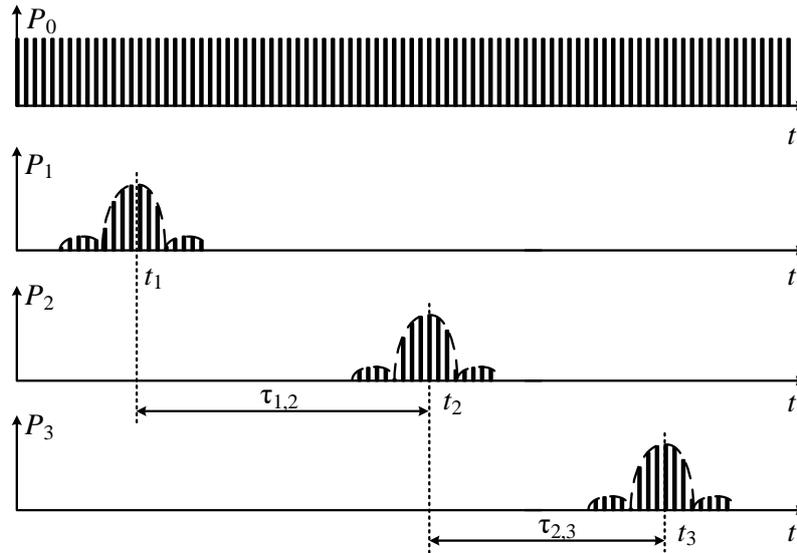


Рис. 7. Графики радиосигнала, излучаемого РЛС со СДН и его отклики, принимаемые первым ПП, вторым ПП и третьим ПП соответственно в течении одного периода сканирования

Для измерения разности моментов времени приема ММР РЛС каждым из пары ПП, состоящей из первого и второго ПП, соответствующих моментам времени направления максимума СДН РЛС на указанные ПП 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 ПП в течении одного периода сканирования.

Для измерения разности моментов времени приема ММР РЛС каждым из пары ПП, состоящей из второго и третьего ПП, соответствующих моментам времени направления максимума СДН РЛС на указанные ПП 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 ПП в течении одного периода сканирования.

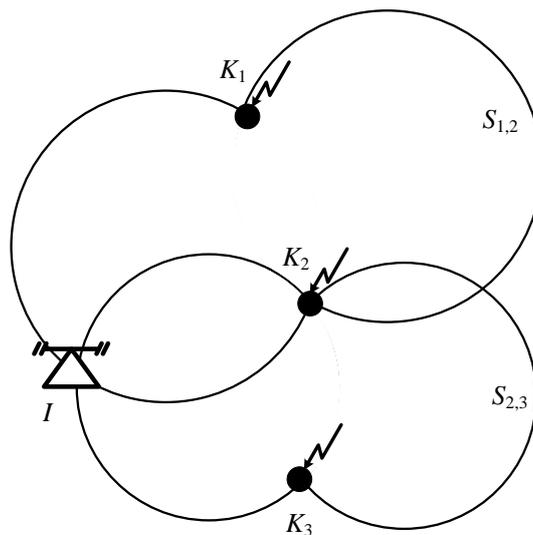


Рис. 8. Геометрическая основа ОМП РЛС со СДН, как точки пересечения двух ЛП

На рисунке 8 представлена геометрическая основа ОМП РЛС со СДН, как точки пересечения двух ЛП $S_{1,2}$ и $S_{2,3}$. Формирование ЛП $S_{1,2}$ раскрыто при описании рисунка 5. Формирование ЛП $S_{2,3}$ производят путем построения двух симметричных сегментов окружностей на хорде K_2K_3 , соединяющей второй и третий ПП. Сегменты окружностей, составляющих ЛП $S_{2,3}$ строят так, чтобы каждая из их точек имела разницу пеленгов на первый и второй ПП равную $\Delta\Theta_{2,3}$.

Представленные операции в совокупности составляют СКМ РЛС со СДН.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанный СКМ РЛС со СДН может быть использован при проектировании новых и модернизации существующих комплексов радиомониторинга, а также в учебном процессе при подготовке соответствующих специалистов.

Данная статья не закрывает рассматриваемую тему. Направлением дальнейших исследований может стать исследование точностных характеристик СКМ РЛС со СДН.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дворников С. В., Саяпин В. Н., Симонов А. Н. Теоретические основы координатометрии источников радиоизлучений. СПб.: ВАС, 2007.
2. Балабанов В.В., Беспалов В.Л., Кельян А.Х., Пономарев А.А., Севидов В.В., Чемаров А.О. Способ определения параметров орбиты искусственного спутника Земли. Патент на изобретение RU 2652603 C1, 27.04.2018. Заявка № 2017121725 от 20.06.2017.
3. Волков Р.В., Саяпин В.Н., Севидов В.В. Локализация земных станций по радиосигналам спутников-ретрансляторов. В сборнике: Инновационная деятельность в Вооруженных Силах Российской Федерации. Труды всеармейской научно-практической конференции. 2016. С. 70-75.
4. Севидов В.В. Определение координат и параметров движения источника радиоизлучения на основе разностно-временных и разностно-доплеровских измерений. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ.
5. Кельян А.Х., Чемаров А.О., Волков Р.В., Севидов В.В. Определение параметров движения летательного аппарата системой геолокации по излучениям находящейся на его борту станции спутниковой связи. Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 5. С. 10-14.
6. Волков Р.В., Саяпин В.Н., Севидов В.В. Способ определения местоположения пользовательского терминала с использованием двух спутников-ретрансляторов. Патент на изобретение RU 2605457 C1, 20.12.2016. Заявка № 2015139916/07 от 18.09.2015.
7. Агиевич С.Н., Красюков А.В., Севидов В.В., Севидова Л.М. способ определения координат источника радиоизлучения. Патент на изобретение RU 2696086 C1, 31.07.2019. Заявка № 2018122597 от 19.06.2018.

REFERENCES

1. S.V. Dvornikov, V. N. Sayapin, and A. N. Simonov, Theoretical Fundamentals of Coordinate Measurement of Radio Emission Sources. St. Petersburg: VAS, 2007.
2. Balabanov V.V., Bepalov V.L., Kelyan A.Kh., Ponomarev A.A., Sevidov V.V., Chemarov A.O. A method for determining the parameters of the orbit of an artificial Earth satellite. Patent for invention RU 2652603 C1, 04/27/2018. Application No. 2017121725 dated 06/20/2017.

3. Volkov R.V., Sayapin V.N., Sevidov V.V. Localization of earth stations by radio signals of relay satellites. In the collection: Innovative activity in the Armed Forces of the Russian Federation. Proceedings of the all-army scientific-practical conference. 2016. S. 70-75.
4. Sevidov V.V. Determination of coordinates and motion parameters of a radio emission source based on difference-time and difference-Doppler measurements. Certificate of registration of the computer program.
5. Kel'yan A.Kh., Chemarov A.O., Volkov R.V., Sevidov V.V. Determination of aircraft movement parameters by a geolocation system based on the radiation of a satellite communication station on board. Advances in modern radio electronics. 2016. No. 5. S. 10-14.
6. Volkov R.V., Sayapin V.N., Sevidov V.V. Method for determining the location of a user terminal using two relay satellites. Patent for invention RU 2605457 C1, 12/20/2016. Application No. 2015139916/07 dated 09/18/2015.
7. Agievich S.N., Krasnyukov A.V., Sevidov V.V., Sevidova L.M. method for determining the coordinates of the source of radio emission. Patent for invention RU 2696086 C1, 07/31/2019. Application No. 2018122597 dated 06/19/2018.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАВИГАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ ОБЪЕКТОВ НАБЛЮДЕНИЯ С ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СРЕДСТВ С НЕСТАЦИОНАРНЫМИ НАВИГАЦИОННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

В.С. Марюхненко, А. А Карпушкин, М. С. Рясин

Филиал военной академии имени Петра Великого, г.Серпухов, Россия

Аннотация. Для повышения эффективности проведения измерений и определения местоположения объектов наблюдения при помощи радиолокационной станции, установленной на базе беспилотного летательного аппарата, предложен вариант решения задачи определения параметров движения объектов наблюдения. При проведении измерений при помощи радиолокационных средств, установленных на базе беспилотных летательных аппаратов, из-за постоянного перемещения измерительного средства и изменения пространственных углов, возникают сложности в нахождении местонахождения объекта наблюдения. Вариант решения предполагает, что на основе измеренных параметров в связанной системе координат беспилотного летательного аппарата, а также измеренных с помощью навигационной аппаратуры координат и пространственных углов беспилотного летательного аппарата, осуществляется нахождение истинных координат объекта наблюдения в нормальной земной системе координат.

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат, курс, тангаж, крен, матрица вращения, навигационные параметры, радиолокационные измерения, приведение к горизонту, азимут, угол места, наклонная дальность.

DETERMINATION OF RADAR PARAMETERS OF OBSERVATION OBJECTS FROM MEASURING INSTRUMENTS WITH NON- STATIONARY NAVIGATION PARAMETERS

V.S. Maryukhnenko, A.A. Karpushkin, M.S. Ryasyn

Branch of the Military Academy named after Peter the Great Serpukhov

Abstract. To improve the efficiency of measurements and determining the location of observation objects using a radar station installed on the basis of an unmanned aerial vehicle, a solution to the problem of determining the parameters of the movement of observation objects is proposed. When carrying out measurements using radar equipment installed on the basis of unmanned aerial vehicles, due to the constant movement of the measuring device and changes in spatial angles, difficulties arise in finding the location of the object of observation. The solution assumes that, based on the measured parameters in the associated coordinate system of the unmanned aerial vehicle, as well as the coordinates and spatial angles of the unmanned aerial vehicle measured with the help of navigation equipment, the true coordinates of the object of observation are found in the normal terrestrial coordinate system.

Keywords: unmanned aerial vehicle, course, pitch, roll, rotation matrix, navigation parameters, radar measurements, bringing to the horizon, azimuth, elevation angle, inclined range.

1. ВВЕДЕНИЕ

Беспилотные летательные аппараты (БПЛА) в современном мире смогли проникнуть, практически во все сферы деятельности. Измерение местоположения различных объектов, например, при патрулировании территории крупных предприятий,

электростанций, городской местности на наличие незаконных построек, везде имеет место применение БПЛА. В любой из ситуаций требуется определить местоположение выявленного объекта, проконтролировать его перемещение, передать координаты оператору, для принятия дальнейших решений.

В ходе проведения измерений при помощи БПЛА, необходимым условием получения достоверной информации является привязка результатов измерений к сигналам единого времени, а также решения навигационных задач с целью определения навигационных параметров средства измерения с оценкой его положения в пространстве.

При использовании стационарных наземных измерительных средств задача определения их местоположения, а также углового положения решается относительно просто. Достаточно будет провести сеанс калибровки аппаратуры, привязки к сигналам единого времени и нахождения своего местоположения единожды непосредственно перед проведением измерений.

При использовании подвижных наземных, а особенно воздушных измерительных средств, возникает ряд дополнительных проблем, связанных с трудностью привязки измеренных параметров к местоположению и ориентации измерительного средства в пространстве.

Целью статьи является решение задачи определения местоположения объектов наблюдения при использовании измерительных средств на базе беспилотных летательных аппаратов в условиях постоянно изменяющихся координат и пространственных углов измерительного средства.

2. ГЕОМЕТРИЧЕСКАЯ ИНТЕРПРЕТАЦИЯ ЗАДАЧИ ОЦЕНКИ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ОБЪЕКТА ИСПЫТАНИЙ ПОДВИЖНЫМИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫМИ ПУНКТАМИ

На рисунке 1 изображено 2 системы координат, а конкретно. Нормальная земная система координат и связанная система координат БПЛА.

Нормальная Земная (НЗСК) $\sum_{нз} = \{O, X, Y, Z\}$.

Представляет собой левую пространственную прямоугольную декартову систему координат, начало O которой фиксировано по отношению к Земле, ось абсцисс OX которой, находящаяся в горизонтальной плоскости, совпадает с северным направлением вертикальной линии координатной сетки плоской прямоугольной системы координат, ось аппликат OZ которой перпендикулярна горизонтальной плоскости и направлена вверх по вертикали, а ось ординат OY которой, находящаяся в горизонтальной плоскости XOY , дополняет систему до левой пространственной прямоугольной декартовой системы координат. Будем полагать, что за начало отсчета по оси OZ принята Балтийская система высот[1].

Связанная система координат БПЛА $\sum_{св} = \{O', X', Y', Z'\}$.

Представляет собой левую пространственную прямоугольную декартову систему координат, начало O' которой помещено в фазовом центре (ФЦ) БПЛА, осями которой являются продольная, поперечная и нормальная осевые линии БПЛА, являющиеся осями абсцисс $O'X'$, ординат $O'Y'$ и аппликат $O'Z'$ соответственно [2]. Угловая ориентация $\sum_{св}$ БПЛА и связанного с ней подвижного объекта относительно $\sum_{св}$ однозначно определяется матрицей вращения размера 3×3 направляющих косинусов осей $\sum_{св}$ относительно осей $\sum_{нз}$, которая однозначно определяется тремя углами Эйлера: углом курса - ψ , тангажа - μ и крена - ϑ .

Оценить местоположение БПЛА позволяет вектор:

$$\mathbf{W}_{uc} = [x, y, z, \psi, \mu, \vartheta]^T \quad (1)$$

где x, y, z - координаты БПЛА в нормальной земной системе координат;

ψ, μ, ϑ - углы крена, тангажа и рысканья, определяющие положение БПЛА в пространстве.

Объект наблюдения имеет вектор положения:

$$\mathbf{W}_{он} = [x_{он}, y_{он}, z_{он}]^T \quad (2)$$

Вектор измерений будет иметь вид:

$$\mathbf{N}_1 = [\varphi_1, \theta_1, D_1]^T \quad (3)$$

где φ - угол отклонения проекции вектора направления на объект наблюдения в плоскости БПЛА от вектора движения измерительного средства, измеряется по направлению хода часовой стрелки и находится в диапазоне от 0° до 360° ;

θ - угол отклонения вектора направления на объект наблюдения от плоскости измерительного средства, находится в диапазоне от 0 до $\pm 90^\circ$, с положительным знаком, если ОН находится выше плоскости БПЛА и с отрицательным, если ниже;

D - наклонная дальность до объекта наблюдения.

Таким образом, для получения действительного местоположения объекта испытаний, необходимо установить связь между вектором измерений и вектором местоположения измерительного средства.

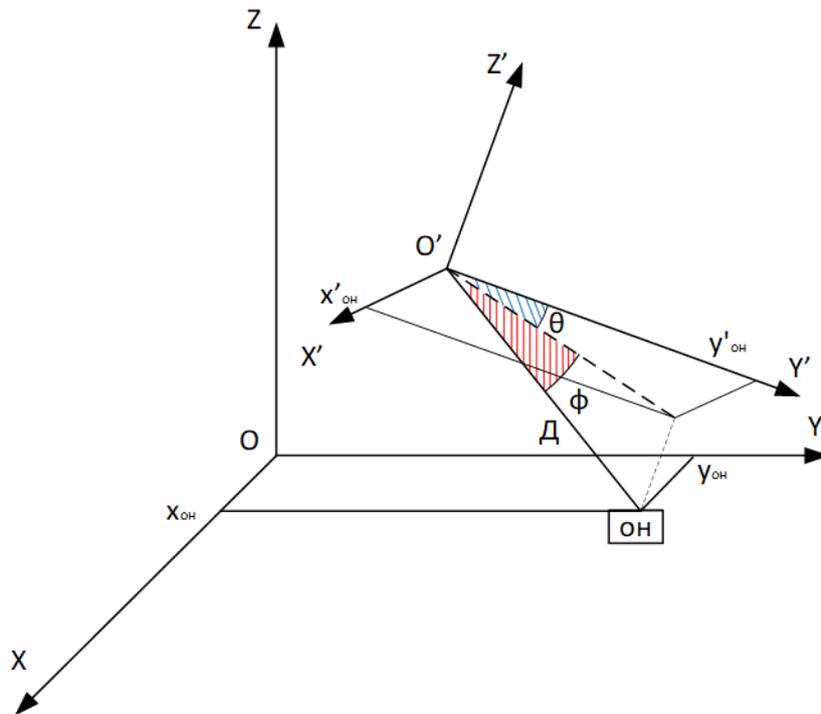


Рис. 1. Измерение радиолокационных параметров с БПЛА.

3. МЕТОДИКА РАСЧЕТ УГЛА АЗИМУТА И УГЛА МЕСТА ПО ДАННЫМ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО СРЕДСТВА НА БАЗЕ БПЛА

Исходные данные

В качестве исходных данных для работы алгоритма примем:

1) вектор положения объекта в пространстве, полученный с помощью навигационных систем:

$$\mathbf{W} = [x, y, z, \varphi, \theta, \psi]^T \quad (4)$$

где x, y, z - координаты объекта в связанной системе координат пункта наблюдения;

ψ, μ, ϑ - углы крена, тангажа и рысканья, определяющие положение БПЛА в пространстве.

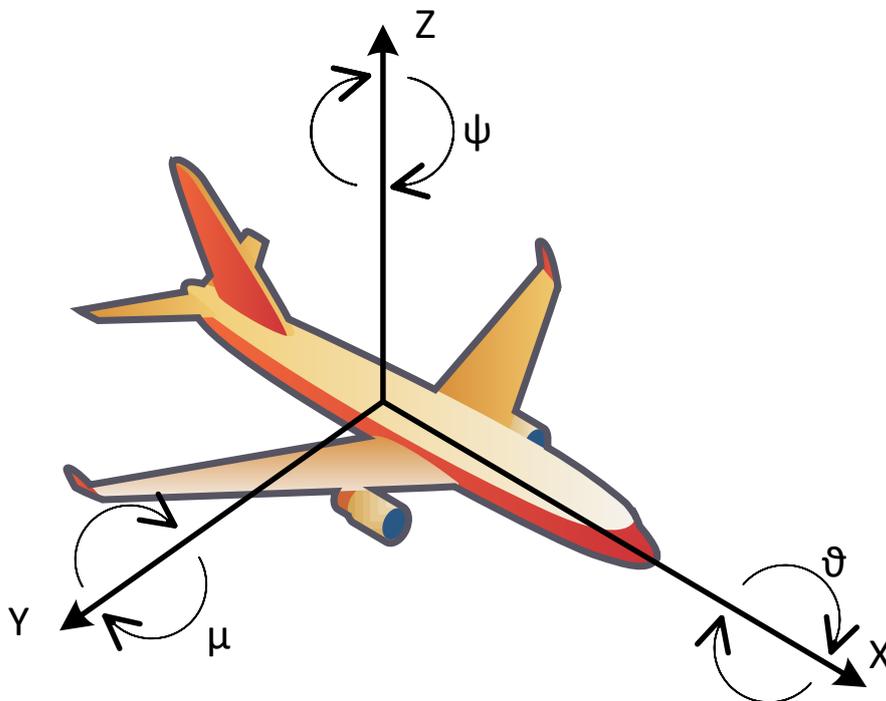


Рис. 2. Связанная система координат БПЛА.

2) вектор измеренных параметров: угол отклонения направления на объект наблюдения от оси движения БПЛА φ и угол места θ относительно плоскости БПЛА:

$$\mathbf{W} = [\varphi, \theta, D]^T \quad (5)$$

ψ - угол курса БПЛА представляет собой угол между проекцией на горизонтальную плоскость положительного направления продольной осевой линии БПЛА и расположенной в горизонтальной плоскости линией совпадающей с вертикальной линией координатной сетки $\sum_{из}$, проходящей через принятый за начало отсчета ФЦ БПЛА, измеряемый в градусах в пределах от 0° до 360° и отсчитываемый от вышеупомянутой линии по ходу часовой стрелки если смотреть в направлении вниз по вертикали, проходящей через ФЦ БПЛА.

μ - угол тангажа БПЛА представляет собой угол между продольной осевой линией БПЛА и проходящей через ФЦ БПЛА горизонтальной плоскостью, измеряемый в пределах от 0° до $\pm 90^\circ$, отсчитываемый от горизонтальной плоскости с положительным или отрицательным знаками в случае если положительное направление продольной осевой линией БПЛА находится соответственно выше или ниже горизонтальной плоскости.

ϑ - угол крена БПЛА представляет собой угол между поперечной осевой линией БПЛА и осью ординат подвижной НЗСК (ПНЗСК отличается от НЗСК тем, что ее начало помещено в ФЦ БПЛА), смещенной в положение, при котором угол курса БПЛА равен нулю. Угол крена БПЛА измеряется в градусах в пределах от 0° до $\pm 90^\circ$ и отсчитывается от оси ординат ПНЗСК с положительным или отрицательным знаками в случае если положительное направление оси ординат ПНЗСК совмещается с положительным направлением поперечной осевой линии БПЛА поворотом вокруг

продольной осевой линии БПЛА соответственно по ходу или против хода часовой стрелки если смотреть в положительном направлении продольной осевой линии БПЛА. [3]

В качестве измеряемых параметров выступают:

α - азимут, представляет собой угол между проекцией направления от ФЦ БПЛА на объект наблюдения, содержащую продольную и поперечную осевые линии БПЛА и положительным направлением продольной осевой линии БПЛА, измеряемый в градусах в пределах от 0° до 360° и отсчитываемый от положительного направления продольной осевой линии БПЛА по ходу часовой стрелки если смотреть в направлении навстречу положительному направлению нормальной осевой линии БПЛА.

β - угол места, определяется как угол между направлением от ФЦ БПЛА на ОН и проекцией вышеупомянутого направления на азимутальную плоскость, в которой размещены продольная и поперечная осевые линии БПЛА, измеряемый в градусах в пределах от 0° до $\pm 90^\circ$, отсчитываемый от вышеупомянутой проекции на азимутальную плоскость с положительным или отрицательным знаками в случае если ОН находится соответственно выше или ниже азимутальной плоскости, проходящей через ФЦ БПЛА.

D - наклонная дальность до ОН, расстояние от ФЦ БПЛА до ОН.

В качестве допущения примем, что получение навигационной и измерительной информации синхронизировано, т.е. моменты получения параметров совпадают. Также стоит понимать, что все измерения совершаются относительно связанной системы координат, таким образом, алгоритм пересчета измеренных углов в координаты объекта наблюдения будет выглядеть следующим образом:

1) Осуществим расчет координат объекта относительно связанной системы координат БПЛА, при этом считая началом отсчета координаты БПЛА в НЗСК:

$$\begin{aligned}x_i &= x_{i0} + D_i \cos \varphi_i \cos \theta_i \\y_i &= y_{i0} + D_i \sin \varphi_i \cos \theta_i \\z_i &= z_{i0} + D_i \sin \theta_i\end{aligned}\quad (6)$$

Запишем вектор координат ОН:

$$\mathbf{W}_{он} = [x_i, y_i, z_i]^T \quad (7)$$

2) С помощью углов курса крена и тангажа составим матрицу поворота, осуществим пересчет координат ОН:

Матрица поворота вокруг оси x выглядит следующим образом:

$$M_x(\vartheta) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \vartheta & -\sin \vartheta \\ 0 & \sin \vartheta & \cos \vartheta \end{pmatrix} \quad (8)$$

Вокруг оси y :

$$M_y(\mu) = \begin{pmatrix} \cos \mu & 0 & \sin \mu \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \mu & 0 & \cos \mu \end{pmatrix} \quad (9)$$

Вокруг оси z :

$$M_z(\psi) = \begin{pmatrix} \cos \psi & \sin \psi & 0 \\ -\sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (10)$$

Тогда матрица поворота по всем осям запишется:

$$M_x(\mathcal{G})M_y(\mu)M_z(\psi) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \mathcal{G} & -\sin \mathcal{G} \\ 0 & \sin \mathcal{G} & \cos \mathcal{G} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \mu & 0 & \sin \mu \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \mu & 0 & \cos \mu \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \psi & \sin \psi & 0 \\ -\sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (11)$$

После преобразований запишется:

$$K = \begin{pmatrix} \cos \mu \cos \psi & -\sin \psi \cos \mu & \sin \mu \\ \sin \mathcal{G} \sin \mu \cos \psi + \sin \psi \cos \mathcal{G} & -\sin \mathcal{G} \sin \mu \sin \psi + \cos \mathcal{G} \cos \psi & -\sin \mathcal{G} \cos \mu \\ \sin \mathcal{G} \sin \psi - \sin \mu \cos \mathcal{G} \cos \psi & \sin \mathcal{G} \sin \psi + \sin \mu \sin \psi \cos \mathcal{G} & \cos \mathcal{G} \cos \mu \end{pmatrix} \quad (12)$$

Тогда преобразованные координаты ОН запишутся следующим образом:

$$\mathbf{W}_{np} = K \cdot \mathbf{W}_{on} \quad (13)$$

где $\mathbf{W}_{np} = [x, y, z]$ - вектор истинных(преобразованных) координат объекта наблюдения.

Таким образом, производя пересчет координат объекта из связанной системы координат БПЛА в нормальную Земную, и зная действительное местоположение объектов, можно осуществлять контроль за наблюдаемой территорией.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье разобрана одна из основных задач при проведении измерений с измерительных средств на базе БПЛА. Обоснована возможность использования беспилотников для контроля и патрулирования территории. Выведены зависимости между навигационными параметрами БПЛА и измеряемыми параметрами объекта наблюдения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бубнов И.А., Богатов С.Ф., Дубов С.Д., Калинин А.К., Савченко П.Т. Военная топография. М.: Воениздат, 1977. 280 с. С ил.
2. Виноградов А.Д., Востров А.Ю., Дмитриев И.С. Обобщенная структура радиопеленгатора и основные термины, используемые в теории радиопеленгования. Журнал «Антенны» №5 за 2018 г. - с. 5-20
3. Виноградов А.Д., Востров А.Ю., Дмитриев И.С. Максимально правдоподобный алгоритм определения координат и угловой ориентации бортовой пеленгаторной антенны по результатам радиопеленгования реперных источников радиоизлучения. Журнал «Антенны» №6 за 2019 г. – с. 12-26.
4. Марюхненко В.С., Васильченко А.А. Радиолокационные системы. В трех частях. Серпухов ФВА РВСН им. Петра Великого, 2019, 2020, 2021 г.
5. О.Н. Скрышник Радионавигационные системы воздушных судов. Учебник. – Москва: Изд-во ИНФРА-М, 2019 – 267 с.

6. Марюхненко В.С., Лежанкин Б.В., Ерохин В.В. Системный анализ задачи определения местоположения воздушного судна в многопозиционной системе наблюдения // «Информационные технологии и математическое моделирование в управлении сложными системами»: электрон. науч. журн. – 2019. – №1(2). – С. 32-41

REFERENCES

1. Bubnov I.A., Bogatov S.F., Dubov S.D., Kalinin A.K., Savchenko P.T. Military topography. M.: Voenizdat, 1977. 280 p. With il.
2. Vinogradov A.D., Vostrov A.Yu., Dmitriev I.S. Generalized structure of the radio direction finder and the main terms used in the theory of radio direction finding // Antennas, 2018, No.5 (249). pp. 5-20
3. Vinogradov A.D., Vostrov A.Yu., Dmitriev I.S. The most plausible algorithm for determining the coordinates and angular orientation of the onboard direction finder antenna based on the results of radio direction finding of reference radio sources. p. 12-26.
4. Maryukhnenko V.S., Vasilchenko A.A. Radar systems. In three parts. Serpukhov FVA RVSN im. Peter the Great, 2019, 2020, 2021
5. O.N. Skrypnik "Radio navigation systems of aircraft". Textbook. – Moscow: INFRA-M Publishing House, 2019 – 267 p.
6. Maryukhnenko V.S., Lezhankin B.V., Erokhin V.V. System analysis of the problem of determining the location of an aircraft in a multi-position surveillance system // "Information technologies and mathematical modeling in the management of complex systems": electron. scientific journal. – 2019. – №1(2). – Pp. 32-41

ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАПРАВЛЕНИЯ НА ИСТИННЫЙ СЕВЕР С ПОМОЩЬЮ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОГО ГИРОСКОПА ТАКТИЧЕСКОГО КЛАССА ТОЧНОСТИ

Д. В. Костин¹, Д. В. Ананьев¹, А. Ю. Востров¹

¹АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. В статье приводятся результаты эксперимента по определению направления на истинный Север с помощью волоконно-оптического гироскопа ВГ991Д методом полуаналитического гироскопирования с использованием одного и двух ортогональных датчиков. Экспериментально получена зависимость среднеквадратической ошибки определения направления на Север от числа эквидистантных положений и времени проведения измерений и в сравнении с существующими БИНС.

Ключевые слова: гироскоп, направление на истинный Север, волоконно-оптический гироскоп.

DETERMINING THE DIRECTION TO TRUE NORTH USING A FIBER-OPTIC GYROSCOPE OF A TACTICAL ACCURACY CLASS

D. V. Kostin¹, D. V. Ananev¹, A. Yu. Vostrov¹

¹JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract. The article presents the results of an experiment to determine the direction to the true North using a fiber-optic gyroscope VG991D by semi-analytical gyrocompass method with use of one and two orthogonal sensor. The dependence of the root-mean-square error in determining the direction to the North on the number of equidistant positions and the time of measurements is experimentally obtained and compared to existing SINS.

Keywords: gyrocompass, true North direction, fiber-optic gyroscope.

1. ВВЕДЕНИЕ

Определение направления на истинный Север является важной задачей в различных областях науки и техники. Большой интерес представляют устройства, решающие эту задачу в автономном режиме. К ним можно отнести цифровой магнитный компас (ЦМК) и гироскоп (ГК), принцип работы которых основан на использовании магнитного поля Земли или угловой скорости вращения Земли соответственно.

ЦМК вычисляет направление на магнитный Север, который с учетом магнитного склонения можно пересчитать в направление на истинный Север. ЦМК отличается малыми габаритами, весом, энергопотреблением и небольшой ценой, однако его точность не высока и варьируется в пределах 0,5~2,5 град [1, 2].

Существует три схемы реализации ГК: физическое, аналитическое и полуаналитическое гироскопирование. Физическое и аналитическое гироскопирование требует датчиков, которые согласно [3] относятся к навигационному / стратегическому классу точности, например, электромеханический (ЭМГ) и лазерный гироскоп (ЛГ) с дрейфом нуля сигнала менее 0,1 %/ч. Устройства на их основе обеспечивают точность от единиц до десятков угловых минут [4], однако высокая стоимость ограничивает их применение для большинства потребителей.

Промежуточную нишу по точности и цене занимают ГК, реализующие полуаналитический метод. Он менее требователен к характеристикам датчиков, что позволяет использовать гироскопы бюджетного тактического класса точности (low-end tactical class) [3], к которым относятся МЭМС [5], твердотельные волновые и волоконно-оптические гироскопы (ВОГ), стоимость которых значительно ниже ЭМГ и ЛГ. В настоящей статье приведена методика проведения эксперимента по определению направления на истинный Север методом полуаналитического гирокомпасирования. Выполнен анализ результатов эксперимента с использованием отечественного ВОГ ВГ991Д [6] для оценки потенциальной точности определения направления на истинный Север, которую обеспечивает этот датчик.

2. ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ОСНОВА

Рассмотрим системы координат, представленные на рисунке 1: геоцентрическая (правая) система координат (ГЦСК) $\Sigma^e = \{O^e, X^e, Y^e, Z^e\}$ и топоцентрическая (левая) система координат (ТЦСК) $\Sigma^g = \{O^g, X^g, Y^g, Z^g\} = \{O^g, N, E, U\}$ [7].

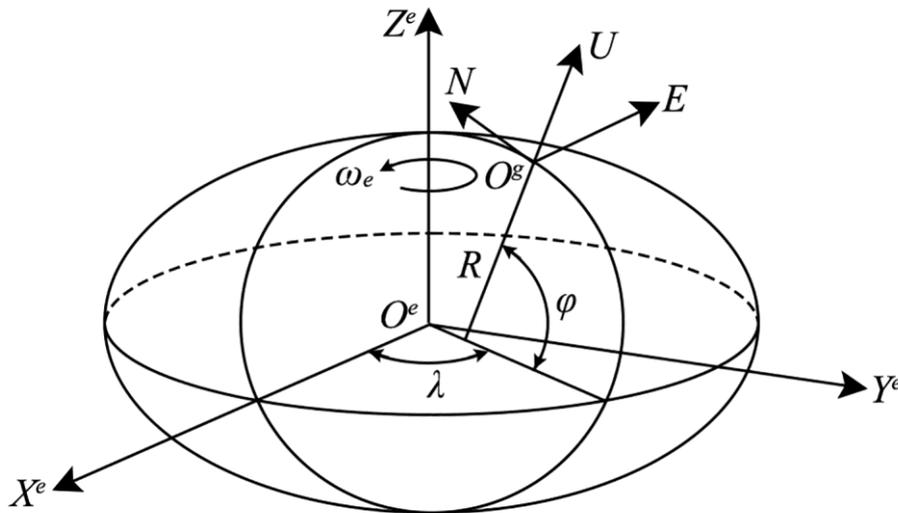


Рис. 1 Положение ТЦСК относительно ГЦСК

Начало ГЦСК O^e совпадает с центром Земли, ось $O^e X^e$ направлена из центра Земли в точку пересечения гринвичского меридиана и экватора, ось $O^e Z^e$ направлена из центра Земли по направлению оси вращения, ось $O^e Y^e$ дополняет $O^e X^e$ и $O^e Z^e$ до правой тройки векторов.

Начало ТЦСК O^g в ГЦСК определяется углами широты (φ) и долготы (λ) и радиусом Земли (R), плоскость $X^g O^g Y^g$ находится в горизонтальной плоскости, ось $O^g X^g$ совпадает с северным направлением меридиана, проходящего через O^g , ось $O^g Y^g$ – с восточным направлением параллели, проходящей через O^g , ось $O^g Z^g$ дополняет $O^g X^g$ и $O^g Y^g$ до левой тройки векторов.

Матрица поворота из ГЦСК в ТЦСК определяется широтой φ и долготой λ [7]:

$$\mathbf{M}_e^g = \begin{pmatrix} -\sin \varphi \cos \lambda & -\sin \varphi \sin \lambda & \cos \varphi \\ -\sin \lambda & \cos \lambda & 0 \\ \cos \varphi \cos \lambda & \cos \varphi \sin \lambda & \sin \varphi \end{pmatrix}. \quad (1)$$

Рассмотрим дополнительно связанную с объектом (левую) систему координат (ОСК), ориентацию которой на Север нужно определить. Начало ОСК O^0 фиксировано относительно объекта, ось O^0X^0 совпадает с продольной осью объекта, ось O^0Y^0 – с поперечной осью, ось O^0Z^0 – с нормальной осью и дополняет O^0X^0 и O^0Y^0 до левой тройки векторов, оси чувствительности датчиков угловой скорости (ДУС) соосны ОСК. Матрица поворота из ТЦСК в ОСК на углы Эйлера: курс ψ , тангаж ϑ и крен γ [8] определяется выражением:

$$\mathbf{M}_g^0 = \begin{pmatrix} \cos \psi \cos \vartheta & \sin \psi \cos \vartheta & \sin \vartheta \\ -\sin \psi \cos \gamma + \cos \psi \sin \vartheta \sin \gamma & \cos \psi \cos \gamma + \sin \psi \sin \vartheta \sin \gamma & -\cos \vartheta \sin \gamma \\ -\sin \psi \sin \gamma - \cos \psi \sin \vartheta \cos \gamma & \cos \psi \sin \gamma - \sin \psi \sin \vartheta \cos \gamma & \cos \vartheta \cos \gamma \end{pmatrix}. \quad (2)$$

В (2) угол курса ψ определяет направление ОСК на истинный Север.

Если неподвижный объект находится в горизонте и сориентирован по курсу на произвольный угол, тогда проекция угловой скорости вращения Земли ω_e в ОСК, измеренная идеальными ДУС ω^0 имеет вид:

$$\omega^0 = \begin{pmatrix} \cos \psi & \sin \psi & 0 \\ -\sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \mathbf{M}_e^g \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \omega_e \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \omega_e \cdot \cos \varphi \cdot \cos \psi \\ -\omega_e \cdot \cos \varphi \cdot \sin \psi \\ \omega_e \cdot \sin \varphi \end{pmatrix}. \quad (3)$$

Из (3) следует, что направление на истинный Север ОСК можно определить как $\psi = \text{Arctg}(\omega_y^0 / \omega_x^0)$, где $\text{Arctg}(\cdot)$ – функция арктангенса, область значений которой равна $[0, 2\pi)$. В этом суть аналитического метода.

Полуаналитический метод предполагает, что при описанных выше условиях модель показаний ДУС имеет вид:

$$\omega^0 = \begin{pmatrix} \omega_e \cdot \cos \varphi \cdot \cos \psi \\ -\omega_e \cdot \cos \varphi \cdot \sin \psi \\ \omega_e \cdot \sin \varphi \end{pmatrix} + \mathbf{v}, \quad (4)$$

где $\mathbf{v} = (v_x \ v_y \ v_z)^T$ – вектор неучтенных постоянных составляющих сигнала ДУС, меняющихся от запуска к запуску.

В случае (4) чтобы определить направление на истинный Север сначала нужно вычислить v_x и v_y , для этого воспользуемся тем, что:

$$\sum_{n=0}^{N-1} \cos(2\pi n/N + \phi) = \sum_{n=0}^{N-1} \sin(2\pi n/N + \phi) = 0, \quad N \geq 2, \quad (5)$$

где ϕ – произвольный угол, N – целое число.

Из (5) следует, что для вычисления v_x и v_y нужно измерить N горизонтальных проекций ω_n^0 , $n = \overline{1, N}$, эквидистантных по курсу и отстоящих друг от друга на угол $2\pi/N$. Далее полученные показания нужно усреднить:

$$v_x = \frac{1}{N} \cdot \sum_n \omega_{x,n}^0, \quad v_y = \frac{1}{N} \cdot \sum_n \omega_{y,n}^0, \quad (6)$$

где $\omega_{x,n}^0$ и $\omega_{y,n}^0$ – горизонтальные проекции ω_n^0 , измеренные на n -м шаге.

На практике сложно обеспечить ориентирование объекта по курсу через равные углы с высокой точностью, поэтому используют специальный механизм, который поворачивает ДУС на неподвижном объекте.

Если предположить, что перед началом вращения положение осей ДУС соосно ОСК, поворот осуществляется по часовой стрелке, если смотреть против нормальной оси O^0Z^0 , тогда, с учетом вычисленных заранее v_x и v_y , показания ДУС на n -м шаге с учетом (4) и (6) можно записать в виде:

$$\begin{pmatrix} \omega_{x,n}^0 \\ \omega_{y,n}^0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \omega_e \cdot \cos \varphi \cdot \cos(2\pi n/N + \psi) \\ -\omega_e \cdot \cos \varphi \cdot \sin(2\pi n/N + \psi) \end{pmatrix}. \quad (7)$$

Так как выражение (7) описывает эквидистантные отсчеты гармонической функции с периодом 2π и амплитудой $\omega_e \cdot \cos \varphi$, то согласно теореме Котельникова [9], при $N \geq 3$, можно однозначно определить ψ .

С учетом того что ОСК – левая система координат, справедливо выражение:

$$\dot{c} = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} (\omega_{x,n}^0 - i\omega_{y,n}^0) \cdot \exp(-i2\pi n/N), \quad (8)$$

где \dot{c} – комплексная амплитуда, $|\dot{c}| = \omega_e \cdot \cos \varphi$, в силу ортогональности $\omega_{x,n}^0$ и $\omega_{y,n}^0$ можно использовать показания одного ДУС:

$$\dot{c} = \frac{2}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} (\omega_{x,n}^0) \cdot \exp(-i2\pi n/N) = \frac{2}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} (-i\omega_{y,n}^0) \cdot \exp(-i2\pi n/N). \quad (9)$$

Таким образом, направление на истинный Север ψ из (8) или (9) можно рассчитать по формуле:

$$\psi = \text{Arctg}(\text{Im } \dot{c} / \text{Re } \dot{c}). \quad (10)$$

3. ОПИСАНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТА

Эксперимент проводился в нормальных условиях на широте $\sim 51^\circ 39'$, что согласно (3) соответствует величине горизонтальной проекции угловой скорости вращения Земли $\sim 0.025^\circ/\text{сек}$. В качестве датчиков использовался ВОГ ВГ991Д [6], который имеет дрейф нуля сигнала $1^\circ/\text{ч}$, что относит его согласно [3] к бюджетному тактическому классу точности. Для вращения ДУС использовался стенд испытательный одноосевой СИО-3Ц [10], с ошибкой установки угла поворота платформы-основания $\pm 10''$. Плоскость платформы-основания установлена в горизонт, а её ось вращения сосна нормали, на платформе ортогонально закреплены два ДУС, так что их оси чувствительности лежат в горизонтальной плоскости. После включения питания ДУС выдерживались в нормальных условиях для стабилизации внутренней температуры. Стенду была задана программа эксперимента – последовательный поворот платформы-основания на 15° через каждые 5 минут по часовой стрелке, т.е. $N = 360^\circ / 15^\circ = 24$. Частота выборки показаний ДУС 1200 Гц. Эксперимент повторялся 10 раз.

Алгоритм вычисления угла направления на истинный Север по результатам измерений показаний ДУС в N эквидистантных положениях следующий:

- 1) в каждом положении сделать выборку показаний ДУС в течение времени T и усреднить их, чтобы уменьшить шумовую составляющую сигнала;
- 2) вычесть из N усредненных измерений ДУС постоянную составляющую (6);
- 3) вычислить комплексную амплитуду \dot{c} по (8) или (9);

4) вычислить угол курса по (10).

Чтобы вычислить СКО определения направления на истинный Север вначале нужно посчитать средний по всем экспериментам угол курса. Для этого найдем средний угол курса по результатам всех экспериментов, вычислив их по выборкам снятым за 5 минут парой ортогональных ДУС в 24 эквидистантных положениях. В результате получено значение $\bar{\psi} = 345,45^\circ$. На рисунке 2 представлены результаты этих измерений, маркером \times показаны средние по выборке значения, точками показан график аппроксимирующий значения $\omega_{x,n}^0$, пунктиром – $\omega_{y,n}^0$.

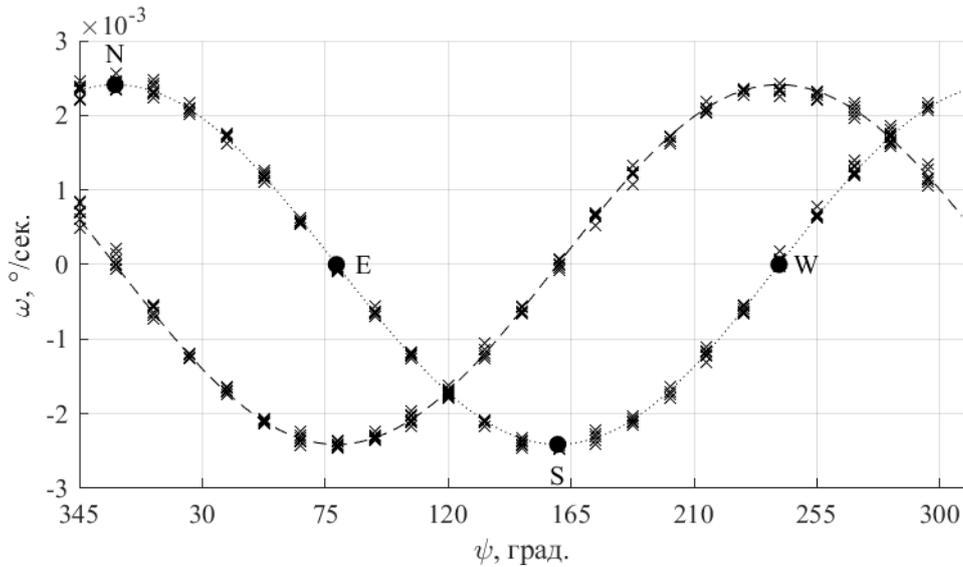


Рис. 2 Измеренные ДУС усредненные проекции угловой скорости вращения Земли

Далее были вычислены углы курса по выборкам показаний одного и двух ортогональных ДУС, измеренным за время от 15 сек до 2,5 минут с шагом 15 сек по 3, 4, 6, 8, 12 и 24 эквидистантным отсчетам на круг. Далее, зная $\bar{\psi}$, по каждой выборке углов, соответствующей паре T и N вычислена СКО курса σ_ψ [8] с поправкой на широту, т.е. вычисленную в данной местности величину σ_ψ нужно умножить на косинус текущей широты чтобы получить предполагаемое значение σ_ψ на экваторе. Результаты показаны на рисунке 3а) для случая одного и 3б) для двух ДУС.

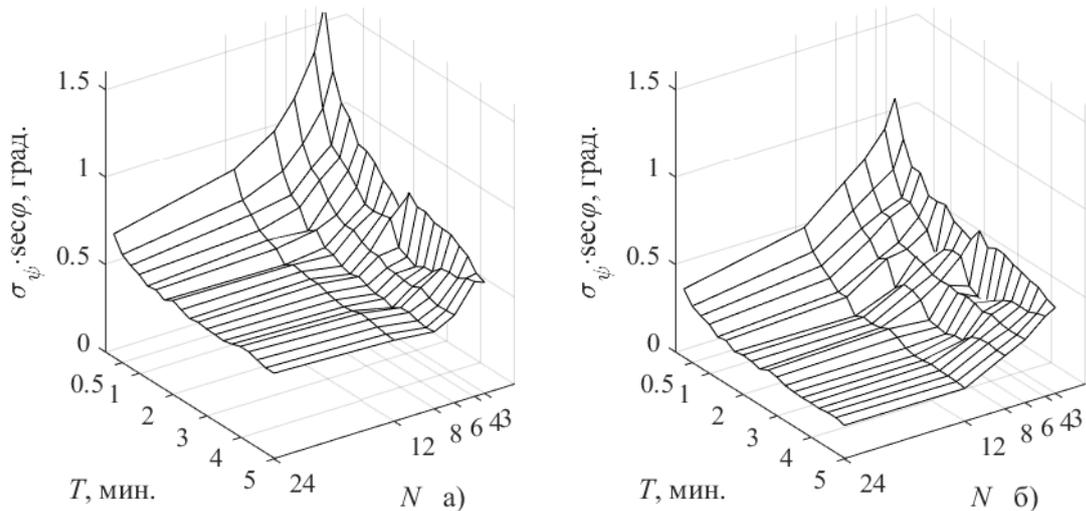


Рис. 3 Экспериментально измеренная σ_ψ с поправкой на широту, град.

Чтобы нагляднее представить зависимость σ_{ψ} от T и N графики на рисунках 3а) и 3б) были аппроксимированы функцией вида $f_{\psi}(T, N) = k_0 + k_1 \cdot \exp(k_2/T) \cdot \exp(k_3/N)$, коэффициенты которой получены методом наименьших квадратов. Изолинии ошибок аппроксимации показаны на рисунках 4а) и 4б). Шкалы абсцисс и ординат логарифмические. В области $T > 0,5$ минут аппроксимирующая функция описывает исходную зависимость со средней ошибкой $\sim 0,05$ град.

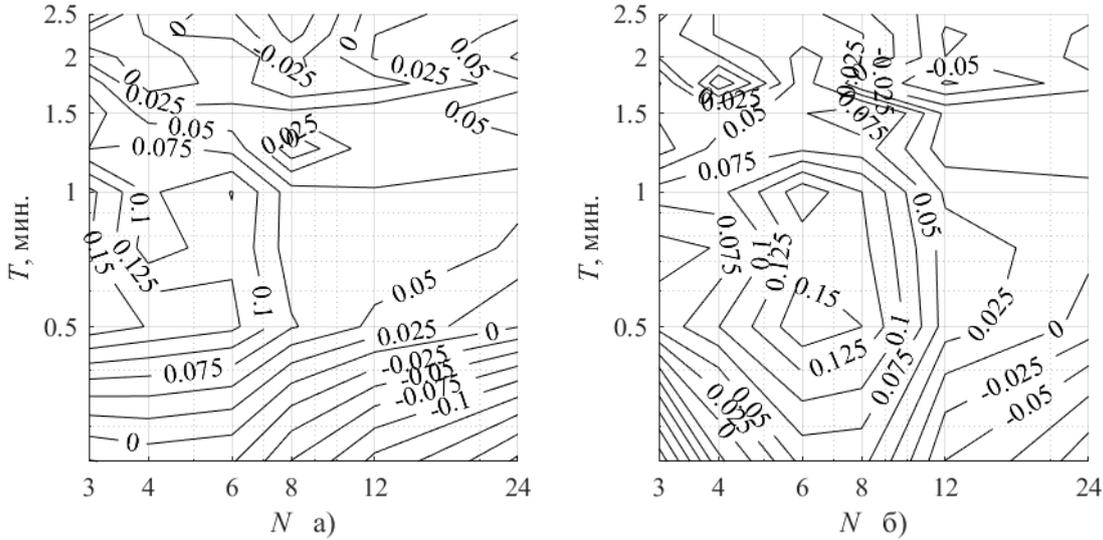


Рис. 4 Ошибки аппроксимации зависимости σ_{ψ} от T и N , град.

На рисунках 5а) и 5б) сплошными изолиниями показаны аппроксимированная зависимость σ_{ψ} , град от T и N . Шкалы абсцисс и ординат логарифмические. Пунктирной линией показано общее время проведения измерений ($T \times N$) минут.

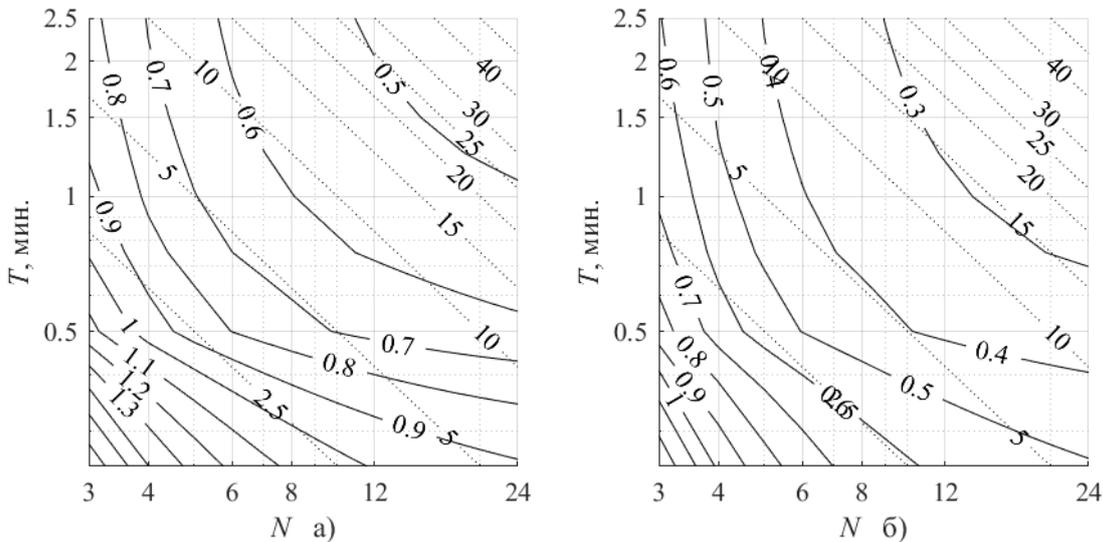


Рис. 5 Аппроксимированная зависимость σ_{ψ} от T и N с поправкой на широту, град.

Если ориентироваться на время гирокомпасирования существующих БИНС [4], а это величина порядка 5 – 15 минут, то из рисунков 5а) и 5б) можно сделать вывод, что в описанных условиях ошибка определения направления на истинный Север составляет $(0,7 \sim 0,55) \cdot \sec \varphi$ град. при использовании одного и $(0,4 \sim 0,3) \cdot \sec \varphi$ град. для двух ортогональных ДУС ВГ991Д.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Была выполнена серия экспериментов по определению в лабораторных условиях направления на истинный Север с использованием датчиков угловой скорости ВГ991Д закрепленных на высокоточном поворотном стенде методом полуаналитического гирокомпасирования. В результате получено, что если ограничить время гирокомпасирования 5 – 15 минутами, тогда СКО определения направления на Север с поправкой на широту составит $(0,7 \sim 0,55) \cdot \sec \varphi$ град. при использовании одного и $(0,4 \sim 0,3) \cdot \sec \varphi$ град. для двух ортогональных ДУС ВГ991Д.

В дальнейшем планируется проведение испытания макета устройства определения направления на истинный Север для подвижных наземных объектов реализующего метод полуаналитического гирокомпасирования. В качестве датчиков предполагается использовать отечественные образцы ВОГ и МЭМС.

ЛИТЕРАТУРА

1. Костин Д.В., Ананьев Д.В., Белокриницкий К.В., Востров А.Ю. Комплексная одометрическая навигационная аппаратура геомагнитного типа с элементами MEMS технологий для наземных подвижных объектов. // Теория и техника радиосвязи, 2019, №3. - С.70–77.
2. TACNAV-Light . Цифровой магнитный компас для колесной техники. <https://emcore.com/products/tacnav-light-gps/>, 20.02.2023.
3. Passaro V.M.N. 1, Cuccovillo A., Vaiani L., De Carlo M., Campanella C.E. Gyroscope Technology and Applications: A Review in the Industrial Perspective. // Sensors, 2017, Т. 17, № 10, 2284. <https://doi.org/10.3390/s17102284/>, 20.02.2023.
4. Бесплатформенные инерциальные навигационные системы ООО «НПК «Оптолинк». https://optolink.ru/ru/products/strapdown_inertial_navigation_systems/, 20.02.2023.
5. Prikhodko I.P., Zotov S.A., Trusov A.A., Shkel A.M. What is MEMS Gyrocompassing? Comparative Analysis of Maytagging and Carouseling. // JOURNAL OF MICROELECTROMECHANICAL SYSTEMS, 2013, Т. 22, № 6. - С. 1257–1266.
6. Одноосные волоконно-оптические гироскопы ООО «НПК «Оптолинк». https://optolink.ru/ru/products/single_axis_fog/, 20.02.2023.
7. Бубнов И.А., Богатов С.Ф., Дубов С.Д., Калинин А.К., Савченко П.Т. Военная топография. М.: Воениздат, 1977. - 280 с.: илл.
8. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. М.: 1974. - 832 стр. с илл.
9. Котельников В.А. Собрание трудов. М.: Физматлит, 2008. Т. 1. - 90 с.
10. Стенд испытательный одноосевой СИО-3Ц. <https://npk-spb.ru/ispitatelnoe-oborudovanie/stend-ispitatelnyy-odnoosevoy-sio-3c/>, 20.02.2023.

REFERENCES

1. Kostin D.V., Ananov D.V., Belokrinitskii K.V., Vostrov A.Yu., Integrated geomagnetic and odometric navigation equipment with element of MEMS technology for ground-based mobile object. // Theory and technology of radio communication, 2019, №3. - Pp.70–77.
2. TACNAV-Light . Digital Compass-based Solution for Vehicle. <https://emcore.com/products/tacnav-light-gps/>, 20.02.2023.
3. Passaro V.M.N. 1, Cuccovillo A., Vaiani L., De Carlo M., Campanella C.E. Gyroscope Technology and Applications: A Review in the Industrial Perspective. // Sensors, 2017, Т. 17, № 10, 2284. <https://doi.org/10.3390/s17102284/>, 20.02.2023.
4. Strap down inertial navigation systems SINS LLC «RPC «Optolink». https://optolink.ru/ru/products/strapdown_inertial_navigation_systems/, 20.02.2023.

5. Prikhodko I.P., Zotov S.A., Trusov A.A., Shkel A.M. What is MEMS Gyrocompassing? Comparative Analysis of Maytagging and Carouseling. // JOURNAL OF MICROELECTROMECHANICAL SYSTEMS, 2013, T. 22, № 6. - Pp. 1257–1266.
6. Single-axis fiber-optic gyroscopes LLC «RPC «Optolink». https://optolink.ru/ru/products/single_axis_fog/, 20.02.2023.
7. Bubnov I.A., Bogatov S.F., Dubov S.D., Kalinin A.K., Savchenko P.T. Military topography. M.: Military Publishing, 1977. - 280 p.: ill.
8. Korn G., Korn T. Handbook of mathematics. M.: 1974. - 832 p.: ill.
9. Kotelnikov V.A. Collection of works. M.: Fizmatlit, 2008. T. 1. - 90 p.
10. Single-axis test stand SIO-3C. <https://npk-spb.ru/ispitatelnoe-oborudovanie/stend-ispitatelnyy-odnosevoy-sio-3c/>, 20.02.2023.

ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННАЯ СИСТЕМА ТРАЕКТОРНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ НА БАЗЕ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

В.М. Орловский, В. С. Марюхненко

Филиал Военной академии РВСН им. Петра Великого, Серпухов, Российская Федерация

Аннотация. В статье рассматривается оптическая измерительная система, размещаемая на беспилотном летательном аппарате, предназначенная для поиска и обнаружения объектов испытаний (элементов сложной боевой цели) вооружения, военной и специальной техники. Определен состав и размещение траекторных средств измерений мобильного применения. Проанализированы способы определения местоположения объекта. Построена структурная схема оптико-электронных средств на базе БПЛА.

Ключевые слова: траекторные измерения, угломерный метод, оптико-электронная система, следящего типа, испытания, беспилотные летательные аппараты.

OPTOELECTRONIC TRAJECTORY MEASUREMENT SYSTEM BASED ON UNMANNED AERIAL VEHICLES

V. M. Orlovsky, V. S. Maruhnenko

Branch of Military academy of Rocket Strategic forces of a name Peter the Great, Serpuhov,
Russian Federation

Abstract. The article considers an optical measuring system placed on an unmanned aerial vehicle, designed to search and detect test objects (elements of a complex combat target) of weapons, military and special equipment. The composition and placement of trajectory measuring instruments for mobile applications has been determined. The methods of determining the location of the object are analyzed. A block diagram of optoelectronic devices based on UAVs has been constructed.

Keywords: trajectory measurements, angle measuring method, optoelectronic system, tracking type, tests, unmanned aerial vehicles.

1. ВВЕДЕНИЕ

Для повышения эффективности применения на современном этапе развития РВО (ракетного вооружения) применяются специальные боевые блоки, которые на конечном участке полета имеют пространственную траекторию, проекции которой на произвольные ортогональные плоскости являются случайными непрерывными функциями. Так, например, в 2018 году при испытании изделия «Сармат» ни один из боевых блоков не был зафиксирован оптическими и оптико-электронными измерительными средствами, которых, к слову, было привлечено более двух десятков [1].

Большая масса и размеры рассмотренных измерительных систем не позволяют говорить об их практической мобильности в условиях полигона. Неудобство транспортировки и сложность обслуживания (во многом как следствие больших масс и габаритов) в полевых условиях при полигонных испытаниях делают нецелесообразным, а иногда - принципиально невозможным их практическое использование на полигоне.

При исследовании сложных комплексов повышается значение технических возможностей измерительной и регистрирующей аппаратуры как основного источника получения необходимой для отработки изделия информации.

Сводная таблица технических характеристик наиболее известных траекторных измерительных средств [2].

Таблица 1. Характеристики траекторных измерительных средств

Комплекс	СКП, угл. сек	Мах скорость, угл.град/с	Мах ускорение, угл.град/с ²	Частота регистрац. Мах1, кадр/с	Поле изображения, мм или пикселей	Условия эксплуатации, °С	Напряжение питания, В	Мощность, кВт	Масса, кг	СКП привязки к СЕВ, мкс
ВИСМУТИН	0	30	0	25	пленка 16x18	-30 +50	3x380	10	6000	30
Вереск-ЭКЗ	5	100 30	-	240	матрица 1600 x1200	-30 +50	220 380	10	950 16500	-
Велюр-ИТ	30	60	60	100	-	-	-	-	-	-
Сажень-ТМ Сажень-ТА	1-25	30 30	50 0	200	матрица 320x256	-	-	-	120	10
КФТ 10/20	0	руч.	-	20	пленка 35	-	380	-	-	5000
Требуемые характеристики	30	>80	>150	>150	матрица >1600 x1200	-30 +40	220	<1	<50	<10

Недоступность непосредственного измерения некоторых характеристик объектов испытаний, то есть совокупность показателей, по которым производится оценка качества испытуемого объекта, шире совокупности параметров объекта, которые на данном этапе развития полигонного оборудования возможно определить экспериментально.

Рассмотренные подробно выше наиболее яркие образцы имеющих на рынке траекторных измерительных систем позволяют сделать вывод о том, что существующая аппаратура по своим техническим характеристикам в полной мере не обеспечивает решение задачи сопровождения современных артиллерийских боеприпасов.

Цель статьи: Концептуальное обоснование возможности применения БПЛА для контроля конечного этапа полета специальных объектов со случайной траекторией снижения.

2. СОСТАВ И РАЗМЕЩЕНИЕ ТРАЕКТОРНЫХ СРЕДСТВ МОБИЛЬНОГО ПРИМЕНЕНИЯ

Оптическая измерительная система (ОИС), размещаемая на беспилотном летательном аппарате (БПЛА), предназначена для поиска и обнаружения объектов

испытаний (ОИ) (элементов сложной боевой цели) вооружения, военной и специальной техники (ВВСТ) в дневных и ночных условиях, их автоматического сопровождения, измерения угловых координат, регистрации изображений ОИ в видимом и инфракрасном (ИК) диапазонах, обработки и отображения процесса измерений, выдачи полученных данных в информационные каналы связи на пункты управления (ПУ). И имеет следующие преимущества:

Мобильность. Возможность проводить испытания объектов измерений с гиперзвуковыми боевыми блоками на финальном участке траектории, а также на необорудованных трассах.

Повышение точности проведения испытаний ВВТ, используя возможность максимального приближения к ОИ.

Всепогодность. Влияние погодных условий, таких как облачность, туман и т.д. в меньшей мере влияет на проведения измерений ОЭС, благодаря возможности размещения измерителей (БПЛА) на заданной высоте.

Возможность проводить измерения в режиме реального времени, благодаря системе обмена данными между БПЛА в ходе испытаний ВВТ.

Для выполнения измерений параметров объекта важно рассмотреть способы определения местоположения в пространстве. Задача определения местоположения объекта на плоскости или в пространстве сводится к измерению геометрических величин, однозначно характеризующих его положение относительно заданной системы координат. В [4] описаны различные способы, которые классифицируются:

Способ счисления пути заключается в определении координат подвижного объекта, основанный на вычислении пройденного им пути относительно заранее известного, его начального положения. Для осуществления данного способа необходимо располагать данными о направлении движения объекта, а также характеристиками его ускорения или скорость движения относительно Земли.

Обзорно-сравнительные способы основаны на определении структуры какого-либо поля, характерного для данной местности, и сравнении параметров этого поля с параметрами, введенными в запоминающие устройства навигационных систем.

Позиционные способы. Позиционный способ основан на определении местоположения объекта путем получения засечек, представляющих точку пересечения двух или более линий (поверхностей) положения относительно известных ориентиров.

В зависимости от используемых линий положения позиционные способы можно разделить [4]:

Дальномерный, при котором местоположение объекта определяется в точке пересечения двух или нескольких окружностей;

Угломерный (пеленгационный), метод при котором координаты объекта находятся в точке пересечения азимутов;

Угломерно-дальномерный, представляющий собой совокупность угломерного и дальномерного способов;

Разностно-дальномерный, основан на пересечении гипербол;

Суммарно-дальномерный, основан на пересечении эллипсов.

Достоинством угломерного метода в простоте его технической реализации, возможность независимого обзора в каждом из пунктов. Для реализации угломерного метода необходимо иметь не менее двух ОИС. Необходимо определить углы (пеленги) и некоторые исходные направления прямых - линии положения, соединяющих этот ОИ с точками, координаты которых точно известны.

Схема размещения ОЭС на базе 2 БПЛА для проведения траекторных измерений выглядит следующим образом (рисунок 1). Измерительная система размещается в районе падения боевых блоков, где объект измерения имеет наиболее сложную и

непредсказуемую траекторию. БПЛА, по команде пункта управления, занимают положение в пространстве, учитывая априорно определенную область безопасности и границу зоны траекторного контроля, а также целеуказания положения ОИ в вертикальных и горизонтальных плоскостях. Максимальная высота H_{\max} получения траекторных параметров ОЭС определена ТТХ БПЛА. Дальность ее функционирования R_{\max} мощностью передатчика на ПУ.

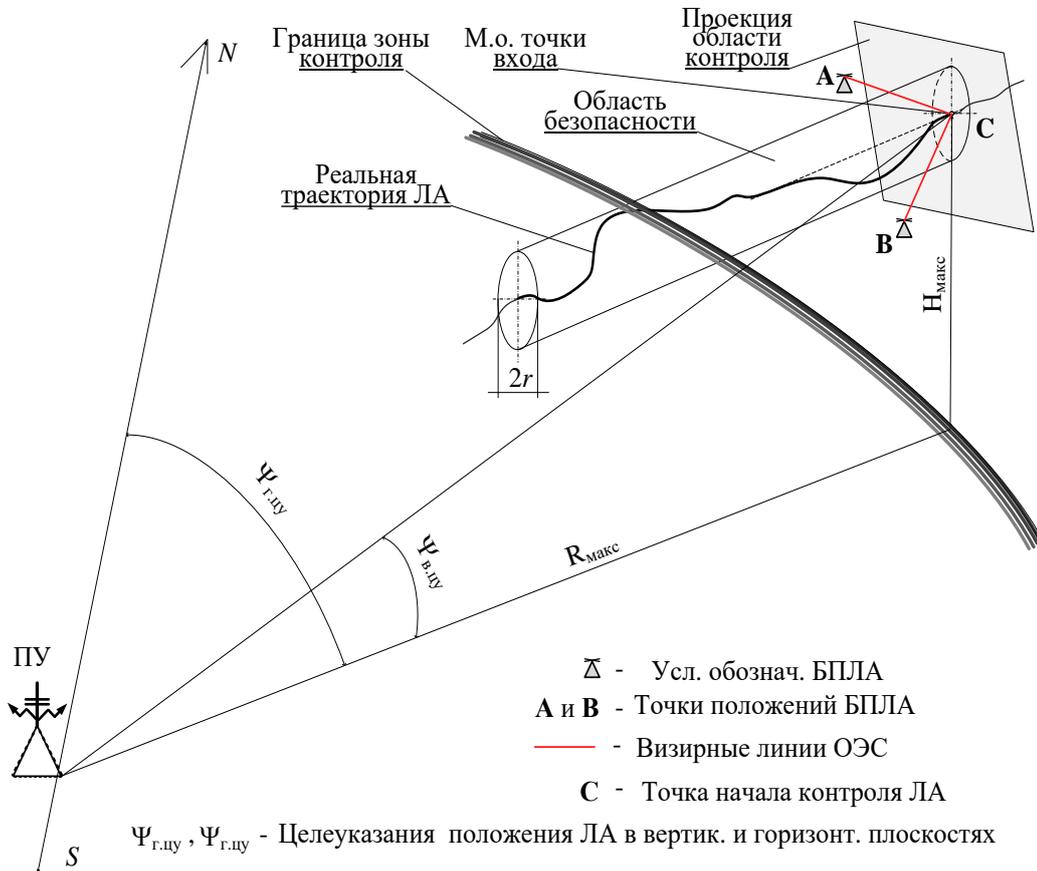


Рис. 1. Схема размещения БПЛА с ОЭС относительно траектории полета ОИ

В состав ОЭС на базе БПЛА входят два наводимых БПЛА и пункт управления, выполняющий функции командного пункта наведения. В качестве ЛА для конкретности будем рассматривать БПЛА самолетного типа. Бортовые пассивные радиосистемы этих БПЛА объединяются в группу, образуя пассивную угломерную двухпозиционную систему, работающую по объектам испытаний с помощью ОЭС

Для эффективного функционирования двухпозиционной системы командного наведения, использующей ОЭС двух приемных позиций, должны быть решены следующие задачи:

- пеленгация ОИ (измерение угловых координат ОИ) на приемных позициях (ПП);
- оценка прямоугольных координат и параметров движения измерительных позиций;
- передача результатов измерений с измерительных позиций на пункт управления;
- отождествление на ПУ пеленгов ОИ, поступающих от разных измерительных позиций;
- построение траекторий ОИ;
- формирование параметров требуемого движения БПЛА и передача их значений на борт.

Двухпозиционная система наведения, обеспечивающая оценивание координат ОИ и формирование параметров управления самолетами в горизонтальной плоскости, функционирует следующим способом [3].

В состав ОЭС на базе БПЛА входят первая и вторая наводимые приемные позиции (рисунок 2). Приемные позиции являются подвижными и размещаются на БПЛА С1 и С2. Каждая приемная позиция содержит одинаковый состав оборудования, включающий оптико-электронную систему, навигационную систему, аппаратуру передачи данных, командную радиолинию управления (КРУ) и вычислительную систему.

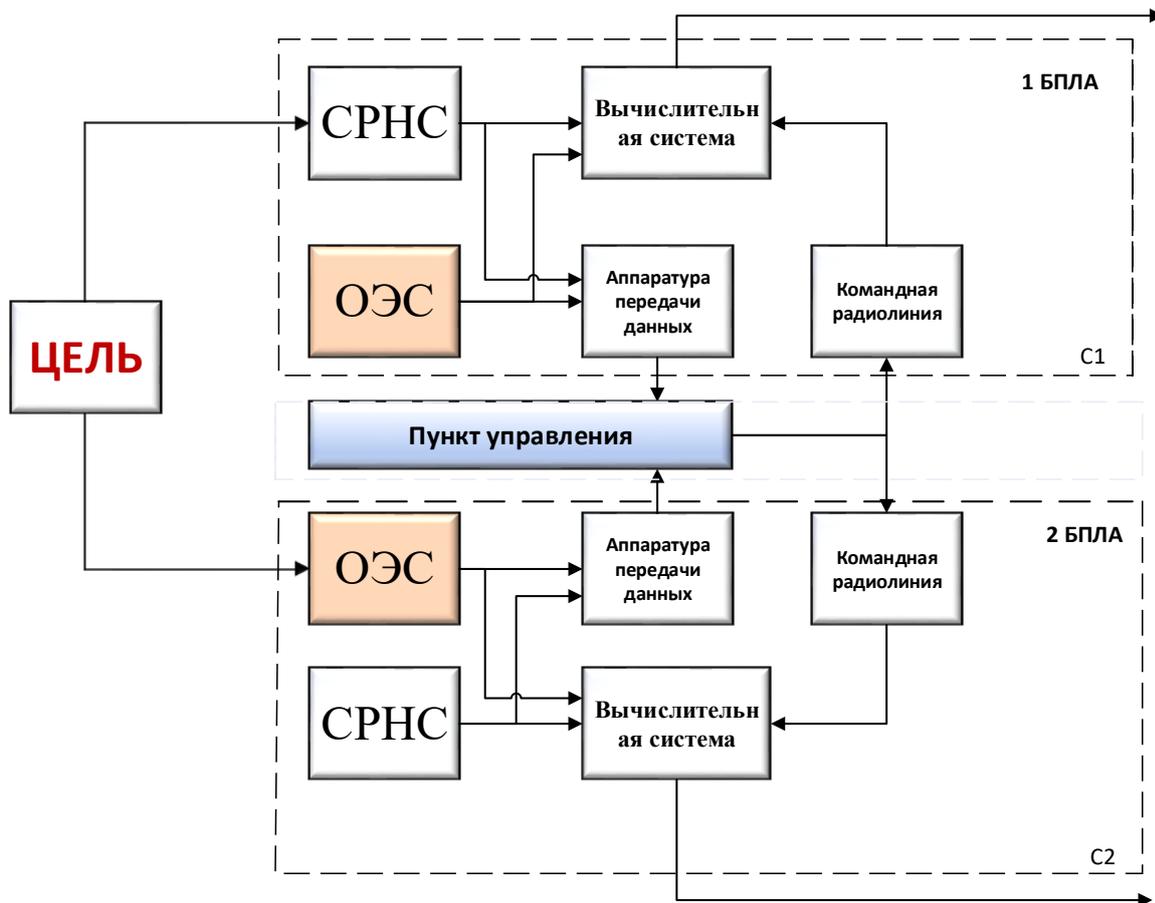


Рис. 2. Структурная схема ОЭС на базе 2 БПЛА

Оптико-электронные системы, измеряют бортовые пеленги цели φ_1 и φ_2 в каждой из двух приемных позиций. Навигационные системы счисляют местоположение приемных позиций (x_1, y_1) и (x_2, y_2) в прямоугольной системе координат и измеряют курсы ψ_1, ψ_2 БПЛА. Предпочтительным вариантом для определения координат БПЛА является использование спутниковой радионавигационной системы как наиболее точной. Указанные координаты и параметры движения образуют минимально необходимый набор измеряемых величин. Измеренные значения пеленгов цели, прямоугольных координат приемных позиций и курсов БПЛА с помощью аппаратуры передачи данных передаются с приемных позиций на ПУ. Результаты измерения пеленгов цели в двух разных позициях, прямоугольных координат и курсов БПЛА поступают в вычислительную систему ПУ, где формируются оценки координат и параметров движения цели на основе одного из известных алгоритмов [2]. Вместо

данных о бортовых пеленгах цели и курсах ЛА на ПУ могут передаваться азимуты цели, что позволяет сократить объем передаваемой на ПУ информации. Кроме того, в случае решения задачи пространственного местоопределения могут передаваться углы места цели и высоты БПЛА. В вычислительной системе ПУ вырабатываются параметры требуемого движения наводимых БПЛА.

Недостатком ОЭС на базе БПЛА является:

повышение ошибки определения собственного местоположения в пространстве, однако, эта проблема решается спутниковой навигационной системой в комплексе с инерциальной;

неодновременность определения пеленгов может привести к дополнительным ошибкам измерения координат движущейся цели;

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Обоснована актуальность решения задач определения характеристик летательных аппаратов, движущихся по сложным траекториям на финальном участке полета с применением ОЭС на базе БПЛА.

В угломерной двухпозиционной системе при наведении БПЛА на ОИ необходимо решать две задачи: задачу синтеза алгоритмов оценивания дальности до ОИ и задачу синтеза алгоритмов оптимального расположения БПЛА для проведения траекторных измерений.

Структура ОЭС на базе БПЛА и ее размещение позволяет проводить испытания МБР и их головных частей со сложными траекториями на испытательных полигонах.

Таким образом, из всего вышесказанного можно сделать логичный вывод - развитие траекторных измерений, а в частности, оптико-электронных средств, должно коррелировать с научно-техническим прогрессом, это является необходимым условием для качественного проведения испытаний современных образцов ракетного оружия с требуемой точностью.

ЛИТЕРАТУРА

1. Богатырев И.С. Анализ текущего состояния и оценка перспектив развития средств полигонных измерительных комплексов в условиях проведения испытаний новых образцов ракетного вооружения. Проблемные вопросы траекторных измерений. Матрица научного познания. 2021. № 4-1. С. 36-41.
2. Елисеев А.К., Чупахин А.П., Воробьев К.П., Шипунова И.А. Мобильный автоматизированный измерительный комплекс для измерения внешнетраекторных параметров высокодинамичных объектов. Ракетно-космическая техника. 2013. Т. 1. № 2 (3). С. 5.
3. Меркулов В.И., Миляков Д.А., Радоминов О.Е., Чернов В.С. Методы траекторного управлением наблюдением в интегрированных многодатчиковых двухпозиционных системах радиомониторинга воздушного базирования. Журнал радиоэлектроники. 2016. № 4. С. 7.
4. Методы измерений и измерительная аппаратура, применяемые при полигонных испытаниях артиллерийских боеприпасов. Под ред. Руденко В.Л. Учебное пособие. – Н. Тагил: Изд. ФКП «НТИИМ», 2015. 294 с.

REFERENCES

1. Bogatyrev I.S. Analysis of the current state and assessment of the prospects for the development of landfill measuring complexes in the conditions of testing new samples of

- missile weapons. Problematic issues of trajectory measurements. The matrix of scientific knowledge. 2021. No. 4-1. pp. 36-41.
2. Eliseev A.K., Chupakhin A.P., Vorobyev K.P., Shipunova I.A. Mobile automated measuring complex for measuring external vector parameters of highly dynamic objects. Rocket and space technology. 2013. Вып. 1. No. 2 (3). p. 5.
 3. Merkulov V.I., Milyakov D.A., Radominov O.E., Chernov V.S. Methods of trajectory control of observation in integrated multi-sensor two-position air-based radio monitoring systems. Journal of Radio Electronics. 2016. No. 4. p. 7.
 4. Measurement methods and measuring equipment used in field tests of artillery ammunition. Ed. Rudenko V.L. Textbook. – N. Tagil: Publishing house of the Federal State Enterprise "NTIIM", 2015. 294 p.

ОПТИМАЛЬНОЕ РАСПОЛОЖЕНИЕ ПСЕВДОСПУТНИКОВ В ЛОКАЛЬНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СЕТИ

В. В. Неровный¹, В. В. Цитиридис², А. А. Демин², Ю.В. Сиротин², Д.А. Чучмай²

¹Акционерное общество Научно-внедренческое предприятие «ПРОТЕК» (АО НВП «ПРОТЕК»), Воронеж, Россия

²Военный учебно-научный центр Военно-воздушных Сил «Военно-воздушная академия им. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (ВУНЦ ВВС «ВВА»), Воронеж, Россия

Аннотация. Разработан алгоритм оптимизации размещения псевдоспутников локальной навигационной системы по критерию минимума горизонтального геометрического фактора в фиксированной точке нахождения потребителя. Проведен анализ работы данного алгоритма.

Ключевые слова: геометрический фактор, локальная навигационная система, алгоритм, моделирование.

PSEUDOSATELLITES OPTIMAL LOCATION IN THE LOCAL NAVIGATION NETWORK

V. V. Nerovniy¹, V. V. Tsitiridis², A. A. Demin², Y. V. Sirotnin², D. A. Chychmai²

¹ Joint-stock company Scientific and innovation enterprise «PROTEK» (JSC SIE «PROTEK»), Voronezh, Russia

² Military Educational Scientific Centre Air Force «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy» (MESC AF “AF Academy”), Voronezh, Russia

Abstract. An algorithm has been developed to optimize the placement of pseudo-satellites of the local navigation system according to the criterion of the minimum horizontal dilution of precision at a fixed location of the consumer. The analysis of the operation of this algorithm is carried out.

Keywords: a dilution of precision; a local navigation network; an algorithm; a modeling.

1. ВВЕДЕНИЕ

В современном мире продолжает расти роль глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС). Быстро развивающиеся беспилотные средства доставки грузов активно внедряются в нашу повседневную жизнь и требуют от ГНСС высокую точность и устойчивость функционирования. Локальные навигационные системы (ЛНС) помогают обеспечить повышение точности определения координат и надежности покрытия радионавигационным полем, особенно в условиях городских застроек. Размещение псевдоспутников обеспечит повышение точности и надежности функционирования навигационной аппаратуры потребителей (НАП) за счет более высокого энергopotенциала и близости размещения к потребителям.

При этом ЛНС имеют и недостатки, в первую очередь – это ограничение по размеру зоны, в которой они могут обеспечить функционирование НАП с улучшенными характеристиками. Кроме того, каждый псевдоспутник ЛНС имеет свою стоимость, что определяет требования к оптимальному их количеству, которое обеспечит эффективное покрытие площади радионавигационным полем.

На точность функционирования ЛНС системы влияет несколько факторов, основными являются:

- Взаимное расположение псевдоспутников ЛНС и потребителей (геометрический фактор);
- Помеховая обстановка, наличие преднамеренных или непреднамеренных помех;
- Режим функционирования потребителей – только по сигналам псевдоспутников или совместно с сигналами навигационных космических аппаратов;
- Характеристики модуляции навигационного сигнала, используемого в ЛНС;
- Мощность сигнала, излучаемого псевдоспутниками.

Вопросу геометрического фактора локальных навигационных систем посвящена статья [1].

Как было сказано выше, каждый псевдоспутник локальной навигационной системы имеет определенную стоимость, но точность и надежность функционирования НАП будет тем выше, чем большее количество псевдоспутников будет использоваться. При фиксированном количестве псевдоспутников их взаимное расположение также будет влиять на точность и надежность работы системы. В связи с этим возникает задача расчета оптимального размещения заданного количества псевдоспутников ЛНС в определенном районе для обеспечения наилучшего значения геометрического фактора. Рассмотрению этого вопроса и посвящена данная статья.

2. РАСЧЕТ ОПТИМАЛЬНОГО РАЗМЕЩЕНИЯ ПСЕВДОСПУТНИКОВ

а. Постановка задачи

В качестве начальных условий примем следующее. Количество псевдоспутников ЛНС $n = 4$, координаты которых на плоскости задаются соответственно парами координат $x_1 \dots x_n$ и $y_1 \dots y_n$. Высоту установки антенн псевдоспутников считаем фиксированной, т.е. задачу оптимизации решаем на плоскости. Размер зоны обслуживания ЛНС определяется значениями координат x_{\max} , y_{\max} , за пределами которых размещение псевдоспутников не допускается. Необходимо провести расчет координат псевдоспутников таким образом, чтобы в точке нахождения неподвижного потребителя с координатами (x, y) и заданной высотой значение горизонтального геометрического фактора HDOP было минимальным.

б. Поиск требуемых координат псевдоспутников

Алгоритм расчета геометрического фактора достаточно подробно рассмотрен в работе [2], очередной раз приводить его нет необходимости. Поскольку наша задача решается для четырех псевдоспутников, предлагается разделить всю зону обслуживания на равные четверти в соответствии с рисунком 1. На рисунке 1 также изображены: синим цветом – начальное расположение псевдоспутников (ПС 1...4), желтым цветом – размещение потребителя, которое совпадает с начальным положением ПС 4.

Потребитель неподвижен, его координаты постоянны. Поиск требуемых координат псевдоспутников будет осуществляться методом их перебора, причем координаты каждого ПС не могут выходить за пределы своей четверти. Псевдоспутник под номером один виртуально «перемещается» с заданным шагом построчно, т.е. сначала по оси x , затем переходит на следующую ординату y , по которой снова идет перемещение по оси x и так пока не будет пройдена вся четверть данного псевдоспутника. На каждом шаге осуществляется расчет геометрического фактора и формируется массив с его значением и соответствующими ему координатами ПС для текущего набора координат четырех псевдоспутников. Остальные три ПС при этом зафиксированы на своих координатах. После того как ПС 1 «прошел» всю свою

четверть, ПС 2 перемещается по оси x на один шаг. После чего ПС 1 снова начинает «перемещаться» в своей четверти заново. Таким образом, после каждого «перемещения» ПС 2 на один шаг происходит полный цикл перебора координат ПС 1 внутри своей четверти. В итоге после «перемещения» ПС 2 по всей своей четверти ПС 3 «смещается» на один шаг и цикл перемещений ПС 1 и ПС 2 полностью повторяется для новой пары координат ПС 3. Когда ПС 3 пройдет свой цикл в заданной ему четверти, ПС 4 «сместится» на один шаг, цикл «перемещений» первых трех ПС повторяется. В конечном счете ПС 4 достигнет своей крайней точки в четверти и перебор координат завершен.

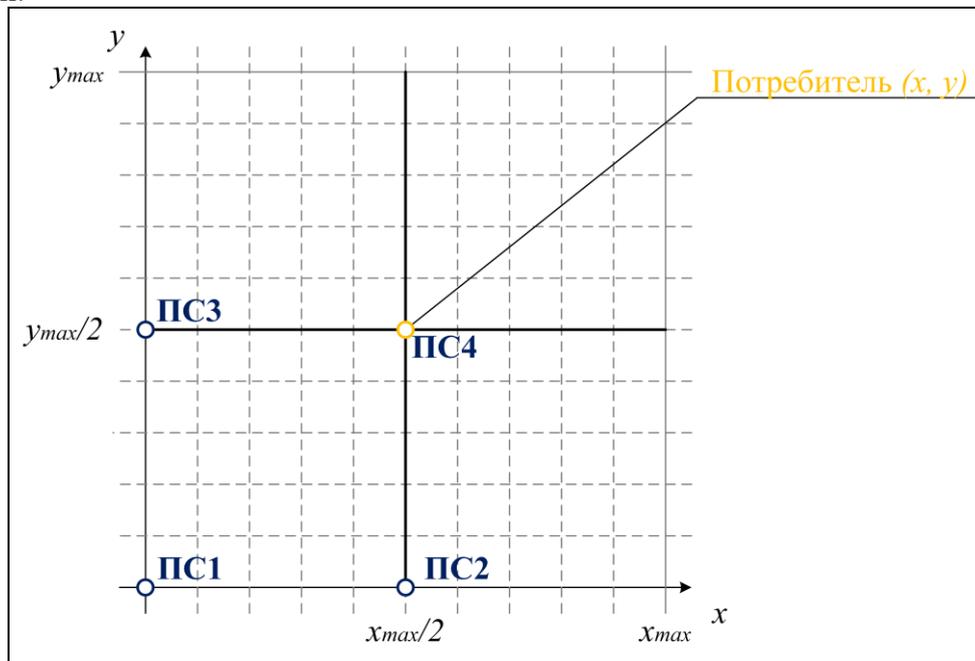


Рис. 1. Деление рабочей зоны на четверти и начальное размещение псевдоспутников и потребителя в ней.

После завершения перебора координат необходимо из сформированного массива выбрать минимальное значение геометрического фактора и соответствующий ему набор координат четырех псевдоспутников.

Данный алгоритм реализован в ЭВМ, для чего использована программная среда MATLAB.

На рисунках 2 и 3 приведены результаты расчетов для разных исходных. Красным цветом выделено найденное размещение псевдоспутников ЛНС.

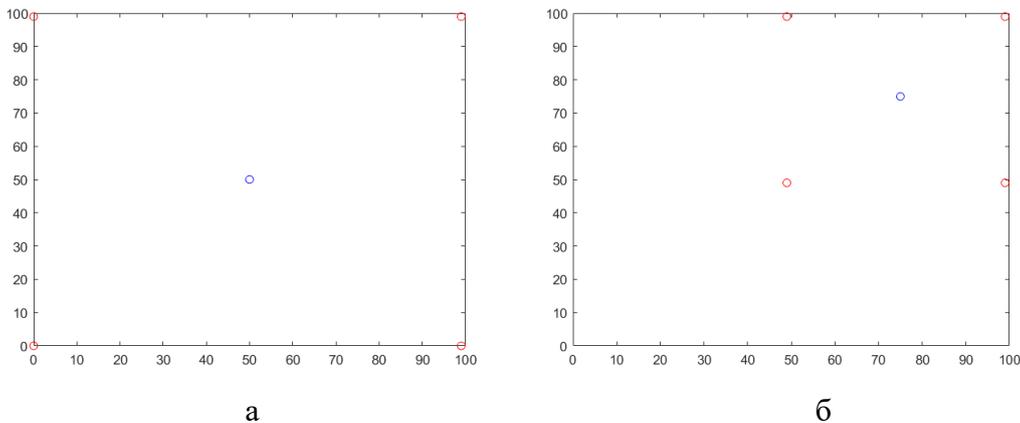


Рис. 2. Результат расчетов для потребителя в точке с координатами:

а) $x = 50$, $y = 50$; б) $x = 75$, $y = 75$.

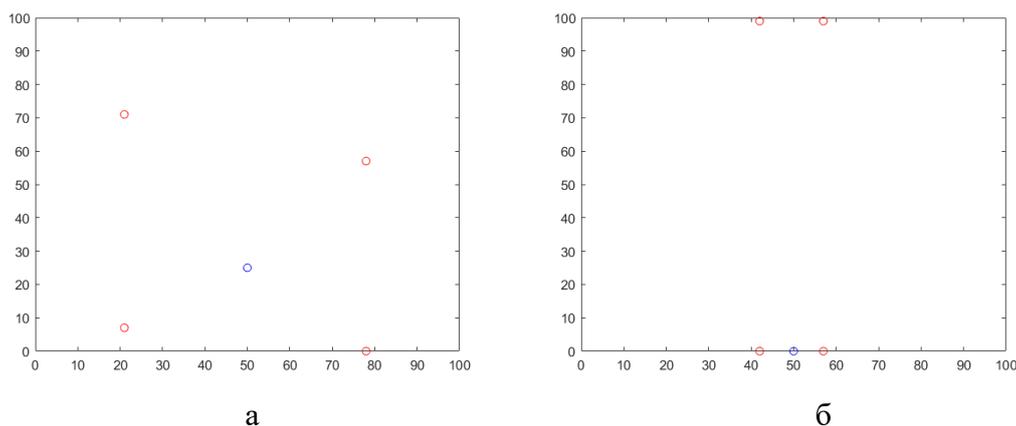


Рис. 3. Результат расчетов для потребителя в точке с координатами:
а) $x = 50$, $y = 25$; б) $x = 50$, $y = 0$.

в. Анализ работы разработанного алгоритма

В таблице 1 приведен результат анализа времени, затраченного на проведение расчетов на ЭВМ (характеристики ЭВМ: центральный процессор Intel Core i3-10100 с номинальной тактовой частотой 3,60 ГГц; объем RAM памяти 8 Гб).

Таблица 1. Анализ времени, использованного на выполнение расчетов

Номер строки кода	Код	Количество обращений	Общее время выполнения кода, с	Доля от общего времени, %
48	$Merrh1 = \text{inv}(H' * Rerr * H);$	16 777 216	52,449	69,4
46	$(x4-x)/R4 \ (y4-y)/R4 \ (Rst)/R4];$	16 777 216	5,637	7,5
43	$H = [(x1-x)/R1 \ (y1-y)/R1 \ (Rst)/R1$	16 777 216	2,349	3,1
54	$M = [x1; y1; x2; y2; x3; y3; x4; y4; HDOP];$	16 777 216	2,301	3,0

Как видно из таблицы 1, наибольшая доля затрат компьютерного времени приходится на выполнение строки 48, в которой происходит вычисление матрицы дисперсий ошибок оценки координат. При шаге «перемещения» ПС в 7 км на выполнение алгоритма уходит 60-65 с, но при снижении шага количество обращений растет в геометрической прогрессии и выполнение кода займет очень продолжительное время.

В таблице 2 представлены результаты расчетов для четырех вариантов заданного местоположения потребителя. В нижней строчке таблицы приведено наихудшее значение геометрического фактора.

Таблица 2. Результаты расчетов координат ПС и значения HDOP

Заданные координаты потребителя	x	50	50	75	50
	y	0	50	75	25
Результаты расчетов, оптимизированное размещение ПС					
Координаты ПС 1	$x1$	42	0	49	21
	$y1$	0	0	49	7
Координаты ПС 2	$x2$	57	99	99	78
	$y2$	0	0	49	0

Координаты ПС 3	$x3$	42	0	49	21
	$y3$	99	99	99	71
Координаты ПС 4	$x4$	57	99	99	78
	$y4$	99	99	99	57
Значение HDOP	$HDOP_{min}$	0,7122	0,7071	0,7072	0,7072
Максимальное значение HDOP при наихудшем размещении ПС	$HDOP_{max}$	$4,9 \cdot 10^3$	$2,45 \cdot 10^3$	$3,13 \cdot 10^3$	$3,05 \cdot 10^3$

Как видно из таблицы 2, значения HDOP колеблются в зависимости от взаимного размещения ПС и потребителя в диапазоне от 0,7 до $4,9 \cdot 10^3$. На рисунке 5 представлена гистограмма распределения значений геометрического фактора при размещении потребителя в точке с координатами $x = 50$, $y = 0$.

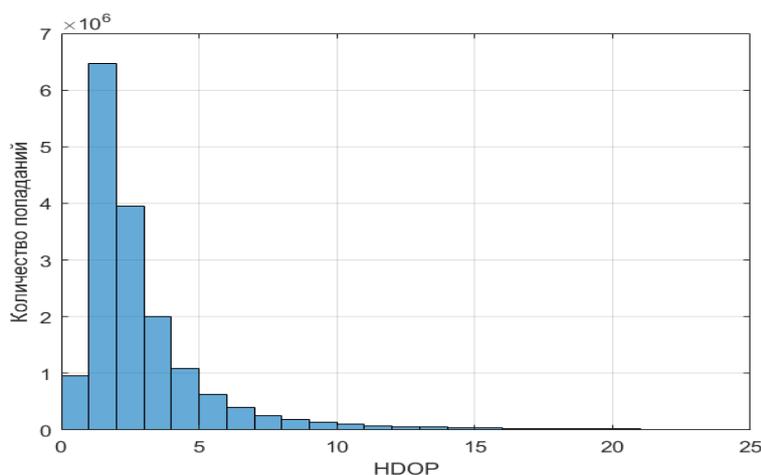


Рис. 5. Гистограмма распределения значений HDOP

По гистограмме на рисунке 5 видно, значения HDOP группируются в наибольшем количестве вариаций в диапазоне от 0,7 до 10.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в зависимости от взаимного расположения потребителя и псевдоспутников значение HDOP может принимать очень большие значения (до единиц, умноженных на десять в третьей степени), что обуславливает необходимость предварительных расчетов перед расстановкой псевдоспутников с целью оптимизации количества псевдоспутников ЛНС.

Разработанный алгоритм, описанный в данной статье, требует доработки с целью оптимизации временных затрат на его выполнение с хорошим разрешением размещения псевдоспутников.

Разработанный алгоритм не предусматривает работу НАП в режиме совместного приема сигналов ЛНС и орбитальной группировки навигационных космических аппаратов. Так же данный алгоритм не учитывает влияние наклонной дальности между ПС и потребителем, описанное в [1].

В данной статье рассмотрен алгоритм оптимизации размещения ПС для положения потребителя, заданного одной точкой. В реальной обстановке интересен учет любого местоположения потребителя в пределах зоны обслуживания ЛНС.

Описанный алгоритм послужит основой для дальнейших исследований по перечисленным направлениям.

ЛИТЕРАТУРА

1. Перов А.И., Устинов А.Ю. Целесообразность размещения псевдоспутников и мощность их излучения на основе анализа обобщенного геометрического фактора в радионавигационных системах. // Радионавигационные технологии, вып. 5, под редакцией А.И. Перова, М.: Радиотехника, 2016. – С. 51-60.
2. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника. 2010. – 800 с.

REFERENCES

1. Perov A.I., Ustinov A.Yu. The feasibility of placing pseudo-satellites and the power of their radiation based on the analysis of the generalized geometric factor in radio navigation systems. // Radio navigation technologies, no. 5, edited by A.I. Perova, M.: Radio engineering, 2016. - S. 51-60.
2. GLONASS. Principles of construction and functioning / ed. A.I. Perov, V.N. Kharisov. Moscow: Radio engineering. 2010. - 800 p.

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ СКОРОСТИ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА НА ТОЧНОСТЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ НАЗЕМНЫХ ОБЪЕКТОВ

Н.В. Паршуков, Д.И. Савин

ВУНЦ ВВС «ВВА», Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. В статье предложен вариант определения оценок координат наземных объектов с БЛА комбинированным методом. При этом проведена оценка влияния скорости полета БЛА на точность получаемых оценок координат.

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат; аппаратура потребителей; точность позиционирования.

ASSESSMENT OF THE IMPACT OF THE SPEED OF AN UNMANNED AERIAL VEHICLE ON THE ACCURACY OF DETERMINING THE COORDINATES OF GROUND OBJECTS

N.V. Parshukov, D.I. Savin

MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russian Federation

Abstract. The article offers a variant of determining the estimates of the coordinates of ground objects with a combined UAV method. At the same time, the influence of the UAV flight speed on the accuracy of the obtained coordinate estimates was evaluated.

Keywords: unmanned aerial vehicle; consumer equipment; positioning accuracy.

1. ВВЕДЕНИЕ

Беспилотные летательные аппараты (БЛА) в настоящее время решают широкий спектр задач – от ведения воздушной разведки до нанесения ударов по объектам противника [1]. Учитывая локальный характер большинства современных вооруженных конфликтов, повышаются требования к точности позиционирования БЛА.

Наиболее высокоточными системами позиционирования являются глобальные навигационные спутниковые системы (ГНСС), обладающие рядом преимуществ [2]. Аппаратурой потребителей ГНСС оснащаются все современные БЛА.

Учитывая данное обстоятельство, можно повысить точность систем разведки, наведения и целеуказания, используя информацию о собственном местоположении ВС, получаемой от навигационной аппаратуры потребителей (НАП) ГНСС.

В данной работе предлагается использовать интегрально-дальномерный метод совместно с угломерно-дальномерным для определения координат наземных объектов и оценить влияние скорости БЛА на точность оценок координат наземных объектов.

Интегрально-дальномерный метод требует в течение некоторого времени накопления измеренных лазерным дальномером дальностей до разведываемого объекта, при этом в каждый момент времени считаются известными собственные абсолютные координаты БЛА, определенные при помощи НАП ГНСС. Это позволяет определять координаты наземных объектов не с первых секунд, но достичь высокой точности оценок координат наземного объекта в сравнении с угломерно-дальномерным методом.

Поэтому предлагается использовать комбинированный метод. Преимуществом данного метода является использование двух алгоритмов параллельно: в начальные моменты времени угломерно-дальномерного, в последующие – интегрально-

дальномерного. Это позволяет повысить точность оценивания координат наземного объекта, соизмеримую и зависящую от точности аппаратуры потребителей ГНСС, а также иметь оценки координат наземных объектов с начальных моментов времени ведения разведки с последующим повышением точности.

2. ОПИСАНИЕ КОМБИНИРОВАННОГО ПОДХОДА

Комбинированный алгоритм определения координат разведываемых наземных объектов, определяемых при помощи лазерного дальномера-целеуказателя и аппаратуры потребителей ГНСС, позволяет повысить точность определения координат разведываемого или наблюдаемого объекта.

Для реализации алгоритма, позволяющего использовать два метода, необходимо обеспечить наличие входных параметров: абсолютные координаты БЛА, измеренные дальности до разведываемого объекта с привязкой ко времени измерений. Для исследования работы алгоритма задавались входные параметры: радиус облета, скорость облета, среднюю высоту полета БЛА, изменение высоты полета БЛА, координаты объекта.

3. МАТЕМАТИЧЕСКИЙ АППАРАТ

Учитывая случайный характер ошибок измерения дальностей до объекта, а вместе с ними и координат объекта, а также известность их статистических характеристик и закона распределения, следует для определения координат применять метод максимального правдоподобия. Такой подход называют классическим [3,4].

$$\hat{x}^{МФП}(y) = \arg \max_x \ln f(y/x), \quad (1)$$

где $\hat{x}^{МФП}(y)$ – оценка неизвестного параметра по максимуму логарифма правдоподобия (в данном конкретном исследовании неизвестным параметром являются координаты разведываемого наземного объекта). Уравнение для вычисления геометрической дальности от объекта до БЛА представлено следующим выражением

$$D_{geom} = \sqrt{(x_{БЛА} - x_n)^2 + (y_{БЛА} - y_n)^2 + (z_{БЛА} - z_n)^2}, \quad (2)$$

где $x_{БЛА}, y_{БЛА}, z_{БЛА}$ – координаты БЛА, x_n, y_n, z_n – координаты наземного разведываемого объекта.

Логарифм функционала максимального правдоподобия имеет вид

$$\mathbf{L}(x_n, y_n, z_n, t) = (\mathbf{D}_{geom}(t) - \mathbf{D}_{изм}(t))^T \mathbf{R}^{-1} (\mathbf{D}_{geom}(t) - \mathbf{D}_{изм}(t)), \quad (3)$$

где $\mathbf{D}_{изм}(t)$ – измеренная дальность от БЛА до наземного объекта при помощи лазерного дальномера-целеуказателя; \mathbf{R}^{-1} – матрица ковариаций ошибок оценивания.

Метод максимума правдоподобия при допущении о нормальном законе распределения ошибок измерения дальностей от БЛА до наземного разведываемого объекта позволяет получить эффективную, состоятельную, оптимальную по критерию минимума квадратичной функции потерь оценку. Также при нормальном законе распределения метод максимального правдоподобия эквивалентен методу наименьших квадратов [4]. Для поиска оценок координат наземного объекта или для решения навигационной задачи необходимо составить матрицу частных производных или матрицу направляющих косинусов

$$\mathbf{H}_i = \begin{pmatrix} \frac{x_{iБЛА} - x_{iн}}{D_{iизм}} & \frac{y_{iБЛА} - y_{iн}}{D_{iизм}} & \frac{z_{iБЛА} - z_{iн}}{D_{iизм}} \\ & \dots & \\ \frac{x_{пБЛА} - x_{пн}}{D_{пизм}} & \frac{y_{пБЛА} - y_{пн}}{D_{пизм}} & \frac{z_{пБЛА} - z_{пн}}{D_{пизм}} \end{pmatrix}, \quad (4)$$

где $i, п$ – текущий и конечный моменты времени.

Конечное уравнение выглядит так

$$(x_n, y_n, z_n)_n = (x_n, y_n, z_n)_{n-1} + (\mathbf{H}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{R}^{-1} (D_{геом} - D_{изм}), \quad (5)$$

4. ИССЛЕДОВАНИЕ И ОЦЕНКА РЕЗУЛЬТАТОВ

Исследования проводились на ПЭВМ с использованием пакета прикладных программ Scilab. Движение БЛА, выполняющего разведку, осуществлялось по окружности [5,6]. Радиус окружности $R = 5000$ метров. Скорость БЛА V изменялась с шагом 5 м/с от 10 до 30 м/с. Ошибка определения координат БЛА при помощи аппаратуры потребителей ГНСС задавалась величиной среднеквадратического отклонения (СКО) и равной 10 метрам для плановых координат и 30 метрам для координаты z . Ошибка измерения дальности при помощи лазерного дальномера-целеуказателя составляла 5 метров. Также были заданы значения СКО при определении углов (азимута и угла места) 1 градус.

Исследования проводились с целью определения точности оценивания координат наземного объекта с использованием предложенного интегрально-дальномерного алгоритма, а также сравнения его с применяющимся в современной аппаратуре угломерно-дальномерным алгоритмом.

На рисунке 1 представлены графики зависимостей ошибок определения координат наземного объекта от времени наблюдения при скорости БЛА $V=10$ м/с.

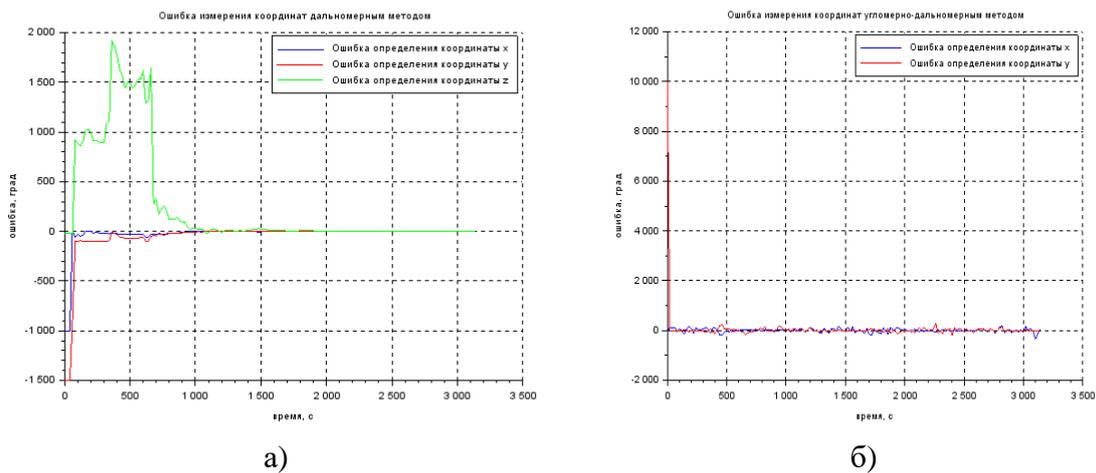


Рис. 1. Ошибка измерения координат интегрально-дальномерным алгоритмом (а) и угломерно-дальномерным алгоритмом (б) при скорости БЛА 10 м/с

Из рисунка 1 (а) видно, что точность с течением времени улучшилась и является выше, чем для угломерно-дальномерного алгоритма и составляет 5,5 м (величина СКО) против 27 метров. Из рисунка 1 (б) видно, что точность на протяжении всего сеанса разведки сохраняется (имеются лишь некоторые всплески). Время сходимости для интегрально дальномерного алгоритма при этом составило 141 секунду, а время сходимости угломерно-дальномерного алгоритма составило 22 секунды.

На рисунке 2 представлены графики зависимостей ошибок определения координат наземного объекта от времени при скорости БЛА $V=15$ м/с.

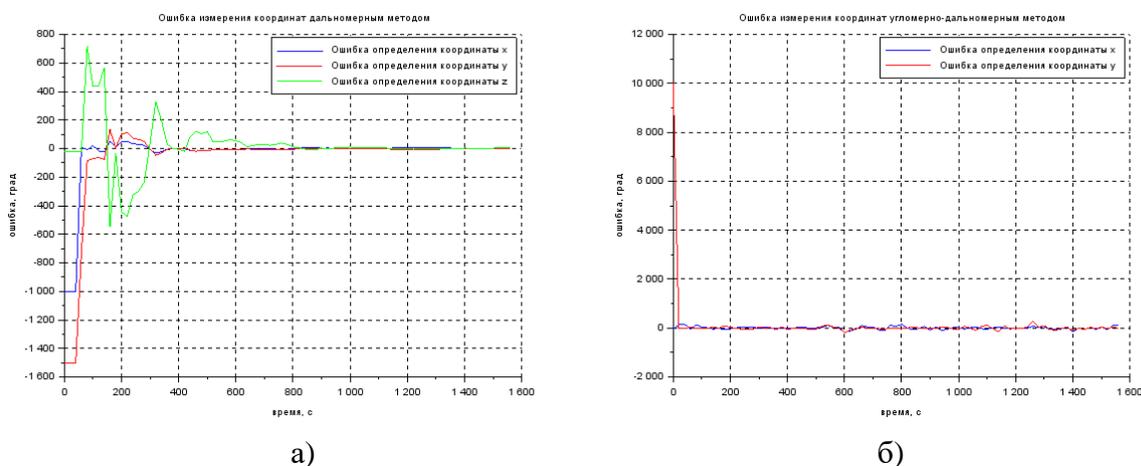


Рис. 2. Ошибка измерения координат интегрально-дальномерным алгоритмом (а) и угломерно-дальномерным алгоритмом (б) при скорости БЛА 20 м/с.

Из рисунка 2 (а) видно, что точность с течением времени улучшилась и является выше, чем для угломерно-дальномерного метода и составляет 9,2 м (величина СКО) против 26 метров. Из рисунка 2 (б) видно, что точность на протяжении всего сеанса разведки сохраняется (имеются лишь некоторые всплески). Время сходимости для интегрально-дальномерного алгоритма при этом составило 280 секунд, а время сходимости угломерно-дальномерного алгоритма составило 23 секунды.

На рисунке 3 представлены графики зависимостей ошибок определения координат наземного объекта от времени при скорости БЛА $V=30$ м/с.

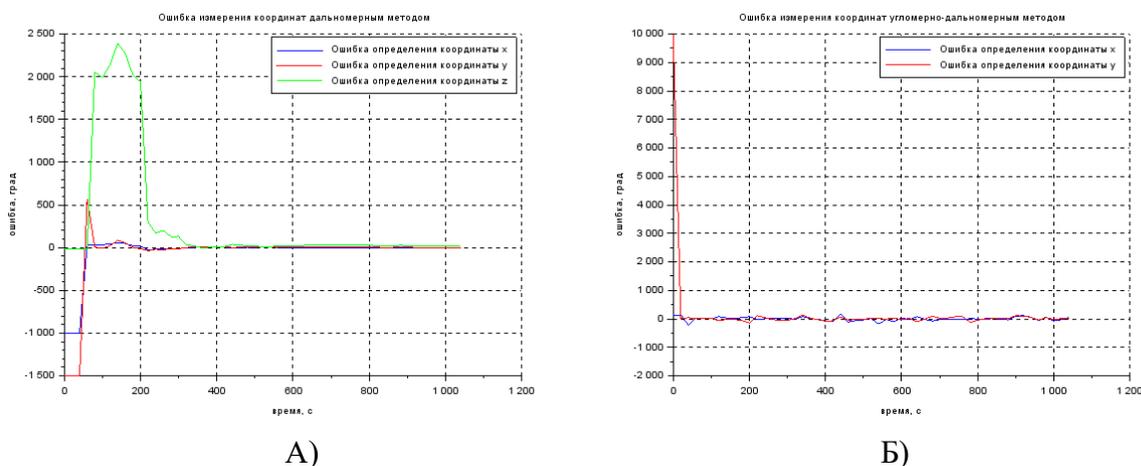


Рис. 3. Ошибка измерения координат интегрально-дальномерным алгоритмом (а) и угломерно-дальномерным алгоритмом (б) при скорости БЛА 30 м/с

Из рисунка 3 (а) видно, что точность с течением времени улучшилась и является выше, чем для угломерно-дальномерного алгоритма и составляет 12 м (величина СКО) против 27 метров. Из рисунка 3 (б) видно, что точность на протяжении всего сеанса разведки сохраняется. Время сходимости для интегрально-дальномерного алгоритма при этом составило 1220 секунд, а время сходимости угломерно-дальномерного алгоритма составило 22 секунды.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, проведенные исследования позволяют рекомендовать к использованию комбинированный алгоритм определения координат разведываемых объектов в современных БЛА. Лазерный дальномер необходимо размещать гиостабилизированной платформе, что позволит исключить ошибки оценивания дальностей до объекта [7].

С увеличением скорости БЛА с 10 до 30 м/с (рис. 1-3) увеличивается СКО оценок плановых координат наземных объектов, которое составляет 9,2 м при $V=20$ м/с и 12 м при $V=30$ м/с для интегрально-дальномерного алгоритма против 26 метров при $V=20$ м/с и 27 м при $V=30$ м/с для угломерно-дальномерного алгоритма. Время сходимости для интегрально-дальномерного алгоритма увеличивается с увеличением радиуса облета с 280 секунд при $V=20$ м/с до 1220 секунд при $V=30$ м/с.

Использование двух методов параллельно: в начальные моменты времени угломерно-дальномерного метода, в последующие – интегрально-дальномерного метода – позволяет повысить точность оценивания координат наземного объекта, соизмеримую и зависящую от точности аппаратуры потребителей ГНСС, но при этом получать оценки координат наземных объектов с начальных моментов времени ведения разведки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Моисеев В.С., Групповое применение беспилотных летательных аппаратов: монография. – Казань: Редакционно-издательский центр «Школа», 2017. 572 с.
2. Перов А.И., ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования/Под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. Изд. 4-е, перераб. и доп.-М.: Радиотехника, 2010. 800с., ил.
3. Беклимишев Д.В. Курс аналитической геометрии и линейной алгебры, Учеб. Для вузов.-10е издание, испр.-М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003.,-304 с.
4. Степанов О.А., Основы теории оценивания с приложениями к задачам обработки навигационной информации. Ч. 1. Введение в теорию оценивания. – СПб.: ГНЦ РФ ОАО «Концерн «ЦНИИ «Электронприбор», 2010. – 509 с.
5. Кирюшкин В.В., Коровин А.В., Савин Д.И., Паршуков Н.В. Определение координат наземных объектов с использованием группировки беспилотных летательных аппаратов. Радиотехника, 2021. Т.85, №6. С. 127-140
6. Коровин А.В., Савин Д.И., Паршуков Н.В. Исследование способов определения координат наземных объектов с БЛА / Сб. науч. ст. по материалам IV Всероссийской науч.-практ. конф. «Авионика» (12–13 марта 2020 г.). Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2020. С.44-55.
7. Кошкин С.В., Савин Д.И., Коровин А.В., Паршуков Н.В. Гиостабилизированный трехосевой управляемый подвес для повышения точности определения координат наземных объектов с БЛА // сб. статей по материалам IV Всероссийской Научно-практической конференции «Авионика» 12-13 марта 2020 г. ВЦНЦ ВВС «ВВА» г.Воронеж, 2020, С. 212-216

REFERENCES

1. Moiseev V.S., Group application of unmanned aerial vehicles: monograph. – Kazan: Editorial and publishing center "School", 2017. 572 p.
2. Perov A.I., GLONASS. Principles of construction and functioning/Edited by A. I. Perov, V. N. Kharisova. 4th Ed., reprint. and additional-M.: Radio Engineering, 2010. 800s., ill.
3. Beklimishev D.V. Course of analytical geometry and linear algebra, Textbook. For universities.-10th edition, ispr.-M.: FIZMATLIT, 2003.,-304 p.

4. Stepanov O.A., Fundamentals of the theory of estimation with applications to the problems of processing navigation information. Part 1. Introduction to the theory of estimation. – St. Petersburg: SSC RF JSC "Concern "Central Research Institute "Electropribor", 2010. – 509 p
5. Kiryushkin V.V., Korovin A.V., Savin D.I., Parshukov N.V. Determination of coordinates of ground objects using the grouping of unmanned aerial vehicles. Radio Engineering, 2021. Vol.85, No. 6. pp. 127-140
6. Korovin A.V., Savin D.I., Parshukov N.V. Investigation of methods determining the coordinates of ground objects from UAVs / Sat. scientific. art. based on the materials of the IV All-Russian Scientific and Practical Conference "Avionics" (March 12-13, 2020). Voronezh: VUNTS VVS "VVA", 2020. C.44-55.
7. Koshkin S.V., Savin D.I., Korovin A.V., Parshukov N.V. Gyrostabilized three-axis controlled suspension for improving the accuracy of determining the coordinates of ground objects from UAVs // collection of articles based on the materials of the IV All-Russian Scientific and Practical Conference "Avionics" March 12-13, 2020, VVA Air Force Research Center Voronezh, 2020, pp. 212-216
- Ivanov, A. B., Peter, B. V., Estimation of signals parameters against the background noise. M.: Radio, 1986. – 264 p.

ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ДАЛЬНОЙ НАВИГАЦИИ В ИНТЕРЕСАХ НАЗЕМНЫХ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ

В.Ю. Пальчик

Государственное учреждение «Научно-исследовательский институт Вооруженных Сил Республики Беларусь», Минск, Республика Беларусь

Аннотация. В докладе представлены результаты разработки и экспериментальных исследований навигационного приемника, основанного на принципах приема сигналов импульсно-фазовой радионавигационной системы в интересах наземных потребителей. Рассмотрены факторы, влияющие на точностные характеристики системы, а также возможные пути повышения точности определения координат по сигналам радиотехнической системы дальней навигации «Чайка».

Ключевые слова: импульсно-фазовая радионавигационная система, навигационная аппаратура потребителей, разностно-дальномерный метод.

EVALUATION OF THE POSSIBILITY OF APPLICATION OF RADIO ENGINEERING SYSTEM FOR LONG-TERM NAVIGATION IN THE INTEREST OF GROUND CONSUMERS

V. U. Palchyk

State Institution "Scientific Research Institute of the Armed Forces of the Republic of Belarus", Minsk, Republic of Belarus

Abstract. The report presents the results of the development and experimental studies of a navigation receiver based on the principles of receiving signals from a pulse-phase radio navigation system in the interests of ground consumers. The factors influencing the accuracy characteristics of the system, as well as possible ways to improve the accuracy of determining coordinates from the signals of the «Chaika» long-range navigation radio system, are considered.

Keywords: pulse-phase radio navigation system, consumer navigation equipment, difference-range method.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время преимущественно эксплуатируется навигационная аппаратура потребителей (НАП), созданная на основе использования сигналов глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) GPS, ГЛОНАСС, BeiDou, Galileo. Точность и оперативность получаемых данных от них неоспоримо.

На долю навигационной аппаратуры потребителей наземных радионавигационных систем (РНС) приходится незначительная часть от общего количества НАП, которые были разработаны на устаревшей элементной базе и имеют большие массогабаритные характеристики, а также относительно низкую функциональную надежность. Данные образцы морально устарели и снимаются с производства. Многие образцы серийно выпускаемой аппаратуры не отвечают международным требованиям и неконкурентоспособны на мировом рынке [1]. В настоящее время ведутся разработки новых образцов приемоиндикаторных устройств на принципах импульсно-фазовой радионавигационной системы (ИФРНС), а дальнейшее развитие навигационной аппаратуры потребителей в части специализации связывается с расширением областей

ее применения. Технический потенциал, имеющийся у ИФРНС, обеспечивается провайдерами сервисов и используется потребителями не в полном объеме, что дает потенциальные предпосылки развития ИФРНС-технологий навигационно-временного обеспечения (НВО), завоевания доверия к системе со стороны потребителей.

Актуальность задачи по повышению точностных характеристик ИФРНС обусловлена необходимостью парировать угрозы жизнедеятельности и обороноспособности государства путем создания резервной высокоточной системы по отношению к ГНСС и дополняющей ее для удовлетворения растущих требований к доступности, надежности, целостности и непрерывности НВО [2]. При этом для компенсации недостатков, присущих каждой из систем, и наиболее полного использования их достоинств широкое распространение получают комбинированные навигационные приемники, обрабатывающие сигналы ГНСС и радиотехнической системы дальней навигации (РСДН) совместно.

2. РАЗРАБОТКА МАКЕТА ПРИЁМНИКА ИФРНС ПЕРСПЕКТИВНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ НАЗЕМНЫХ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ

Для разработки новых перспективных алгоритмов обработки сигналов и определения местоположения в комбинированных приемниках, использующих современные достижения радиотехники и электроники, проведены практические исследования, направленные на выбор оптимальной структуры приемника, алгоритмов его работы. Исследования проводились с использованием специально разработанного для этой цели макета навигационного приемника. Особенностью макета приемника и его основное отличие от опытного образца перспективного комбинированного навигационного приемника является его максимальная архитектурная открытость, позволяющая максимально оперативно и с минимальными затратами вносить изменения в его аппаратную и программные части.

Разработанный макет приёмника ИФРНС навигационной аппаратуры наземных потребителей реализован в виде программно-аппаратного комплекса. Аппаратная часть комплекса состоит из двух устройств: активной (пассивной) антенны и аналоговой части приемного устройства. Программная часть включает: интерфейс взаимодействия с аппаратной частью приемного устройства, программную часть приемного устройства и программу расчета координат. Структурная схема макета навигационного приемника ИФРНС приведена на рисунке 1.

Основное назначение аппаратной части макета – частотная селекция сигналов базовых станций ИФРНС, согласование уровня принятого сигнала с входом аналого-цифрового преобразователя (АЦП), преобразование сигнала в цифровую форму и передача цифрового сигнала в вычислитель навигационного приемника, на котором исполняются программные модули.

Задача частотной селекции сигнала решается предварительно в резонансной магнитной антенне (рисунок 2, а), настроенной на рабочую частоту базовых станций навигационной системы, затем в цифровом виде в модуле АЦП. Окончательно полоса приемного устройства формируется в программном модуле обработки сигналов. Анализируя тип антенной системы, используемый в аналогичных приемных устройствах, реализована возможность подключения электрической штыревой антенны (рисунок 2, б).

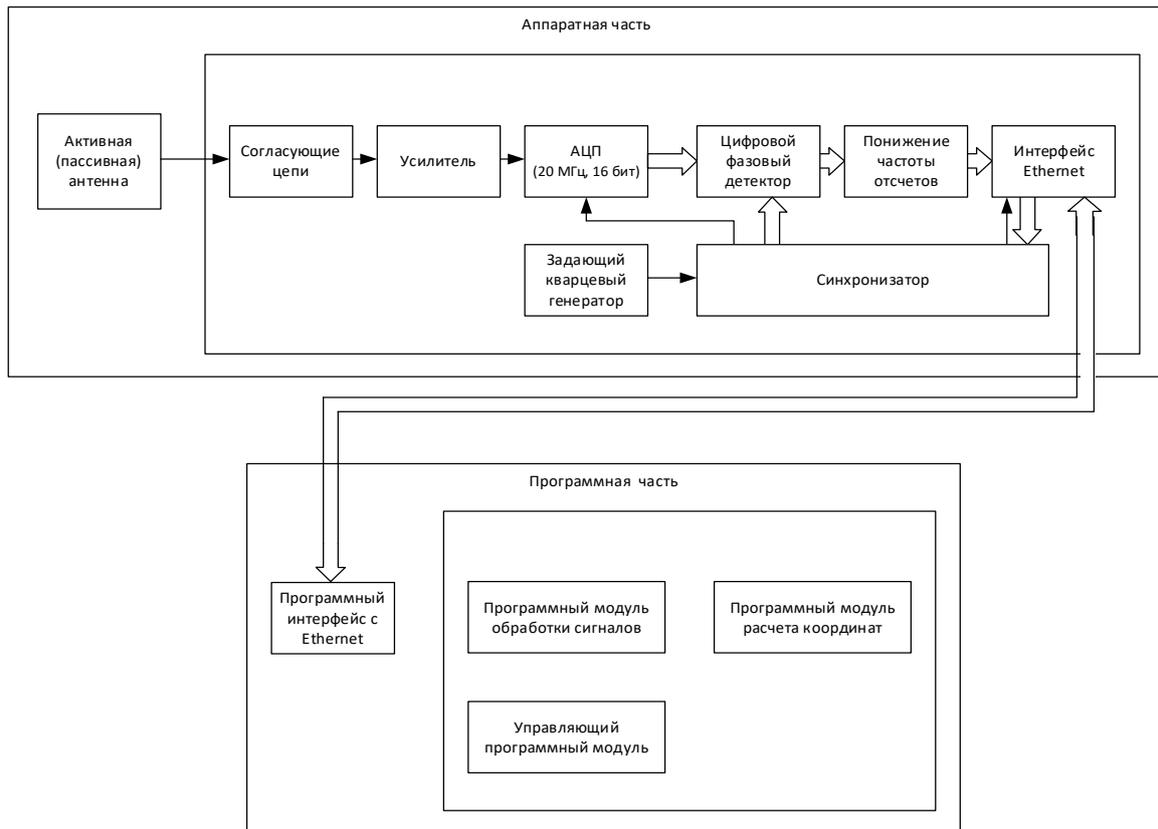


Рис. 1. Структурная схема макета навигационного приемника ИФРНС

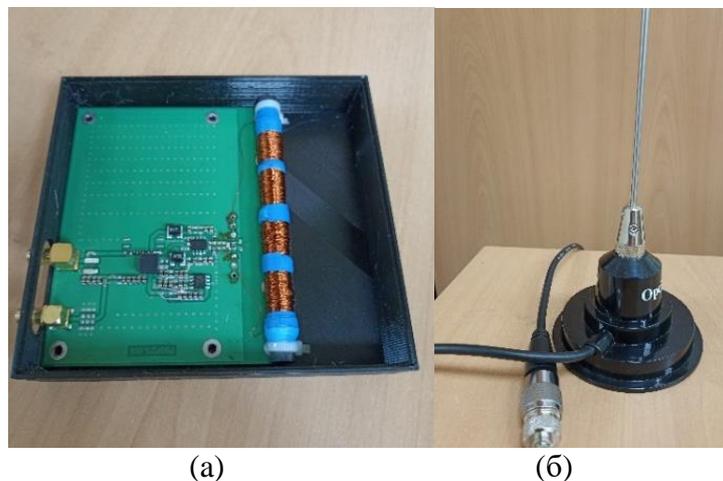


Рис. 2. Антенная системы навигационного приемника: а) магнитная; б) электрическая антенна разработанного навигационного приемника

Согласование уровня сигнала с требуемым входным уровнем АЦП и преобразование сигнала в цифровую форму осуществляется в аппаратном модуле АЦП. 16-разрядный АЦП работает на частоте преобразования 20 МГц. Кроме того, в этом модуле осуществляется фазовое детектирование сигнала с переносом его на видео частоту. Квадратурный сигнал в цифровом виде по протоколу Ethernet передается в вычислительное устройство навигационного приемника. Со стороны вычислителя передача сигнала в цифровой форме поддерживается специальным интерфейсным программным модулем. Обработка сигнала осуществляется последовательно программным модулем обработки сигнала и программным модулем расчета координат.

Для обеспечения простоты модификации программных модулей навигационного приемника в процессе исследований программные модули реализованы в виде скриптовых файлов среды MatLab. Управление совместной работой программных модулей осуществляется специальным управляющим программным модулем. Именно этот модуль обеспечивает интерфейс с пользователем навигационного приемника.

Работа навигационного приемника осуществляется циклами, каждый из которых представляет собой последовательность операций с результирующим предоставлением пользователю измеренных географических координат местоположения приемника.

В процессе работы в аппаратной и программных частях навигационного приемника последовательно выполняются следующие операции:

- прием из эфира сигналов базовых станций навигационной системы;
- ограничение ширины спектра принятого сигнала;
- преобразование сигнала в цифровую форму;
- обнаружение сигнала ведущей станции выбранной сети станций навигационной системы;
- обнаружение сигналов ведомых станций навигационной системы;
- определение моментов приема сигналов базовых станций;
- вычисление разностей времен прихода в точку приема сигналов ведомых станций относительно сигнала ведущей станции;
- вычисление географических координат точки расположения приемника.

Общая продолжительность цикла работы определяется продолжительностью регистрации сигналов базовых станций. Эта длительность определяет максимально возможное время когерентного накопления сигнала в процессе обработки для обеспечения качественного обнаружения слабых сигналов удаленных базовых станций в сложных условиях радиотехнической обстановки в месте приема. Обязательным условием для обеспечения возможности когерентного накопления на интервалах времени, превышающих длительность пачки импульсов базовой станции навигационной системы, является учет постоянной составляющей отклонения частоты кварцевого генератора приемника от номинального значения. Другим, не менее важным условием является обеспечение уверенного приема сигналов базовых станций в сложной помеховой обстановке и при низком отношении сигнал/шум на входе приемника. Важность решения этой задачи обусловлена предполагаемым использованием приемника вблизи от промышленных объектов и городской застройки, а также необходимостью уверенного приема в этих условиях сигналов всех базовых станций цепи, включая самые удаленные.

Входной информацией алгоритма обнаружения сигналов базовых станций и измерения разностей времен прихода сигналов является блок данных, получаемый из аппаратной части приемника. Эти данные представляют собой комплексные отсчеты зарегистрированного эфирного сигнала, прошедшего полосовую фильтрацию, перенос на нулевую частоту и прореживание полученных отсчетов

Выходными данными блока обнаружения сигналов базовых станций и измерения разностей времен прихода сигналов являются разности времени от момента прихода импульса от ведущей станции t_0 (ВЩ) до момента прихода импульса от соответствующей ведомой станции t_1, t_2 (ВД):

$$\begin{aligned}\Delta t_{10} &= t_1 - t_0, \\ \Delta t_{20} &= t_2 - t_0.\end{aligned}\tag{1}$$

Таким образом, зная координаты ВЩ, ВД1 и ВД2, а, следовательно и геодезические расстояния между ними: $s_{10} = s_{10}(B_1, L_1, B_0, L_0)$, $s_{20} = s_{20}(B_2, L_2, B_0, L_0)$, и расстояния от объекта s_0 , s_1 , s_2 , соответственно, до ВЩ, ВД1 и ВД2, нахождение координат места стояния определяется путем решения триангуляционной задачи (B_0, B_1, B_2 – широта станций; L_0, L_1, L_2 – долгота станций) [3].

Точность измерения координат навигационным приемником по сигналам ИФРНС предопределена техническими характеристиками системы, а также географическим факторам и погрешностью прогнозирования времени распространения сигнала [4].

В соответствии с *географическим фактором* точность определения координат для каждой точки рабочей зоны цепочки GRI 8000 определяется взаимным расположением передающих станций (рисунок 3). Анализируя схему размещения передающих станций относительно территории Республики Беларусь можно сделать вывод, что точности не могут быть высокими, а для их повышения одним из способов может являться установка аппаратуры коррекции и синхронизации.

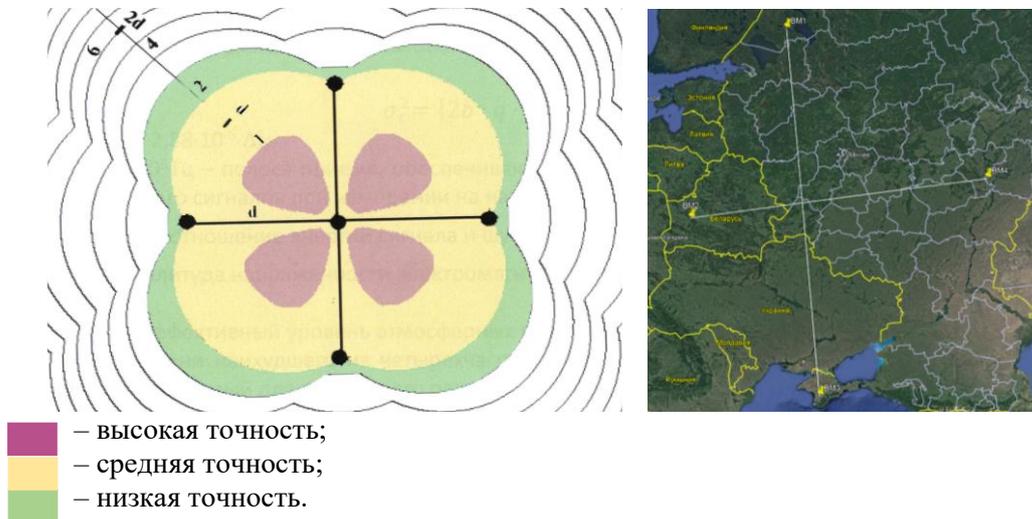


Рис. 3. Расчетная рабочая зона ИФРНС из пяти передающих станций

Доминирующим фактором является погрешность прогнозирования времени распространения сигнала. На удалениях более 1000 км от передающей станции эта погрешность может достигать 2,5 мкс (650 – 2500 м). Высокие значения погрешностей обусловлены неточным знанием электрических параметров подстилающей поверхности на трассах распространения радиоволн, и их сезонными изменениями.

3. ПРАКТИЧЕСКИЕ ИССЛЕДОВАНИЯ РАЗРАБОТАННОГО ПРИЕМНИКА

В ходе практических исследований разработанного приемника осуществлялась оценка потенциальной точности определения координат, а также поиск путей по ее повышению (рисунок 4).

Среднее значение отклонений результатов измерений координат местоположения, полученных с использованием макета навигационного приемника ИФРНС относительно координат, полученных 4-х системным приемником сигналов ГНСС, составляет 500 – 2000 м в зависимости от взаимного расположения по отношению к ведущей и ведомым станциям цепи (таблица 1).

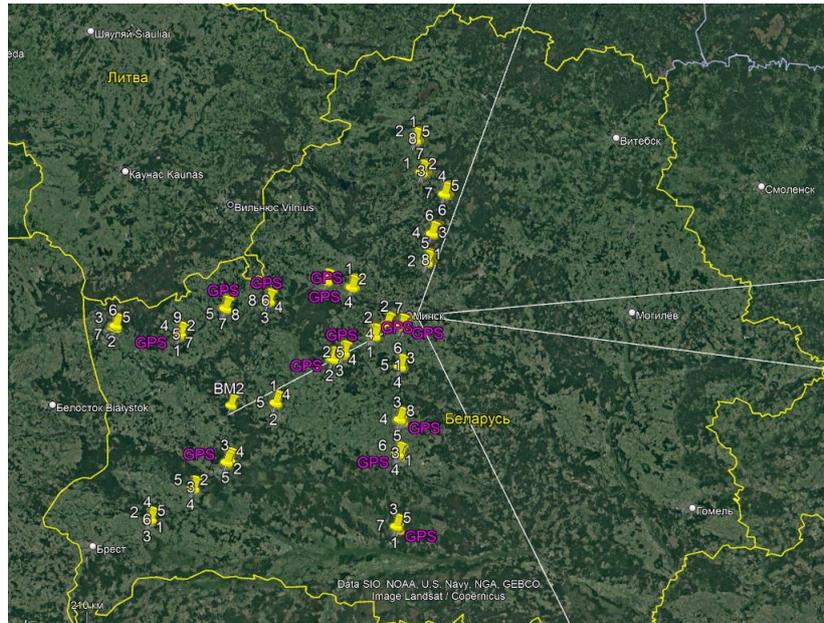


Рис. 4. Районы проведения экспериментальных исследований

Таблица 1. Статистические данные по результатам проведения экспериментов

Район проведения эксперимента	Точность определения координат (м)	Среднеквадратическое отклонение (м)	Направление сноса измеренных координат относительно значений ГНСС (град)
Западное направление:	1000	300	300
	1100	259	300
	900	180	300
	500	120	290
	1400	280	60
Юго-западное направление:	2000	370	290
	1300	300	290
	900	210	300
	1200	200	60
	600	100	45
Северное направление	1700	340	60
	1800	600	270
	1500	340	250
	1900	320	270
Южное направление	1750	300	300
	2000	350	270
	2000	300	290
	2000	450	300
	2000	270	330

Анализируя значения, представленные в таблице 1, становится очевидной зависимость направления сноса измеренных координат относительно значений

координат по сигналам ГНСС по мере пересечения географической долготы ведомой передающей станции, размещенной в г. Слоним.

Данная особенность предопределена отсутствием возможности прогнозирования времени распространения сигнала, обусловленной неточным знанием электрических параметров подстилающей поверхности на пути распространения электромагнитной волны в точке приема. В ходе обработки экспериментальных данных, полученных в верхней точке северного направления, эмпирическим путем были определены дифференциальные поправки для данного параметра относительно ведущей станции, обусловленные задержкой распространения сигнала над неоднородной поверхностью с различной проводимостью. Программный модуль навигационного приемника позволяет учитывать данные поправки. В результате повторного расчета координат местоположения точность определения координат повысилась с 1750 м до 250 м со среднеквадратическим отклонением около 30 м.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, результаты проведенных экспериментальных исследований подтвердили возможности навигационного приемника ИФРНС к устойчивому приему сигналов наземными потребителями НВД. Современные возможности радиоэлектроники позволили создать приемник компактных массогабаритных размеров с минимальным энергопотреблением. При этом выявлено, что невысокая точность определения координат навигационным приемником предопределена прежде всего техническими характеристиками системы, географическим фактором и особенностью распространения электромагнитной волны вдоль поверхности Земли, а также предельно достигаемым значением временной синхронизации работы действующих станций цепи.

Анализ опыта проведенных ранее исследований и оценки перспектив развития системы НВО показывает, что одним из возможных путей повышения точностных характеристик системы является размещение на территории Республики Беларусь сети контрольно-корректирующих станций, позволяющей учитывать условия распространения сигналов. Возможным решением является создание периодически корректируемой базы данных измерений задержек распространения сигналов на территории страны. Для достижения точности определения координат лучше 10 м требуется создание базы с достаточно высокой плотностью точек измерения – через каждые 500 – 1000 метров. Другим перспективным и менее затратным является программный подход, который заключается в разработке алгоритма по устранению системной ошибки, возникающей ввиду неоднородности среды распространения сигнала (различная диэлектрическая проницаемость воздуха на пути распространения электромагнитных волн).

ЛИТЕРАТУРА

1. Сурков В. О. Навигационные системы подвижных наземных объектов и их характеристики/ В. О. Сурков// Магистратура ТГТУ. — 2018. — № 27. — С. 105–109.
2. Пальчик В.Ю. Использование сигналов ИФРНС для определения местоположения подвижных наземных военных объектов: необходимость или избыточность/ В.Ю. Пальчик/ Сборник тез. докл. V Междунар. науч.-техн. (практ.) конф. НИИ Вооруженных Сил / Науч.-исслед. ин-т Вооруженных Сил Респ. Беларусь; редкол.: Р. Л. Грушко [и др.]. – Минск, 2022. – 252 с.
3. Бойко Е.Г. Высшая геодезия. Часть II. Сфероидическая геодезия: Учебник для вузов. – М.: Картгеоцентр – Геодезиздат, 2003. – 144 с.

4. В.С. Иванюк, А.П. Кульпанович, С.А. Федукевич. Радиотехнические системы обеспечения полетов авиации: Особенности построения и функционирования, требования к параметрам и перспективы развития. – Мн. ВА РБ, 2008.

REFERENCES

1. Surkov V. O. Navigation systems of mobile ground objects and their characteristics / V. O. Surkov // Master of TSTU. - 2018. - No. 27. - S. 105–109.
2. Palchyk U. Using IFRNS signals to determine the location of mobile ground military facilities: necessity or redundancy / U. Palchyk / Collection of abstracts. report V Intern. sci.-tech. (pract.) conf. Research Institute of the Armed Forces / Nauch.-issled. Institute of the Armed Forces of the Rep. Belarus; editorial board: R. L. Grushko [and others]. - Minsk, 2022. - 252 p.
3. Boyko E.G. Higher geodesy. Part II. Spheroid Geodesy: Textbook for High Schools. - M.: Kartgeocenter - Geodesizlat, 2003. - 144 p.
4. V.S. Ivanyuk, A.P. Kulpanovich, S.A. Fedukevich. Radio engineering systems for aviation flight support: Features of construction and operation, requirements for parameters and development prospects. - Mn. VA RB, 2008.

ПЕРСПЕКТИВА ИСПОЛЬЗОВАНИЯ БЕСПИЛОТНОГО СУДОВОЖДЕНИЯ

К. Г. Андреев, К. А. Сысак

ОИВТ (филиал) ФГБОУ ВО «СГУВТ», Омск, Россия

Аннотация. Водный транспорт является частью транспортной инфраструктуры РФ, благодаря которому производится перевозка в несравнимых объемах по цене перевозки за тонну груза по сравнению с другими видами транспорта. Тем не менее, современные реалии обуславливают появление множества автоматизированных систем и устройств, направленных на обеспечение автономности и определённого быстродействия всей транспортно-логистической системы. Продуктом подобных размышлений явилась возможность применения беспилотных судов, в качестве альтернативы экипажным судам, призванное заменить человека и обеспечить необходимый уровень безопасности при транспортировке грузов. Тем не менее, беспилотное судовождение вызывает множество вопросов, но в это же время даёт путь множествам инноваций в транспортно-логистический процесс

Ключевые слова: беспилотное судовождение; безопасность; человеческий фактор; автоматизация.

THE PROSPECT OF USING UNMANNED SHIP NAVIGATION

K.G. Andreyev, K.A. Sysak

OIVT (branch) FGBOU VPO "SGUVT", Omsk, Russia

Abstract. Water transport is a part of the transport infrastructure of the Russian Federation due to which transportation is performed in incomparable volumes at a price per ton compared to other means of transport. Nevertheless, the modern realities stipulate the appearance of a variety of automated systems and devices aimed at ensuring autonomy and a certain speed of the whole transport and logistic system. The product of such thoughts was the possibility of using unmanned ships as an alternative to the crewed ships, designed to replace humans and provide the necessary level of safety for cargo transportation. Nevertheless, unmanned navigation raises a lot of questions, but at the same time gives the way too many innovations in the transport and logistics process.

Keywords: unmanned navigation, safety, human factor, automation.

1. ВВЕДЕНИЕ

Водный транспорт является частью транспортной инфраструктуры РФ, благодаря которому осуществляется доставка практически всех видов грузов и пассажиров как по внутренним водным путям Российской Федерации, так и морским акваториям. Современные возможности в совокупности с имеющимися проблемами отрасли вынуждают специалистов водного транспорта искать новые решения, которые впоследствии должны обеспечить определённые перспективы развития.

27 ноября 2021 г вступило в силу распоряжение Правительства Российской Федерации «О Транспортной стратегии Российской Федерации до 2030 года с прогнозом на период до 2035 года», где миссией государства является всестороннее развитие транспортного комплекса, с целью улучшения благосостояния экономики страны и её граждан, реализации ее транспортного потенциала через опережающее развитие транспортной инфраструктуры и расширение доступа к безопасным и

качественным транспортным услугам с минимальным воздействием на окружающую среду и климат, использование географических особенностей Российской Федерации в качестве ее конкурентного преимущества. [1] Развитие инфраструктуры водного транспорта является одним из ключевых элементов стратегии, поскольку с помощью него возможно быстро, а главное дешево обеспечивать необходимым сырьем наиболее удаленные северные регионы нашей страны.

На данный момент, достаточный импульс получили различные системы автоматизации на судах и грузовых терминалах, которые в последствии способствовали появлению нового направления, а именно технологии автономных роботизированных систем для судов и терминалов. Технология беспилотного судовождения получила поддержку развития при помощи появления научно-исследовательской среды «МАРИНЕТ», которая призвана формировать компетенции, в частности создания роботизированных объектов водного транспорта и применения данных компетенций на практике.

2. ТЕОРИЯ

Роботизированные суда и терминалы далеко не панацея, а объективное будущее отрасли, на данный момент, в мире имеется множество существующих проектов, которые проходят проверку в тестовых режимах.

Для решения задачи проектирования беспилотного судовождения, наиболее конструктивным является использование автоматизированных систем управления (АСУ), включающих в себя:

1) модуль навигационных датчиков, обрабатывающий их выходы, включая данные радара и АИС, а также дневных и инфракрасных видеокамер;

2) система навигации в глубоком море, обеспечивающая плавание по заданному маршруту, способная адаптироваться к ситуациям возможного столкновения со встречными объектами и к существенным изменениям погодных условий;

3) автономная система управления двигательной установкой, способная как минимум выявлять, если не предсказывать, возможные отказы системы движения, обеспечивая оптимальную эффективность ее использования;

4) береговой центр управления, предназначенный для непрерывного дистанционного управления БПС командой квалифицированных судоводителей и инженеров на тех участках маршрута, где экипаж будет отсутствовать (концепция предполагает снятие экипажа при выходе судна в открытое море и его возвращение с использованием вертолетов при подходе к участку со стесненным движением или порту).

Такая система открывает определённые возможности по отрисовке и моделированию местности и условий вокруг судна, одновременно позволяя анализировать и принимать определённые действия в той или иной ситуации.

Преимущества у такого судна несомненны:

– экономическая выгода: отсутствие экипажа, а значит отсутствие затрат, как на з/п, питание и прочих нужд для жизнедеятельности человека.

– экологичность: снижение веса, посредством устранения помещений под человеческие нужды, позволяет сэкономить расход топлива, отсутствие человека, а значит отсутствие сточных вод и естественных загрязнений в результате деятельности человека.

– Возможность гибридного применения: требования к компетенции экипажа могут быть снижены, за счёт автоматизации некоторых процессов и т.д.

Тем не менее использование такой технологии имеет ряд новых проблем и вопросов, касающихся безопасности судовождения:

1) Кто несёт ответственность при ЧС с участием беспилотного судна?

2) Достаточное количество нестандартных ситуаций при расхождении судов, а также при прохождении навигационных препятствий, требует расширенного программного комплекса, включая машинное обучение для достижения необходимой безопасности.

3) Особенности рельефа местности влияющий на связь с БСП судном

4) Появление безработицы и т.д.

За рубежом подобные суда разрабатывают с нуля и проводят их тестирование, отечественные разработчики решили проблему иначе, путём внедрения систем в уже имеющееся судно. 24 сентября 2021 года в России спустили на воду первое беспилотное научно-исследовательское судно «Пионер-М» проекта 25700 – маломерное научно-исследовательское судно катамаранного типа с корпусом из композитных материалов. Предназначено для комплексных исследований морской прибрежной акватории.

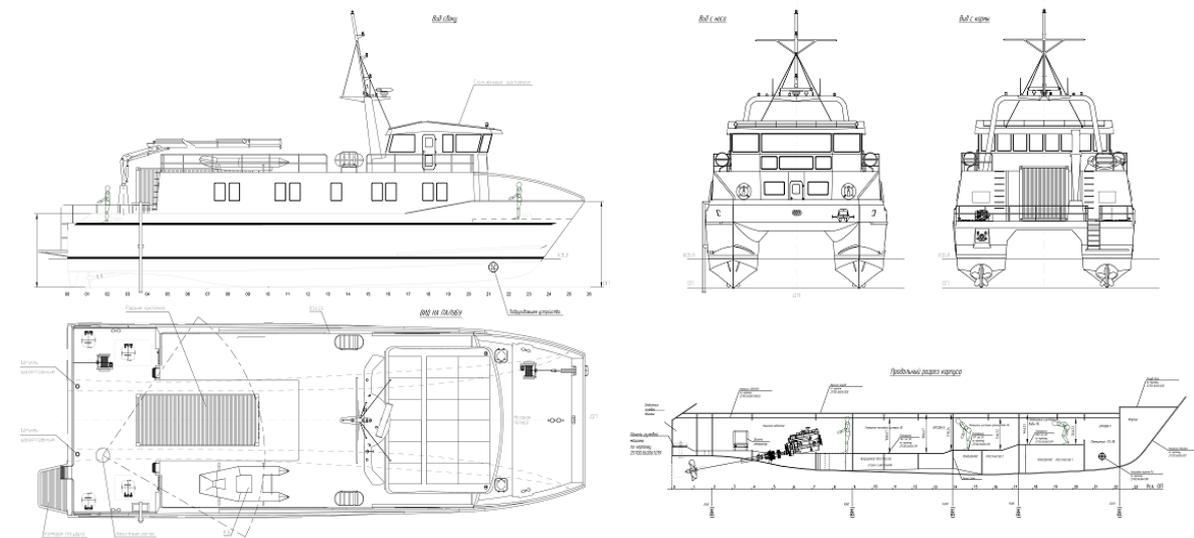


Рис. 1. Общий чертеж НИС «Пионер-М»

Судно оснащается системой безэкипажного судовождения благодаря интегрированной системе управления и взаимодействия с морскими мобильными научно-исследовательскими лабораториями. Планируется круглогодичная эксплуатация судна в акваториях Черного и Азовского морей, что как отметил глава Минобрнауки России Валерий Фальков, станет основой для подготовки высококвалифицированных научных кадров на юге России.

«Пионер-М» станет первым в России судном, на котором будут отрабатываться технологии безэкипажного судовождения. Длина «Пионера-М» составляет около 26 метров, ширина — 9 метров, максимальная скорость — 10 узлов. Оно может работать автономно в течение пяти суток, дальность плавания составляет 500 миль, водоизмещение — 114 тонн.

Данное судно уже получило множество оценок и предложений по доработке с целью оптимизации нагрузки на конструкцию и обеспечения безопасности судовождения. Среди таких оценок, несомненно, логичные вопросы, касающиеся безопасности: сможет ли автономная система обеспечить, хотя бы тот же уровень безопасности, что и человек?

3. ПЕРСПЕКТИВЫ

Хоть человеческий фактор и является основным источником аварий, но в то же время и основным источником их предотвращения.

Исключение человека достаточно неоднозначное решение, в виду того, что навигационная обстановка становится все более сложной в виду множества факторов, возникают достаточно неоднозначные ситуации, которые требуют оперативного решения судоводителя, а учитывая то, что система не всегда может все просчитать и зафиксировать в поле зрения, делает беспилотное судно источником новых проблем на ВВП. Несмотря на это, адаптировать данную технологию нужно путём создания определённых условий для подобных решений, т.е. использование их в определённых вспомогательных целях. Например, судно-беспилотник может обеспечить диагностику различных бетонных сооружений при помощи лазеров-сканеров (LiDAR), и выявить в них определённые дефекты, в этом же контексте возможно применение беспилотного плавучего крана при строительстве, управление которым осуществлялось бы дистанционно, что помогает обеспечить бесперебойность множества процессов.



Рис. 2. Сканирование при помощи LiDAR

Помимо этого, данная технология может внедряться на новые морские или уже существующие суда, в качестве вспомогательного оборудования, например, получить альтернативу лоцманской проводке и т.д.

Судно-беспилотник достаточно интересная и неоднозначная концепция, но имеющая право на существование, поскольку её развитие способствует рассмотрению ситуации под разными углами и разработке новшеств позволяющих заменить деятельность человека в опасных для него условиях. Одним из таких новшеств является автоматическая швартовка судна к причалу. Судно удалённо подключается к береговой сети и коммуницирует с причальным устройством, которое при помощи лазеров-дальномеров определяет текущее расположение судна у причала и передаёт данные на судовое оборудование и информационное табло на берегу.

Благодаря чему, судоводитель может более точно и быстро осуществить постановку судна к причалу, а затем происходит сопряжение берегового оборудования, представленного в виде электромагнита или вакуума с корпусом судна. Причем швартовка происходит без участия палубной команды, а самое главное за считанные минуты вместо часов, которые каждый грузовой терминал теряет при классической швартовке тросами.

Также возможно внедрение беспилотного режима на судно и возможности управления как удалённо диспетчером на берегу, так и вручную на судне, что также позволяет повысить эффективность использования данного вида транспорта.

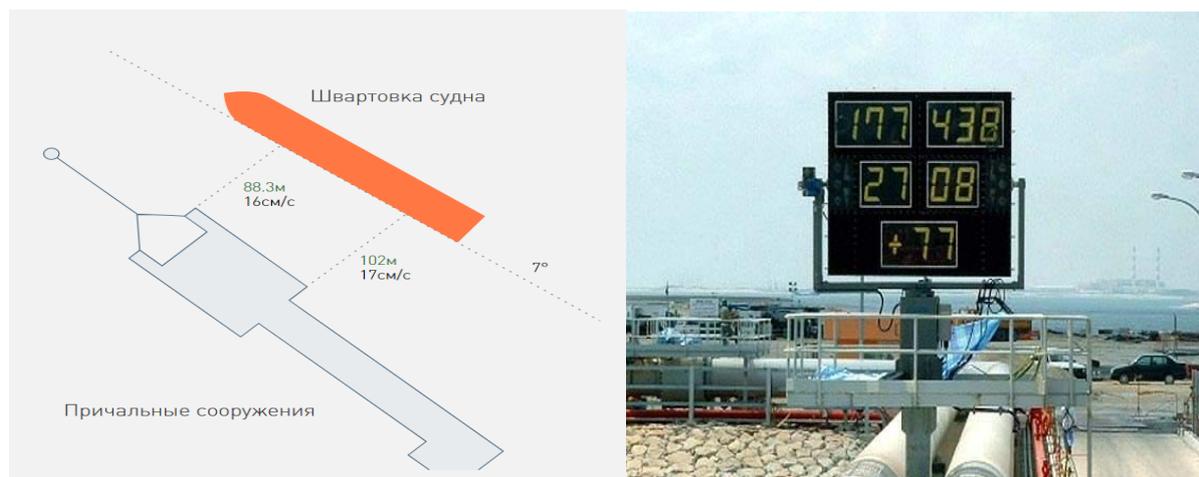


Рис. 3. Информационное табло и схема работы лазер-дальномеров



Рис. 4. Вакуумная система швартовки

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проанализировав изложенный материал можно сделать вывод, что появление беспилотного судовождения вопрос времени и инженерных решений, тем не менее их массовое применение на данный момент имеет больше отрицательных моментов, нежели положительных, тем не менее их появление способствует появлению новых возможностей позволяющих вывести грузооборот на новый уровень.

ЛИТЕРАТУРА

1. ПРАВИТЕЛЬСТВО РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ, РАСПОРЯЖЕНИЕ от 27 ноября 2021 г. № 3363-р
2. Фролов В.Н. и др. Технологии безэкипажного судовождения // Транспорт Российской Федерации. 2018. №4. С. 17–21
3. «Росморпорт» начал испытания по проекту безэкипажного судовождения - ВПК.name (vpk.name)
4. ««Пионер-М» - альтернативный вариант»
https://www.korabel.ru/out/redirect.html?url=http%3A%2F%2Fanmarineconsulting.ru&object=news&id=187087&anchor=news_title

5. Горобцов С.Р., Функ К.А. «Изучение рельефа дна акваторий геодезическими методами», С. 13-17

REFERENCES

1. GOVERNMENT OF THE RUSSIAN FEDERATION, DECISION No. 3363-r of November 27, 2021
2. Frolov V.N. et al. Technologies of crewless navigation // Transport of the Russian Federation. 2018. №4. С. 17-21
3. "Rosmorport" began tests on the project of crewless navigation - VPC.name (vpk.name)
4. "Pioneer-M" - an alternative variant".
https://www.korabel.ru/out/redirect.html?url=http%3A%2F%2Fanmarineconsulting.ru&object=news&id=187087&anchor=news_title
5. Gorobtsov S.R., Funk K.A. "Study of the bottom relief of water areas by geodetic methods", P. 13-17

ПОИСК И ОБНАРУЖЕНИЕ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ПОМЕХ

В. А. Миронов¹, П. Д. Коратаев¹, А. В. Сальников¹, В. В. Неровный²

¹ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»,
г. Воронеж, Россия

²ОАО НВП «Протек» г. Воронеж, Россия

Аннотация. Разработана методика оценка эффективности поиска и обнаружения навигационных *BPSK* сигналов в условиях гармонических помехи. Приведены результаты сравнительного анализа эффективности поиска и обнаружения *BPSK* сигналов в условиях гауссовской шумовой помехи и гармонической помехи. Показано, что воздействие гармонической помехи ухудшает помехоустойчивость обнаружителя сигналов на 4–12 дБ.

Ключевые слова: *BPSK* сигнал, гармоническая помеха, система поиска-обнаружения.

SEARCH AND DETECTION NAVIGATION SIGNALS IN TERMS OF HARMONIC JAMMING

V. A. Mironov¹, P. D. Korataev¹, A. V. Salnikov¹, V. V. Nerovny²

¹MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia

² OAO NVP «Protek», Voroneg, Russia

Abstract. The developed method evaluation of the effectiveness of search and detection navigation *BPSK* signal in terms of harmonic interference. The results of the comparative analysis of efficiency of search and detection of *BPSK* signals in Gaussian noise interference and harmonic interference. It is shown that the influence of harmonic noise degrades the noise immunity of the detector signals for 4-12 dB.

Keywords: signal-like interference, compensation channel; style; navigation signal; search and detection channel.

1. ВВЕДЕНИЕ

Одной из задач первичной обработки, решаемой в аппаратуре потребителей глобальных навигационных спутниковых систем (АП ГНСС) является поиск и обнаружение навигационных сигналов по задержке и частоте при воздействии различного вида помех.

Наиболее широко в ГНСС используются навигационные сигналы с расширением спектра путем фазовой манипуляции несущей псевдослучайной последовательностью (ПСП) (в англоязычной технической литературе используется термин «*BPSK* сигналы»). Для поиска и обнаружения *BPSK* сигналов в АП ГНСС чаще всего используются циклические процедуры поиска. Особенность циклического поиска заключается в разбиении области неопределённости сигнала по задержке и частоте на ячейки разрешения с заданным шагом. Затем ячейки поочерёдно просматриваются (анализируются) в определённом порядке. При просмотре каждой ячейки решается классическая задача обнаружения сигнала с известной амплитудой и случайной начальной фазой [1]. В качестве критерия обнаружения чаще всего используется критерий Неймана-Пирсона [1]. Характеристики обнаружителя, реализующего критерий Неймана-Пирсона, были получены для случая гауссовской шумовой помехи

и приведены в ряде работ [1,2]. Однако поиск и обнаружение навигационного сигнала в реальных условиях может происходить при воздействии и других видов помех, например узкополосной помехи. Таким образом, можно сделать вывод о необходимости доработки моделей и методик оценки эффективности функционирования поиска и обнаружения навигационных сигналов в АП ГНСС в условиях узкополосной помехи.

Цель работы – оценка эффективности поиска и обнаружения, навигационных *BPSK* сигналов, сравнительный анализ эффективности поиска *BPSK* сигналов различных ГНСС при воздействии узкополосной помехи.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

В общем виде навигационный сигнал, действующий на вход системы поиска и обнаружения АП ГНСС, можно представить как [1]:

$$S(t) = AG_{\text{ДК}}(t - \tau) \cos((\omega_0 + \omega_{\text{Д}})t + \varphi_0), \quad (1)$$

где: $G_{\text{ДК}}(t)$ – дальномерный код; A – амплитуда сигнала; ω_0 – несущая частота; $\omega_{\text{Д}}$ – доплеровское смещение частоты; φ_0 – начальная фаза сигнала, равномерно распределённая на интервале $[0; 2\pi]$; τ – задержка.

Узкополосную помеху, действующую на вход системы поиска и обнаружения АП ГНСС можно представить как:

$$J(t) = A_1 \cos(\omega_0 + \omega_1)t + \varphi_1, \quad (2)$$

где: A_1 – амплитуда помехи, ω_1 – значение отстройки несущей частоты помехи от несущей частоты навигационного сигнала, φ_1 – случайная начальная фаза, распределённая равномерно в интервале $[0; 2\pi]$.

Постановка задачи поиска сигнала в условиях помех

Навигационный сигнал в условиях помехи на входе устройства поиска и обнаружения можно представить в виде (2.1). Ставится задача оценки информационного параметра сигнала – задержки τ . При дальнейшем рассмотрении алгоритмов, которые различаются только методами поиска сигнала по задержке, методы поиска по частоте не рассматриваются, т.е. предполагается, что частота сигнала известна.

Функция правдоподобия с учётом формы представления *BPSK* сигнала (1) и цифровой обработки в аппаратуре потребителей может быть представлена в виде:

$$p(\mathbf{Y} | \tau, \varphi_0) = c \cdot \exp \sum_{i=1}^N y(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i}) \cos(\omega_0 t_{k,i} + \varphi_0), \quad (3)$$

В математической модели *BPSK* сигнала (1) начальная фаза случайная и является неинформативным параметром, что вызывает необходимость усреднения функции правдоподобия по значениям φ_0 .

Тогда усреднённую функцию правдоподобия можно представить выражением:

$$p(\mathbf{Y} | \tau) = \frac{c}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} p(\mathbf{Y} | \tau, \varphi_0) d\varphi_0, \quad (4)$$

Выражение (4) может быть преобразовано к виду:

$$p(\mathbf{Y} | \tau) = c \cdot I_0(X), \quad (5)$$

где: I_0 – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка; X – отсчёты огибающей *BPSK* сигнала.

Отсчёты огибающей *BPSK* сигнала определяются в соответствии с выражением:

$$X = \sqrt{I^2 + Q^2}, \quad (6)$$

Синфазные и квадратурные составляющие в выражении (6) формируются в корреляторах аппаратуры потребителей и определяются как:

$$I = \sum_{i=1}^N y(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau) \cos(\omega_0 t_{k,i}), \quad (7)$$

$$Q = \sum_{i=1}^N y(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau) \sin(\omega_0 t_{k,i}), \quad (8)$$

Для максимизации функции правдоподобия возьмём логарифм от выражения (5), в результате получим:

$$\ln p(\mathbf{Y} | \tau) = \ln c + \ln I_0(X), \quad (9)$$

Выражение (9) можно упростить, заменив $\ln I_0$ на операцию взятия модуля, при этом выражения являющиеся аргументом модифицированной функции Бесселя всегда положительные. Учитывая, что добавление константы не влияет на операцию взятия максимума, выражение (9) можно представить в виде:

$$\ln p(\mathbf{Y} | \tau) \approx \sqrt{I^2 + Q^2}, \quad (10)$$

Максимизация величины $\ln p(\mathbf{Y} | \tau)$ заключается в вычислении значений синфазной и квадратурной огибающих при всех возможных значениях задержки.

Вычисленное значение величины X для каждого значения задержки сравнивается с пороговым напряжением, т.е. решается задача обнаружения.

Синтез канала оценки мощности помехи

Как правило, обнаружение *BPSK* сигнала осуществляется в условиях неизвестной мощности помехи. При обнаружении сигналов чаще всего используется критерий Неймана-Пирсона, который реализуется в соответствующих устройствах-обнаружителях. В соответствии с критерием Неймана-Пирсона порог обнаружения задаётся в соответствии с выражением, приведенным в [3]:

$$\tilde{h} = \sqrt{-\ln F}, \quad (11)$$

где: \tilde{h} – нормированный порог обнаружения; F – заданный уровень вероятности ложной тревоги

Нормированный порог обнаружения определяется в соответствии с выражением [36]:

$$\tilde{h} = \frac{h}{\sqrt{\frac{N_0 T}{2}}}, \quad (12)$$

где: h – порог обнаружения; N_0 – спектральная плотность мощности помехи типа «белый гауссовский шум», попадающая в полосу частот обнаруживаемого сигнала; T – длительность обнаруживаемого сигнала.

Тогда напряжение помехи можно определить как:

$$U_0 = \sqrt{\frac{N_0 T}{2}}, \quad (13)$$

С учетом (13) окончательное выражение для порога обнаружения принимает следующий вид:

$$h = U_0 \sqrt{-\ln F}, \quad (14)$$

Анализ выражения (14) показывает, порог обнаружения в соответствии с критерием Неймана-Пирсона зависит от напряжения помехи на выходе обнаружителя и заданного уровня вероятности ложной тревоги.

Представим синфазные и квадратурные составляющие (7) – (8) на выходах корреляторов для *BPSK* сигнала в виде суммы сигнальных и помеховой компонент:

$$I = \sum_{i=1}^N AG_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau) \cos(\omega_0 t_{k,i} + \varphi_0) G_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau) \cos(\omega_0 t_{k,i}) + \sum_{i=1}^N J(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau) \cos(\omega_0 t_{k,i}), \quad (15)$$

$$Q = \sum_{i=1}^N AG_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau) \cos(\omega_0 t_{k,i} + \varphi_0) G_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau) \sin(\omega_0 t_{k,i}) + \sum_{i=1}^N J(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau) \sin(\omega_0 t_{k,i}), \quad (16)$$

Представим выражения (15) – (16) в виде:

$$I = U_{I,C} + U_{I,\Pi}, \quad (17)$$

$$Q = U_{Q,C} + U_{Q,\Pi}, \quad (18)$$

где: $U_{I,C}, U_{Q,C}$ – сигнальные компоненты;

$U_{I,\Pi}, U_{Q,\Pi}$ – помеховые компоненты.

Сигнальные и помеховые компоненты, входящие в выражения (17) – (18) определяются как:

$$U_{I,C} = \sum_{i=1}^N AG_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau) \cos(\omega_0 t_{k,i} + \varphi_0) G_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau) \cos(\omega_0 t_{k,i}), \quad (19)$$

$$U_{I,\Pi} = \sum_{i=1}^N J(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau) \cos(\omega_0 t_{k,i}), \quad (20)$$

$$U_{Q,C} = \sum_{i=1}^N AG_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau) \cos(\omega_0 t_{k,i} + \varphi_0) G_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau) \sin(\omega_0 t_{k,i}), \quad (21)$$

$$U_{Q,\Pi} = \sum_{i=1}^N J(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau) \sin(\omega_0 t_{k,i}), \quad (22)$$

Анализ выражений (19) – (22) показывает, что значения математических ожиданий при любых значениях начальной фазы обнаруживаемого сигнала не является нулевым. Таким образом, наличие сигнальных компонент будет приводить к ошибкам вычисления мощности помехи. Для уменьшения ошибки вычисления мощности помехи необходимо осуществлять минимизацию сигнальных компонент $U_{I,C}, U_{Q,C}$ в выражениях (17) – (18).

Одним из возможных способов уменьшения влияния сигнальной компоненты на точность вычисления мощности помехи, является умножение в корреляторах входной реализации $y(t)$ на квазиортогональные сигналы [34,37]. Значение сигнальной компоненты в результате перемножения на опорный квазиортогональный сигнал составляет [34]:

$$U_{I,C} = \int_0^T S(t) S(t)_{\text{КОРТ}} dt \approx 1/\sqrt{B}, \quad (23)$$

где: $S(t)_{\text{КОРТ}}$ – опорный квазиортогональный сигнал; B – база сигнала;

Анализ выражения (23) показывает, что в результате перемножения входной реализации $y(t)$ и опорного квазиортогонального сигнала в корреляторе происходит уменьшение уровня сигнальной компоненты в \sqrt{B} раз. Квазиортогональность опорного сигнала $S(t)_{\text{КОРТ}}$ достигается выбором соответствующей псевдослучайной последовательности (ПСП). Степень квазиортогональности оценивается уровнем боковых лепестков функции взаимной корреляции опорной ПСП и ПСП дальномерного кода обнаруживаемого навигационного сигнала. В качестве квазиортогональных ПСП наиболее широко используются М-последовательности, вследствие простоты генерации и хороших взаимокорреляционных свойств [36].

Умножим $y(t)$ на квазиортогональную ПСП и сформируем на выходах корреляторов следующие величины:

$$I_{\Pi} = \sum_{i=1}^N AG_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau) \cos(\omega_0 t_{k,i} + \varphi_0) G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i} - \tau) \cos(\omega_0 t_{k,i}) + \sum_{i=1}^N J(t_{k,i}) G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i} - \tau) \cos(\omega_0 t_{k,i}), \quad (24)$$

$$Q_{\Pi} = \sum_{i=1}^N AG_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau) \cos(\omega_0 t_{k,i} + \varphi_0) G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i} - \tau) \sin(\omega_0 t_{k,i}) + \sum_{i=1}^N J(t_{k,i}) G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i} - \tau) \sin(\omega_0 t_{k,i}), \quad (25)$$

где: $G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i} - \tau)$ – ортогональная псевдослучайная последовательность.

Первые и вторые слагаемые в соотношениях (24) и (25) представляют собой сигнальные компоненты $U_{I,C}, U_{Q,C}$ амплитуда, которых подавлена в \sqrt{B} раз. Огибающая помехи определяется как:

$$U_0 = \sqrt{Q_{\Pi}^2 + I_{\Pi}^2}, \quad (26)$$

Вычисленное значение огибающей помехи используются для определения порога обнаружения в соответствии с выражением (14).

В качестве показателя эффективности поиска навигационного сигнала выберем вероятность окончания поиска правильным обнаружением за три цикла $P_{\text{об}}$ [3]:

$$P_{\text{об}} = \sum_{j=1}^3 P_{\text{щп}} (1 - P_{\text{ц}})^{j-1}, \quad (27)$$

где $P_{\text{щп}}$ – вероятность окончания поиска на одном цикле правильным обнаружением; $P_{\text{ц}}$ – вероятность окончания поиска на одном цикле.

Вероятность окончания поиска на одном цикле правильным обнаружением определяется по формуле [3]:

$$P_{\text{щп}} = D \cdot (1 - F)^{L-1}, \quad (28)$$

где L – число ячеек неопределённости по задержке и частоте.

Вероятность окончания поиска на одном цикле определяется по формуле [3]:

$$P_{\text{ц}} = 1 - (1 - D) \cdot (1 - F)^{L-1}, \quad (29)$$

где: D – вероятность правильного обнаружения навигационного сигнала.

Тогда вероятность правильного обнаружения навигационного сигнала определяется по формуле [4]:

$$D = \frac{N}{M}, \quad (30)$$

где N – количество испытаний, в которых произошло правильное обнаружение навигационного сигнала, M – общее количество испытаний.

При проведении расчётов рассмотрены: СТ сигнал ГЛОНАСС; С/А сигнал GPS, В1 КОМПАСС.

Для оценки эффективности ГП на систему поиска и обнаружения проведено математическое моделирование с помощью ЭВМ, основные его результаты приведены на рис. 2-8. В результате расчетов получены:

1) зависимость $P_{об}$ значения нормированной частотной отстройки при различных значениях отношения сигнал/помеха для сигналов СТ ГЛОНАСС, С/А GPS, В1 КОМПАСС представлены на рис. 1-3. Нормированная отстройка частоты вычисляется по формуле:

$$f = 2 \cdot \frac{f_0 - f_i}{\Delta f}, \quad (31)$$

где: f – нормированное значение частота, f_0 – несущая частота, f_i – текущее значение частоты, Δf – полоса частот занимаемая сигналом.

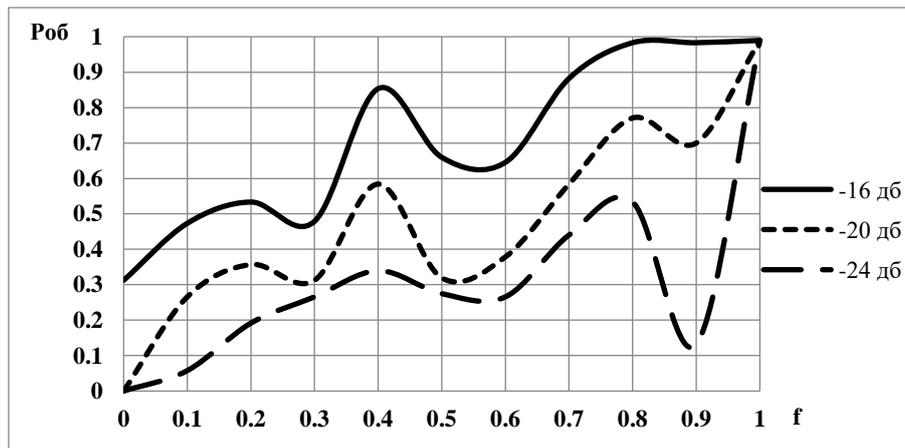


Рис. 1. Зависимость $P_{об}$ значения нормированной частотной отстройки при различных значениях отношения сигнал/помеха для СТ сигнала ГЛОНАСС

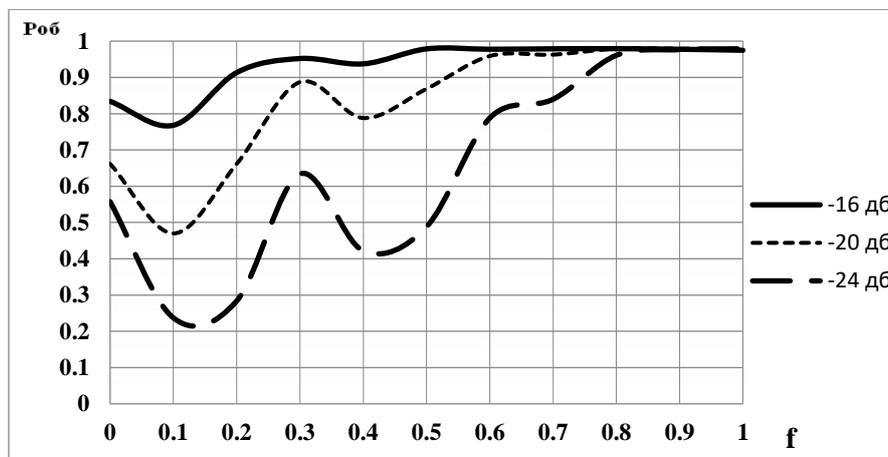


Рис. 2. Зависимость $P_{об}$ значения нормированной частотной отстройки при различных значениях отношения сигнал/помеха для С/А сигнала GPS

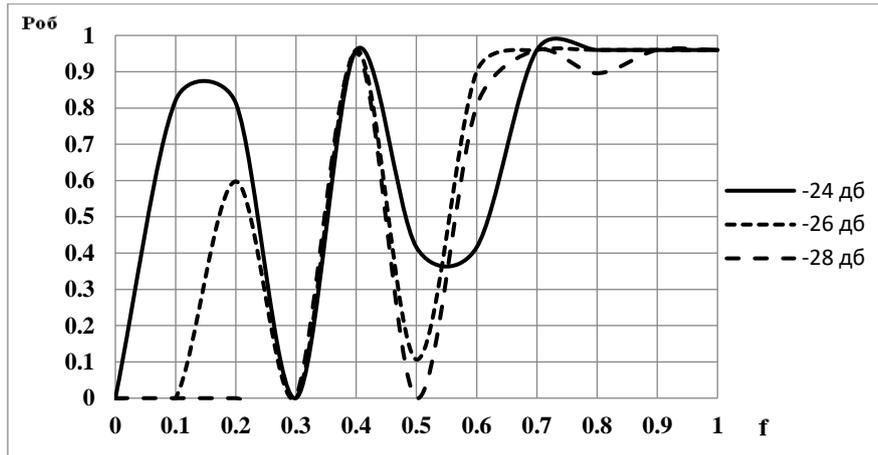


Рис. 3. Зависимость $P_{об}$ значения нормированной частотной отстройки при различных значениях отношения сигнал/помеха для B1 сигнала Compass

По результатам анализа графиков, приведенных на рис. 2-4, можно сделать вывод о том, что существует такое оптимальное значение нормированной частотной отстройки помехи, при котором вероятность $P_{об}$ принимает наименьшее значение. Для СТ сигнала ГЛОНАСС оптимальное значение нормированной отстройки несущей частоты узкополосной помехи составляет 0, для C/A сигнала GPS от 0,1 до 0,2, B1 сигнала КОМПАСС 0,3.

2) характеристики систем поиска исследуемых ГНСС от структуры дальномерного кода при воздействии узкополосной помехи при этом в системах GPS и КОМПАСС рассматривались спутники с разными дальномерными кодами.

На рис 5-7 приведены зависимости вероятности $P_{об}$ от отношения сигнал/помеха для ГШП и ГП при оптимальном значении отстройки несущей частоты для сигналов СТ ГЛОНАСС, C/A GPS, B1 КОМПАСС

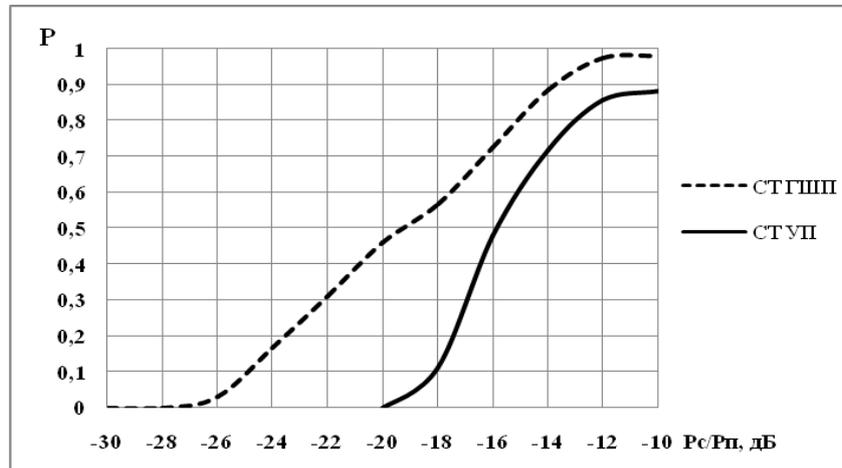


Рис. 4. Зависимость $P_{об}$ от отношения сигнал/помеха (СТ сигнала ГЛОНАСС) для ГШП и ГП при оптимальном значении частотной отстройки

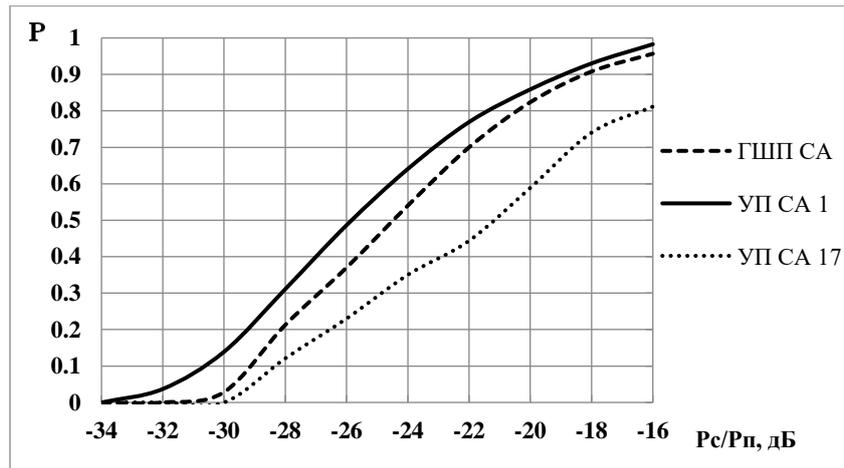


Рис. 5. Зависимость $P_{об}$ от отношения сигнал/помеха (C/A сигнала GPS) для ГШП и ГП при оптимальном значении частотной отстройки

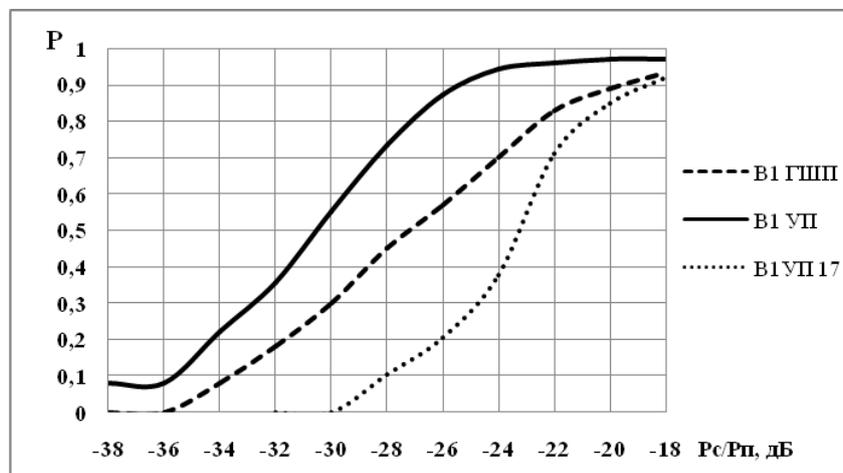


Рис. 6. Зависимость $P_{об}$ от отношения сигнал/помеха (B1 сигнала Compass) для ГШП и ГП при оптимальном значении частотной отстройки

Анализ графиков представленных на рис.5-7 показывает:

- при воздействии ГП на СТ сигнал ГНСС ГЛОНАСС (использующей частотное метод разделения каналов) помехоустойчивость приема сигнала ухудшается на 0...7 дБ по сравнению с воздействием на сигнал СТ ГШП

- при воздействии ГП на C/A сигнал GPS (использующей кодовый метод разделения каналов) помехоустойчивость приема сигналов зависит от соответствующего НС орбитальной группировки излучающего свой уникальный код, помехоустойчивость сигнала может как улучшаться так и ухудшаться, по сравнению с воздействием на C/A сигнал ГШП. Для НС с порядковым №1 помехоустойчивость сигнала C/A при воздействии на него ГП улучшается на 0...1 дБ, по сравнению с воздействием на сигнал ГШП. Для НС с порядковым №17 помехоустойчивость сигнала C/A снизится порядка на 1... 4дБ, по сравнению с воздействием на сигнал ГШП.

- при воздействии ГП на B1 сигнал КОМПАСС (использующей кодовый метод разделения каналов) помехоустойчивость приема сигналов зависит от соответствующего НС орбитальной группировки ГНСС КОМПАСС излучающего свой уникальный код, помехоустойчивость сигнала может как улучшаться так и ухудшаться, по сравнению с воздействием на сигнал B1 ГШП. Для НС с порядковым №1 помехоустойчивость сигнала

В1 при воздействии на него ГП улучшается на 1...4 дБ, по сравнению с воздействием на сигнал ГШП. Для НС с порядковым №17 помехоустойчивость сигнала С/А снизится порядка на 1...6дБ, по сравнению с воздействием на сигнал ГШП.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, воздействие ГП на систему поиска обнаружения *BPSK* сигналов ухудшает помехоустойчивость сигналов, наименее помехоустойчивым сигналом является сигнал СТ ГЛОНАСС (при оптимальном значении нормированной частотной отстройки ГП равной 0,3) его проигрыш в помехоустойчивости составляет 4...12 дБ относительно С/А сигнала ГНСС GPS (при оптимальном значении нормированной частотной отстройки ГП равной 0,1-0,2). Проигрыш в помехоустойчивости СТ ГЛОНАСС по сравнению с сигналом В1 КОМПАСС (при оптимальном значении нормированной частотной отстройки ГП равной 0,3) составляет 8...10 дБ.

ЛИТЕРАТУРА

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования/ под ред. Перова А.И., Харисова В.Н. – М.: Радиотехника. 2010. – 800 с
2. Помехозащищённость систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью/ под ред. Борисова В.И. – М.: Радио и связь, 2003. – 640 с.
3. Поиск, обнаружение и измерение параметров сигналов в радионавигационных системах/ под ред. Казаринова Ю.М. – М.: Советское радио, 1975. – 295 с.
4. Яценков В.С. Основы спутниковой навигации. Системы GPS NAVSTAR и ГЛОНАСС/ Яценков В.С. – М.: Горячая линия – Телеком, 2005 -272 с

REFERENCES

1. GLONASS. Principles of construction and functioning / ed. Perova A.I., Kharisova V.N. – М.: Radio engineering. 2010. - 800 s
2. Noise immunity of radio communication systems with the expansion of the spectrum of signals by modulation of the carrier pseudo-random sequence / ed. Borisova V.I. - М.: Radio and communication, 2003. - 640 p.
3. Search, detection and measurement of signal parameters in radio navigation systems / ed. Kazarinova Yu.M. - М.: Soviet radio, 1975. - 295 p.
4. Yatsenkov V.S. Fundamentals of satellite navigation. GPS NAVSTAR and GLONASS systems / Yatsenkov V.S. - М.: Hotline - Telecom, 2005 -272 s

ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ЛОКАЛИЗАЦИЯ СТАНЦИЙ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ ПО РАДИОСИГНАЛАМ, ПРИНЯТЫМ ОТ СПУТНИКОВ-РЕТРАНСЛЯТОРОВ

А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов

Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного,
Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация. Указываются достоинства систем спутниковой связи для передачи информации и возможность использования военными структурами ведущих зарубежных государств ресурсов коммерческих космических аппаратов. Рассматривается необходимость разработки отечественных комплексов радиомониторинга, обеспечивающих определение местоположения станций спутниковой связи. Предлагается способ определения местоположения, а также определения параметров движения станции спутниковой связи по радиосигналам, принятым от трех спутников-ретрансляторов. Сделаны выводы и определены задачи дальнейшего исследования.

Ключевые слова: разностно-дальномерный способ, итерационный алгоритм, оценка координат, оценка вектора скорости, космический аппарат, станция спутниковой связи.

SPATIAL LOCALIZATION OF SATELLITE COMMUNICATION STATIONS BY RADIO SIGNALS RECEIVED FROM REPEATOR SATELLITES

A. A. Anufriev, V. V. Sevidov, P. M. Chirkin, V. A. Shipunov

Military Academy of telecommunications named after Marshal of the Soviet Union S.M.
Budyonny, Saint-Petersburg, Russian Federation

Abstract. The advantages of satellite communication systems for transmitting information and the possibility of using commercial spacecraft resources by military structures of leading foreign states are indicated. The necessity of developing domestic radio monitoring complexes that provide location determination of satellite communication stations is considered. A method is proposed for determining the location, as well as determining the parameters of the movement of a satellite communication station by radio signals received from three relay satellites. Conclusions are drawn and tasks of further research are defined.

Keywords: difference-range method, iterative algorithm, coordinate estimation, velocity vector estimation, spacecraft, satellite communication station.

1. ВВЕДЕНИЕ

С помощью систем спутниковой связи (ССС) возможно решение сложных для наземных систем задач передачи информации в труднодоступных, малоосвоенных, малонаселенных регионах и на море. Существующие и перспективные ССС обладают глобальностью доступа и огромной канальной и абонентской емкостью [1]. В условиях ограничения роста военных бюджетов и продолжающегося мирового кризиса правительственные и военные структуры ведущих зарубежных государств всё чаще используют ресурсы коммерческих космических аппаратов [2].

В этих условиях в комплексах радиомониторинга (КРМ) спутниковых линий связи значительно увеличивается время поиска источников радиоизлучения (ИРИ). Решить

данную проблему возможно созданием в КРМ подсистемы определения местоположения (ОМП) станций спутниковой связи (СтСС), основной целью которой может стать селекция ИРИ по территориальному принципу. Информация о местоположении СтСС позволит судить о количестве, составе и перемещении объектов, являющихся пользователями ССС. Кроме того, СтСС могут быть источниками как преднамеренных, так и непреднамеренных помех. Определение местоположения СтСС, являющихся источниками помех позволит принимать меры для их нейтрализации.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Технология ОМП СтСС основана на обработке сигналов, принятых от спутников-ретрансляторов (СР). основополагающей предпосылкой такой технологии является наличие помимо «основного» СР, через который организуется канал связи, «смежного» СР, который способен ретранслировать те же самые радиоизлучения что и «основной», но с большим ослаблением и другой частотой переноса [3]. Используя основной и смежный (смежные) СР в качестве опорных точек, задача по ОМП СтСС может сводиться, например, к разностно-дальномерному способу (РДС) координатометрии, реализуемого в специфических условиях и ограничениях [4].

Помимо ОМП, зачастую требуется определить параметры движения СтСС, а именно модуль и азимут его вектора скорости. Традиционно такая задача решается так называемым «координатным» способом, при котором определяется местоположение ИРИ в нескольких точках пространства в различные моменты времени, восстанавливается траектория движения ИРИ, рассчитываются параметры его вектора скорости. Однако такой способ сопряжен с относительно большим временем, затрачиваемым на каждый ИРИ и, как следствие, существенным ограничением пропускной способности КРМ.

Целью настоящей статьи является оценка возможностей способа локализации земных станций по радиосигналам, принятым от спутников-ретрансляторов, при этом под локализацией понимается определение местоположения, а также определение параметров движения СтСС.

В настоящее время в Российской Федерации нашли применение лишь зарубежные системы ОМП СтСС. С 2012 года в интересах радиочастотной службы развернута система на базе аппаратуры и технологии фирмы Integral Systems, элементы которой размещены в городах Смоленск и Белгород [5]. При ее эксплуатации вскрыты ряд недостатков, которые в свою очередь стимулируют создание отечественных подобных систем.

Геометрическая основа системы ОМП СтСС, представленная схемой на рис. 1, включает комплекс радиомониторинга K , СтСС I , расположенную на высоте h_I от земной поверхности, основной S_1 и два смежных СР S_2 и S_2 , три опорные реперные станции (ОРС) R_1 , R_2 и R_3 . Линии положения l_{12} и l_{13} характеризуют положение СтСС и определяются на основе измеренных в КРМ временных задержек, обусловленных прохождением одной и той же реализации радиосигнала I через спутники-ретрансляторы S_1 , S_2 и S_3 .

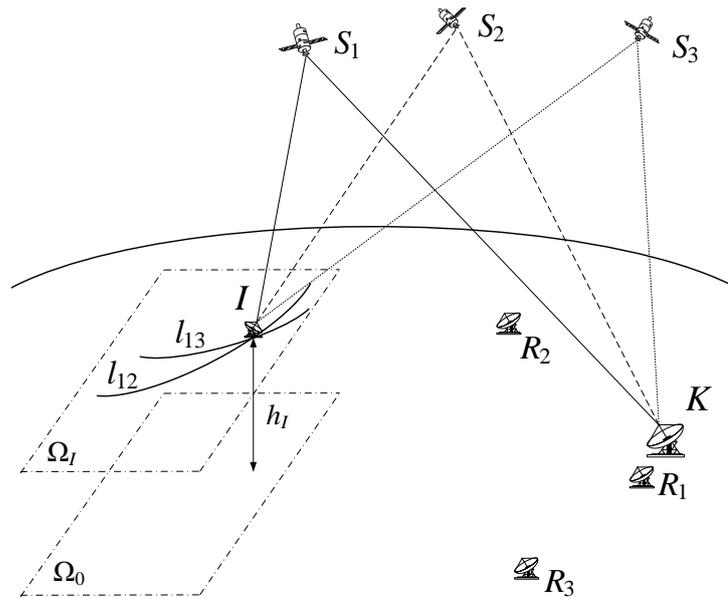


Рис. 1. Геометрическая основа системы ОМП СтСС на основе трех СР

Применительно к рассматриваемой системе, РДС может быть реализован на базе разного количества СР. Но для одномоментного определения местоположения СтСС в пространстве количество СР должно быть не меньше четырех, а для одномоментного определения координат СтСС, находящегося на земной поверхности, либо на известной высоте, достаточно трех СР. Кроме того, существует возможность определять координаты СтСС при помощи двух или даже одного СР [6].

3. ОПИСАНИЕ РАЗРАБОТАННОГО СПОСОБА

Способ, основанный на применении трех СР, подразумевает определение двух независимых значений разностей дальностей СтСС относительно двух пар СР и нахождение точки пересечения двух гиперболических и одной сферической поверхностей положения СтСС. В формальном виде эта задача сводится к решению системы уравнений:

$$\begin{cases} \sqrt{(x_2 - x)^2 + (y_2 - y)^2 + (z_2 - z)^2} - \sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2 + (z_1 - z)^2} = \Delta r_{2,1}, \\ \sqrt{(x_3 - x)^2 + (y_3 - y)^2 + (z_3 - z)^2} - \sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2 + (z_1 - z)^2} = \Delta r_{3,1}, \\ \sqrt{b^2 x^2 + b^2 y^2 + a^2 z^2} = r_3 + h_1, \end{cases} \quad (1)$$

где x, y, z – неизвестные координаты СтСС; x_i, y_i, z_i – координаты i -го СР, $i = 1 \dots 3$; $\Delta r_{2,1}$ – разность расстояний от 2-го и 1-го СР до СтСС; $\Delta r_{3,1}$ – разность расстояний от 3-го и 1-го СР до СтСС; a и b – большая и малая полуоси референц-эллипсоида Земли, r_3 – радиус Земли на широте, соответствующей расположению СтСС.

В свою очередь координаты основного и смежных СР определяются суммарно-дальномерным способом по радиосигналам как минимум трех ОРС [7].

Из-за особенностей построения рассматриваемой системы, возникает неоднозначность ОМП СтСС, так как линии положения l_{12} и l_{13} пересекаются в двух точках. Этот же эффект иллюстрирует и то, что при решении системы уравнений (1) получается два вектора координат. Например, для СР на геостационарной орбите одна точка пересечения будет находиться в северном полушарии Земли, другая – в южном, при этом одна из этих точек истинная I , а вторая – аномальная I' . Устранить указанную

неоднозначность возможно посредством определения местоположения СтСС N раз в течение непродолжительного времени, при этом получаемые координаты называются засечками. Расстояния между засечками, соответствующими истинному положению СтСС будут определяться только ошибками измерений, а расстояния между засечками, соответствующими аномальному положению СтСС будут определяться как ошибками измерений, так и перемещением линий положения. Таким образом выбор производится по правилу справедливому как для неподвижных, так и для подвижных СтСС:

$$I \in \min \left\{ \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N d_{ij}, \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N d'_{ij} \right\}, \quad \forall i \neq j, \quad (2)$$

где d_{ij} – расстояния между засечками в северном полушарии, d'_{ij} – в южном полушарии.

Определить параметры движения СтСС возможно итерационным способом, алгоритм которого включает следующие основные этапы:

Этап 1. Задается приближенное (произвольное) значение координат опорного вектора скорости $\dot{x}_{10}, \dot{y}_{10}$. Предполагается, что координата \dot{z}_l равна z_l , т. е. опорный вектор лежит в плоскости Ω_l .

Этап 2. Рассчитываются разности доплеровских сдвигов частоты f_{12} и f_{13} одной и той же реализации радиосигнала в СР S_2 и S_3 относительно S_1 при равенстве координат вектора скорости СтСС координатам опорного вектора $\dot{x}_{10}, \dot{y}_{10}$.

Зависимость номинала частоты радиосигнала f_i , излучаемой движущейся СтСС и частоты того же радиосигнала в i -ом СР f_i ($i=1 \dots 3$), имеет вид:

$$f_i = f_l + f_m + f_{D_i}, \quad (3)$$

где f_{D_i} – доплеровский сдвиг частоты в i -ом СР, f_m – нестабильности генератора частот СтСС.

Доплеровский сдвиг частоты f_{D_i} в i -ом СР рассчитывается следующим образом:

$$f_{D_i} = (f_l + f_m) \frac{\dot{R}_i}{c} = (f_l + f_m) \frac{|\vec{V}_l| \cos \Theta_i}{c}, \quad (4)$$

где \dot{R}_i – радиальная скорость СтСС в направлении на i -ый СР; c – скорость распространения радиосигнала; $|\vec{V}_l|$ – модуль вектора скорости СтСС; Θ_i – угол между вектором \vec{V}_l и направлением на i -ый СР.

Согласно теореме о скалярном произведении векторов справедливо равенство:

$$\Theta_i = \arccos \frac{(x_i - x_l)\dot{x}_l + (y_i - y_l)\dot{y}_l + (z_i - z_l)\dot{z}_l}{\sqrt{(x_i - x_l)^2 + (y_i - y_l)^2 + (z_i - z_l)^2} \sqrt{\dot{x}_l^2 + \dot{y}_l^2 + \dot{z}_l^2}}. \quad (5)$$

Модуль вектора скорости СтСС равен:

$$|\vec{V}_l| = \sqrt{\dot{x}_l^2 + \dot{y}_l^2 + \dot{z}_l^2}, \quad (6)$$

Исходя из того, что справедливы неравенства $f_l \gg f_m$, и $f_l \gg f_{D_i}$, выражение (4) можно преобразовать к виду:

$$f_{D_i} \approx f_l \frac{\dot{R}_i}{c} = f_l \frac{|\vec{V}_l| \cos \Theta_i}{c}. \quad (7)$$

В условиях отсутствия информации о нестабильности генератора частот СтСС есть необходимость применения разностей доплеровских сдвигов частоты f_{12} и f_{13} , которые равны:

$$f_{12} = f_1 - f_2 = f_l + f_m + f_{D_1} - f_l - f_m - f_{D_2} = f_{D_1} - f_{D_2}, \quad (8)$$

$$f_{13} = f_1 - f_3 = f_l + f_m + f_{D_1} - f_l - f_m - f_{D_3} = f_{D_1} - f_{D_3}. \quad (9)$$

Этап 3. Определяются невязки s_{12} , s_{13} , т. е. несоответствие между рассчитанными на 2-ом этапе f_{12} , f_{13} и измеренными (модулируемыми) f'_{12} и f'_{13} разностями доплеровских сдвигов частоты:

$$s_{12} = f'_{12} - f_{12}, \quad s_{13} = f'_{13} - f_{13}.$$

Этап 4. На основании первых членов разложения в ряд Тейлора функций f_{12} и f_{13} формируется система линейных уравнений, где в качестве переменных выступают поправки к координатам $\Delta\dot{x}_I, \Delta\dot{y}_I$.

$$\begin{cases} \frac{\partial f_{12}}{\partial \dot{x}} \Delta\dot{x}_I + \frac{\partial f_{12}}{\partial \dot{y}} \Delta\dot{y}_I = s_{12}, \\ \frac{\partial f_{13}}{\partial \dot{x}} \Delta\dot{x}_I + \frac{\partial f_{13}}{\partial \dot{y}} \Delta\dot{y}_I = s_{13}, \end{cases} \quad (10)$$

где частные производные рассчитываются по формулам:

$$\begin{aligned} \frac{\partial f_{12}}{\partial \dot{x}} &= \frac{f_I}{c} \left(\frac{x_1 - x_I}{d_1} - \frac{x_2 - x_I}{d_2} \right), & \frac{\partial f_{13}}{\partial \dot{x}} &= \frac{f_I}{c} \left(\frac{x_1 - x_I}{d_1} - \frac{x_3 - x_I}{d_3} \right), \\ \frac{\partial f_{12}}{\partial \dot{y}} &= \frac{f_I}{c} \left(\frac{y_1 - y_I}{d_1} - \frac{y_2 - y_I}{d_2} \right), & \frac{\partial f_{13}}{\partial \dot{y}} &= \frac{f_I}{c} \left(\frac{y_1 - y_I}{d_1} - \frac{y_3 - y_I}{d_3} \right), \end{aligned}$$

а расстояния от i -го СР до СтСС d_i рассчитывается по формуле:

$$d_i = \sqrt{(x_i - x_I)^2 + (y_i - y_I)^2 + (z_i - z_I)^2}.$$

После решения системы уравнений (10) получают координаты нового опорного вектора:

$$\dot{x}_{I1} = \dot{x}_{I0} + \Delta\dot{x}_I, \quad \dot{y}_{I1} = \dot{y}_{I0} + \Delta\dot{y}_I.$$

Рассмотренные четыре этапа в совокупности составляют первую итерацию. Далее итерации повторяют, используя новый опорный вектор. Количество необходимых итераций зависит от начальных координат и требуемой точности. Необходимое число итераций составляет от 2 до 8.

На основе значений координат опорного вектора на последней итерации, рассчитывается модуль вектора скорости СтСС согласно выражению (6).

Азимут α_I вектора скорости СтСС рассчитывается по формуле:

$$\alpha_I = \arctg \dot{x}_I / \dot{y}_I.$$

Геометрическая основа определения параметров движения СтСС представлена на рисунке 2. Позициями 0...4 показаны положения конца опорного вектора при итерациях.

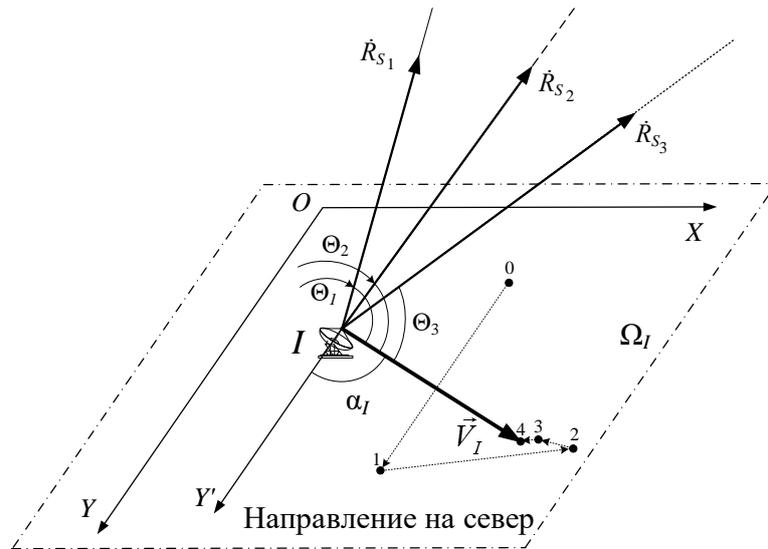


Рис. 2. Геометрическая основа определения параметров движения СтСС

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

С помощью представленной способа исследованы точностные характеристики системы ОМП СтСС по радиосигналам, принятым от СР [8]. Разработанный способ может быть использована при проектировании и исследовании КРМ, а также в учебном процессе.

Данная статья не закрывает рассматриваемую тему. Дальнейшему исследованию подлежат вопросы, касающиеся выработки рекомендаций по пространственному размещению элементов КРМ, оснащенного подсистемой пространственной локализации СтСС.

ЛИТЕРАТУРА

1. Чельшев В.Д, Якимовец В.В. Зарубежные радиоэлектронные системы наземного и спутникового мобильного радиосервиса. Учебное пособие. – СПб.: ВАС, 2012. – 388 с.
2. Крылов А., Крейденко К. Космические системы военной связи США: анализ состояния и развития. Журнал "Вестник ГЛОНАСС" № 1(10) 2013 г.
3. Interference localization for Eutelsat satellites – the first European transmitter location system / D. P. Haworth, N. G. Smith, R. Bardelli, T. Clement // Intern. J. of satellite communications. 1997. Vol. 15. P. 155–183.
4. Волков Р.В., Дворников С.В., Саяпин В.Н., Симонов А.Н. Основы построения и функционирования разностно-дальномерных систем координатометрии источников радиоизлучений. – СПб.: ВАС, 2013 г. – 116 с.
5. В России введена в строй система геолокации. [Электронный ресурс]: – Режим доступа: <http://rkn.gov.ru/news/rsoc/news16618.htm>.
6. Севидов В. В. Варианты реализации разностно-дальномерного метода определение координат земных станций по сигналам спутников-ретрансляторов. Сборник докладов III Международной научно-технической конференции «Радиотехника, электроника и связь» Омск.: Издательский дом «Наука», 2015. С. 303–308.
7. Севидов В. В., Чемаров А.О. Определение координат спутников-ретрансляторов в алгоритме разностно-дальномерного метода геолокации. «Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника» №3. – СПб.: ЛЭТИ, 2015г. С. 41-47.

8. Севидов В.В. Определение координат и параметров движения источника радиоизлучения на основе разностно-временных и разностно-доплеровских измерений. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ.

REFERENCES

1. Chelyshev V.D., Yakimovets V.V. Foreign radio-electronic systems of terrestrial and satellite mobile radio service. Tutorial. - St. Petersburg: VAS, 2012. - 388 p.
2. Chelyshev V.D., Yakimovets V.V. Foreign radio-electronic systems of terrestrial and satellite mobile radio service. Tutorial. - St. Petersburg: VAS, 2012. - 388 p.
3. Interference localization for Eutelsat satellites – the first European transmitter location system / D. P. Haworth, N. G. Smith, R. Bardelli, T. Clement // Intern. J. of satellite communications. 1997 Vol. 15. P. 155–183.
4. Volkov R.V., Dvornikov S.V., Sayapin V.N., Simonov A.N. Fundamentals of construction and operation of difference-range-measuring systems for coordinate measurement of radio emission sources. - St. Petersburg: VAS, 2013 - 116 p.
5. A geolocation system has been put into operation in Russia. [Electronic resource]: – Access mode: <http://rkn.gov.ru/news/rsoc/news16618.htm>.
6. V.V. Sevidov, Implementation Variants of the Difference-Ranging Method for Determining the Coordinates of Earth Stations from the Signals of Relay Satellites. Collection of reports of the III International Scientific and Technical Conference "Radio Engineering, Electronics and Communications" Omsk.: Publishing House "Nauka", 2015. P. 303–308.
7. Sevidov V.V., Chemarov A.O. Determining the coordinates of relay satellites in the algorithm of the difference-range method of geolocation. "News of higher educational institutions of Russia. Radioelectronics" №3. - St. Petersburg: LETI, 2015. pp. 41-47.
8. Sevidov V.V. Determination of coordinates and motion parameters of a radio emission source based on difference-time and difference-Doppler measurements. Certificate of registration of the computer program.

РАЗНОСТНО-ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ СПОСОБ КООРДИНАТОМЕТРИИ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В ТРЕХМЕРНОМ ПРОСТРАНСТВЕ

А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов

Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного,
Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация. В статье представлен разностно-энергетический способ координатометрии источника радиоизлучения в трехмерном пространстве. Наличие пяти измерителей амплитуд напряженностей электрического поля позволяет составить систему четырех разностных квадратных уравнения. Показан алгоритм решения системы уравнений. Результатом решения системы уравнений является координаты источника радиоизлучения в трехмерном пространстве.

Ключевые слова: разностно-энергетический способ, координатометрия, источник радиоизлучения, летательный аппарат, окружность Апполония.

ENERGY DIFFERENCE METHOD OF COORDINATOMETRY OF RADIO EMISSION SOURCE IN THREE-DIMENSIONAL SPACE

A. A. Anufriev, V. V. Sevidov, P. M. Chirkin, V. A. Shipunov

Military Academy of telecommunications named after Marshal of the Soviet
Union S.M. Budyonny Saint-Petersburg, Russian Federation

Abstract. The article presents a difference-energy method for coordinating a radio emission source in three-dimensional space. The presence of five meters of electric field intensity amplitudes makes it possible to compose a system of four difference quadratic equations. An algorithm for solving the system of equations is shown. The result of solving the system of equations is the coordinates of the radio emission source in three-dimensional space.

Keywords: difference-energy method, coordinate measurement, radio emission source, aircraft, Apollonius circle.

1. ВВЕДЕНИЕ

Исторически наибольшее распространение получили позиционные способы координатометрии (КМ). Они основаны на определении координат источника радиоизлучения (ИРИ) путем получения засечек, представляющих точку пересечения двух и более линий (поверхностей) положения относительно известных ориентиров [1...4]. Линией (поверхностью) положения называется линия (поверхность), при перемещении вдоль которой измеряемая величина – параметр положения (ПП), остается постоянной.

В настоящей статье предложен разностно-энергетический способ КМ ИРИ, основанный на измерении первичных координатно-информативных параметров, в качестве которых используют амплитуды напряженности электрического поля (АНЭП).

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Полагают, что объект измерений – ИРИ, размещенный на летательном аппарате (ЛА), излучает радиосигналы в известной полосе частот ΔF . Измеритель, размещены на позициях с известными координатами, осуществляет прием радиосигналов согласованным с ними трактом.

Геометрическая основа измерения АНЭП, отображена на рисунке 1, которая включает: 3-х мерную декартову систему координат (ДСК) $OXYZ$, выбранную так, чтобы плоскость OXY совпадала с поверхностью земли Ω , а ось OZ – направлена вверх; две точки нахождения измерителей АНЭП K_1 и K_2 с известными координатами x_1, y_1, z_1 и x_2, y_2, z_2 ; ИРИ I , размещенный на ЛА координаты которого $x_{и}, y_{и}, z_{и}$ необходимо определить. Расстояния от K_1 и K_2 до I обозначены как r_1 и r_2 соответственно.

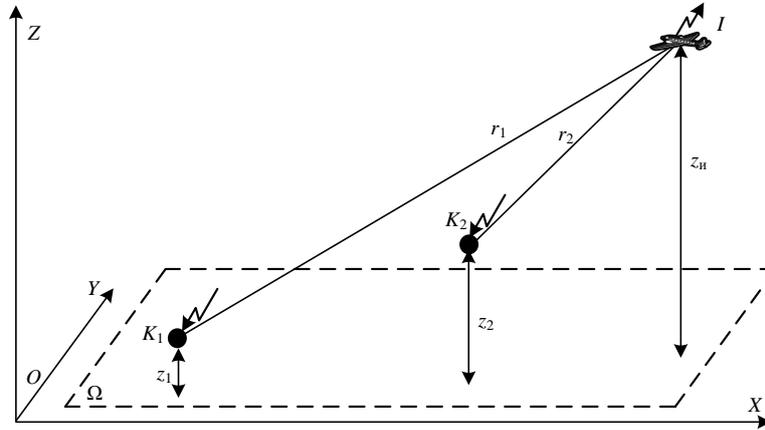


Рис. 1 Геометрическая основа измерения АНЭП

3. ОПИСАНИЕ РАЗРАБОТАННОГО СПОСОБА

АНЭП $E_{пр}$ в точке приема, в соответствии с квадратичной формулой Введенского [5], равна:

$$E_{пр} = \frac{4\pi\sqrt{60P_{и}G_{пр}G_{и}}}{\lambda r^2} h_{и} h_{пр}, \quad (1)$$

где $P_{и}$ – мощность радиосигнала на выходе радиопередатчика ИРИ, $G_{и}$ и $G_{пр}$ – коэффициенты усиления антенн ИРИ и приемника (в раз) соответственно; λ – длина волны радиосигнала, r – расстояние между ИРИ и приемником, $h_{и}$ и $h_{пр}$ – высоты антенн ИРИ и приемника соответственно.

Формулу (1) для каждого из двух положений БЛА записывают в виде:

$$E_1 = \frac{4\pi\sqrt{60P_{и}G_{пр}G_{и}}}{\lambda((x_{и} - x_1)^2 + (y_{и} - y_1)^2 + (z_{и} - z_1)^2)} z_{и} z_1, \quad (2)$$

$$E_2 = \frac{4\pi\sqrt{60P_{и}G_{пр}G_{и}}}{\lambda((x_{и} - x_2)^2 + (y_{и} - y_2)^2 + (z_{и} - z_2)^2)} z_{и} z_2, \quad (3)$$

Разделив правые и левые части уравнения (3) на правые и левые части уравнения системы (2) получают:

$$\frac{(x_{и} - x_1)^2 + (y_{и} - y_1)^2 + (z_{и} - z_1)^2}{(x_{и} - x_2)^2 + (y_{и} - y_2)^2 + (z_{и} - z_2)^2} = \frac{E_2 z_1}{E_1 z_2} = k_{2,1}^2, \quad (4)$$

где $k_{2,1}$ – коэффициент окружности Апполония, который можно определить, на основе измеренных амплитуд напряженности поля E_1 и E_2 и высот ЛА z_1 и z_2 в точках приема для каждого из двух положений ЛА.

Выражение (4), после арифметических преобразований, представляется уравнением сферической поверхности положения (СПП) ИРИ S_A (рисунок 2), образованной вращением окружности Апполония L_A вокруг оси D_1D_2 :

$$(x_{и} - a_{2,1})^2 + (y_{и} - b_{2,1})^2 + (z_{и} - c_{2,1})^2 = R_{2,1}^2, \quad (5)$$

где $a_{2,1}$, $b_{2,1}$, $c_{2,1}$ – абсцисса, ордината и аппликата центра, а $R_{2,1}$ – радиус СПП ИРИ, которые, в свою очередь равны

$$a_{2,1} = \frac{x_1 - x_2 k_{2,1}^2}{1 - k_{2,1}^2}, \quad b_{2,1} = \frac{y_1 - y_2 k_{2,1}^2}{1 - k_{2,1}^2}, \quad c_{2,1} = \frac{z_1 - z_2 k_{2,1}^2}{1 - k_{2,1}^2},$$

$$R_{2,1} = \frac{k_{2,1}}{|1 - k_{2,1}^2|} \sqrt{(x_1 - x_2)^2 + (y_1 - y_2)^2 + (z_1 - z_2)^2}.$$

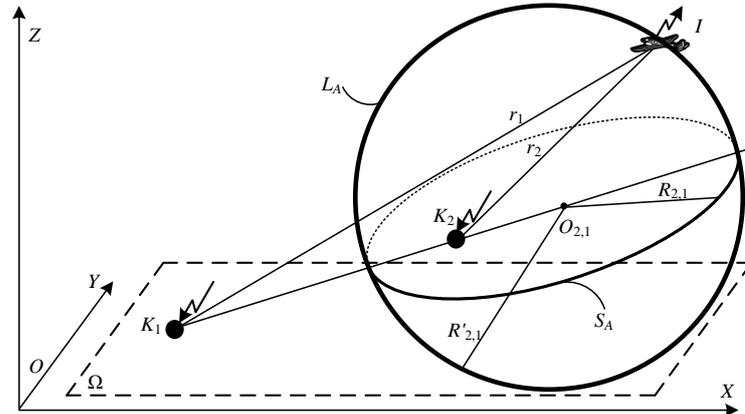


Рис. 2. Сферическая поверхности положения ИРИ в ДСК OXYZ

Полученная СПП ИРИ S_A представляет собой набор точек, повторяющих свойство точек окружности Аполлония L_A , выражающимся в том, что при нахождении в любой этой точке этой СПП коэффициент окружности Аполлония $k_{2,1}$ будет одинаковым. Наличие одной СПП ИРИ приводит к неоднозначности относительно координат ИРИ, выражающейся набором точек, образующих данную СПП ИРИ.

Наличие четырех СПП ИРИ полностью устраняет неоднозначность относительно координат ИРИ в трехмерном пространстве, так как четыре сферы в общем случае пересекаются в одной точке. Для построения четырех СПП необходимо привести измерения АНЭП и ВП в пяти разнесенных в пространстве точках.

При размещении измерителей АНЭП – элементов КРМ решают противоречивую задачу: с одной стороны – расстояние между точками приема необходимо увеличивать для повышения точности определения координат ИРИ, с другой стороны – такое расстояние необходимо уменьшать, для обеспечения электромагнитной доступности. Целесообразным представляется выбор расстояния между точками приема соизмеримым с предполагаемым расстоянием до ИРИ.

По аналогии с уравнением (5), выводят аналитические выражения для второй, третьей и четвертой СПП ИРИ, образованными вращением окружностей Аполлония вокруг осей, соединяющих соответствующие фокусы, которые образуют систему уравнений:

$$\begin{cases} \sqrt{(x_n - a_{2,1})^2 + (y_n - b_{2,1})^2 + (z_n - c_{2,1})^2} = R_{2,1}, \\ \sqrt{(x_n - a_{3,1})^2 + (y_n - b_{3,1})^2 + (z_n - c_{3,1})^2} = R_{3,1}, \\ \sqrt{(x_n - a_{4,1})^2 + (y_n - b_{4,1})^2 + (z_n - c_{4,1})^2} = R_{4,1}, \\ \sqrt{(x_n - a_{5,1})^2 + (y_n - b_{5,1})^2 + (z_n - c_{5,1})^2} = R_{5,1}. \end{cases} \quad (6)$$

где $a_{i,1} = \frac{x_1 - x_i k_{i,1}^2}{1 - k_{i,1}^2}$, $b_{i,1} = \frac{y_1 - y_i k_{i,1}^2}{1 - k_{i,1}^2}$, $c_{i,1} = \frac{z_1 - z_i k_{i,1}^2}{1 - k_{i,1}^2}$, ($i = 2 \dots 5$) – абсциссы, ординаты и аппликаты центров $(i - 1)$ -й СПП ИРИ, а $R_{i,1}$ – их радиусы.

В свою очередь, радиусы $(i - 1)$ -х СПП ИРИ равны:

$$R_{i,1} = \frac{k_{i,1}}{|1 - k_{i,1}^2|} \sqrt{(x_1 - x_i)^2 + (y_1 - y_i)^2 + (z_1 - z_i)^2},$$

где $k_{i,1} = \sqrt{\frac{E_i z_1}{E_1 z_i}}$ – коэффициенты окружностей Апполония.

Для решения системы уравнений (6) применяют следующий итерационный алгоритм, включающий следующие этапы:

Этап 1. Задают произвольные, но для быстрой сходимости наиболее правдоподобные опорные координаты ИРИ I' x'_n, y'_n, z'_n .

Этап 2. Определяют значения функций $R_{i,1}$ в точке x'_n, y'_n, z'_n :

$$R'_{i,1} = \sqrt{(x'_n - a_{i,1})^2 + (y'_n - b_{i,1})^2 + (z'_n - c_{i,1})^2}.$$

Этап 3. Рассчитывают невязки $n_{2,1}, n_{3,1}, n_{4,1}$ и $n_{5,1}$ по формулам

$$n_{2,1} = R_{2,1} - R'_{2,1}, \quad n_{3,1} = R_{3,1} - R'_{3,1}, \quad n_{4,1} = R_{4,1} - R'_{4,1}, \quad n_{5,1} = R_{5,1} - R'_{5,1}.$$

Этап 4. Составляют систему уравнений на основе разложений функций $R_{i,1}^2$ в ряды Тейлора с точностью до первых производных:

$$\begin{cases} \partial R_{2,1} \Delta x / \partial x' + \partial R_{2,1} \Delta y / \partial y' + \partial R_{2,1} \Delta z / \partial z' = n_{2,1}; \\ \partial R_{3,1} \Delta x / \partial x' + \partial R_{3,1} \Delta y / \partial y' + \partial R_{3,1} \Delta z / \partial z' = n_{3,1}; \\ \partial R_{4,1} \Delta x / \partial x' + \partial R_{4,1} \Delta y / \partial y' + \partial R_{4,1} \Delta z / \partial z' = n_{4,1}; \\ \partial R_{5,1} \Delta x / \partial x' + \partial R_{5,1} \Delta y / \partial y' + \partial R_{5,1} \Delta z / \partial z' = n_{5,1}, \end{cases} \quad (7)$$

где $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ – неизвестные значения приращений соответствующих координат требуемых для минимизации невязок.

Частные производные в выбранной опорной точке равны:

$$\frac{\partial R_{i,1}}{\partial x'_n} = \frac{x'_n - a_{i,1}}{R_{i,1}}; \quad \frac{\partial R_{i,1}^2}{\partial y'_n} = \frac{y'_n - b_{i,1}}{R_{i,1}}; \quad \frac{\partial R_{i,1}^2}{\partial z'_n} = \frac{z'_n - c_{i,1}}{R_{i,1}}.$$

Этап 5. Решают систему уравнений (7), с помощью метода наименьших квадратов, для чего предварительно записывают ее в матричной форме:

$$\mathbf{A}\mathbf{X} = \mathbf{B}, \quad (8)$$

где $\mathbf{X} = \{\Delta x \ \Delta y \ \Delta z\}^T$ – вектор столбец искомым приращений соответствующих координат, $\mathbf{B} = \{n_{2,1} \ n_{3,1} \ n_{4,1} \ n_{5,1}\}^T$ – вектор столбец невязок соответственно,

$$\mathbf{A} = \left\{ \frac{\partial R_{2,1}^2}{\partial x'_n} \quad \frac{\partial R_{2,1}^2}{\partial y'_n} \quad \frac{\partial R_{2,1}^2}{\partial z'_n}; \quad \frac{\partial R_{3,1}^2}{\partial x'_n} \quad \frac{\partial R_{3,1}^2}{\partial y'_n} \quad \frac{\partial R_{3,1}^2}{\partial z'_n}; \quad \frac{\partial R_{4,1}^2}{\partial x'_n} \quad \frac{\partial R_{4,1}^2}{\partial y'_n} \quad \frac{\partial R_{4,1}^2}{\partial z'_n}; \quad \frac{\partial R_{5,1}^2}{\partial x'_n} \quad \frac{\partial R_{5,1}^2}{\partial y'_n} \quad \frac{\partial R_{5,1}^2}{\partial z'_n} \right\} -$$

матрица частных производных функций $R_{i,1}^2$ в точке x'_n, y'_n, z'_n , «T» – знак транспонирования вектора (матрицы).

Обе части уравнения (8) умножают на транспонированную матрицу системы \mathbf{A}^T , а затем на матрицу $(\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1}$:

$$(\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{A} \mathbf{X} = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{B}.$$

С учетом того, что $(\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{A} = \mathbf{E}$ – единичная матрица, получают решение системы уравнений (8) в следующем матричном виде:

$$\mathbf{X} = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{B}.$$

Этап 6. Определяют новые опорные координаты ИРИ I'' x'' , y'' и z'' :

$$x'' = x' + \Delta x; \quad y'' = y' + \Delta y; \quad z'' = z' + \Delta z.$$

Этапы 1...6 в совокупности образуют первую итерацию. Далее итерации повторяют, используя каждый раз новые опорные координаты ИРИ I' , полученные на этапе 6 предыдущей итерации. Количество необходимых итераций N зависит от корректности выбора начальных опорных координаты (этап 1) и требуемой точности ОМП ИРИ. С точностью связан шаг итерации d_N , определяемый как расстояние между точками с текущими опорными координатами ИРИ и предыдущими опорными координатами ИРИ. Шаг итерации сравнивают с предварительно заданным порогом. По результатам сравнения принимают решение: если шаг итерации больше порога – производят следующую итерацию, если меньше – завершают алгоритм. Необходимое число итераций для решения задачи координатометрии по определению координат ИРИ, как правило, не превышает четырех.

При завершении итераций в качестве координат ИРИ x_n , y_n и z_n выбирают значения опорных координат на последней итерации, которые являются выходными результатами представленного алгоритма.

Одной из главных характеристик любой системы ОМП ИРИ является ее точность. С помощью среды программирования Matlab проведено сравнительное исследование точности способа прототипа, основанного на построении окружностей Апполония (рис. 3 а) с разработанным и раскрытым в настоящей статье способом ОМП ИРИ основанным на построении сфер, образованных вращением окружностей Апполония (рис. 3 б) при одних и тех же исходных данных [6, 7].

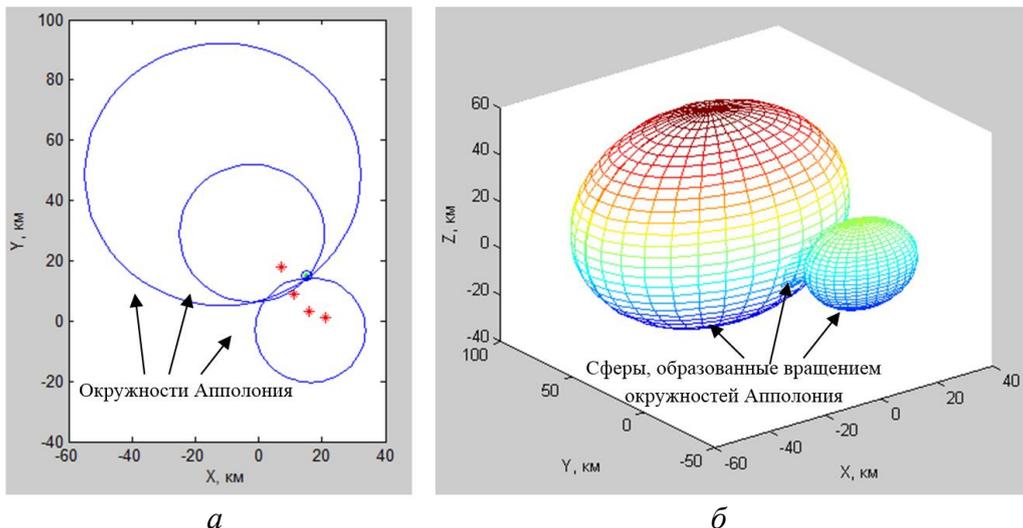


Рис. 3. Визуализация реализации разностно-энергетического способа ОМП ИРИ на основе: а – построения окружностей Апполония; б – построения сфер, образованных вращением окружностей Апполония

Анализ результатов исследования показал повышение точности определения координат ИРИ по сравнению со способом прототипом на 10...40% (в зависимости от

выбранной топологии элементов КРМ), за счет устранения методической ошибки при решении задачи в трехмерном пространстве.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представленный способ ОМП ИРИ реализован в патенте на изобретение [8] и может быть использован при проектировании новых и модернизации существующих комплексов радиомониторинга, а также в учебном процессе при подготовке соответствующих специалистов.

Данная статья не закрывает рассматриваемую тему. Направлением дальнейших исследований может стать комплексирование разных методов КМ с целью повышения общей эффективности оценки координат ИРИ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дворников С. В., Саяпин В. Н., Симонов А. Н. Теоретические основы координатометрии источников радиоизлучений. СПб.: ВАС, 2007.
2. Волков Р.В., Саяпин В.Н., Севидов В.В. Локализация земных станций по радиосигналам спутников-ретрансляторов. В сборнике: Инновационная деятельность в Вооруженных Силах Российской Федерации. Труды всеармейской научно-практической конференции. 2016. С. 70-75.
3. Волков Р.В., Саяпин В.Н., Севидов В.В. Способ определения местоположения пользовательского терминала с использованием двух спутников-ретрансляторов. Патент на изобретение RU 2605457 C1, 20.12.2016. Заявка № 2015139916/07 от 18.09.2015.
4. Bachevsky S.V., Fokin G.A., Simonov A.N., Sevidov V.V. Positioning of radio emission sources with unmanned aerial vehicles using TDOA-AOA measurement processing. В сборнике: Journal of Physics: Conference Series. V International Conference on Information Technology and Nanotechnology, ITNT 2019. 2019. С. 042040.
5. Мешалкин В.А., Сосунов Б.В. Основы энергетического расчёта радиоканалов. – Л.: ВАС, 1991. – 110 с.
6. Севидов В.В. Программа расчета и отображения поверхностей положения разностно-энергетического способа координатометрии в виде сфер, образованных окружностями Аполлония. Программа для ЭВМ. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ 2023610824, 13.01.2023. Заявка № 2022686109 от 28.12.2022.
7. Дворников С.В., Севидов В.В., Федоренко И.В. Позиционирование автономных роботизированных комплексов по их радиоизлучениям разностно-энергетическим способом координатометрии. Программы для ЭВМ. Базы данных. Топологии интегральных микросхем. № 2018615197. Опубл. 27.04.2018. Бюл. № 5. Заявка № 2018612575 от 12.03.18 г.
8. Агиевич С.Н., Красюков А.В., Севидов В.В., Севидова Л.М. Способ определения координат источника радиоизлучения. Патент RU № 2696086. МПК G01S 5/00 (2006.01). Бюл. №22 от 31.07.19. Заявка № 2018122597 от 19.06.18.

REFERENCES

1. S.V. Dvornikov, V.N. Sayapin, A.N. Simonov, Theoretical Fundamentals of Coordinate Measurement of Radio Emission Sources. St. Petersburg: VAS, 2007.
2. Volkov R.V., Sayapin V.N., Sevidov V.V. Localization of earth stations by radio signals of relay satellites. In the collection: Innovative activity in the Armed Forces of the Russian Federation. Proceedings of the all-army scientific-practical conference. 2016. S. 70-75.

3. Volkov R.V., Sayapin V.N., Sevidov V.V. Method for determining the location of a user terminal using two relay satellites. Patent for invention RU 2605457 C1, 12/20/2016. Application No. 2015139916/07 dated 09/18/2015.
4. Bachevsky S.V., Fokin G.A., Simonov A.N., Sevidov V.V. Positioning of radio emission sources with unmanned aerial vehicles using TDOA-AOA measurement processing. В сборнике: Journal of Physics: Conference Series. V International Conference on Information Technology and Nanotechnology, ITNT 2019. 2019. С. 042040.
5. Meshalkin V.A., Sosunov B.V. Fundamentals of energy calculation of radio channels. - L.: VAS, 1991. - 110 p.
6. Sevidov V.V. The program for calculating and displaying the position surfaces of the difference-energy method of coordinate measurement in the form of spheres formed by Apollonius circles. Computer program. Certificate of registration of the computer program 2023610824, 01/13/2023. Application No. 2022686109 dated 12/28/2022.
7. Dvornikov S.V., Sevidov V.V., Fedorenko I.V. Positioning of Autonomous Robotic Systems Based on Their Radio Emissions by Difference-Energy Coordinator Method. Computer programs. Database. Topologies of integrated circuits. No. 2018615197. Publ. 04/27/2018. Bull. No. 5. Application No. 2018612575 dated 03/12/18
8. Agievich S.N., Krasnyukov A.V., Sevidov V.V., Sevidova L.M. Method for determining the coordinates of the source of radio emission. Patent RU No. 2696086. IPC G01S 5/00 (2006.01). Bull. No. 22 dated 07/31/19. Application No. 2018122597 dated 06/19/18.

РАЗРАБОТКА ФИЛЬТРА ПОМЕХ НАВИГАЦИОННОГО ПРИЕМНИКА

В. В. Неровный¹, Н. А. Неровная², П. Д. Коратаев², Д. А. Кисилев²,

¹ОАО НВП «Протек», Воронеж, Россия

²ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, Россия

Аннотация. Проведен синтез фильтра помех при поиске навигационных сигналов в аппаратуре потребителей глобальных навигационных спутниковых систем. Разработана математическая модель обнаружителя навигационного сигнала с фильтром сигналоподобных помех, произведена оценка эффективности его функционирования при поиске навигационных сигналов.

Ключевые слова: BPSK сигнал, гармоническая помеха, система поиска-обнаружения.

SEARCH DEVELOPMENT OF A NAVIGATION RECEIVER INTERFERENCE FILTER

V. V. Nerovny¹, V. G. N. A. Nerovnaya², P. D. Korataev², D.A. Kiselev²

¹ OAO NVP «Protek», Voroneg, Russia

²MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia

Abstract. The synthesis of the interference filter in the search for navigation signals in the equipment of consumers of global navigation satellite systems was carried out. A mathematical model of a navigation signal detector with a signal-like interference filter has been developed, and the effectiveness of its functioning in the search for navigation signals has been evaluate.

Keywords: signal-like interference, compensation channel; style; navigation signal; search and detection channel.

1. ВВЕДЕНИЕ

Широкое распространение получила мультисистемная аппаратура потребителей (МАП) ГНСС, использующая сигналы ГНСС GPS (США), ГЛОНАСС (РФ), ГАЛИЛО (ЕС), Compass (КНР) [1]. Использование навигационных сигналов различных ГНСС, позволяет обеспечить более высокую точность навигационно-временных определений. Особенностью МАП ГНСС является использование навигационных сигналов различных ГНСС на совпадающих частотах

Высокого уровня развития достигла и аппаратура радиоэлектронного подавления МАП ГНСС. В настоящее время отечественная аппаратура радиоэлектронного противодействия МАП ГНСС, в случае попадания в зону ее эффективного подавления воздействует как на МАП ГНСС вероятного противника, так и на отечественную МАП ГНСС, при использовании сигналов на совпадающих частотах.

С точки зрения функционирования МАП ГНСС в условиях воздействия преднамеренных помех различают два режима: поиск навигационного сигнала, слежение за сигналом.

Способы борьбы с преднамеренными помехами в режиме слежения за навигационным сигналом исследованы достаточно полно и представлены в литературе [1,2,3]. Способы борьбы с преднамеренными помехами в МАП ГНСС функционирующей

в режиме поиска и обнаружения навигационного сигнала освещены недостаточно и требуют дополнительных исследований.

Одним из возможных способов борьбы с помехами в режиме поиска навигационных сигналов МАП ГНСС может, является использование фильтров помех.

Принцип фильтрации наиболее четко был сформулирован в [4] и основывался на двухканальном методе приема, когда в основном канале присутствуют полезный сигнал и помеха, в компенсирующем канале - помеха, а сигнал существенно ослаблен. Сложение в противофазе сигналов основного и компенсирующего каналов приводит к снижению уровня помехи без существенного ослабления сигнала. Такой подход к подавлению помех дал хорошие результаты в радиолокационных системах (РЛС), в системах связи [4].

Для обоснования структуры навигационного приемника функционирующего в режиме поиска навигационных сигналов с использованием фильтра помех необходимо рассмотреть задачи, решаемые фильтром помех.

Фильтр помех в МАП ГНСС должен решать следующие задачи:

-определение факта наличия с заданной структурой и грубую оценку параметров помехи;

-точную оценку параметров.

Задачи обнаружения и грубой оценки параметров помех может решаться с использованием схем известных обнаружителей. Задачу точной оценки параметров помех целесообразно решать с использованием следящих систем

Возникает необходимость синтеза оптимальной структуры приемника навигационных сигналов в режиме поиска и обнаружения при воздействии помех.

Цель работы: Синтез фильтра помех с известной структурой в МАП ГНСС при поиске-обнаружении навигационных сигналов.

2. СИНТЕЗ АЛГОРИТМА ПОИСКА-ОБНАРУЖЕНИЯ ПОМЕХИ

В общем виде навигационный сигнал, действующий на вход канала поиска навигационного сигнала АП ГНСС можно представить как:

$$y_k(t) = S_c(t_{k,j}, \lambda_{c,k}) + \theta S_n(t_{k,j}, \lambda_{n,k}) + n(t_{k,j}), \quad k = \overline{1, N}, \quad (1)$$

$S_c(t_{k,j}, \lambda_{c,k}) = A_c h_{дк}(t_{k,j} - \tau_{c,k}) \cos(\omega_c t_{k,j} + \varphi_{c,k})$ - навигационный сигнал, где $A_{c,k}, \omega_c, \varphi_{c,k}$ - амплитуда, частота и фаза, $G_{дк}(t)$ - дальномерный код навигационного сигнала $S_n(t_{k,j}, \lambda_{n,k}) = A_n G_n(t_{k,j} - \tau_{n,k}) \cos(\omega_n t_{k,j} + \varphi_{n,k})$ - сигналподобная помеха, где $A_{n,k}, \omega_n, \varphi_{n,k}$ - амплитуда, частота и фаза СП подлежащие оценке, $G_n(t)$ - псевдослучайная последовательность СП;

θ - параметр, характеризующий наличие или отсутствие помехи в наблюдаемой реализации, который будем полагать случайной величиной, принимающей значение 0 или 1 с априорными вероятностями $P_{ап}(\theta = 0), P_{ап}(\theta = 1)$.

Воспользуемся известным методическим подходом представленным в [3]. В отличие известного подхода предполагается, что помеха является полезным сигналом, а навигационный сигнал помехой.

При приеме сигналподобной помехи на выходе корреляторов канала поиска помехи (КПП) формируется синфазная и квадратурные компоненты:

$$I_{II}(N) = \sum_{k=1}^N y_k G_{II}(t_k - \tau_j) T_d \cos(\omega t_k), \quad (2)$$

$$Q_{II}(N) = \sum_{k=1}^N y_k G_{II} (t_k - \tau_j) T_d \sin(\omega t_k) \quad (3)$$

Напряжение на выходе канала компенсации СП:

$$X_{II}^2(N) = I_{II}^2(N) + Q_{II}^2(N) \quad (4)$$

По критерию Неймана-Пирсона уровень порога определяется как

$$h_{II} = X_{II} \sqrt{2 \ln(1/F)} \quad (5)$$

где h – пороговый уровень; X_{II} – значение напряжения СП; F_{II} – вероятность ложной тревоги.

Решение о наличии СП принимается при выполнении условия:

$$X_{II} \geq h_{II} \quad (6)$$

Таким образом, предложенный алгоритм обнаружения сигналоподобной помехи вычисляет огибающую X_{II} на выходе компенсатора сигналоподобных помех (КСП) и сравнивает значение этой огибающей с порогом h_{II} .

3. СИНТЕЗ АЛГОРИТМА ОЦЕНКИ ЗАДЕРЖКИ СИГНАЛОПОДОБНЫХ ПОМЕХ

Для определения точной оценки параметров помех необходимо иметь данные об информативных параметрах помехи, в случае СП такими параметрами являются задержка τ_n , амплитуда A_{II} , фаза φ_{II} .

Воспользуемся методикой синтеза, предложенной в [3]. Введем информативные параметры помехи – в объединенный вектор оцениваемых параметров. При этом задача сводится к синтезу алгоритма оценивания параметров помехи. Решение такой задачи, как известно, является расширенный фильтр Калмана [5], алгоритмы работы которого описываются следующими уравнениями:

$$\hat{x}_k = \tilde{x}_k + D_{xk} \left(\frac{\partial F_k(\tilde{x})}{\partial x} \right)^T, \quad \tilde{x}_k = f_{k-1}(\tilde{x}_{k-1}), \quad (7)$$

где \hat{x}_k – фильтрационная оценка, полученная на k -ом шаге; \tilde{x}_k – экстраполированная оценка; D_{xk} – матрица дисперсии фильтрационных оценок; $F_x(x) = \ln \bar{p}_k(\lambda)$ – логарифм функционала правдоподобия $\bar{p}_k(\lambda)$, записанной для интервала $[t_{k-1}, t_k]$ и усредненной по множеству значений неинформативных параметров. Интервал оценивания $[t_{k-1}, t_k]$ в АП ГНСС составляет 1 мс.

Синтез алгоритма оценивания задержки сводится к синтезу дискриминатора:

$$U_{\partial k} = \left(\frac{\partial F_k(\hat{x}_k)}{\partial x} \right)^T \quad (8)$$

по объединенным информационным параметрам помехи.

Проведем синтез дискриминатора задержки огибающей сигнала. Общее выражение, для дискриминатора задержки огибающей имеет вид:

$$U_{\partial \tau_{II,k}} = \left. \frac{\partial F_k(\tau_{II,k})}{\partial \tau_{II}} \right|_{\tau_{II,k} = \tilde{\tau}_{II,k}} \quad (9)$$

в котором в качестве $\tilde{F}_k(\tau_k)$ следует использовать усредненную функцию правдоподобия:

$$\tilde{F}_k(\tau_{\Pi k}) = \tilde{c}_1 + \ln\left(\text{ch}\left(\frac{1}{\sigma^2} \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i}) \tilde{s}(t_{k-1,i} c\tau_{\Pi k})\right)\right), \quad (10)$$

Подставив (10) в (9) и выполнив дифференцирование, получаем

$$u_{\partial\tau,k} = th\left(\frac{2A}{N_0} \tilde{I}_k\right) \times \\ \times \frac{2A}{N_0} \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i}) \frac{\partial G_{\Pi}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_{\Pi,k})}{\partial \tau} \cos(\omega_0 t_{k-1,i} + \omega_{\Pi,k}(i-1)T_d + \phi_k) T_d, \quad (11)$$

Дифференцирование $G_{\Pi}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_{\Pi,k})$ по задержки часто заменяют вычислением конечной разности. Введем расстройку $\Delta\tau$ и запишем

$$\frac{\partial G_{\Pi}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k)}{\partial \tau} \approx \frac{G_{\Pi}(t_{k-1,i} - (\tilde{\tau}_k + \Delta\tau/2)) - G_{\Pi}(t_{k-1,i} - (\tilde{\tau}_k - \Delta\tau/2))}{\Delta\tau}, \quad (12)$$

Подставляя данное представление в (11) и опуская несущественные константы, получаем следующее выражение для дискриминатора задержки огибающей

$$U_{\partial\tau_{\Pi,k}} = th\left(\frac{2A_{\Pi}}{N_0} \tilde{I}_{\Pi,k}\right) (\tilde{I}_{\Pi E,k} - \tilde{I}_{\Pi L,k}), \quad (13)$$

При приеме СП на выходе корреляторов (КПП) формируются следующие компоненты:

$$\tilde{I}_{\Pi,k} = \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i}) \cos(\omega_0 t_{k-1,i} + \omega_{\Pi,k}(i-1)T_d + \phi_k) T_d G_{\Pi}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_{\Pi,k}), \quad (14)$$

$$\tilde{I}_{\Pi E,k} = \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i}) \cos(\omega_0 t_{k-1,i} + \omega_{\Pi,k}(i-1)T_d + \phi_k) T_d G_{\Pi}(t_{k-1,i} - (\tilde{\tau}_{\Pi,k} + \Delta\tau/2)), \quad (15)$$

$$\tilde{I}_{\Pi L,k} = \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i}) \cos(\omega_0 t_{k-1,i} + \omega_{\Pi,k}(i-1)T_d + \phi_k) T_d G_{\Pi}(t_{k-1,i} - (\tilde{\tau}_{\Pi,k} - \Delta\tau/2)), \quad (16)$$

где $G_{\Pi}(t_{k-1,i} - (\tilde{\tau}_{\Pi,k} \pm \Delta\tau/2))$ - опаздывание и опережение псевдослучайной последовательности

4. СИНТЕЗ АЛГОРИТМА ОЦЕНКИ ФАЗЫ ПОМЕХИ

Воспользуемся методикой синтеза, приведенной в [3]. В соответствии с этой методикой запишем выражение для оптимального дискриминатора фазы сигнала

$$U_{\partial\phi_{\Pi,k}} = \left. \frac{\partial F_k(\phi_{\Pi,k})}{\partial \phi_{\Pi,k}} \right|_{\phi_{\Pi,k} = \tilde{\phi}_{\Pi,k}}, \quad (17)$$

В качестве $\partial \tilde{F}_k(\phi_{\Pi,k})$ следует использовать выражение аналогичное (10). Подставив (10) в (17) и выполнив дифференцирование получим

$$U_{\partial\phi_{\Pi,k}} = -th\left(\frac{2A}{N_0} \tilde{I}_k\right) \frac{2A}{N_0} \tilde{Q}_{\Pi k}, \quad (18)$$

где

$$\tilde{I}_{\Pi k} = \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i}) \cos(\omega_0 t_{k-1,i} + \omega_{\Pi,k}(i-1)T_d + \phi_k) T_d G_{\Pi}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_{\Pi,k}), \quad (19)$$

$$\tilde{Q}_{\Pi k} = \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i}) \sin(\omega t_{0 k-1,i} + \omega_{\Delta,k} (i-1)T_d + \phi_k) T_d G_{\Pi}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_{\Pi,k}). \quad (20)$$

Из (18)-(20) следует, что фазовый дискриминатор строится на базе синфазного \tilde{I}_k и квадратурного \tilde{Q}_k корреляторов. Характеристики фазовых детекторов приведены в [3]. Наиболее просто реализуемыми являются дискриминаторы который обладает небольшим раскрытием ДХ

Выражения (19)-(20) приведенные в [3] наиболее справедливы для сигналов модулированных навигационным сообщением. У этих типов дискриминаторов апертура ДХ π . Для СП, не модулированных навигационным сообщением выражения (18)-(20) можно упростить:

$$U_{\partial\phi_{\Pi,k}} = \frac{2A_{\Pi}}{N_0} \tilde{Q}_{\Pi k}. \quad (21)$$

У этого типа дискриминатора апертура ДХ равна 2π [6]. В случае воздействия на АП ГНСС СП $\tilde{Q}_{\Pi k}$ будет соответствовать выражению (20)

5. СИНТЕЗ АЛГОРИТМА ОЦЕНКИ АМПЛИТУДЫ ПОМЕХ

Оценка напряжение на выходе дискриминатора амплитуды проводится по формуле (22)

$$U_{\partial A_{\Pi,k}} = \left. \frac{\partial F_k(A_{\Pi,k})}{\partial A_{\Pi}} \right|_{A_{\Pi,k} = \tilde{A}_{\Pi,k}}. \quad (22)$$

Конкретизируем данное выражение[3], по аналогии можно записать:

$$U_{\partial A_{\Pi,k}} = \frac{2\tilde{I}_{\Pi}}{T_{\Pi}}, \quad (23)$$

где T_{Π} -длительность помехи

При приёме СП, $\tilde{I}_{\Pi k}$ будет соответствовать выражению

$$\tilde{I}_{\Pi k} = \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i}) \cos(\omega t_{0 k-1,i} + \tilde{\phi}_k) T_d, \quad (24)$$

6. СИНТЕЗ АЛГОРИТМА ПОИСКА-ОБНАРУЖЕНИЯ С УЧЕТОМ ФИЛЬТРА ПОМЕХИ

Получив точную оценки параметров помех возникает возможность формирования копии принимаемой помехи $\tilde{S}_{\Pi,k}$ и необходимость ее вычитания из смеси сигнал+шум y_k .

При формировании копии помехи в вычитающем устройстве компенсационного канала происходит вычитание сформированной копии помехи из поступающей смеси сигнала и шума, действующих на вход канала поиска навигационного сигнала АП ГНСС, тогда синфазные и квадратурные составляющие определяются в соответствии с выражениями:

$$I(N) = \sum_{k=1}^N (y_k - \tilde{S}_{\Pi,k}) G_{\Pi}(t_k - \tau_j) T_d \cos(\omega t_{0 k}), \quad (25)$$

$$Q(N) = \sum_{k=1}^N (y_k - \tilde{S}_{II,k}) G_{II}(t_k - \tau_j) T_d \sin(\omega_0 t_k), \quad (26)$$

где $\tilde{S}_{II,k}$ - копия помехи:

$$\tilde{S}_{II,k} = \tilde{A}_{II} G_{II}(t_k + \tilde{\tau}_3) \cos(\omega_0 t_k + \tilde{\varphi}), \quad (27)$$

где $\tilde{\tau}_3$ - оценка задержки копии помехи, \tilde{A}_{II} - оценка амплитуды копии помехи, $\tilde{\varphi}_{II}$ - оценка фазы копии помехи

С использованием разработанных алгоритмов оценки параметров помехи синтезирована схема навигационных приемников с компенсатором СП

Схема предлагаемого навигационного приемника, функционирует в режиме поиска навигационных сигналов с фильтром СП представлена.

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представленная схема требует оценки эффективности синтезированного алгоритма фильтрации помех с известной структурой, что станет дальнейшей работой авторов. Однако, уже сейчас можно утверждать о повышении качества работы навигационных приемников в условиях помех, при использовании разработанного фильтра. Полученные данные могут быть использованы предприятиями промышленности в области совершенствования АП ГНСС

ЛИТЕРАТУРА

1. Иванов А. Б. Методы приема и обработки сигнала на фоне белого шума. // Журнал, 2001, Т. 21, № 7. - С. 29-47.
2. Иванов А. Б., Петров Б. В. Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Радио, 1986. - 264 с.
3. Иванов А. Б., Петров Б. В., Попов И. И. Способ обработки негармонического сигнала. RU 24**615 C2, заяв. 15.02.2001, опубл. 20.05.2002.
4. Требования к оформлению докладов на РЛНС*2018. <http://rlnc.ru>, 15.12.2017.
5. Библиографическая ссылка. ГОСТ Р 7.05 – 2008, Москва, 2008. – 22 с.
6. Иванов А. Б. Радиолокация неоднородных сред / Иванов А. Б., Иванова Б. П., Петров Н. А., Петров П. А., Попов А. П. // Журнал, 2012, Т. 10, №4. – С. 56-75
7. Smith J. Radiolocation technique. New York: Radio physics, 2002. – 253 p.

REFERENCES

1. Ivanov, A. B. Methods of receiving and processing the signal on the background of white noise. // Journal, 2001, Vol. 21, No. 7. - Pp. 29-47.
2. Ivanov, A. B., Peter, B. V., Estimation of signals parameters against the background noise. M.: Radio, 1986. – 264 p.
3. Ivanov, A. B., Petrov B. V., Popov, I. I. The method of nonharmonic signal processing. RU 24**615 C2, stated. 15.02.2001, publ. 20.05.2002.
4. Requirements for the design of reports on RLNS*2018. <http://rlnc.ru>, 15.12.2017.
5. Bibliographic reference. GOST R 7.05 – 2008, Moscow, 2008. – 22 p
6. Ivanov, A. B. Radiolocation of heterogeneous environments / Ivanov A. B., Ivanov B. P., Petrov N. A. Petrov P. A., Popov A. P. // Journal, 2012, Vol. 10, No. 4. – Pp. 56-75
7. Smith, J. Radiolocation technique. New York: Radio physics, 2002. – 253 p.

СИНХРОНИЗАЦИЯ ШКАЛ ВРЕМЕНИ НАЗЕМНЫХ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РНС И АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ СПУТНИКОВЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ

Д.Б. Писаревский, Д.И. Савин

ВУНЦ ВВС «ВВА», Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. В статье рассматривается актуальность синтеза алгоритма синхронизации шкал временных опорных и наземных широкополосных РНС с использованием спутниковых систем навигации для измерения дальности до наземного объекта. Синхронизация шкал времени позволит использовать наземные опорные станции радионавигационных систем в качестве дополнительных источников навигационной информации.

Ключевые слова: синхронизация шкал времени; аппаратура потребителей; точность позиционирования.

SYNCHRONIZATION OF TIME SCALES OF TERRESTRIAL BROADBAND RNS AND CONSUMER EQUIPMENT OF GLOBAL SATELLITE NAVIGATION SYSTEMS TO IMPROVE POSITIONING ACCURACY

D.B. Pisarevsky, D.I. Savin

MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russian Federation

Abstract. The article discusses the relevance of the synthesis of an algorithm for synchronizing the scales of time reference and terrestrial broadband RNS using satellite navigation systems to measure the distance to a ground object. Synchronization of time scales will allow the use of ground-based reference stations of radio navigation systems as additional sources of navigation information..

Keywords: synchronization of time scales; consumer equipment; positioning accuracy.

1. ВВЕДЕНИЕ

В последние годы достигнуты значительные успехи в области спутниковой радионавигации. Одним из достижений является использование принципа мультисистемности, то есть одновременного использования сигналов от всех видимых спутников существующих спутниковых навигационных систем [1]. Такой подход позволяет повысить точность позиционирования [1,2]. Вместе с тем текущие политические события позволяют предположить, что необходимо повышать точность позиционирования, используя альтернативные варианты. Например, используя для оценки собственного местоположения, сигналы спутников ГЛОНАСС и станций наземных радионавигационных систем (РНС) в качестве дополнительных источников информации.

Дополняя спутниковые РНС и способствуя улучшению их характеристик при комплексном использовании, наземные РНС сохраняют возможность автономного функционирования, а также использования их для повышения точности позиционирования [3]. Для этого необходимо высокоточное определение дальности до

наземного источника, что требует возможности синхронизации излучения опорных станций как с привлечением, так и без привлечения внешних источников информации о точном времени.

Точность синхронизации опорных станций непосредственно влияет на точность систем навигации, а время, необходимое для синхронизации, во многом определяет время развертывания системы. В случае широкополосных РНС трудности решения указанной задачи значительно возрастают из-за необходимости синхронизации кодовых последовательностей опорного и принятого шумоподобных сигналов (ШПС) [4].

2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ В СЛОЖНЫХ УСЛОВИЯХ

Точность определения местоположения (МП) ВС при помощи навигационной аппаратуры потребителей (НАП) глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) зависит от количества наблюдаемых навигационных спутников (НС). Для того, чтобы получить МП объекта на плоскости, необходимо знать расстояния до трёх навигационных спутников. Зная расстояния до четырёх НС и более, появляется возможность определить положение объекта в пространстве [1].

Современная НАП ГНСС является мультисистемной. Мультисистемность используется для повышения точности определения МП объекта, поэтому возникает необходимость принимать сигналы от нескольких систем сразу, однако мультисистемность может привести к недостоверным навигационно-временным определениям из-за введения загробления сигналов НС странами-владельцами ГНСС. Загрублённый сигнал увеличивает погрешность определения МП объекта в несколько раз, а это может привести к срыву выполнения поставленной задачи, что в боевых условиях недопустимо. Вследствие этого, необходимо принимать сигналы только от отечественной ГНСС.

В общем комплексе мер по снижению боевых возможностей противника предусмотрено создание преднамеренных радиопомех в частотных полосах навигационных сигналов как зарубежных ГНСС, так и системы ГЛОНАСС. В условиях работы средств РЭБ, НАП ГНСС не работоспособна, но возможно использование компенсационных методов обработки сигналов НС как для осуществления позиционирования, так и для того, чтобы устранить погрешность от влияния ухода шкал временных часов на точность решения координатно-временных определений. Очевидно, что погрешности прогнозирования навигационных параметров спутников и погрешности прогнозирования уходов шкал времени бортовых часов непосредственно влияют на точность позиционирования потребителя.

3. ПОГРЕШНОСТИ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ УХОДОВ ШКАЛ ВРЕМЕНИ

При этом необходимо заметить, что погрешность прогнозирования уходов шкал времени потребителя влияет в большей степени на точность позиционирования, по сравнению с погрешностями эфемерид, поскольку бортовые часы учувствуют в измерении дальностей от спутника до потребителя [4]. Образованные погрешности измерения дальности иллюстрируются на рисунке 1.

На рисунке 1 событие А соответствует моменту выхода навигационного сигнала с антенны спутника в шкале Центрального синхронизатора системы (ЦС), а событие В – приход навигационного сигнала на антенну ресивера. Интервал времени $\tau = T_B - T_A$ является мерой дальности от спутника до потребителя. В шкале времени бортовых часов T_S и часов ресивера T_R события А и В воспроизводятся с погрешностями ΔT_S и ΔT_R , обусловленными нестабильностями параметров этих часов. Уход шкалы времени бортовых часов ΔT_S частично компенсируется прогнозом положения бортовой шкалы времени T_{SA} , рассчитанным с помощью бортовых частотно-временных поправок

(ЧВП). Погрешность прогнозирования ухода бортовой шкалы eT_s и уход часов ресивера eTR порождает погрешность измерения интервала времени прохождения навигационного радиосигнала от спутника до потребителя $e = \tau^* - \tau$ (рисунок 1), которая в последствии присутствует в результатах координатно-временных определений (КВО).

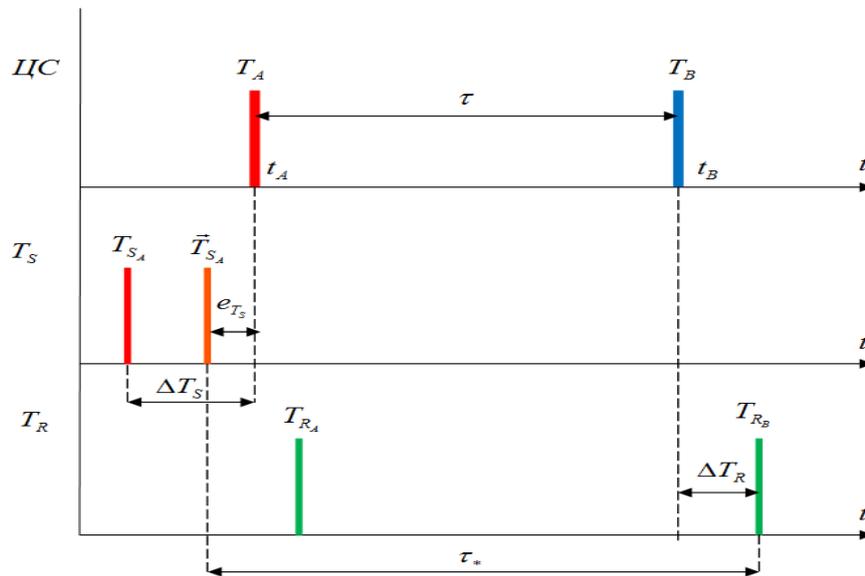


Рис. 1. Возникновение погрешности измерения интервала времени прохождения навигационного сигнала вследствие уходов шкалы бортовых часов и ухода шкалы ресивера

4. ИССЛЕДОВАНИЕ И ОЦЕНКА РЕЗУЛЬТАТОВ

Необходимо отметить, что если в прогнозировании движения спутника имеется значительный прогресс, то с прогнозированием уходов бортовых шкал времени на основе математических моделей нестабильности частоты ситуация гораздо хуже.

Проведенные исследования показали, что в ряде случаев имеются большие погрешности представления текущих моментов бортовых шкал времени с помощью аналитических шкал времени, рассчитанных с применением бортовых ЧВП [4]. Полученные оценки погрешностей представления текущих моментов шкал времени навигационных спутников ГЛОНАСС и GPS лишь в 70 % случаев удовлетворяют предъявляемым требованиям к точности. Эти обстоятельства делают необходимым разработку методик и алгоритмов оценивания моментов бортовых шкал времени по данным траекторных измерений:

- Построение и исследование адекватных параметрических моделей нестабильности часов на основе квантовых стандартов частоты (КСЧ), как бортовых, так и наземных;

- Исследование погрешностей идентификации параметров моделей нестабильности частот на основе КСЧ.

- В последние годы сегмент ЭВО ГЛОНАСС, отвечающий за передачу и хранение единиц времени, частоты и шкалы времени часов, функционирующих на борту НС, подверглась значительному аппаратному переоснащению.

- Согласно федеральной целевой программой ведутся работы по совершенствованию бортовых стандартов частоты в части улучшения метрологических характеристик этих стандартов, что позволяет повысить точностные характеристики КВО. На сегодняшний день возможности совершенствования аппаратуры спутниковых навигационных технологий можно считать исчерпанными [4]. Дальнейшее совершенствование аппаратуры требует значительных капиталовложений и длительного времени разработок.

- Перспективным направлением дальнейшего совершенствования частотно-временных определений в спутниковых навигационных технологиях представляется привлечение эффективных алгоритмов обработки больших объемов измерительной информации.

- Пути повышения эффективности алгоритмического обеспечения задачи оценивания уходов бортовых шкал времени видятся в следующих направлениях:

- Привлечение малозашумленных фазовых измерений в качестве исходной информации для КВО, а также дополнительно оценивание неоднозначности этих измерений;

- Расчет параметров движения НС ГНСС с помощью численного метода интегрирования Эверхарда с учетом действующих возмущений (неравномерность вращения Земли, радиационное давление Солнца, гравитационное притяжение Луны и Солнца);

- Привязка шкалы времени приемника, размещенного в пункте ГСВЧ, к моменту эталонной шкалы государственного вторичного эталона ВЭТ 1-19;

- Формирование без ионосферной комбинации измерений на частотах L1 и L2 для исключения погрешности измерений, вызванной задержкой радиосигнала в ионосферном слое атмосферы Земли;

- Определение погрешностей измерений путем привлечения современных высокоточных и полных математических моделей, применяемых и рекомендованных службами IGS и IERS, AIUB, ESOC;

- Привлечение новых алгоритмов обработки траекторных измерений позволяют обеспечить контроль частотно-временных параметров спутников ГЛОНАСС, проводить высокоточное оценивание уходов и идентификацию параметров нестабильности бортовых часов на базе пункта ГСВЧ ФГУП «СНИИМ», а также строить индивидуальную математическую модель часов НС и рассчитывать на основе этой модели прогнозы на определенные интервалы времени. Основные результаты и выводы:

- Точность и надежность координатно-временных определений, решаемых на основе спутниковых навигационных технологий, непосредственно зависит от качества частотно-временного обеспечения этих технологий. Частотно-временные измерения, выполняемые на основе моментов шкал времени бортовых часов НС и часов наземных приемников, имеют ключевое значение в ГНСС-технологиях. Отклонения значений шкал времени этих часов увеличивают значение погрешности в результатах КВО.

- Применяемые упрощенные математические модели уходов шкал времени бортовых часов ЧВП не в полной мере отражают природу уходов этих часов. Поэтому автором предложена уточненная модель, учитывающая не только параметры долговременной нестабильности, но и гравитационные и релятивистские эффекты.

- Точность оценивания отклонений моментов шкал времени бортовых часов увеличивается за счет использования в качестве исходных данных результатов фазовых псевдо-дальномерных измерений, имеющих меньших по сравнению с кодовыми

измерениями уровень шумов. При этом задача оценки параметров нестабильности часов НС усложняется в связи с необходимостью дополнительного оценивания фазовой неоднозначности этих измерений.

- Для обеспечения высокоточных результатов оценивания параметров нестабильности бортовых часов навигационных спутников привлечения эффективных алгоритмических путей обработки измерительной информации.

Перспективным для сравнения частот пространственно-разнесенных часов является использование метода Precise Point Positioning (PPP), предлагающего использование апостериорной высокоточной эфемеридой информации об орбитах навигационных спутников [4].

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, от точности синхронизации шкал времени наземных опорных станций и бортовой аппаратуры потребителей ГНСС зависит точность определения дальностей от станции до воздушного судна. Синхронизация шкал времени позволит использовать наземные опорные станции в качестве дополнительных источников навигационной информации для повышения точности позиционирования подвижных объектов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Перов А.И., ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования/Под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. Изд. 4-е, перераб. и доп.-М.: Радиотехника, 2010. 800с., ил.
2. Степанов О.А., Основы теории оценивания с приложениями к задачам обработки навигационной информации. Ч. 1. Введение в теорию оценивания. – СПб.: ГНЦ РФ ОАО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор», 2010. – 509 с.
3. Кирюшкин В.В., Коровин А.В., Савин Д.И., Паршуков Н.В. Определение координат наземных объектов с использованием группировки беспилотных летательных аппаратов. Радиотехника, 2021. Т.85, №6. С. 127-140
4. Гарифулин В.Ф., Методы синхронизации в широкополосных радионавигационных системах. Диссертация. Красноярск 2016.

REFERENCES

1. Perov A.I., GLONASS. Principles of construction and functioning/Edited by A. I. Perov, V. N. Kharisova. 4th Ed., reprint. and additional-M.: Radio Engineering, 2010. 800s., ill.
2. Stepanov O.A., Fundamentals of the theory of estimation with applications to the problems of processing navigation information. Part 1. Introduction to the theory of estimation. – St. Petersburg: SSC RF JSC "Concern "Central Research Institute "Electropribor", 2010. – 509 p.
3. Kiryushkin V.V., Korovin A.V., Savin D.I., Parshukov N.V. Determination of coordinates of ground objects using grouping of unmanned aerial vehicles. Radio Engineering, 2021. Vol.85, No. 6. pp. 127-140
4. Garifulin V.F., Dissertation for the degree of Candidate of Technical Sciences. Krasnoyarsk 2016. – 169 p.

СПОСОБ КООРДИНАТОМЕТРИИ ДВУХ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ ОСНОВАННЫЙ НА ИСПОЛЬЗОВАНИИ ЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ

Севидов В.В.

Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного,
Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация. В статье представлен способ координатометрии двух космических аппаратов с использованием земных станций. Представлены основные выражения для временных задержек радиосигналов земных станций, ретранслированных космическими аппаратами. Составлена система из не менее шести независимых уравнений. Результатом решения системы уравнений является координаты двух космических аппаратов. Представлены основные выражения для доплеровских сдвигов частот радиосигналов земных станций, ретранслированных космическими аппаратами. Составлена система из не менее шести независимых уравнений. Результатом решения системы уравнений является ортогональные составляющие векторов скоростей двух космических аппаратов.

Ключевые слова: способ, итерационный алгоритм, оценка координат, оценка ортогональных составляющих векторов скоростей, космический аппарат, земная станция.

COORDINATOMETRY METHOD TWO SPACECRAFT BASED ON THE USE OF EARTH STATIONS

Sevidov V.V.

Military Academy of telecommunications named after Marshal of the Soviet Union
S.M. Budyonny, Saint-Petersburg, Russian Federation

Abstract. The article presents a method for coordinate measurement of two spacecraft using earth stations. The basic expressions for the time delays of earth station radio signals relayed by spacecraft are presented. A system of at least six independent equations is composed. The result of solving the system of equations is the coordinates of two spacecraft. The basic expressions for the Doppler frequency shifts of earth station radio signals relayed by spacecraft are presented. A system of at least six independent equations is composed. The result of solving the system of equations is the orthogonal components of the velocity vectors of two spacecraft.

Keywords: method, iterative algorithm, estimation of coordinates, estimation of orthogonal components of velocity vectors, spacecraft, earth station..

1. ВВЕДЕНИЕ

При прогнозе координат космического аппарата(КА) учитывают ряд факторов, приводящих к отклонениям КА от идеальной(Кеплеровой) орбиты. В качестве таких факторов, например, для КА на низких орбитах выступают: влияние сопротивления атмосферы Земли, светового давления, притяжения планет и др. Таким образом, определение координат и вектора скорости КА в начальный момент времени t_0 с высокой точностью является важной задачей, которая решена при разработке способа координатометрии(СКМ) двух КА с использованием земных станций(ЗС).

Особенность разработанного СКМ двух КА с использованием ЗС заключается в том, что одновременно оцениваются координаты и вектора скорости основного(ОКА) и смежного космического аппарата(СКА).

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Основополагающей предпосылкой предложенного технического решения является наличие помимо ОКА S_1 , через который организуется канал связи между земными станциями, СКА S_2 , который способен ретранслировать те же самые радиосигналы что и ОКА, но с большим ослаблением и другой частотой переноса [1–5]. Таким образом, за счет корреляционной обработки радиосигналов, возможно получение значений временных задержек и доплеровских сдвигов частот между радиосигналами принятыми приемной радиотехнической станцией(ПРТС) от ОКА S_1 и СКА S_2 , после их ретрансляции ОКА S_1 и СКА S_2 соответственно для каждой из выбранных ЗС I_n [6-10].

На рисунке 1 представлена геометрическая основа разработанной АИМ КМ двух КА с использованием ЗС, включающая позиции ОКА S_1 , и СКА S_2 , земных станций I_n и ПРТС K .

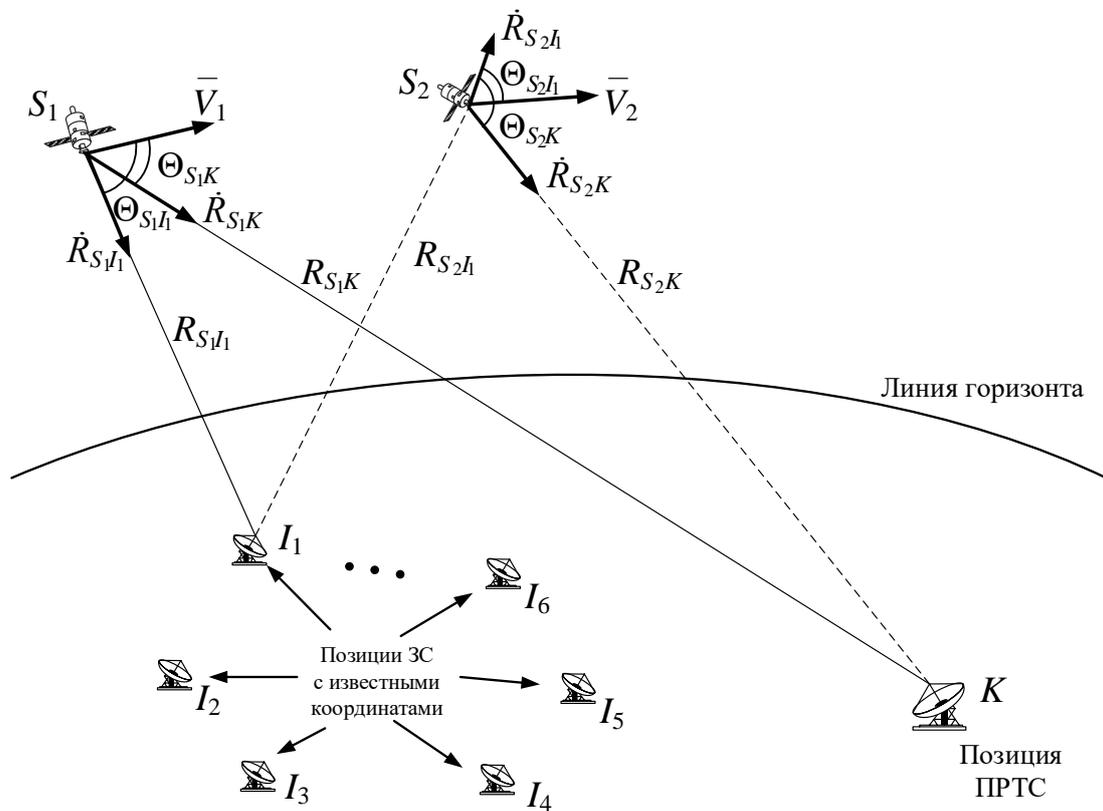


Рис. 1 Геометрическая основа разработанной АИМ КМ

На рис. 1 введены следующие обозначения: $R_{S_1 I_1}$ – расстояние между ОКА S_1 и первой ЗС I_1 ; $R_{S_1 K}$ – расстояние между ОКА S_1 и ПРТС K ; $R_{S_2 I_1}$ – расстояние между СКА S_2 и первой ЗС I_1 ; $R_{S_2 K}$ – расстояние между СКА S_2 и ПРТС K ; $\dot{R}_{S_1 I_1}$ – радиальная скорость ОКА S_1 в направлении первой ЗС I_1 , $\dot{R}_{S_1 K}$ – радиальная скорость ОКА S_1 в направлении ПРТС K , $\dot{R}_{S_2 I_1}$ – радиальная скорость СКА S_2 в направлении первой ЗС I_1 , $\dot{R}_{S_2 K}$ – радиальная скорость СКА S_2 в направлении ПРТС K , \vec{V}_1 и \vec{V}_2 – векторы скорости

ОКА и СКА соответственно, Θ_{S_1K} и Θ_{S_1K} – углы между направлением на ПРТС и векторами \bar{V}_1 и \bar{V}_2 соответственно; $\Theta_{S_1I_1}$ и $\Theta_{S_1I_1}$ – углы между направлениями на первую ЗС и векторами \bar{V}_1 и \bar{V}_2 соответственно.

Для каждой n -й ЗС возможно ввести обозначения: $R_{S_1I_n}$ – расстояния между ОКА S_1 и n -й ЗС I_n ; $R_{S_2I_n}$ – расстояния между СКА S_2 и n -й ЗС I_n ; $\dot{R}_{S_1I_n}$ – радиальные скорости ОКА S_1 в направлении n -ю ЗС I_n , $\dot{R}_{S_2I_n}$ – радиальные скорости СКА S_2 в направлении n -ю ЗС I_n , $\Theta_{S_1I_n}$ и $\Theta_{S_1I_n}$ – углы между направлениями на n -ю ЗС и векторами \bar{V}_1 и \bar{V}_2 соответственно.

На рис. 1 представлено шесть ЗС, как минимально необходимое количество ЗС для однозначной одномоментной оценки координат и ортогональных составляющих векторов скоростей ОКА и СКА в момент времени t_0 по предлагаемому способу.

3. ОПИСАНИЕ РАЗРАБОТАННОГО СПОСОБА

Разработанный СКМ двух КА с использованием ЗС включает:

алгоритм оценки координат ОКА и СКА;

алгоритм оценки ортогональных составляющих векторов скоростей ОКА и СКА.

Алгоритм оценки координат ОКА x_1, y_1, z_1 и СКА x_2, y_2, z_2 в момент времени t_0 с использованием ЗС I_n , где $n = 1 \dots N$ – номер ЗС, $N \geq 6$, размещенных на позициях с известными координатами x_n, y_n, z_n , основан на том, что каждой из временных задержек Δt_n соответствует разности длин $R_{I_n S_1 K}$ и $R_{I_n S_2 K}$ траекторий $I_n S_1 K$ и $I_n S_2 K$ далее обозначаемые как ΔR_n .

В качестве примера в настоящей статье представлен вариант с шестью ЗС ($n = 1 \dots 6$) как минимально необходимого количества для однозначного одномоментного определения координат ОКА и СКА x_1, y_1, z_1 и x_2, y_2, z_2

Разности длин ΔR_n траекторий $I_n S_1 K$ и $I_n S_2 K$ рассчитывают по формулам:

$$\Delta R_n = \Delta t_n c, \quad (1)$$

где $c \approx 3 \times 10^8$ м/с – скорость света в вакууме.

Для оценки координат ОКА x_1, y_1, z_1 и СКА x_2, y_2, z_2 с использованием шести ЗС разработан алгоритм, этапы которого представлена ниже.

На этапе 1 производят ввод исходных данных, в качестве которых выступают: момент времени измерения t_0 ; координаты ПРТС x_K, y_K, z_K ; координаты шести ЗС x_n, y_n, z_n ; временные задержки между радиосигналами принятыми от ОКА и СКА для каждой из выбранных ЗС Δt_n ; пороги точности δ_1 и δ_2 расчета координат ОКА и СКА соответственно.

На этапе 2 рассчитывают разности длин ΔR_n траекторий $I_n S_1 K$ и $I_n S_2 K$ по формулам(1).

На этапе 3 выбирают, на основе элементов Кеплеровой орбиты ОКА и СКА, координаты опорных точек $S'_1(x'_1, y'_1, z'_1)$ и $S'_2(x'_2, y'_2, z'_2)$, как первые приближения к координатам ОКА и СКА.

На этапе 4 рассчитывают разности длин $\Delta R'_n$ траекторий $I_n S'_1 K$ и $I_n S'_2 K$, при условии равенства координат ОКА и СКА координатам опорных точек $S'_1(x'_1, y'_1, z'_1)$ и $S'_2(x'_2, y'_2, z'_2)$ по формулам:

$$\Delta R'_n = R_{I_n S'_1 K} - R_{I_n S'_2 K} = R_{S'_1 I_n} + R_{S'_1 K} - (R_{S'_2 I_n} + R_{S'_2 K}). \quad (2)$$

где $R_{S'_1 I_n}$ – расстояния от опорной точки S'_1 до n -й ЗС I_n , $R_{S'_1 K}$ – расстояние от опорной точки S'_1 до ПРТС K , $R_{S'_2 I_n}$ – расстояния от опорной точки S'_2 до n -й ЗС I_n , $R_{S'_2 K}$ – расстояние от опорной точки S'_2 до ПРТС K .

Расстояния $R_{S'_1 I_n}$, $R_{S'_1 K}$, $R_{S'_2 I_n}$ и $R_{S'_2 K}$ в свою очередь рассчитывают по формулам:

$$R_{S'_1 I_n} = \sqrt{(x'_1 - x_{I_n})^2 + (y'_1 - y_{I_n})^2 + (z'_1 - z_{I_n})^2}, \quad R_{S'_1 K} = \sqrt{(x'_1 - x_K)^2 + (y'_1 - y_K)^2 + (z'_1 - z_K)^2},$$

$$R_{S'_2 I_n} = \sqrt{(x'_2 - x_{I_n})^2 + (y'_2 - y_{I_n})^2 + (z'_2 - z_{I_n})^2}, \quad R_{S'_2 K} = \sqrt{(x'_2 - x_K)^2 + (y'_2 - y_K)^2 + (z'_2 - z_K)^2}.$$

На этапе 5 рассчитывают невязки k_n как разницы между определенными на этапе 4 разностями длин $\Delta R'_n$ траекторий $I_n S'_1 K$ и $I_n S'_2 K$, и разностями длин ΔR_n траекторий $I_n S_1 K$ и $I_n S_2 K$, определенными на этапе 2 соответственно:

$$k_n = \Delta R'_n - \Delta R_n.$$

На этапе 6 оценивают поправки к координатам ОКА Δx_1 , Δy_1 , Δz_1 и СКА Δx_2 , Δy_2 , Δz_2 .

Для оценки поправок к координатам ОКА Δx_1 , Δy_1 , Δz_1 и СКА Δx_2 , Δy_2 , Δz_2 предварительно формируют систему линейных уравнений при разложении в ряд Тейлора функций $\Delta R'_n$, с точностью до первых членов:

$$\begin{cases} \frac{\partial \Delta R'_n}{\partial x'_1} \Delta x_1 + \frac{\partial \Delta R'_n}{\partial y'_1} \Delta y_1 + \frac{\partial \Delta R'_n}{\partial z'_1} \Delta z_1 + \frac{\partial \Delta R'_n}{\partial x'_2} \Delta x_2 + \frac{\partial \Delta R'_n}{\partial y'_2} \Delta y_2 + \frac{\partial \Delta R'_n}{\partial z'_2} \Delta z_2 = k_n, \\ n = 1 \dots 6, \end{cases} \quad (3)$$

где частные производные рассчитываются согласно выражениям

$$\frac{\partial \Delta R'_n}{\partial x'_1} = \frac{x'_1 - x_{I_n}}{R_{S'_1 I_n}} + \frac{x'_1 - x_K}{R_{S'_1 K}}, \quad \frac{\partial \Delta R'_n}{\partial y'_1} = \frac{y'_1 - y_{I_n}}{R_{S'_1 I_n}} + \frac{y'_1 - y_K}{R_{S'_1 K}}, \quad \frac{\partial \Delta R'_n}{\partial z'_1} = \frac{z'_1 - z_{I_n}}{R_{S'_1 I_n}} + \frac{z'_1 - z_K}{R_{S'_1 K}},$$

$$\frac{\partial \Delta R'_n}{\partial x'_2} = -\frac{x'_2 - x_{I_n}}{R_{S'_2 I_n}} - \frac{x'_2 - x_K}{R_{S'_2 K}}, \quad \frac{\partial \Delta R'_n}{\partial y'_2} = -\frac{y'_2 - y_{I_n}}{R_{S'_2 I_n}} - \frac{y'_2 - y_K}{R_{S'_2 K}}, \quad \frac{\partial \Delta R'_n}{\partial z'_2} = -\frac{z'_2 - z_{I_n}}{R_{S'_2 I_n}} - \frac{z'_2 - z_K}{R_{S'_2 K}}.$$

Решая систему линейных уравнений(3) одним из известных методов, например, методом Крамера, получают поправки к координатам ОКА Δx_1 , Δy_1 , Δz_1 и СКА Δx_2 , Δy_2 , Δz_2 .

На этапе 7 рассчитывают координаты новых опорных точек x''_1 , y''_1 , z''_1 и x''_2 , y''_2 , z''_2 :

$$x''_1 = x'_1 + \Delta x_1, \quad y''_1 = y'_1 + \Delta y_1, \quad z''_1 = z'_1 + \Delta z_1, \quad x''_2 = x'_2 + \Delta x_2, \quad y''_2 = y'_2 + \Delta y_2, \quad z''_2 = z'_2 + \Delta z_2.$$

Этапы 4–7 в совокупности составляют первую итерацию. Далее итерации повторяют, используя каждый раз новые опорные точки, полученные на предыдущей итерации. Количество необходимых итераций зависит требуемой точности определения координат ОКА и СКА. С точностью оценки координат КА напрямую связан величинами шагов итераций для ОКА и СКА d_1 и d_2 .

На этапе 8 определяют шаги итерации d_1 и d_2 как расстояния между текущими и предыдущими опорными точками:

$$d_1 = \sqrt{(x''_1 - x'_1)^2 + (y''_1 - y'_1)^2 + (z''_1 - z'_1)^2}, \quad d_2 = \sqrt{(x''_2 - x'_2)^2 + (y''_2 - y'_2)^2 + (z''_2 - z'_2)^2}.$$

На этапе 8 сравнивают d_1 и d_2 с порогами δ_1 и δ_2 , задаваемым на этапе 1.

Необходимое число итераций, как правило, составляет 2...4. В качестве координат ОКА и СКА x_1 , y_1 , z_1 и x_2 , y_2 , z_2 выбирают значения координат опорных точек на последней итерации, вывод которых осуществляют на этапе 10.

Для оценки ортогональных составляющих векторов скоростей ОКА $\dot{x}_1, \dot{y}_1, \dot{z}_1$ и СКА $\dot{x}_2, \dot{y}_2, \dot{z}_2$ в момент времени t_0 возможно использовать ПРТС K , а также не менее шести выбранных ЗС I_n (см. рисунок 1), размещенных на позициях с известными координатами x_{In}, y_{In}, z_{In} , излучающие радиосигналы на известных частотах f_n в направлении ОКА и СКА.

В качестве примера в настоящем приложении представлен вариант с шестью ЗС ($n = 1 \dots 6$) как минимально необходимого количества ЗС для однозначного одномоментного определения векторов скоростей ОКА $\dot{x}_1, \dot{y}_1, \dot{z}_1$ и СКА $\dot{x}_2, \dot{y}_2, \dot{z}_2$.

Предполагается, что координаты ОКА x_1, y_1, z_1 и СКА x_2, y_2, z_2 в момент времени t_0 – рассчитаны в соответствии с алгоритмом, представленном выше.

С помощью корреляционной обработки радиосигналов в ПРТС K измеряют значения номиналов частот $f_{I_n S_1 K}$ и $f_{I_n S_2 K}$ принятых радиосигналов n -х ЗС I_n после их ретрансляции ОКА и СКА соответственно.

Для номиналов частот $f_{I_n S_1 K}$ и $f_{I_n S_2 K}$ справедливы аналитические выражения:

$$f_{I_n S_1 K} = f_n + f_{D_{I_n S_1}} + f_{G_1} + f_{D_{I_n S_1 K}}, \quad (4)$$

$$f_{I_n S_2 K} = f_n + f_{D_{I_n S_2}} + f_{G_2} + f_{D_{I_n S_2 K}}, \quad (5)$$

где f_n – значения номиналов частот излучаемых каждой n -й ЗС I_n ; $f_{D_{I_n S_1}}$ и $f_{D_{I_n S_2}}$ – доплеровские сдвиги частот на входе ОКА и СКА соответственно за счет его сближения(удаления) с(от) n -й ЗС I_n ; f_{G_1} и f_{G_2} – заданные частоты сдвига рабочих частот ОКА и СКА соответственно; $f_{D_{I_n S_1 K}}$ и $f_{D_{I_n S_2 K}}$ – доплеровские сдвиги частот на выходе ОКА и СКА соответственно за счет его сближения(удаления) с(от) ПРТС K .

Предполагают, что нестабильность генератора частот КА известна и компенсируется. Влияние других эффектов на изменение частоты, например, гравитационный и релятивистский эффекты в рамках рассматриваемой задачи, пренебрежимо мало и поэтому не учитывают.

Для расчета ортогональных составляющих ортогональных составляющих векторов скоростей ОКА $\dot{x}_1, \dot{y}_1, \dot{z}_1$ и СКА $\dot{x}_2, \dot{y}_2, \dot{z}_2$ с использованием шести ЗС разработан алгоритм, этапы которого представлены ниже.

На этапе 1 производят ввод исходных данных, в качестве которых выступают: момент времени измерения t_0 ; координаты ПРТС x_K, y_K, z_K ; координаты ОКА x_1, y_1, z_1 и СКА x_2, y_2, z_2 в момент времени t_0 ; координаты шести ЗС x_{In}, y_{In}, z_{In} ; значения частот сдвига рабочих частот f_{G_1} и f_{G_2} ОКА и СКА соответственно; значения номиналов частот излучаемых каждой n -й ЗС f_n ; значения номиналов частот $f_{I_n S_1 K}$ и $f_{I_n S_2 K}$ принятых радиосигналов n -х ЗС I_n после их ретрансляции ОКА и СКА соответственно.

На этапе 2 рассчитывают расстояния $R_{S_1 K}$ и $R_{S_1 I_n}$ от и n -х ЗС I_n и ПРТС K до ОКА S_1 по формулам:

$$R_{S_1 K} = \sqrt{(x_1 - x_K)^2 + (y_1 - y_K)^2 + (z_1 - z_K)^2}, \quad (6)$$

$$R_{S_1 I_n} = \sqrt{(x_1 - x_{I_n})^2 + (y_1 - y_{I_n})^2 + (z_1 - z_{I_n})^2}. \quad (7)$$

На этапе 3 рассчитывают расстояния $R_{S_2 K}$ и $R_{S_2 I_n}$ от и n -х ЗС I_n и ПРТС K до СКА S_2 по формулам:

$$R_{S_2 K} = \sqrt{(x_2 - x_K)^2 + (y_2 - y_K)^2 + (z_2 - z_K)^2}, \quad (8)$$

$$R_{S_2 I_n} = \sqrt{(x_2 - x_{I_n})^2 + (y_2 - y_{I_n})^2 + (z_2 - z_{I_n})^2}. \quad (9)$$

На этапе 4 составляют аналитические выражения для радиальных скоростей $\dot{R}_{S_1 I_n}$ и $\dot{R}_{S_1 K}$ ОКА S_1 относительно каждой из n -й ЗС I_n и ПРТС K соответственно.

Для значений радиальных скоростей $\dot{R}_{S_1 I_n}$ и $\dot{R}_{S_1 K}$ ОКА S_1 возможно записать формулы:

$$\dot{R}_{S_1 I_n} = |\bar{V}_2| \cos \Theta_{S_1 I_n}, \quad (10)$$

$$\dot{R}_{S_1 K} = |\bar{V}_1| \cos \Theta_{S_1 K}. \quad (11)$$

Согласно теореме о скалярном произведении векторов [6] справедливы равенства:

$$\cos \Theta_{S_1 I_n} = \frac{(x_1 - x_{I_n})\dot{x}_1 + (y_1 - y_{I_n})\dot{y}_2 + (z_1 - z_{I_n})\dot{z}_1}{\sqrt{(x_1 - x_{I_n})^2 + (y_1 - y_{I_n})^2 + (z_1 - z_{I_n})^2} \sqrt{\dot{x}_1^2 + \dot{y}_2^2 + \dot{z}_1^2}}, \quad (12)$$

$$\cos \Theta_{S_1 K} = \frac{(x_1 - x_K)\dot{x}_1 + (y_1 - y_K)\dot{y}_1 + (z_1 - z_K)\dot{z}_1}{\sqrt{(x_1 - x_K)^2 + (y_1 - y_K)^2 + (z_1 - z_K)^2} \sqrt{\dot{x}_1^2 + \dot{y}_1^2 + \dot{z}_1^2}}. \quad (13)$$

Модуль вектора скорости ОКА $|\bar{V}_1|$ равен:

$$|\bar{V}_1| = \sqrt{\dot{x}_1^2 + \dot{y}_1^2 + \dot{z}_1^2}. \quad (14)$$

Уравнения(10) и(11) с учетом(6),(7),(12)...(14) преобразуют к виду:

$$\dot{R}_{S_1 I_n} = \frac{(x_1 - x_{I_n})\dot{x}_1 + (y_1 - y_{I_n})\dot{y}_2 + (z_1 - z_{I_n})\dot{z}_1}{R_{S_1 I_n}}, \quad (15)$$

$$\dot{R}_{S_1 K} = \frac{(x_1 - x_K)\dot{x}_1 + (y_1 - y_K)\dot{y}_1 + (z_1 - z_K)\dot{z}_1}{R_{S_1 K}}. \quad (16)$$

На этапе 5 составляют аналитические выражения для радиальных скоростей $\dot{R}_{S_2 I_n}$ и $\dot{R}_{S_2 K}$ СКА S_2 относительно каждой из n -й ЗС I_n и ПРТС K соответственно.

Для значений $\dot{R}_{S_2 I_n}$ и $\dot{R}_{S_2 K}$ СКА S_2 возможно записать формулы:

$$\dot{R}_{S_2 I_n} = |\bar{V}_2| \cos \Theta_{S_2 I_n}, \quad (17)$$

$$\dot{R}_{S_2 K} = |\bar{V}_2| \cos \Theta_{S_2 K}. \quad (18)$$

Согласно теореме о скалярном произведении векторов [6]:

$$\cos \Theta_{S_2 I_n} = \frac{(x_2 - x_{I_n})\dot{x}_2 + (y_2 - y_{I_n})\dot{y}_2 + (z_2 - z_{I_n})\dot{z}_2}{\sqrt{(x_2 - x_{I_n})^2 + (y_2 - y_{I_n})^2 + (z_2 - z_{I_n})^2} \sqrt{\dot{x}_2^2 + \dot{y}_2^2 + \dot{z}_2^2}}, \quad (19)$$

$$\cos \Theta_{S_2 K} = \frac{(x_2 - x_K)\dot{x}_2 + (y_2 - y_K)\dot{y}_2 + (z_2 - z_K)\dot{z}_2}{\sqrt{(x_2 - x_K)^2 + (y_2 - y_K)^2 + (z_2 - z_K)^2} \sqrt{\dot{x}_2^2 + \dot{y}_2^2 + \dot{z}_2^2}}. \quad (20)$$

Модуль вектора скорости СКА $|\bar{V}_2|$ равен:

$$|\bar{V}_2| = \sqrt{\dot{x}_2^2 + \dot{y}_2^2 + \dot{z}_2^2}. \quad (21)$$

Уравнения(17) и(18) с учетом(8),(9),(19)...(21) преобразуют к виду:

$$\dot{R}_{S_2 I_n} = \frac{(x_2 - x_{I_n})\dot{x}_2 + (y_2 - y_{I_n})\dot{y}_2 + (z_2 - z_{I_n})\dot{z}_2}{R_{S_2 I_n}}, \quad (22)$$

$$\dot{R}_{S_2 K} = \frac{(x_2 - x_K)\dot{x}_2 + (y_2 - y_K)\dot{y}_2 + (z_2 - z_K)\dot{z}_2}{R_{S_2 K}}. \quad (23)$$

На этапе 6 вычисляют значения разностей частот Δf_n , между принятыми радиосигналами от каждой из n -й ЗС I_n после их ретрансляции ОКА и СКА соответственно по формулам:

$$\Delta f_n = f_{I_n S_1 K} - f_{I_n S_2 K}. \quad (24)$$

На этапе 7 вычисляют ортогональные составляющие векторов скоростей ОКА $\dot{x}_1, \dot{y}_1, \dot{z}_1$ и СКА $\dot{x}_2, \dot{y}_2, \dot{z}_2$.

Для значений разностей частот Δf_n , между принятыми радиосигналами от каждой из n -й ЗС I_n после их ретрансляции ОКА и СКА с учетом(4),(5) и(24) возможно составить выражения:

$$\Delta f_n = f_{D_{I_n S_1}} + f_{G_1} + f_{D_{I_n S_1 K}} - (f_{D_{I_n S_2}} + f_{G_2} + f_{D_{I_n S_2 K}}). \quad (25)$$

Доплеровские сдвиги частот на входе $f_{D_{I_n S_1}}$ и на выходе $f_{D_{I_n S_1 K}}$ ОКА S_1 за счет его сближения(удаления) с(от) n -й ЗС I_n и ПРТС K возможно представить в виде:

$$f_{D_{I_n S_1}} = f_n \frac{\dot{R}_{S_1 I_n}}{c}, \quad (26)$$

$$f_{D_{I_n S_1 K}} \approx (f_n + f_{G_1}) \frac{\dot{R}_{S_1 K}}{c}. \quad (27)$$

Доплеровские сдвиги частот на входе $f_{D_{I_n S_2}}$ и на выходе $f_{D_{I_n S_2 K}}$ СКА S_2 за счет его сближения(удаления) с(от) n -й ЗС I_n и ПРТС K возможно представить в виде:

$$f_{D_{I_n S_2}} = f_n \frac{\dot{R}_{S_2 I_n}}{c}, \quad (28)$$

$$f_{D_{I_n S_2 K}} \approx (f_n + f_{G_2}) \frac{\dot{R}_{S_2 K}}{c}. \quad (29)$$

Выражения(25) с учетом уравнений(26)...(29) для частного случая, когда $n = 1...6$, преобразуют в систему линейных уравнений:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 A_{n1} + \dot{y}_1 A_{n2} + \dot{z}_1 A_{n3} + \dot{x}_2 A_{n4} + \dot{y}_2 A_{n5} + \dot{z}_2 A_{n6} = B_n; \\ n=1...6, \end{cases} \quad (30)$$

где коэффициенты при переменных и свободные члены равны:

$$\begin{aligned} A_{n1} &= \frac{(x_1 - x_{I_n})f_n}{R_{S_1 I_n}} + \frac{(x_1 - x_K)(f_n + f_{G_1})}{R_{S_1 K}}, & A_{n2} &= \frac{(y_1 - y_{I_n})f_n}{R_{S_1 I_n}} + \frac{(y_1 - y_K)(f_n + f_{G_1})}{R_{S_1 K}}, \\ A_{n3} &= \frac{(z_1 - z_{I_n})f_n}{R_{S_1 I_n}} + \frac{(z_1 - z_K)(f_n + f_{G_1})}{R_{S_1 K}}, & A_{n4} &= -\frac{(x_2 - x_{I_n})f_n}{R_{S_2 I_n}} - \frac{(x_2 - x_K)(f_n + f_{G_2})}{R_{S_2 K}}, \\ A_{n5} &= -\frac{(y_2 - y_{I_n})f_n}{R_{S_2 I_n}} - \frac{(y_2 - y_K)(f_n + f_{G_2})}{R_{S_2 K}}, & A_{n6} &= -\frac{(z_2 - z_{I_n})f_n}{R_{S_2 I_n}} - \frac{(z_2 - z_K)(f_n + f_{G_2})}{R_{S_2 K}}, \\ B_n &= (\Delta f_n - f_{G_1} + f_{G_2})c. \end{aligned}$$

Систему из шести линейных уравнений с шестью неизвестными(30) решают одним из известных методов, например, методом Крамера. Результатом решения системы уравнений(30) выступают ортогональные составляющие векторов скоростей ОКА $\dot{x}_1, \dot{y}_1, \dot{z}_1$ и СКА $\dot{x}_2, \dot{y}_2, \dot{z}_2$ в момент времени t_0 .

На этапе 8 осуществляют вывод результатов, в качестве которых выступают ортогональные составляющие векторов скоростей ОКА $\dot{x}_1, \dot{y}_1, \dot{z}_1$ и СКА $\dot{x}_2, \dot{y}_2, \dot{z}_2$ в момент времени t_0 .

В общем случае, когда количество ЗС $N > 6$, алгоритм определения ортогональных составляющих ОКА $\dot{x}_1, \dot{y}_1, \dot{z}_1$ и СКА $\dot{x}_2, \dot{y}_2, \dot{z}_2$ остается прежним, с той лишь разницей, что система уравнений(30) будет содержать более шести уравнений. Тогда такую систему уравнений решают, например, методом наименьших квадратов.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Отличительной особенностью предложенной АИМ КМ оценки координат и векторов скоростей двух КА с использованием не менее шести ЗС заключается в том, что одновременно оцениваются координаты и векторы скоростей двух КА. Представленная АИМ КМ может быть использован в образовательном процессе, а также при проектировании и исследовании точностных характеристик комплексов КМ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Simonov A., Fokin G., Sevidov V., Sivers M., Dvornikov S. Polarization direction finding method of interfering radio emission sources. // В сборнике: Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems. 2019. С. 208-219.
2. Bachevsky S.V., Fokin G.A., Simonov A.N., Sevidov V.V. Positioning of radio emission sources with unmanned aerial vehicles using TDOA-AOA measurement processing. // В сборнике: Journal of Physics: Conference Series. V International Conference on Information Technology and Nanotechnology, ITNT 2019. 2019. С. 042040.
3. Балабанов В.В., Беспалов В.Л., Кельян А.Х., Пономарев А.А., Севидов В.В., Чемаров А.О. Способ определения параметров орбиты искусственного спутника Земли. Патент на изобретение RU 2652603, 27.04.2018. Заявка № 2017121725 от 20.06.2017.
4. Агиевич С.Н., Беспалов В.Л., Ледовская Э.Г., Матюхин А.С., Подъячев П.А., Севидов В.В. Способ определения параметров орбиты искусственного спутника Земли с использованием приемных опорных реперных станций. Патент на изобретение RU 2702098 С1, 04.10.2019. Заявка № 2018127491 от 25.07.2018.
5. Агиевич С.Н., Ватутин В.М., Матюхин А.С., Модин М.И., Севидов В.В. Способ определения параметров орбиты искусственного спутника земли с использованием приемо-передающих опорных реперных станций. Патент на изобретение RU 2708883 С1, 12.12.2019. Заявка № 2018134855 от 01.10.2018.
6. Волков Р.В., Малышев С.Р., Севидов В.В., Симонов А.Н. Определение канонических параметров спутников-ретрансляторов по радиосигналам опорных реперных станций. // Труды Военно-космической академии им. А.Ф. Можайского. 2016. № 655. С. 88-92.
7. Севидов В.В. Определение координат и параметров движения источника радиоизлучения на основе разностно-временных и разностно-доплеровских измерений // Программы для ЭВМ. Базы данных. Топологии интегральных микросхем. 2015. № 11. С. 2.
8. Волков Р.В., Севидов В.В., Теслевич С.Ф. Математическая модель радиосигнала, принятого комплексом радиомониторинга от спутника-ретранслятора. // Научные технологии. 2015. Т. 16. № 12. С. 44-49.
9. Волков Р.В., Севидов В.В., Богдановский С.В., Теслевич С.Ф. Модель поверхности Земли при определении местоположения земной станции по сигналам спутников-ретрансляторов. // Научные технологии. 2016. Т. 17. № 12. С. 44-50.
10. Севидов В.В., Волков Р.В., Симонов А.Н. Антенно-фидерные системы средств радиоэлектронного подавления. Учебное пособие / Санкт-Петербург, 2015.

REFERENCES

1. Simonov A., Fokin G., Sevidov V., Sivers M., Dvornikov S. Polarization direction finding method of interfering radio emission sources. // V sbornike: Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems. 2019. C. 208-219.
2. Bachevsky S.V., Fokin G.A., Simonov A.N., Sevidov V.V. Positioning of radio emission sources with unmanned aerial vehicles using TDOA-AOA measurement processing. // V sbornike: Journal of Physics: Conference Series. V International Conference on Information Technology and Nanotechnology, ITNT 2019. 2019. C. 042040.
3. Balabanov V.V., Bepalov V.L., Kel'yan A.H., Ponomarev A.A., Sevidov V.V., CHemarov A.O. Sposob opredeleniya parametrov orbity iskusstvennogo sputnika Zemli. Patent na izobrenie RU 2652603, 27.04.2018. Zayavka № 2017121725 ot 20.06.2017.
4. Agievich S.N., Bepalov V.L., Ledovskaya E.G., Matyuhin A.S., Pod'yachev P.A., Sevidov V.V. Sposob opredeleniya parametrov orbity iskusstvennogo sputnika Zemli s ispol'zovaniem priemnyh opornyh repnyh stancij. Patent na izobrenie RU 2702098 C1, 04.10.2019. Zayavka № 2018127491 ot 25.07.2018.
5. Agievich S.N., Vatutin V.M., Matyuhin A.S., Modin M.I., Sevidov V.V. Sposob opredeleniya parametrov orbity iskusstvennogo sputnika zemli s ispol'zovaniem priemo-peredayushchih opornyh repnyh stancij. Patent na izobrenie RU 2708883 C1, 12.12.2019. Zayavka № 2018134855 ot 01.10.2018.
6. Volkov R.V., Malyshev S.R., Sevidov V.V., Simonov A.N. Opredelenie kanonicheskikh parametrov sputnikov-retranslyatorov po radiosignalam opornyh repnyh stancij. // Trudy Voenno-kosmicheskoy akademii im. A.F. Mozhajskogo. 2016. № 655. S. 88-92.
7. Sevidov V.V. Opredelenie koordinat i parametrov dvizheniya istochnika radioizlucheniya na osnove raznostno-vremennyh i raznostno-doplerovskih izmerenij // Programmy dlya EVM. Bazy dannyh. Topologii integral'nyh mikroskhem. 2015. № 11. S. 2.
8. Volkov R.V., Sevidov V.V., Teslevich S.F. Matematicheskaya model' radiosignala, prinyatogo kompleksom radiomonitoringa ot sputnika-retranslyatora. // Naukoemkie tekhnologii. 2015. T. 16. № 12. S. 44-49.
9. Volkov R.V., Sevidov V.V., Bogdanovskij S.V., Teslevich S.F. Model' poverhnosti Zemli pri opredelenii mestopolozheniya zemnoj stancii po signalam sputnikov-retranslyatorov. // Naukoemkie tekhnologii. 2016. T. 17. № 12. S. 44-50.
10. Sevidov V.V., Volkov R.V., Simonov A.N. Antenno-fidernye sistemy sredstv radioelektronnogo podavleniya. Uchebnoe posobie / Sankt-Peterburg, 2015.

СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛОВ В КАНАЛЕ ОЦЕНКИ ДИСПЕРСИИ ПОМЕХИ ОБНАРУЖИТЕЛЯ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С ДВОЙНОЙ МЕАНДРОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

В. В. Филоненко¹

¹ВУНЦ ВВС «ВВА», г. Воронеж, Россия

Аннотация. Приведены результаты исследования статистических характеристик сигналов в канале оценки дисперсии помехи обнаружителя навигационных сигналов с двойной меандровой модуляцией, определен закон распределения вероятностей его выходной величины, установлена зависимость величины порога обнаружения от выходной величины канала оценки дисперсии помехи, обеспечивающая постоянный уровень вероятности ложной тревоги.

Ключевые слова: обнаружение навигационных сигналов, закон распределения случайной величины, проверка гипотез о значениях параметров распределения, выбор порога обнаружения.

STATISTICAL CHARACTERISTICS OF SIGNALS IN THE NOISE DISPERSION ESTIMATION CHANNEL OF THE NAVIGATION SIGNALS WITH DOUBLE MEANDER MODULATION DETECTOR

V. V. Filonenko¹

¹VUNTS VVS "VVA", Voronezh, Russia

Abstract. The results of the research of statistical characteristics of signals in the noise dispersion estimation channel of the navigation signals with double meander modulation detector are presented.

Keywords: detection of navigation signals, the law of distribution of a random variable, testing hypotheses about the values of distribution parameters, selecting the detection threshold.

1. ВВЕДЕНИЕ

Развитие ГНСС и их функциональных дополнений в большой степени связывают с внедрением новых видов навигационных сигналов с кодовым разделением. В современных ГНСС широко используют *BPSK*- и *BOC*-сигналы с двоичной фазовой манипуляцией [1]. В [2, 3] предложено использование *DBOC* (*dual binary offset carrier*)-сигналов с двойной меандровой модуляцией, обладающих автокорреляционной функцией (АКФ) с узким основным лепестком и уменьшенным по сравнению с *BOC*-сигналами уровнем боковых лепестков.

Для синтеза структуры оптимальных обнаружителей *DBOC*-сигналов в навигационной аппаратуре потребителей (НАП) ГНСС необходимо знать закон распределения вероятностей принимаемой смеси полезного сигнала с помехами и параметры этого распределения. В частности, значение дисперсии (мощности) помехи применяется для расчета по критерию Неймана-Пирсона величины порога обнаружения.

Цель работы – исследование статистических характеристик сигналов в канале оценки дисперсии помехи обнаружителя навигационных *DBOC*-сигналов, обеспечивающего постоянный уровень ложных тревог в условиях шумовых гауссовских помех различной интенсивности.

Цель работы достигается решением частных задач:

- обоснование структуры обнаружителя DBOC-сигналов в НАП ГНСС;
- определение закона распределения вероятностей выходной величины канала оценки дисперсии помехи;
- установление зависимости порога обнаружения от оценки дисперсии помехи.

2. ОБОСНОВАНИЕ СТРУКТУРЫ ОБНАРУЖИТЕЛЯ СИГНАЛОВ С ДВОЙНОЙ МЕАНДРОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Для определения структуры обнаружителя необходимо рассмотрение структуры навигационного сигнала. DBOC-сигнал без учета навигационного сообщения описывается выражением:

$$S(t) = AG_{\text{ДК}}(t)M_1(t)M_2(t)\cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (1)$$

где A – амплитуда сигнала; $G_{\text{ДК}}(t)$ – псевдослучайная последовательность (ПСП) дальномерного кода; $M_1(t)$, $M_2(t)$ – первое и второе меандровое поднесущее колебание (МПК); $\omega_0 = 2\pi f_0$ – циклическая частота несущего колебания, φ_0 – начальная фаза, распределенная по равномерному закону в диапазоне $[0; 2\pi]$; t – текущее значение времени.

Частоты МПК f_{M_1} , f_{M_2} и частота ПСП дальномерного кода f_c выбираются кратными базовой частоте $f_b = 1,023$ МГц. Сигнал обозначается $DBOC(k, m, n)$, где $n = f_c / f_b$, $m = f_{M_1} / f_b$, $k = f_{M_2} / f_c$ – коэффициенты кратности частоты ПСП дальномерного кода, первой и второй поднесущих частот базовой частоте. В общем виде спектр DBOC-сигнала можно рассматривать как результат двухкратного расщепления спектра фазоманипулированного BPSK-сигнала меандровыми поднесущими колебаниями: сначала сплошной спектр BPSK-сигнала раздваивается первой поднесущей частотой, затем полученный спектр – второй, как показано на рисунке 1.

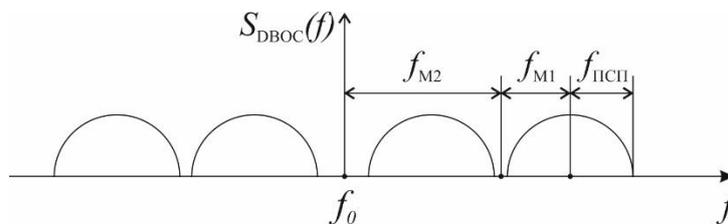


Рис. 1. Общий вид спектра DBOC-сигнала

Центральные частоты спектральных компонент соответственно равны:

$$f_1 = f_0 - f_{M_2} - f_{M_1}; \quad f_2 = f_0 - f_{M_2} + f_{M_1}; \quad f_3 = f_0 + f_{M_2} - f_{M_1}; \quad f_4 = f_0 + f_{M_2} + f_{M_1}.$$

Обобщенная структурная схема обнаружителя навигационных сигналов, функционирующего по критерию Неймана-Пирсона, представлена на рисунке 2.

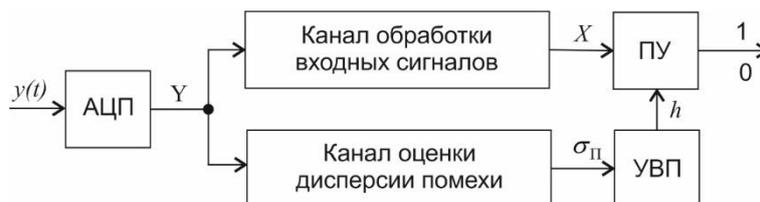


Рис. 2. Обобщенная структурная схема обнаружителя

Входной сигнал обнаружителя имеет вид:

$$y(t) = S(t) + j(t) \quad (2)$$

где $j(t)$ – помеховое воздействие.

На выходе аналогово-цифрового преобразователя (АЦП) формируется вектор цифровых отсчетов Y . На выходе канала обработки входных сигналов формируется значение X , являющееся результатом накопления энергии полезных навигационных сигналов. Особенностью работы обнаружителя является то, что навигационные сигналы излучаются непрерывно и для расчета порога по критерию Неймана-Пирсона необходим отдельный канал, в котором компенсируется полезный сигнал и определяется уровень мощности помехи (канал оценки дисперсии помехи). Значение среднеквадратического отклонения (СКО) помехового сигнала σ_{Π} с выхода канала оценки дисперсии помехи подается в устройство выбора порога (УВП) для расчета значения порога обнаружения h и выдачи его в пороговое устройство (ПУ).

По аналогии с обработкой навигационных сигналов с модуляцией одним МПК (ВОС-сигналов) [4], в канале обработки входных сигналов каждая из четырех спектральных компонент может подвергаться оптимальной корреляционной обработке как отдельный фазоманипулированный сигнал. Для усреднения неизвестной начальной фазы принимаемых сигналов необходимо предварительное выполнение квадратурной обработки. Таким образом, в канале обработки входных сигналов необходимо реализовать восемь каналов корреляционной обработки.

Результаты обработки в корреляторах объединяются в соответствии с выражением:

$$X = \sqrt{\sum_{l=1}^8 X_l^2}, \quad (3)$$

где X_l – величина на выходе l -го коррелятора, t_i – дискретные отсчеты времени.

Канал оценки дисперсии помехи функционирует аналогично, но в опорном сигнале вместо ПСП дальномерного кода используется квазиортогональная последовательность $G_{\text{КОРТ}}$ [4]. Выходные величины корреляторов канала оценки дисперсии помехи формируются в соответствии с выражениями:

$$Z_1 = \sum_{i=1}^M y(t_i) G_{\text{КОРТ}}(t_i) \cos(2\pi f_1 t_i), \quad (4)$$

$$Z_2 = \sum_{i=1}^M y(t_i) G_{\text{КОРТ}}(t_i) \sin(2\pi f_1 t_i), \quad (5)$$

$$Z_3 = \sum_{i=1}^M y(t_i) G_{\text{КОРТ}}(t_i) \cos(2\pi f_2 t_i), \quad (6)$$

$$Z_4 = \sum_{i=1}^M y(t_i) G_{\text{КОРТ}}(t_i) \sin(2\pi f_2 t_i), \quad (7)$$

$$Z_5 = \sum_{i=1}^M y(t_i) G_{\text{КОРТ}}(t_i) \cos(2\pi f_3 t_i), \quad (8)$$

$$Z_6 = \sum_{i=1}^M y(t_i) G_{\text{КОРТ}}(t_i) \sin(2\pi f_3 t_i), \quad (9)$$

$$Z_7 = \sum_{i=1}^M y(t_i) G_{\text{КОРТ}}(t_i) \cos(2\pi f_4 t_i), \quad (10)$$

$$Z_8 = \sum_{i=1}^M y(t_i) G_{\text{КОРТ}}(t_i) \sin(2\pi f_4 t_i), \quad (11)$$

$$\sigma_{\Pi} = \sqrt{\sum_{l=1}^8 Z_l^2}, \quad (12)$$

Таким образом, в ходе решения первой частной задачи обоснована обобщенная структурная схема обнаружителя, представленная на рисунке 2, и получены выражения, описывающие обработку принимаемых сигналов в канале оценки дисперсии помехи (4) – (12).

3. ОПРЕДЕЛЕНИЕ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СИГНАЛОВ НА ВЫХОДЕ КАНАЛА ОЦЕНКИ ДИСПЕРСИИ ПОМЕХИ

Для определения закона распределения выходной величины канала оценки дисперсии помехи (12) можно воспользоваться свойством, в соответствии с которым

случайная величина $Z = \sqrt{\sum_{l=1}^n Z_l^2}$, где Z_l – независимые гауссовские случайные величины, имеющие нулевые математические ожидания и одинаковые дисперсии, имеет распределение, плотность вероятности которой описывается выражением [5]:

$$p(x) = \frac{x^{n-1} e^{-x^2/2\sigma^2}}{2^{(n-2)/2} \sigma^n \Gamma(n/2)}, \quad (13)$$

где σ – среднее квадратичное отклонение Z ; $\Gamma(n)$ – гамма-функция, которая при $n > 0$ и n – целое число определяется как $\Gamma(n) = (n-1)!$.

Следовательно, для использования (13) для описания выходной величины канала оценки дисперсии σ_{Π} требуется проверить выполнение условий:

- нормального закона распределения вероятностей величины на выходах корреляторов (4) – (11);
- независимости случайных величин на выходах корреляторов;
- равенство нулю их математических ожиданий;
- равенство между собой дисперсий.

Для определения статистических характеристик величин на выходах корреляторов канала оценки дисперсии помехи получены выборки случайных величин $Z_1 \dots Z_8$ объемом $N = 10000$ при отношении «сигнал/помеха» (ОСП) на входе обнаружителя $s/j = -16$ дБ и $s/j = -26$ дБ. Для определения закона распределения (4) – (11) построены гистограммы выборок. Количество интервалов определено по формуле Стерджесса $K = 1 + 3,22 \lg N$ [5]. Проверка гипотезы о нормальном распределении выполнена по критерию согласия χ^2 -Пирсона [6]:

$$\chi^2 = \sum_{j=1}^K \frac{(v_j - Np_j^0)^2}{Np_j^0}, \quad (14)$$

где j – номер интервала; v_j – частота, накопленная в j -м интервале; p_j^0 – вероятность попадания случайной величины в j -й интервал при нормальном распределении.

В результате получены шестнадцать наблюдаемых значений χ^2 в диапазоне [4,5;17,1], практически не зависящие от ОСП. Оценка соответствия исследуемых распределений нормальному закону производилась в соответствии с [6]. Число степеней свободы $r = K - s$, где $K = 14$, $s = 3$ – число наложенных связей. Критическое значение

$\chi_{кр}^2 = 19,68$ при уровне значимости $\alpha = 0,05$ определено в [6]. Условие $\chi^2 < \chi_{кр}^2$ выполняется для всех выборок, следовательно, гипотеза о нормальном распределении выходных значений корреляторов не отвергается при данном уровне значимости.

Проверка второго условия выполнена с учетом того, что некоррелированность нормально распределенных случайных величин эквивалентна их независимости [6]. Определены попарные коэффициенты корреляции неранжированных выборок (4) – (11) раздельно для $s/j = -16$ дБ и $s/j = -26$ дБ. Для принятия решения о значимости найденных коэффициентов корреляции проверены гипотезы $\rho_{ij} = 0$, т.е. связь между выходами корреляторов отсутствует. Проверка заключалась в вычислении статистик [7]

$$t_{ij} = \frac{\rho_{ij} \sqrt{N-2}}{\sqrt{1-\rho_{ij}^2}}, \quad (15)$$

имеющих распределение Стьюдента с $r = N-2$ степенями свободы, и сравнении их с критическим значением $t_{кр}$ для установленного уровня значимости. В случае выполнения условия $|t_{ij}| < t_{кр}$ гипотеза об отсутствии корреляции i -й и j -й выборки не отвергается. В результате обработки выборок $Z_1 \dots Z_8$ получено: диапазон значений коэффициентов корреляции $\rho_{ij} \in [-0,0177; 0,0176]$, практически не зависящий от ОСП, значений статистики (15) $t_{ij} \in [-1,77; 1,76]$. При уровне значимости $\alpha = 0,05$. Критическое значение статистики при этом $t_{кр} = 1,96$ [6], условие $|t_{ij}| < t_{кр}$ выполняется для всех пар значений i и j , что позволяет сделать вывод о независимости величин на выходах корреляторов.

Проверка гипотезы о равенстве нулю математических ожиданий (4) – (11) выполнена путем вычисления статистик [7, 8]:

$$t_i = \frac{\bar{x}_i \sqrt{N}}{S_i}, \quad (16)$$

где \bar{x}_i – выборочные средние, S_i^2 – исправленные выборочные дисперсии. Эти статистики имеют стандартное нормальное распределение с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией. Для уровня значимости $\alpha = 0,05$ критическое значение статистики $t_{кр} = 1,64$. В результате проверки гипотезы определено, что значение статистики (16) при $s/j = -26$ дБ $t_{i26} \in [-1,45; 1]$, а при $s/j = -16$ дБ $t_{i16} \in [-1,57; 1,45]$. Условие $|t_i| < t_{кр}$ выполняется для всех выборок, что свидетельствует о возможности принятия гипотезы о равенстве нулю математических ожиданий величин на выходах корреляторов канала оценки дисперсии в широком диапазоне значений ОСП. Кроме того, выполнение условия равенства нулю математических ожиданий подтверждает предположение об эффективности подавления сигнальной составляющей на выходах корреляторов канала оценки дисперсии помехи путем использования квазиортогональных опорных сигналов.

Гипотеза о равенстве дисперсий случайных величин на выходах корреляторов (4) – (11) $\sigma_i^2 = \sigma_j^2$ проверена путем вычисления статистик [7, 8]:

$$F_{ij} = S_i^2 / S_j^2, \quad (17)$$

имеющих распределение Фишера с $n-1$ и $m-1$ степенями свободы, где в исследуемом случае $n = m = N$. В числителе (17) всегда должна стоять большая из двух величин. Если выполняется условие:

$$F_{ij} > F_{\alpha}(n-1; m-1), \quad (18)$$

где F_{α} – критическое значение статистики, то гипотеза равенства отклоняется в пользу альтернативы $\sigma_i^2 > \sigma_j^2$. В результате обработки выборок $Z_1 \dots Z_8$ получен диапазон значений статистики (17) $F_{ij} \in [1; 1,04]$. Критическое значение статистики (17) при уровне значимости $\alpha = 0,01$, полученное в среде Microsoft Excel, $F_{\alpha}(9999; 9999) = 1,048$, что свидетельствует о возможности принятия гипотезы о равенстве дисперсий выборок на выходах корреляторов канала оценки дисперсии помехи.

В результате проверки условий нормальности распределений и независимости случайных величин (4) – (11), равенства нулю их математических ожиданий и равенства между собой дисперсий можно сделать вывод о возможности использования (13) для описания выходной величины канала оценки дисперсии помехи (12). Окончательное выражение плотности вероятности (13) при числе степеней свободы $n = 8$ имеет вид:

$$p_8(x) = \frac{x^7 e^{-x^2/2\sigma^2}}{48\sigma^8}, \quad (19)$$

а графическая зависимость (19) представлена на рисунке 3, где кроме графика плотности вероятности показаны порог обнаружения h и область, площадь которой равна заданной вероятности ложной тревоги $P_{ЛТ}$.

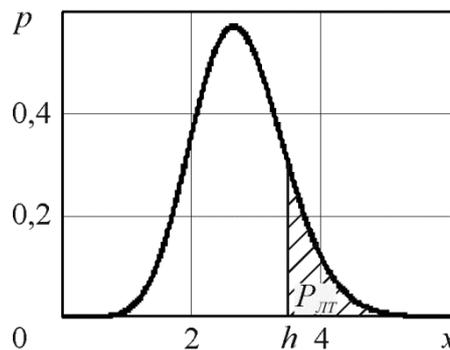


Рис. 3. Плотность вероятности распределения Рэлея при $n=8$

Обеспечение функционирования обнаружителя *DBOC*-сигналов в широком диапазоне значений ОСП кроме точного несмещенного оценивания значения дисперсии помех требует определения закона изменения значения порога от выходной величины канала оценки дисперсии, обеспечивающего постоянный уровень вероятности ложной тревоги. Требуемое значение порога вычисляется путем решения относительно h уравнения:

$$\int_h^{+\infty} \frac{x^7 e^{-x^2/2\sigma^2}}{48\sigma^8} dx = P_{ЛТ}, \quad (20)$$

Уравнение (20) имеет различные решения при различных значениях $\sigma_{П}$. Для исследования выбран диапазон изменения ОСП $s/j \in [-40; -10]$ дБ. Зависимость $\sigma_{П}(s/j)$, определенная методом имитационного моделирования, представлена на рисунке 4. В соответствии с графиком на рисунке 4 установлен диапазон изменения выходной величины канала оценки дисперсии помех $\sigma_{П} \in [0; 0,5]$.

В определенных границах изменения $\sigma_{П}$ путем решения численными методами (20) построены графические зависимости значения порога обнаружения от выходной

величины канала оценки дисперсии помехи, представленные на рисунке 4, где линия 1 соответствует $P_{лт} = 10^{-4}$, линия 2 – $P_{лт} = 10^{-6}$.

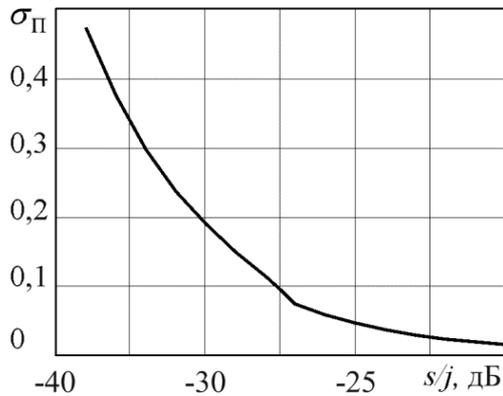


Рис. 4. Зависимость выходной величины канала оценки дисперсии от ОСШ

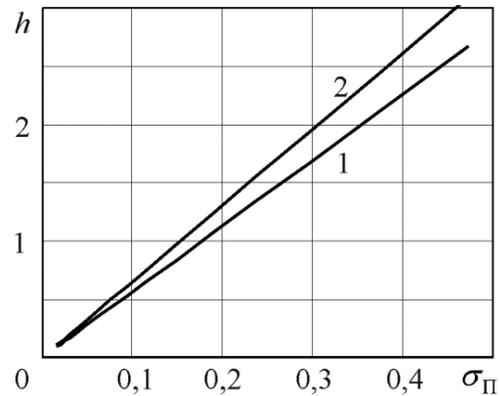


Рис. 5. Зависимости порога обнаружения от выходной величины канала оценки дисперсии

Зависимости $h(\sigma_{\Pi})$, представленные на рис. 4, имеют линейный характер и достаточно точно описываются функцией вида:

$$h = a\sigma + b, \quad (21)$$

где коэффициенты a и b зависят от заданной вероятности ложной тревоги.

Для нахождения коэффициентов a и b при различных значениях вероятности ложной тревоги составлены уравнения соответствующих прямых по двум известным точкам. При вероятности ложной тревоги $P_{лт}=10^{-4}$: $a=5,6425$; $b= - 0,00025$. При вероятности $P_{лт}=10^{-6}$: $a=6,535$; $b= - 0,0005$.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, выполнено исследование статистических характеристик сигналов в канале оценки дисперсии помех обнаружителя навигационных сигналов с двойной меандровой модуляцией НАП ГНСС, обеспечивающего постоянный уровень ложных тревог в условиях шумовых гауссовских помех различной интенсивности, в ходе которого:

- подтверждена эффективность использования сигналов квазиортогональных ПСП для подавления сигнальной составляющей в канале оценки дисперсии помехи путем проверки гипотезы о равенстве нулю математических ожиданий выходных величин корреляторов, что позволяет сделать вывод о получении несмещенной оценки дисперсии помехи;

- показана возможность использования аналитического выражения вида (19) для описания статистики на выходе канала оценки дисперсии помехи;

- на основе вышесказанного установлено, что зависимость величины порога обнаружения от выходной величины канала оценки дисперсии помехи, обеспечивающая постоянный уровень вероятности ложной тревоги, имеет вид линейной функции (21); устройство выбора порога на рисунке 1 при этом представляет собой усилительное звено.

ЛИТЕРАТУРА

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. Изд. 4-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010. – 800 с.
2. Вейцель А.В. Новый класс меандровых шумоподобных радиосигналов для радионавигационных систем // Вестник МАИ. 2009. т. 16 № 7. – С. 43 – 48.
3. Неровный В.В., Журавлев А.В., Кирюшкин В.В., Филоненко В.В., Неровная Н.А. Автокорреляционные функции навигационных сигналов с меандровой модуляцией на двух поднесущих частотах // Радиотехника. 2022. Т. 86. № 7. – С. 56-61.
4. Неровный В.В. Помехоустойчивость мультисистемной аппаратуры потребителей ГНСС: монография. Воронеж: Издательско-полиграфический центр «Научная книга», 2018. – 230 с.
5. Перов А.И. Статистическая теория радиотехнических систем: учеб. пособие для вузов. М.: Радиотехника, 2003. – 400 с.
6. Вентцель Е.С. Теория вероятностей. Учеб. для вузов. 10-е изд., стер. М.: Высшая школа, 2006. – 575 с.
7. Пучков Н.П. Математическая статистика. Применение в профессиональной деятельности. Учеб. пособие. Тамбов: Изд-во ФГБОУ ВПО «ТГТУ», 2013. – 80 с.
8. Кобзарь А.И. Прикладная математическая статистика. Для инженеров и научных работников. М. Физматлит, 2006. – 816 с.

REFERENCES

1. GLONASS. Principles of construction and functioning. Edited by Perov, A. I., Harisov, V. N. M.: Radio Engineering, 2010. – 800 p.
2. Veytsel, A. V. A new class of meander noise-like radio signals for radio navigation systems // Aerospace MAI journal. 2009. V. 16 № 7. – P. 43 – 48.
3. Nerovny, V. V., Zhuravlev, A. V., Kiryushkin, V. V., Filonenko, V. V., Nerovnaya, N. A. Autocorrelation functions of navigation signals with meander modulation at two subcarrier frequencies. Radioengineering. 2022. V. 86. № 7. – P. 56-61.
4. Nerovniy, V. V. Noise immunity of multi-system equipment of GNSS consumers. Voronezh: Scientific book, 2018. – 230 p.
5. Perov, A. I. Statistical theory of radio engineering systems: textbook. Manual for universities. M.: Radio Engineering, 2003. – 400 p.
6. Wentzel E.S. Probability theory. Textbook. M.: High School, 2006. – 575 p.
7. Puchkov, N.P. Mathematical statistics. Application in professional activity. Study guide. Tambov: FGBOU VPO “TGTU”, 2013. – 80 p.
8. Kobzar, A. I. Applied mathematical statistics. For engineers and researchers. M.: FIZMATLIT, 2006. – 400 p.

УСОВЕРШЕНСТВОВАННЫЙ СПОСОБ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ ИМПУЛЬСНЫХ РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ

А.А. Кононов, И.Г. Пивкин, А.А. Дружков,
ВУРЭ, Череповец, Россия.

Аннотация В данной статье рассматривается вопрос определения местоположения источников импульсных радиоизлучений на основе разностно-дальномерных измерений с использованием одного подвижного приемного пункта, размещенного на беспилотном летательном аппарате. Предлагаемый способ определения местоположения (ОМП) источника радиоизлучения (ИРИ) направлен на сокращение количества приемных пунктов и повышение точности определения координат.

Ключевые слова: источник радиоизлучения, подвижный приемный пункт, ОМП ИРИ, координатно-информативный параметр (КИП), разностно-дальномерные измерения.

AN IMPROVED METHOD FOR DETERMINING THE LOCATION OF RADIO PULSED SOURCES

A.A. Kononov, I.G. Pivkin, A.A. Druzhkov,
VURE, Gherepovets, Russia.

Abstract This article discusses the issue of determining the location of sources of pulsed radio emissions based on difference-rangefinder measurements using a single mobile receiving point placed on an unmanned aerial vehicle. The proposed method for determining the location (WMD) of a radio emission source is aimed at reducing the number of receiving points and improving the accuracy of determining coordinates.

Keywords: source of radio emission, mobile receiving point, OMP IRI, coordinate-informative parameter, difference-rangefinder measurements.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время беспилотные летательные аппараты (БЛА) используются во всех сферах жизнедеятельности общества, от доставки посылок до проведения поисковых мероприятий. В Вооруженных силах Российской Федерации происходит интегрирование таких аппаратов в состав существующих систем вооружения и военной техники, в том числе состав комплексов ОМП, предназначенных для поиска и определения координат источников радиоизлучения (ИРИ). Применение БЛА в данных комплексах обусловлено ограниченной электромагнитной доступностью (ЭМД) между ИРИ и наземными приемными пунктами (ПП).

В классическом варианте при использовании разностно-дальномерного метода ОМП ИРИ на плоскости требуется не менее трех разнесенных в пространстве ПП. Вместе с тем, используя на одном подвижном приемном пункте (ППП) новые подходы к оцениванию КИП, представляется возможность сформировать «квазимногопозиционную» систему ОМП ИРИ [1,2]. Ввиду особенностей работы импульсных ИРИ и формируемых ими диаграмм направленности возникают трудности при организации многопозиционной системы ОМП.

Следовательно, разработка способа ОМП ИРИ, позволяющего сократить количество приемных пунктов до одного с сохранением требуемой точности определения координат, является актуальной задачей.

Таким образом целью данной статьи является разработка способа ОМП ИРИ на основе разностно-дальномерных измерений в условиях применения одного подвижного приемного пункта.

Для решения поставленной цели были определены рамки исследования:

1. Принимаемый сигнал является импульсным сигналом с постоянным периодом следования импульсов ($T=\text{const}$).
2. ППП размещен на БЛА с возможностью использования глобальных систем позиционирования.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Сущность разрабатываемого способа представлена в виде блок-схемы на рисунке 1.



Рис.1. Блок-схема рассматриваемого способа

В основе способа заложен прием импульсных сигналов от ИРИ с фиксацией собственных координат БЛА и вычислением координатно-информативных параметров (КИП) в каждой точке участка маршрута (рис.2) [3].

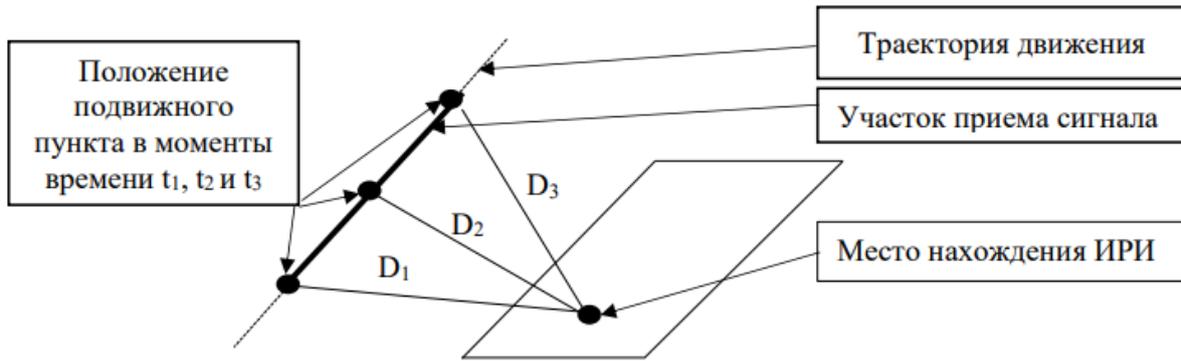


Рис. 2. Графическое отображение способа ОМП ИРИ с помощью одного подвижного приемного пункт.

При перемещении БЛА по заданному маршруту на основе вычисленных КИП производится формирование виртуальных периодов следований импульсов и дальнейший расчет координат ИРИ (рис.3).

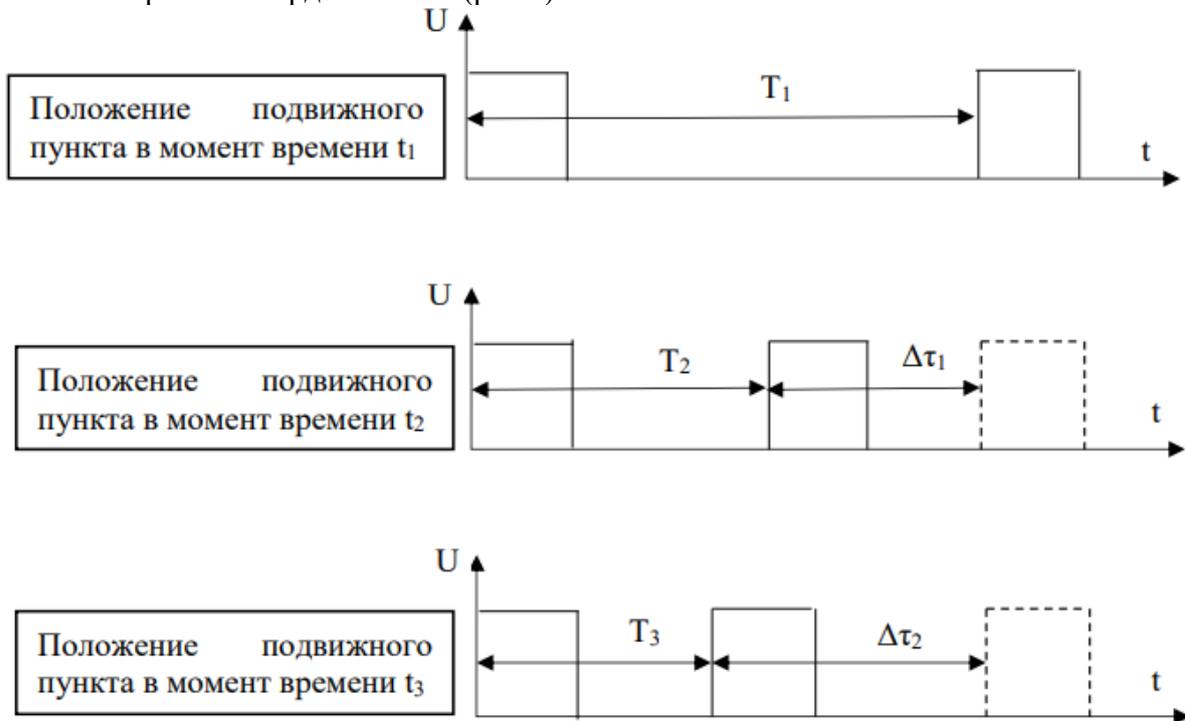


Рис.3. Диаграмма импульсных радиосигналов на временной шкале

Перемещаясь по траектории полета БЛА осуществляет оценку основных параметров (T_i , τ_i), выбранного импульсного сигнала ИРИ. T_i – это искусственно создаваемые периоды на основе принятых КИП для дальнейшего вычисления координат ИРИ. Таким образом, множество измеренных значений временных задержек с соответствующими координатами БЛА является аналогичным массиву исходных данных в классическом разностно-дальномерном методе [4].

В каждой точке нахождения ППП осуществляется прием импульсного сигнала от ИРИ. При перемещении по участку маршрута возникает временная задержка сигнала, которая позволяет определить период следования импульсов принимаемого сигнала.

$$\begin{aligned} T_2 &= \Delta\tau_1 + T_1, \\ T_3 &= \Delta\tau_2 + T_1, \\ T_i &= \Delta\tau_{i+1} + T_1, \end{aligned} \quad (1)$$

где Δt_i – временная задержка сигнала в каждой точке отсчета;
 T_i – период повторения импульсов;
 i – порядковый номер приемной точки БЛА.

Каждому из измеренных периодов соответствует набор расстояний от подвижного приемного пункта до источника радиоионизлучения, вычисляемый по формуле:

$$D_i = \frac{c * T_i}{2n}, \quad (2)$$

где c – скорость распространения радиоволн;
 $n \in \mathbb{N}$.

Положение БЛА представлено в виде полярной системы координат, а ввиду того, что для ОМП ИРИ требуется производить расчеты в декартовой системе координат, необходимо осуществить перевод одной системы координат в другую:

$$\begin{aligned} x &= R_3 * \cos \varphi * \sin \omega, \\ y &= R_3 * \cos \omega * \cos \varphi, \\ z &= R_3 * \sin \varphi, \end{aligned} \quad (3)$$

где φ – широта в полярной системе координат;
 ω – долгота в полярной системе координат;
 R_3 – радиус Земли.

Определение координат ИРИ осуществляется на основе решения трех наборов систем нелинейных уравнений:

$$\left\{ \begin{aligned} &\left\{ \begin{aligned} (x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 + (z - z_1)^2 &= D_{1i}^2 \\ (x - x_2)^2 + (y - y_2)^2 + (z - z_2)^2 &= D_{2i}^2 \\ x^2 + y^2 + z^2 &= R_3^2 \end{aligned} \right. \\ &\left\{ \begin{aligned} (x - x_2)^2 + (y - y_2)^2 + (z - z_2)^2 &= D_{2i}^2 \\ (x - x_3)^2 + (y - y_3)^2 + (z - z_3)^2 &= D_{3i}^2 \\ x^2 + y^2 + z^2 &= R_3^2 \end{aligned} \right. \\ &\left\{ \begin{aligned} (x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 + (z - z_1)^2 &= D_{1i}^2 \\ (x - x_3)^2 + (y - y_3)^2 + (z - z_3)^2 &= D_{3i}^2 \\ x^2 + y^2 + z^2 &= R_3^2 \end{aligned} \right. \end{aligned} \right. \quad (4)$$

где (x, y, z) – предполагаемые координаты местонахождения ИРИ;
 (x_1, y_1, z_1) – декартовы координаты положения подвижного приемного пункта в момент времени t_1 ;
 (x_2, y_2, z_2) – декартовы координаты положения подвижного приемного пункта в момент времени t_2 ;
 (x_3, y_3, z_3) – декартовы координаты положения подвижного приемного пункта в момент времени t_3 .

В результате математических преобразований система (4) принимает следующий вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} y = A_{1i} + B_{1i}z \\ x = C_{1i} + D_{1i}z \\ E_{1i}z^2 + F_{1i}z + G = 0 \end{array} \right. , \quad (5)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} y = A_{2i} + B_{2i}z \\ x = C_{2i} + D_{2i}z \\ E_{2i}z^2 + F_{2i}z + G = 0 \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} y = A_{3i} + B_{3i}z \\ x = C_{3i} + D_{3i}z \\ E_{3i}z^2 + F_{3i}z + G = 0 \end{array} \right.$$

где

$A_{1i}, A_{2i}, A_{3i}, B_{1i}, B_{2i}, B_{3i}, C_{1i}, C_{2i}, C_{3i}, D_{1i}, D_{2i}, D_{3i}, E_{1i}, E_{2i}, E_{3i}, F_{1i}, F_{2i}, F_{3i}, G_{1i}, G_{2i}, G_{3i}$ – коэффициенты, полученные при решении системы уравнений.

Для достижения требуемой точности ОМП ИРИ необходимо период следования импульсов делить на множество интервалов с постоянным увеличением их числа.

Определение истинных координат ИРИ осуществляется с помощью метода наименьших квадратов за счет поиска минимально удаленных друг от друга точек $(x_{n2}; y_{n2}; z_{n2})$ и $(x_{n3}; y_{n3}; z_{n3})$ по формуле:

$$\Delta(x; y; z)_{\min} = \min_i \sqrt{(x_{n2} - x_{n3})^2 + (y_{n2} - y_{n3})^2 + (z_{n2} - z_{n3})^2} \quad (6)$$

Найденному значению $\Delta(x; y; z)_{\min}$ соответствует определенное значение n и истинное положение ИРИ с координатами $(x; y; z)$.

Обратный перевод из декартовой геоцентрической системы координат в полярную геоцентрическую систему координат осуществляется по следующим формулам:

$$\varphi = \arcsin\left(\frac{z}{R_3}\right)$$

$$\omega = \arctg\left(\frac{y}{x}\right) \quad (7)$$

Основным преимуществом предлагаемого способа является сокращение количества ПП, задействованных в системе ОМП ИРИ.

Результатом проведенного сравнения предложенного способа с аналогами, а также поиска известных технических решений в данной и смежных областях техники с целью выявления признаков, совпадающих с отличительными признаками заявленного способа, явилось отсутствие в общедоступных источниках подобной информации.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведенной работы был предложен способ определения местоположения источника импульсных радиоизлучений на основе разностно-дальномерных измерений с использованием одного ППП, размещенного на БЛА. Данный способ позволяет сократить количество приемных пунктов, размещаемых на БЛА, до одного. Кроме того, были получены математические выражения для расчета координат ИРИ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Волков Р.В. Основы построения и функционирования разностно-дальномерных систем координатометрии источников радиоизлучения / Р.В. Волков, С.В. Дворников, В.Н. Саяпин, А.Н. Симонов / СПб.: ВАС, 2013.–10 с.
2. Сайбель, А. Г. Разностно-дальномерный метод радиопеленгования / А. Г.Сайбель. – М.: Радиотехника, 2003. – 43 с.

3. 3. Патент РФ на изобретение № RU2695321 от 06.12.2018 Пивкин И.Г., Гайчук Ю.Н. и др.
4. 4. Сравнение методов определения географического местоположения источника сигнала, основанных на разнице во времени прихода и угле прихода сигналов / Отчет МСЭ-R SM.2211-1 (06/2014). – Управление использованием спектра, 2015. – 32 с.

REFERENCES

1. Volkov R.V. Fundamentals of the construction and functioning of difference-rangefinder systems for the coordination of radio emission sources / R.V. Volkov, S.V. Dvornikov, V.N. Sayapin, A.N. Simonov / St. Petersburg: VAS, 2013.-10 p.
2. Saibel, A. G. The difference-rangefinder method of radio direction finding / A. G.Saibel. – M.: Radio Engineering, 2003. – 43 p .
3. 3. RF patent for invention No. RU2695321 dated 06.12.2018 Pivkin I.G., Gaichuk Yu.N. et al.
4. Comparison of methods for determining the geographical location of the signal source based on the difference in the time of arrival and the angle of arrival of signals / ITU-R Report SM.2211-1 (06/2014). – Spectrum management, 2015. – 32 p.

ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ ШУМОВОГО СИГНАЛА ВЕРТИКАЛЬНОЙ АНТЕННОЙ НА ОСНОВЕ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКОЙ ГОЛОГРАФИИ

С. А. Пересёлков¹, В. М. Кузькин², Ю. В. Матвиенко³,
С. А. Ткаченко¹, П. В. Рыбьянец¹, И. М. Косенко¹, А. С. Переселков¹

¹Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

²Институт общей физики им. А.М. Прохорова Российской академии наук,
(ИОФ РАН), Москва, Россия

³Институт проблем морских технологий ДВО Российской академии наук,
(ИПМТ ДВО РАН), Владивосток, Россия

Аннотация. Описана интерферометрическая обработка гидроакустической информации с применением вертикальной линейной антенны. Установлена связь спектральной плотности двумерного фурье-преобразования интерференционной картины, формируемой движущимся широкополосным шумовым источником, с апертурой. Оценены коэффициент усиления и помехоустойчивость обработки. Проанализирована область входных отношений сигнал/помеха, для которых вертикальная линейная антенна адекватно восстанавливает параметры шумового источника. На основе критерия Неймана–Пирсона рассмотрено обнаружение шумового сигнала. Получены выражения для вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги в зависимости от отношения сигнал/помеха. Выполнены численные расчеты кривых обнаружения шумового сигнала.

Ключевые слова: волноводная дисперсия, интерферометрия, голограмма, шумовой источник, критерий Неймана-Пирсона, характеристики обнаружения.

NOISE SIGNAL DETECTION CHARACTERISTICS OF A VERTICAL ANTENNA BASED ON INTERFEROMETRIC HOLOGRAPHY

S. A. Pereselkov¹, V. M. Kuz'kin², Yu. V. Matvienko³,
S. A. Tkachenko¹, P. V. Rybyanets¹, I. M. Kosenko¹, A. S. Pereselkov¹

¹Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

²A.M. Prokhorov General Physics Institute of Russian Academy of Sciences,
(GPI RAS), Moscow, Russia

³Institute of Marine Technology Problems of FEB Russian Academy of Sciences
(IPMT FEB RAS), Vladivostok, Russia

Abstract. Interferometric processing of hydroacoustic information using a vertical linear antenna is described. The relationship between the spectral density of the two-dimensional fourier-transformed interference pattern formed by a moving broadband noise source and the aperture is established. The gain and noise immunity of the processing are evaluated. The range of input signal-to-interference ratios for which the vertical linear antenna recovers adequately the noise source parameters is analyzed. The noise signal detection based on the Neumann-Pearson criterion is considered. Expressions for probabilities of correct detection and false alarms depending on a signal to noise ratio are received. Numerical calculations of noise signal detection curves are performed.

Keywords: waveguide dispersion, interferometry, hologram, noise source, Neumann-Pearson criteria, detection characteristics.

1. ВВЕДЕНИЕ

В океанических волноводах поле широкополосного шумового источника формирует интерференционную картину (интерферограмму): создается устойчивая система локализованных полос в переменных частота-время [1] или частота-расстояние [2]. Под интерферограммой, если речь идет о скалярной компоненте поля, понимается квадрат модуля давления в переменных частота-время (расстояние). В случае векторных компонент поля под интерферограммой понимается модуль из произведения или квадрата суммы различных их составляющих с соответствующими весами. Решение частных задач локализации источника звука на основе понятия волноводного инварианта [2] рассмотрено в работах [3–9].

Устойчивый к вариациям параметров океанической среды помехоустойчивый интерферометрический метод локализации источника предложен в работе [10]. Суть обработки заключается в следующем. За время наблюдения Δt в полосе излучения $\Delta\omega$ источника накапливаются J независимых реализаций длительностью t_s и временным интервалом δt_s между ними

$$J = \frac{\Delta t}{t_s + \delta t_s}. \quad (1)$$

Реализации независимы, если $\delta t_s > 2\pi/\Delta\omega$. Формируется интерферограмма в переменных частота-время, которая подвергается двумерному преобразованию Фурье в переменных время-частота. Преобразованную спектральную плотность условно назовем голограммой. На выходе интегрального преобразования спектральная плотность локализуется в форме фокальных пятен в малой области. Помеха распределена по всей области голограммы. На основе информации распределения спектральной плотности на голограмме решается комплексная задача локализации малошумных источников: обнаружение, пеленгование, определение радиальной скорости (проекции скорости по направлению к приемнику), удаления и глубины [11].

Помехоустойчивость интерферометрической обработки [10, 11] характеризуется предельным (минимальным) входным отношением сигнал/помеха (с/п) q_{lim} (по мощности). Для входных значений с/п $q_0 \geq q_{\text{lim}}$ реализуется квазикогерентное накопление спектральной плотности сигнала вдоль интерференционных полос. При этом обеспечивается устойчивое обнаружение и оценки параметров источника близки реальным значениям. Значением q_{lim} ограничивается потенциальная точность измерений. Обработку для входных отношений с/п $q_0 \geq q_{\text{lim}}$ можно рассматривать как обработку полностью детерминированного (предсказуемого) процесса. Значениям $q_0 < q_{\text{lim}}$ отвечает непредсказуемое, случайное поведение оценок параметров источника по отношению к истинным значениям. Для одиночного приемника и входных отношений с/п $q_{\text{вх}} \geq q_{\text{lim}}$ задача обнаружения шумового сигнала на основе критерия Неймана–Пирсона с использованием интерферометрической обработки рассмотрена в [12].

В настоящее время большое значение придается использованию автономных необитаемых подводных аппаратов для выполнения масштабных и трудоемких работ по патрулированию и охране морских акваторий [13]. Эффективная работа этих аппаратов предполагает использование малогабаритных антенн.

Цель данной работы – обобщить результаты обнаружения шумового сигнала [12] на случай приемной вертикальной линейной антенны. Приведены результаты численного моделирования для малогабаритных антенн.

2. ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКАЯ ОБРАБОТКА

Волновод полагается горизонтально-однородным. Пусть число элементов вертикальной антенны равно B , межэлементное расстояние – d , горизонтальное

расстояние от антенны до источника – r . Спектр сигнала источника сосредоточен в полосе $-(\Delta\omega/2) + \omega_0 \leq \omega \leq \omega_0 + (\Delta\omega/2)$, $\omega = 2\pi f$ – циклическая частота.

Поле на выходе b -го элемента, $b = \overline{1, B}$, запишем в виде суммы мод [14]

$$p_b(\omega, r, z_b) = \sum_m \psi_m(z_b) A_m(\omega, r) \exp[ih_m(\omega)r], \quad (1)$$

где $\psi_m(z)$, $A_m(\omega, r)$ и $h_m(\omega)$ – собственная функция, амплитуда и горизонтальное волновое число m -й моды; z_b – глубина b -го элемента. Число мод равно M . Цилиндрическое расхождение поля, модальное затухание и глубина источника z_s формально учитываются амплитудной зависимостью мод. В (1) медленным изменением собственной функции от частоты пренебрегается. На выходе антенны поле источника

$$p_{an}(\omega, r) = \sum_b p_b(\omega, r) = \sum_b \sum_m \psi_m(z_b) A_m(\omega, r) \exp[ih_m(\omega)r]. \quad (2)$$

Интерферограмма антенны $P_{an}(\omega, r) = |p_{an}(\omega, r)|^2$, согласно (1), (2), равна

$$P_{an}(\omega, r) = \sum_b \sum_a \sum_m \sum_n P_{bamn}(\omega, r), \quad (3)$$

где

$$P_{bamn}(\omega, r) = \psi_m(z_b) \psi_n^*(z_a) A_m(\omega, r) A_n^*(\omega, r) \exp[ih_{mn}(\omega)r]. \quad (4)$$

Здесь $h_{mn}(\omega) = h_m(\omega) - h_n(\omega)$. Рассмотрим случай движущегося источника с радиальной скоростью w . В интерферограмме (3) от переменной расстояния r перейдем к временной переменной t и применим к ней двумерное преобразование Фурье. Считаем, что начальному моменту времени $t_0 = 0$ соответствует расстояние r_0 . На выходе интегрального преобразования двумерная спектральная плотность определяется выражением

$$F_{an}(\tilde{\nu}, \tau) = \int_0^{\Delta t} \int_{\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}} P_{an}(\omega, t) \exp[i(\tilde{\nu}t - \omega\tau)] dt d\omega = \sum_b \sum_a \sum_m \sum_n F_{bamn}(\tilde{\nu}, \tau), \quad (5)$$

где $\tilde{\nu} = 2\pi\nu$ и τ – частота и время голограммы. Используя подход при получении спектральной плотности голограммы одиночного приемника [10], получаем

$$\begin{aligned} F_{bamn}(\tau, \tilde{\nu}) = & A_m(\omega_0, r_0) A_n^*(\omega_0, r_0) \psi_m(z_b) \psi_n^*(z_a) \Delta\omega \Delta t \times \\ & \exp\left[i\left(\frac{\tilde{\nu}\Delta t}{2} - \tau\omega_0\right)\right] \exp\left\{i\left[h_{mn}(\omega_0)\left(\frac{\Delta t}{2}w + r_0\right) + r_0(\tilde{\nu}/w)\right]\right\} \times \\ & \frac{\sin\left\{\left[(r_0 + wt_*)\frac{dh_{mn}(\omega_0)}{d\omega} - \tau\right]\frac{\Delta\omega}{2}\right\} \sin\left\{[wh_{mn}(\omega_0) + \tilde{\nu}]\frac{\Delta t}{2}\right\}}{\left[(r_0 + wt_*)\frac{dh_{mn}(\omega_0)}{d\omega} - \tau\right]\frac{\Delta\omega}{2} [wh_{mn}(\omega_0) + \tilde{\nu}]\frac{\Delta t}{2}}. \end{aligned} \quad (6)$$

Здесь t_* – выделенный момент времени на интервале наблюдения Δt , $0 < t_* < \Delta t$. Если положить $B = 1$, то соотношение (6) переходит в выражение для одиночного приемника.

По отношению к одиночному приемнику результативность интерферометрической обработки будем характеризовать коэффициентом усиления

$$\chi = |G_{an}|/|G_r|, \quad (7)$$

где

$$G_{an,r} = \iint_U |F_{an,r}(\tau, \tilde{\nu})| d\tau d\tilde{\nu}, \quad (8)$$

Индекс « r » относится к одиночному приемнику антенны, U – область локализации спектральной плотности голограммы. Из (6), (7) следует ожидать $\chi \cong B^2$. Равенство

выполняется тогда, когда значения собственных функций мод элементов антенны на различных глубинах равны между собой, $\psi_m(z_b) = \psi_m(z_a)$, $z_b \neq z_a$.

3. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ОБРАБОТКИ

В случае одиночного приемника и изотропной помехи для скалярной компоненты поля шумового источника предельное входное отношение с/п $q_{\text{lim}}^{(r)} \approx 1.5/J^2$. Использование комбинационных составляющих векторно-скалярного поля позволяет значение $q_{\text{lim}}^{(r)}$ уменьшить в 4–5 раз [11].

Положим, что шумовой сигнал и помеха статистически не связанные случайные процессы и на входе элементов антенны помеха не коррелирована. Второе условие выполняется, если $d \geq \lambda/2$, где λ – длина волны. Тогда предельное входное отношение с/п на элементе антенны оценивается как

$$q_{\text{lim}}^{(an)} = \alpha q_{\text{lim}}^{(r)}, \quad (9)$$

где $\alpha = B/\chi$. Значение $\chi \approx B^2$, так что $\alpha \approx 1/B$. Допустимые входные отношения с/п на единичном элементе антенны, когда оценки параметров источника близки реальным значениям, ограничены неравенством $q_0 \geq q_{\text{lim}}^{(an)}$.

4. ОБНАРУЖЕНИЕ ШУМОВОГО СИГНАЛА ПО КРИТЕРИЮ НЕЙМАНА–ПИРСОНА

Критерий Неймана–Пирсона оптимизирует вероятность правильного обнаружения p_1 при заданной вероятности ложной тревоги p_2 [15]. При рассмотрении задачи обнаружения шумового сигнала ограничимся областью входных отношений с/п $q_0 \geq q_{\text{lim}}$.

Кривые обнаружения при приеме на одиночный приемник [12]. Вероятность ложной тревоги $p_2^{(r)}$, как вероятность превышения помехой порогового уровня g_r , равна

$$p_2^{(r)} = 1 - 0.5 \left[\Phi(\kappa_n^{(r)} - 0.5) + \Phi(\kappa_n^{(r)} + 0.5) \right], \quad (10)$$

где безразмерный параметр $\kappa_n^{(r)} = g_r/2M_n^{(r)}$, $M_n^{(r)}$ – математическое ожидание помехи на выходе обработки, $\Phi(x)$ – интеграл ошибок

$$\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt. \quad (11)$$

По заданной вероятности ложной тревоги $p_2^{(r)}$ однозначно определяется параметр $\kappa_n^{(r)}$. С уменьшением вероятности ложной тревоги, как следует из (10), (11), значение $\kappa_n^{(r)}$ возрастает. Максимальное значение параметра $\kappa_n^{(r)}$ можно оценить из условия, что вероятность ложной тревоги близка нулю, $p_2 \approx 0$. Тогда, согласно (10), получаем оценку $\text{так} \kappa_n^{(r)} \approx 4$.

Вероятность правильного обнаружения $p_1^{(r)}$

$$p_1^{(r)} = 1 - 0.5 \left[\Phi(\eta_1^{(r)}) + \Phi(\eta_2^{(r)}) \right], \quad (12)$$

где

$$\eta_1^{(r)} = \frac{2\kappa_n^{(r)} - 1 - q_r}{2(1 + q_r)}, \quad \eta_2^{(r)} = \frac{2\kappa_n^{(r)} + 1 + q_r}{2(1 + q_r)}, \quad (13)$$

$q_r = J\gamma_r q_0$ – отношение с/п на выходе обработки. Здесь $\gamma_r = S_n^{(r)}/S_s^{(r)}$ – коэффициент сжатия, $S_{s,n}^{(r)}$ – площадь распределения спектральной плотности сигнала и помехи на голограмме. Коэффициент сжатия оценивается как $\gamma_r = |\tilde{v}_{M-1}|\Delta t$, где \tilde{v}_{M-1} – положение самого удаленного от начала координат главного максимума фокального пятна [12]. Вероятность правильного обнаружения $p_1^{(r)}$ однозначно определяется параметром $\kappa_n^{(r)}$ и выходным отношением с/п q_r . Таким образом, можно рассчитать кривые обнаружения шумового сигнала. Они представляют собой зависимость вероятности правильного обнаружения от выходного (входного) отношения с/п при фиксированной вероятности ложной тревоги. Область входных отношений с/п ограничена значениями $q_0 \geq q_{\text{lim}}^{(r)} \approx 1.5/J^2$.

Кривые обнаружения при приеме на антенну. Используя рассуждения, которые привели к соотношениям (10), (12), можно показать, что их форма сохраняется и в случае антенны. Изменяются лишь параметры, от которых они зависят. При фиксированной вероятности ложной тревоги, $p_2^{(an)} = p_2^{(r)} = p_2$, безразмерный параметр κ_n сохраняется, $\kappa_n^{(r)} = \kappa_n^{(an)} = \kappa_n$. По сравнению с одиночным приемником математическое ожидание помехи на выходе антенны возрастает в B раз, $M_n^{(an)} = BM_n^{(r)}$. Это приводит к увеличению порогового уровня также в B раз, $g_{an} = Bg_r$. С учетом этих замечаний вероятность правильного обнаружения равна

$$p_1^{(an)} = 1 - 0.5[\Phi(\eta_1^{(an)}) + \Phi(\eta_2^{(an)})], \quad (14)$$

где

$$\eta_1^{(an)} = \frac{2\kappa_n - 1 - q_{an}}{2(1 + q_{an})}, \quad \eta_2^{(an)} = \frac{2\kappa_n + 1 + q_{an}}{2(1 + q_{an})}. \quad (15)$$

Здесь $q_{an} = (J\gamma_{an}(B)/\alpha)q_0$ – отношение с/п на выходе обработки, где $\gamma_{an}(B)$ – коэффициент сжатия. Он определяется аналогично одиночному приемнику. Согласно (6) $\gamma_{an} = \gamma_r = \gamma$. По сравнению с одиночным приемником выходное отношение с/п повышается примерно в B раз. При анализе вероятности правильного обнаружения область входных отношений с/п ограничена значениями $q_0 \geq 1.5\alpha/J^2$. Это соответствует выходным отношениям с/п $q^{(an)} \geq (J\gamma_{an}(B)/\alpha)q_0$.

При заданной вероятности ложной тревоги степень различия в вероятностях правильного обнаружения с использованием одиночного приемника и антенны будем характеризовать отношением

$$\beta(q_0, B) = p_1^{(an)}(q_0, B)/p_1^{(r)}(q_0). \quad (16)$$

Отношение $\beta(q_0, B)$ (16) назовем коэффициентом результативности обнаружения. При рассмотрении коэффициента результативности область входных отношений с/п ограничена областью значений $q_0 \geq q_{\text{lim}}^{(r)}$.

5. ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Глубина волновода $H = 70$ м, постоянная по глубине скорость звука $c = 1480$ м/с. Диапазон частот $\Delta f = 480-520$ Гц. Средняя частота спектра $f_0 = 500$ Гц. Параметры

поглощающего жидкого однородного дна: отношение плотности грунта и воды $\rho = 1.8$, комплексный показатель преломления $n = 0.84(1 + i0.04)$.

Число элементов антенны $B = 3, 7, 11$. Межэлементное расстояние $d = 1.5$ м, что примерно равно половине длине волны на частоте $f_0 = 500$ Гц. Элементы вертикальной антенны расположены на глубинах $z_b = 40 + 1.5(b - 1)$ м.

Шумовой источник расположен на глубине $z_s = 20$ м и с радиальной скоростью $w = 2$ м/с удалялся от антенны. В начальный момент времени $t_0 = 0$ горизонтальное расстояние между источником и антенной равно $r_0 = 10$ км. Время накопления $\Delta t = 30$ с, длительность шумовой реализации $t_s = 2$ с, временной интервал $\delta t_s = 0.5$ с, так что число реализаций $J = 12$. Предельные входные отношения с/п: при использовании одиночного приемника $q_{\text{lim}}^{(r)} \approx 10^{-2}$. При использовании антенны – $q_{\text{lim}}^{(an)} \approx 3 \cdot 10^{-3}$ ($B = 3$), $q_{\text{lim}}^{(an)} \approx 10^{-3}$ ($B = 7$), $q_{\text{lim}}^{(an)} \approx 9 \cdot 10^{-4}$ ($B = 11$). Вероятности ложной тревоги $p_2 = 10^{-1}, 10^{-2}, 10^{-3}$.

Согласно численным расчетам коэффициенты усиления антенны χ равны: ($B = 3$), ($B = 7$), ($B = 11$). Они соответствуют теоретической оценке $\chi = B^2$.

Иллюстративный материал изображен на рис. 1–4. Рис. 1 демонстрирует нормированные интерферограмму и модуль голограммы в отсутствие помехи для единичного приемника на глубине $z_b = 49$ м. С целью повышения контрастности на интерферограмме отфильтрованы постоянные составляющие (фон). По данным моделирования конфигурация расположения спектральной плотности на голограмме для одиночного приемника и антенны практически идентичны. Согласно рис. 1б коэффициент сжатия оценивается как $\gamma = 6$. Это значение сопоставимо с теоретической оценкой $\gamma = 2\pi|v_{M-1}|\Delta t = 4.7$ [12]. По данным рис. 1б значение $|v_{M-1}| = 0.025$ Гц.

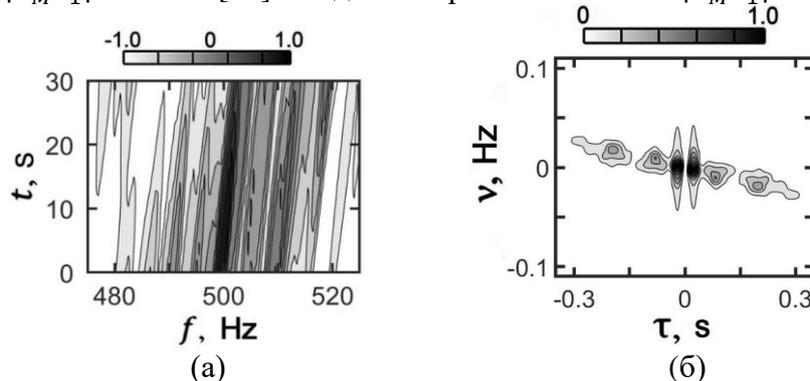


Рис. 1. Нормированные интерферограмма (а) и модуль голограммы (б) единичного приемника в отсутствие помехи.

На рис. 2 представлены кривые обнаружения шумового сигнала для одиночного приемника. С уменьшением вероятности ложной тревоги вероятность правильного обнаружения уменьшается. По результатам вычислений параметр $\kappa_n = 1.42$ ($p_2 = 0.1$), $\kappa_n = 2.14$ ($p_2 = 0.01$), $\kappa_n = 2.72$ ($p_2 = 0.001$).

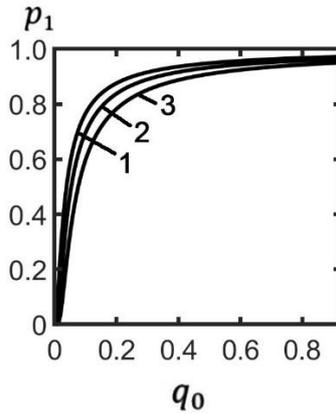


Рис. 2. Зависимость вероятности правильного обнаружения p_1 от входного отношения с/п q_0 для различных значений вероятностей ложной тревоги p_2 : кривая 1 – $p_2 = 0.1$, кривая 2 – $p_2 = 0.01$, кривая 3 – $p_2 = 0.001$. Одиночный приемник.

Кривые обнаружения шумового сигнала с применением антенны приведены на рис. 3. Рис. 3(а, б, в) показывают, как возрастают вероятности правильного обнаружения p_1 с увеличением числа элементов антенны B . Например, для вероятности ложной тревоги $p_2 = 0.001$ вероятность правильного обнаружения $p_1 = 0.8$ достигается при входных отношениях с/п: $q_0 = 0.031$ ($B = 3$); $q_0 = 0.012$ ($B = 7$); $q_0 = 0.0077$ ($B = 11$).

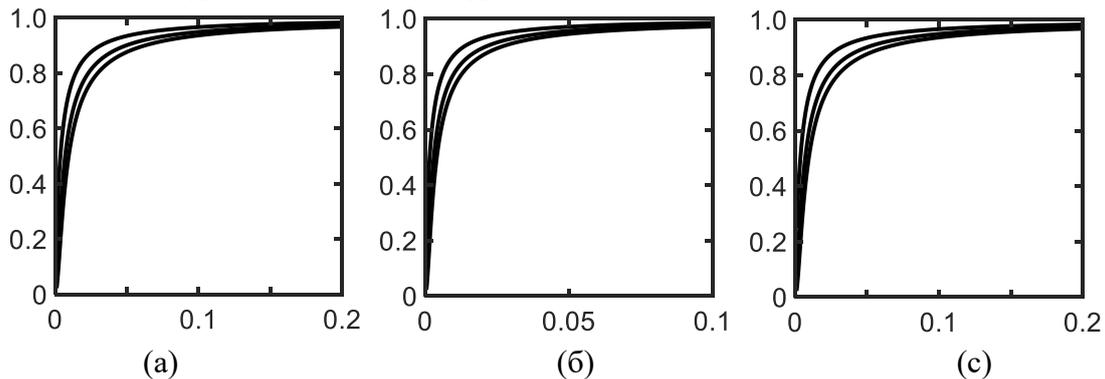


Рис. 3. Зависимость вероятности правильного обнаружения p_1 от входного отношения с/п q_0 для различных значений вероятностей ложной тревоги p_2 и числа элементов антенны B . Кривая 1 – $p_2 = 0.1$, кривая 2 – $p_2 = 0.01$, кривая 3 – $p_2 = 0.001$. $B = 3$ (а), $B = 7$ (б), $B = 11$ (в).

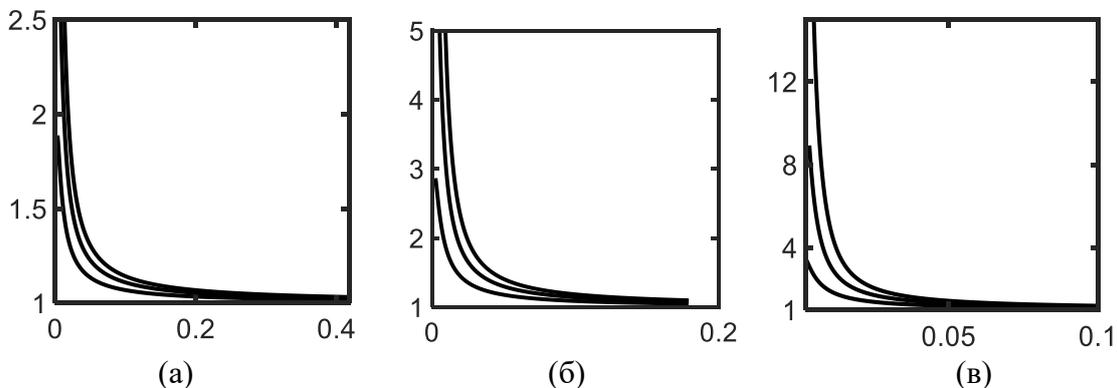


Рис. 4. Зависимость коэффициента результативности β от входного отношения с/п q_0 для различных значений вероятностей ложной тревоги p_2 и числа элементов антенны B . Кривая 1 – $p_2 = 0.1$, кривая 2 – $p_2 = 0.01$, кривая 3 – $p_2 = 0.001$. $B = 3$ (а), $B = 7$ (б), $B = 11$ (в).

На рис. 4 показаны зависимости коэффициента результативности $\beta(q_0)$ при различных значениях вероятностей ложной тревоги p_2 и числа элементов антенны B . Различие в вероятностях правильного обнаружения между одиночным приемником и антенной сосредоточено преимущественно в области малых входных отношений с/п q_0 . С повышением числа элементов B различие увеличивается. С возрастанием значений q_0 различие уменьшается и асимптотически стремится к нулю.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проблема обнаружения слабого сигнала в присутствии интенсивной помехи важна для многих разделов физики. Особенно остро она стоит в гидроакустике, где проблема локализации малозумного источника далека от своего завершения. В работе изложена интерферометрическая обработка с применением вертикальной антенны и на ее основе рассмотрено обнаружение шумового сигнала по критерию Неймана–Пирсона.

Получены выражения для коэффициента усиления антенны и предельного входного отношения на ее элементе, ограничивающего потенциальную точность восстановления параметров шумового источника. Приведены аналитические выражения кривых обнаружения шумового сигнала. Выполнены численные расчеты для малоэлементных антенн. Для разного числа элементов антенны представлены зависимости вероятности правильного обнаружения от входного отношения с/п при фиксированной вероятности ложной тревоги. Проанализированы зависимости отношения вероятностей правильного обнаружения антенны к одиночному приемнику от входного отношения с/п при фиксированной вероятности ложной тревоги.

7. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа поддержана Российским фондом фундаментальных исследований, проекты № 19-29-06075

ЛИТЕРАТУРА

1. D. E. Weston, and K. J. Stevens, "Interference of wide band sound in shallow water," J. Sound. Vib. 21 (1), 57–64 (1972).
2. S.D. Chuprov, "Interference structure of a sound field in a layered ocean," In Ocean Acoustics. Current State (Nauka, Moscow, 1982), pp. 71–91 [in Russian].
3. A. M. Thode, "Source ranging with minimal environmental information using a virtual receiver and waveguide invariant theory," J. Acoust. Soc. Am. 108 (4), 1582–1594 (2000).
4. D. Rouseff, and R. C. Spindel, "Modeling the waveguide invariant as a distribution," AIP Conf. Proc. 621, 137–150 (2002).
5. J. E. Quijano, L. M. Zurk, and D. Rouseff, "Demonstration of the invariance principle for active sonar," J. Acoust. Soc. Am. 123 (3), 1329–1337 (2008).
6. H. Tao, and J. L. Krolik, "Waveguide invariant focusing for broadband beam forming in an oceanic waveguide," J. Acoust. Soc. Am. 123 (3), 1338–1346 (2008).
7. K. L. Cocrell, and H. Smidt, "Robust passive range estimation using the waveguide invariant," J. Acoust. Soc. Am. 127 (5), 2780–2789 (2010).
8. D. Rouseff, and L. M. Zurk, "Striation based beam forming for estimating the waveguide invariant with passive sonar," J. Acoust. Soc. Am. Express Lett. 130 (2), 76–81 (2011).
9. J. Bonnel, G. Le. Touze, and J. I. Mars, "Physics-based time frequency representations for underwater acoustics: Power class utilization with waveguide invariant approximation," IEEE Signal Process. Mag. 30 (6), 120–129 (2013).

10. G. N. Kuznetsov, V. M. Kuz'kin, and S. A. Pereselkov, "Spectrogram and localization of a sound source in shallow water," *Acoust. Phys.* 63 (4), 449–461 (2017).
11. V. M. Kuz'kin, Yu. V. Matvienko, and S. A. Pereselkov, "Application of interferometric processing for localization of low noise sound sources," *Underwater Investigations and Robotics.* 4 (30), 49–57 (2019) [in Russian].
12. V. M. Kuz'kin, G. A. Lyakhov, S. A. Pereselkov, Yu. V. Matvienko, and S. A. Tkachenko, "Noise-source detection in an oceanic waveguide using interferometric processing," *Phys. Wave Phenom.* 28 (1), 68–74 (2020).
13. A. Caiti, A. Munafo, and G. Vettori, "A geographical information system (gis)-based simulation tool to assess civilian harbor protection levels," *IEEE J. of Oceanic Engineering.* 37 (1), 85–102 (2012).
14. L. M. Brekhovskikh, and Yu. P. Lysanov, *Fundamentals of ocean acoustics* (Springer Science & Business Media, Berlin, 2013).
15. V. I. Tikhonov, *Optimal Signal Reception (Radio i Svyaz', Moscow, 1983)* [in Russian].

REFERENCES

1. D. E. Weston, and K. J. Stevens, "Interference of wide band sound in shallow water," *J. Sound. Vib.* 21 (1), 57–64 (1972).
2. S.D. Chuprov, "Interference structure of a sound field in a layered ocean," In *Ocean Acoustics. Current State* (Nauka, Moscow, 1982), pp. 71–91 [in Russian].
3. A. M. Thode, "Source ranging with minimal environmental information using a virtual receiver and waveguide invariant theory," *J. Acoust. Soc. Am.* 108 (4), 1582–1594 (2000).
4. D. Rouseff, and R. C. Spindel, "Modeling the waveguide invariant as a distribution," *AIP Conf. Proc.* 621, 137–150 (2002).
5. J. E. Quijano, L. M. Zurk, and D. Rouseff, "Demonstration of the invariance principle for active sonar," *J. Acoust. Soc. Am.* 123 (3), 1329–1337 (2008).
6. H. Tao, and J. L. Krolik, "Waveguide invariant focusing for broadband beam forming in an oceanic waveguide," *J. Acoust. Soc. Am.* 123 (3), 1338–1346 (2008).
7. K. L. Cocrell, and H. Smidt, "Robust passive range estimation using the waveguide invariant," *J. Acoust. Soc. Am.* 127 (5), 2780–2789 (2010).
8. D. Rouseff, and L. M. Zurk, "Striation based beam forming for estimating the waveguide invariant with passive sonar," *J. Acoust. Soc. Am. Express Lett.* 130 (2), 76–81 (2011).
9. J. Bonnel, G. Le. Touze, and J. I. Mars, "Physics-based time frequency representations for underwater acoustics: Power class utilization with waveguide invariant approximation," *IEEE Signal Process. Mag.* 30 (6), 120–129 (2013).
10. G. N. Kuznetsov, V. M. Kuz'kin, and S. A. Pereselkov, "Spectrogram and localization of a sound source in shallow water," *Acoust. Phys.* 63 (4), 449–461 (2017).
11. V. M. Kuz'kin, Yu. V. Matvienko, and S. A. Pereselkov, "Application of interferometric processing for localization of low noise sound sources," *Underwater Investigations and Robotics.* 4 (30), 49–57 (2019) [in Russian].
12. V. M. Kuz'kin, G. A. Lyakhov, S. A. Pereselkov, Yu. V. Matvienko, and S. A. Tkachenko, "Noise-source detection in an oceanic waveguide using interferometric processing," *Phys. Wave Phenom.* 28 (1), 68–74 (2020).
13. A. Caiti, A. Munafo, and G. Vettori, "A geographical information system (gis)-based simulation tool to assess civilian harbor protection levels," *IEEE J. of Oceanic Engineering.* 37 (1), 85–102 (2012).
14. L. M. Brekhovskikh, and Yu. P. Lysanov, *Fundamentals of ocean acoustics* (Springer Science & Business Media, Berlin, 2013).
15. V. I. Tikhonov, *Optimal Signal Reception (Radio i Svyaz', Moscow, 1983)* [in Russian].

АЛГОРИТМ МНОГОЛУЧЕВОГО ПРИЕМА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ БЕСПРОВОДНОЙ СЕНСОРНОЙ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ГАЗОТУРБИННОГО ДВИГАТЕЛЯ

А. Н. Удодов¹, С. Б. Макаров¹, А. С. Михайлов²

¹Санкт-Петербургский Политехнический Университет (ФГАОУ ВО «СПбПУ»), Санкт-Петербург, Россия

²ООО «Руника», Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. Рассмотрен алгоритм поэлементного когерентного приема сверхширокополосных сигналов беспроводной сенсорной сети передачи данных о параметрах газотурбинного двигателя. Ключевой особенностью алгоритма является использование данных трехмерного моделирования радиоканала для обеспечения возможности приема по нескольким лучам. Приведены структурные схемы демодулятора и результаты имитационного моделирования.

Ключевые слова: беспроводные сенсорные сети, сверхширокополосные сигналы, газотурбинный двигатель, многолучевое распространение, трехмерное моделирование.

ALGORITHM FOR MULTIPATH RECEIVING WIRELESS SENSOR NETWORK ULTRA-WIDEBAND SIGNALS FOR GAS TURBINE ENGINE DATA TRANSMISSION

A. N. Udodov¹, S. B. Makarov¹, A. S. Mikhailov²

¹Saint-Petersburg Polytechnic University (SPbPU), Saint-Petersburg, Russia

²Runica Limited, Saint-Petersburg, Russia

Abstract. An algorithm for element-by-element coherent reception of ultra-wideband signals of a wireless sensor network for transmitting data on the parameters of a gas turbine engine is considered. A key feature of the algorithm is the use of 3D radio channel modeling data to enable multi-beam reception. Structural diagrams of the demodulator and the results of simulation modeling are given.

Keywords: wireless sensor networks, ultra-wideband signals, gas turbine engine, multipath propagation, 3D modeling.

1. ВВЕДЕНИЕ

При построении беспроводных сенсорных сетей (БСС) одной из ключевых задач является обеспечение надежности и стабильности канала передачи данных. Как показано в предыдущих работах по данной теме [1, 2], к числу основных особенностей БСС газотурбинного двигателя относится то, что форма и конфигурация непрерывного канала передачи данных известна и определяется формой газотурбинного двигателя и окружающей его мотогондолы, что позволяет существенно улучшить характеристики и упростить алгоритмы приема сообщений. Для анализа многолучевого распространения сигналов в указанных условиях целесообразно применение программных комплексов трехмерного моделирования радиоканала [3, 4], позволяющих получить в качестве результатов как значения мощности отдельных лучей сигналов, так и их формы и время прихода. Таким образом, появляется возможность формирования алгоритма когерентного приема сигналов с учетом всех значимых лучей, их отражений и затуханий. Допущением в данном докладе является наличие тактовой синхронизации узлов БСС,

которая может быть достигнута с применением описанных в научно-технической литературе алгоритмов [5].

2. АЛГОРИТМ ПОЭЛЕМЕНТНОГО КОГЕРЕНТНОГО ПРИЁМА

С учетом известных протяженности линий связи, формы и материалов отражающих поверхностей двигателя и мотогондолы, расположения радиопередающих устройств, требований к времени доставки и достоверности приема сообщений, можно предположить, что в результате предварительного анализа сценария нам известны все параметры сигналов в точках приёма:

- K – количество передающих устройств в системе.
- $L(i)$ – количество возможных траекторий распространения сигнала от анализируемого i -го передающего устройства.
- $s_g^{(k)}(t)$ – принятый сигнал от k -го передающего устройства по g -й траектории.

Тогда смесь СШП сигналов от нескольких передающих устройств и АБГШ шума на входе приёмного устройства может быть записана следующим образом:

$$r^{(i)}(t) = s_0^{(i)}(t) + \sum_{q=1}^{L(i)-1} s_q^{(i)}(t) + \sum_{k=0, k \neq i}^{K-1} \sum_g^{L(k)-1} s_g^{(k)}(t) + n(t), \quad (1)$$

где $s_0^{(i)}(t)$ – принятый сигнал от рассматриваемого передатчика по анализируемой траектории распространения (которая обеспечивает максимум принимаемой мощности),

$\sum_{q=1}^{L(i)-1} s_q^{(i)}(t)$ – принятый сигнал от рассматриваемого передатчика по другим траекториям

распространения, $\sum_{k=0, k \neq i}^{K-1} \sum_g^{L(k)-1} s_g^{(k)}(t)$ – помеховый сигнал, являющийся смесью сигналов

от других передатчиков с учётом соответствующих траекторий распространения, $n(t)$ – аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ) со спектральной плотностью средней мощности шума $N_0/2$.

Без потери общности можно задаться схемой модуляции ФМ-2. Поэлементный корреляционный приём на интервале существования сигнала можно рассматривать как решение задачи определения значения символов канального алфавита принятой реализации $r^{(i)}(t)$. Традиционным подходом является получение алгоритма приёма, который обеспечивает минимум вероятности ошибок. Необходимый алгоритм эквивалентен алгоритму, оптимальному по критерию максимума отношения правдоподобия. Тогда можно получить следующий алгоритм:

регистрируется l -ый символ, если для всех $d \neq l$ ($d, l = 1, 2, \dots, M$) справедливо [6]:

$$\Lambda_{ld} > 1, \quad (2)$$

где Λ_{ld} – функционал отношения правдоподобия, соответствующий принятой реализации входного процесса $r^{(i)}(t)$. Можно показать, что в общем виде такой алгоритм определяется таким образом:

$$\int_0^T r^{(i)}(t) s_{ref}^{(l)}(t) dt - \frac{\mu}{2} E^{(l)} > \int_0^T r^{(i)}(t) s_{ref}^{(d)}(t) dt - \frac{\mu}{2} E^{(d)}, \quad (3)$$

где $E^{(l)}$ – энергия соответствующего сигнала.

Рассмотрим алгоритм поэлементного когерентного приёма для многочастотного неортогонального сигнала в случае, когда приём выполняется по одной траектории приёма. Вид опорного сигнала может быть заранее рассчитан для каждого конкретного

сценария. В данном случае вид опорного сигнала должен совпадать с $s_0^{(i)}(t)$. Напомним, что используется модуляция ФМ-2, то есть двоичные модуляционные символы. Для $r=1$ значение модуляционного символа $C_r^{(i)} = 1$, для $r=2$ значение модуляционного символа $C_r^{(i)} = -1$. Тогда имеем:

$$s_{ref}^{(l)}(t) = s_0^{(i)}(t) = -s_{ref}^{(d)}(t).$$

В таком случае алгоритм поэлементного приёма сигнала:

$$\int_0^T r^{(i)}(t) s_0^{(i)}(t) dt \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} 0. \quad (4)$$

Можно переписать в следующем виде:

$$\int_0^T \left[C^{(i)} s_0^{(i)}(t) + \sum_{q=1}^{L(i)-1} C^{(i)} s_q^{(i)}(t) + \sum_{k=0, k \neq i}^{K-1} \sum_g^{L(k)-1} s_g^{(k)}(t) + n(t) \right] s_0^{(i)}(t) dt \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} 0. \quad (5)$$

В случае использования всех лучей от i -го передатчика алгоритм будет выглядеть так:

$$\int_0^T r^{(i)}(t) \left[s_0^{(i)}(t) + \sum_{q=1}^{L(i)-1} s_q^{(i)}(t) \right] dt \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} 0 \quad (6)$$

или

$$\int_0^T \left[C^{(i)} s_0^{(i)}(t) + \sum_{q=1}^{L(i)-1} C^{(i)} s_q^{(i)}(t) + \sum_{k=0, k \neq i}^{K-1} \sum_g^{L(k)-1} s_g^{(k)}(t) + n(t) \right] \left[s_0^{(i)}(t) + \sum_{q=1}^{L(i)-1} s_q^{(i)}(t) \right] dt \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} 0. \quad (7)$$

В случае отсутствия других передающих устройств:

$$\sum_{k=0, k \neq i}^{K-1} \sum_g^{L(k)-1} s_g^{(k)}(t) = 0.$$

Тогда помехоустойчивость алгоритма (6) должна совпадать с потенциальной помехоустойчивостью ФМ-2 сигналов. Применение алгоритма (4) всегда будет приводить к энергетическому проигрышу относительно потенциальной помехоустойчивости сигналов.

3. РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА ПОЭЛЕМЕНТНОГО КОГЕРЕНТНОГО ПРИЁМА

Реализация алгоритмов (4) и (6) показана на рис. 1 и 2. На данных рисунках приведены структурные схемы корреляционного приёмника. Анализируемый процесс поступает с антенны на перемножитель с опорным сигналом. Выходы интеграторов подключены к решающим устройствам (РУ), где выходное напряжение с коррелятора сравнивается с пороговым значением. Как было показано ранее, пороговое значение равно нулю. Таким образом, на выходе демодулятора формируются оценки принятых символов.

Отличием представленных схем является форма опорного сигнала. В первом случае (рис. 1) в качестве опорного сигнала используется сигнал, сформированный по одной траектории приёма, во втором случае (рис. 2) – с учетом всех возможных переотражений.

4. ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Для получения оценок помехоустойчивости приёма при использовании рассмотренных алгоритмов обработки в работе были использованы методы имитационного моделирования.

Для реализации имитационной модели использовалась среда Matlab 2020b. Данная модель используется для оценки помехоустойчивости приёма в различных сценариях.

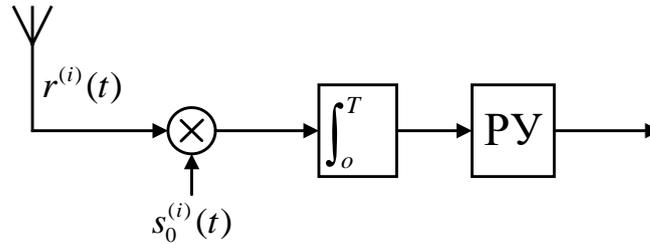


Рис. 1. Структурная схема демодулятора СШП сигналов по алгоритму (4).

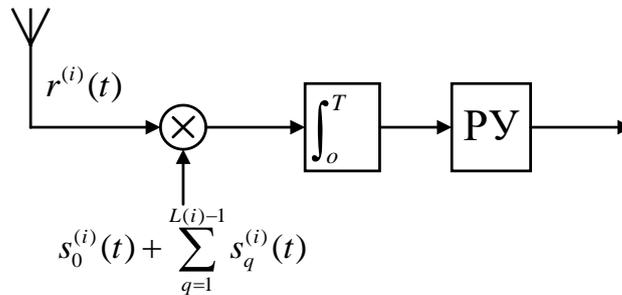


Рис. 2. Структурная схема демодулятора СШП сигналов по алгоритму (6).

Основные требования, которые предъявлялись к модели при разработке:

1. Адекватность использования модели при анализе реальных условий функционирования систем передачи информации.
2. Общность для учёта основных характеристик систем передачи данных.
3. Конструктивность, под которой понимается возможность получения реальных результатов при использовании сценариев работы и моделей разработанных конкретных алгоритмов и устройств.
4. Простота и удобство в работе, возможность внесения изменений и развития.

В качестве модели двигателя и мотогондолы была рассмотрена форма «цилиндр в цилиндре», приведенная на рис.3а. При проведении моделирования рассматривались приведенные на рис. 3 точки расположения передатчиков Tx1-Tx5 и различные точки расположения приемника Rx1-Rx12 по краю цилиндрической мотогондолы.

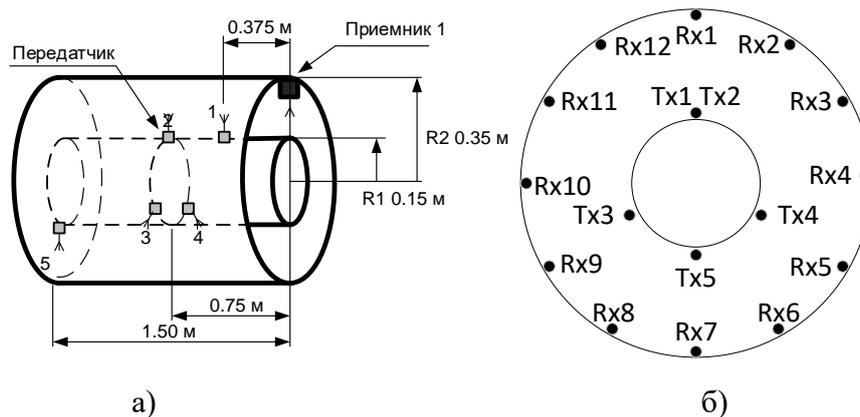


Рис. 3. Расположение передатчиков и приемников на мотогондоле при смещении приемников по окружности относительно центра цилиндрической мотогондолы с шагом 30° .

На рис. 4 приведена блок-схема имитационного моделирования, состоящая из блока источника информации, блока передающего модуля, блока имитации канала передачи, блока приёмного модуля и блока расчета вероятности ошибки.

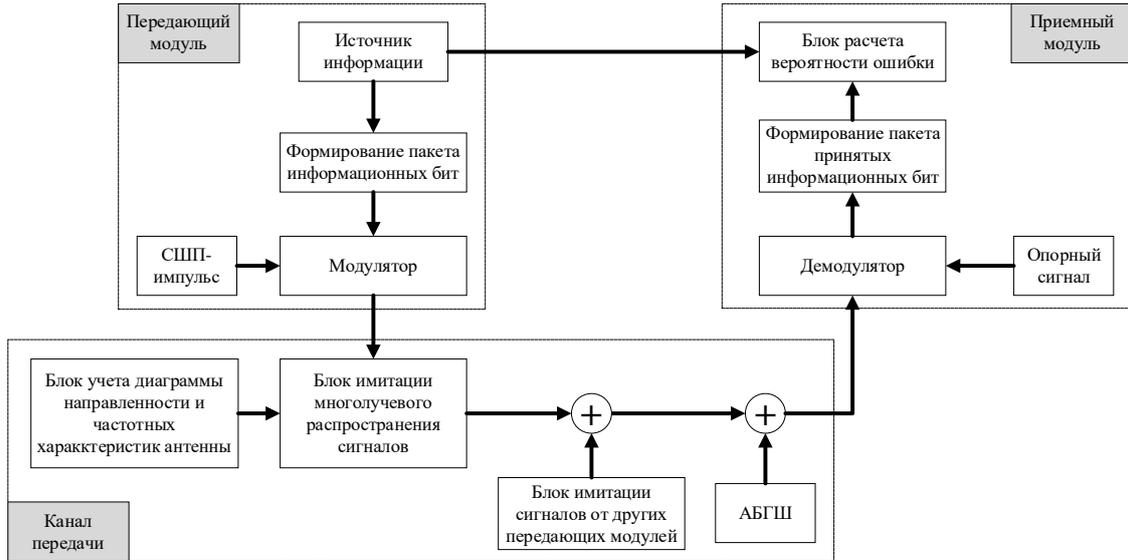


Рис. 4. Блок-схема имитационного моделирования.

Блок источника информации необходим для работы последующего блока формирования пакета информационных бит. Информация с источника должна быть псевдослучайной. Сформированный пакет информационных бит поступает на вход блока модулятора. Для модуляции используется один из наиболее распространенных на практике [7-9] СШП-импульс с формой сигнала в виде первой производной Гауссова импульса (рис.5).

Во временной области данный сигнал имеет вид:

$$s(t) = -\frac{t}{\sqrt{2\pi}\sigma^3} \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right), \quad (8)$$

где σ – положительный параметр, который задает ширину импульса.

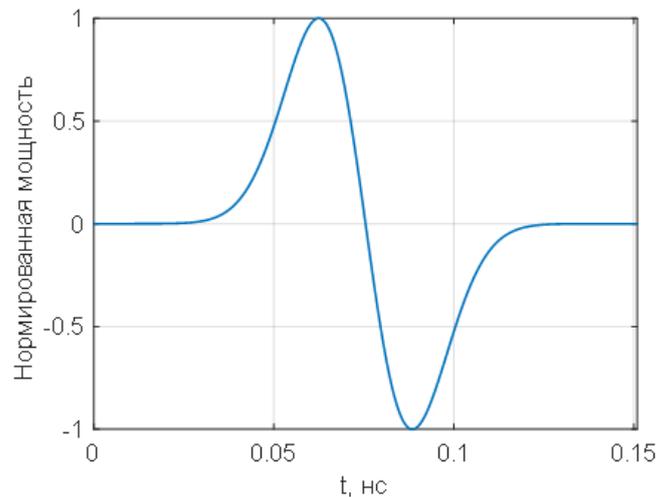


Рис. 5. Форма сигнала, имеющего форму первой производной Гауссова импульса

Результирующий сформированный сигнал поступает на вход блока имитации многолучевого распространения, в качестве которого применяется программный комплекс трехмерного моделирования [10]. В данном блоке также выполняется учёт диаграммы направленности используемой антенны и соответствующих частотных характеристик. Далее к сформированному сигналу добавляются сигналы от других

передающих модулей (схема передающих модулей эквивалентна рассмотренной выше). Затем выполняется смешивание сформированного сигнала и аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ). Результирующая смесь сигнала и АБГШ поступает на вход приемного модуля. Приёмный модуль выполняет процедуры демодуляции и формирования пакета принятых информационных бит. На заключительном этапе выполняется расчет вероятности ошибки. В процессе моделирования объем выборки составил 10^5 бит на один набор параметров имитационной модели.

В качестве алгоритмов демодуляции используются:

1. Алгоритм 1 – алгоритм когерентного поэлементного приёма для случая обработки сигнала по одной траектории.
2. Алгоритм 2 – алгоритм когерентного поэлементного приёма для случая обработки сигнала по всем траекториям.

5. ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПРИЁМА

Оценка помехоустойчивости приема (вероятности ошибок на бит, BER (Bit Error Rate)) СШП сигналов выполнена при использовании алгоритмов обработки №1 (4), №2 (6). Получены зависимости вероятности ошибки (BER) от отношения сигнал/шум (E_b/N_0 , где E_b – энергия полезного сигнала в точке приёма с учетом всех траекторий распространения и соответствующих затуханий сигнала).

На рис. 6 приведены кривые помехоустойчивости для передатчиков Tx1 и Tx4, для случая с расположением приемника в положении Rx10, при использовании алгоритмов приема №1 и №2. Для сравнения на графике также приведена кривая теоретической (потенциальной) помехоустойчивости.

Из анализа зависимостей, представленных на рис. 6, следует, что выигрыш в помехоустойчивости при приеме с использованием многолучевого алгоритма №2, по сравнению с алгоритмом №1 составляет 4,7 и 7,5 дБ для передатчиков Tx1 и Tx4, соответственно.

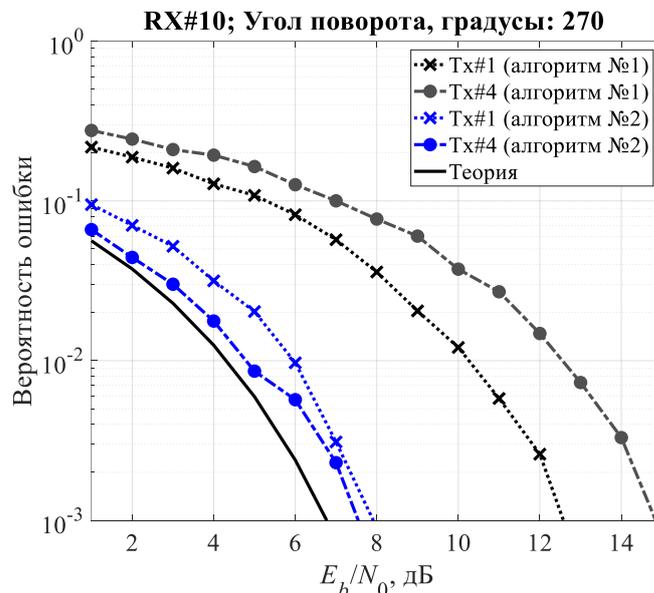


Рис. 6. Сравнение помехоустойчивости в случае применения алгоритмов №1 и №2.

Энергетический проигрыш при приеме с использованием алгоритма №2 по сравнению с когерентным приемом классических сигналов с ФМ-2 составляет, в среднем, около 0,8 дБ. Это обусловлено тем, что ввиду вычислительной сложности, при проведении трехмерного моделирования радиоканала и в дальнейшем, при приеме,

учитывается ограниченное число лучей, а также наличием межканальной интерференции ввиду одновременной параллельной работе всех пяти передатчиков Тх1-Тх5 в процессе моделирования.

На рис. 7 приведены полученные данные зависимостей значений энергетического проигрыша по сравнению с когерентным приемом классических сигналов с ФМ-2 для различных используемых алгоритмов и положений приемников, для передатчиков Тх1 и Тх4.

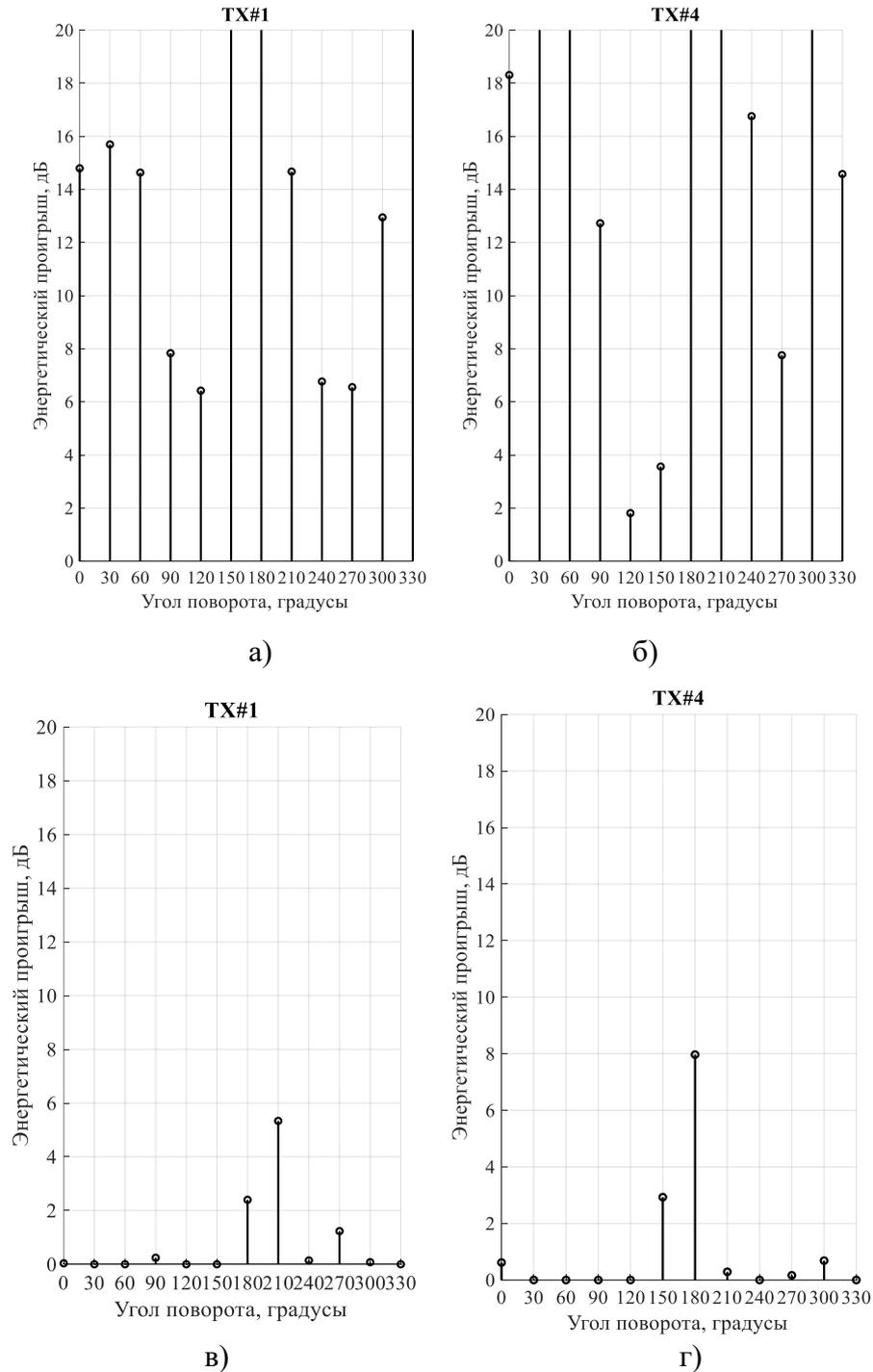


Рис. 7. Сравнение величины энергетического проигрыша в зависимости от положения приемника для различных передатчиков, для алгоритмов №1 и №2.

На рис. 7 приведены полученные данные зависимостей величины энергетического проигрыша для различных используемых алгоритмов и положений приемников, для передатчиков Tx1 и Tx4. Представленные зависимости показывают, что разница в величине энергетического проигрыша алгоритма №1 и аналогичного показателя для алгоритма №2, реализующего многолучевой прием, составляет не менее 1,8 дБ, для любого положения приемного устройства.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенный в докладе алгоритм поэлементного когерентного приема сверхширокополосных сигналов может быть с успехом использован для построения как беспроводных сенсорных сетей сети передачи данных газотурбинного двигателя, так и для других стационарных систем, а также других сигнальных конструкций. Необходимо отметить, что для практической реализации в приемопередающих устройствах целесообразно использование алгоритмов, требующих минимальное количество ресурсов и позволяющих обрабатывать принимаемые сигналы в реальном масштабе времени. Дальнейшим развитием является переход к алгоритму приёма «по однократному отсчёту», что позволяет отказаться от вычисления интеграла в формулах (4) и (6). Повышения помехоустойчивости приема также возможно добиться за счет перехода к итеративному алгоритму компенсации интерференции от различных передающих модулей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Удодов А.Н., Макаров С.Б., Завьялов С.В., Михайлов А.С., Волвенко С.В., Жабко Г.П. Влияние конфигурации расположения приемно-передатчиков системы беспроводного мониторинга газотурбинного двигателя на уровень принимаемых сигналов. // Радиотехника, т. 86, № 12, 2022 г., с. 5–20.
2. Макаров С.Б., Волвенко С.В., Удодов А.Н., Григорьев А.В. Беспроводная электронная система контроля и диагностики авиационного газотурбинного двигателя RU 2637801 С1, заяв. 15.02.2017, опубл. 07.12.2017.
3. Удодов А.Н., Макаров С.Б., Завьялов С.В., Рудь В.В., Тузова А.А. Трёхмерное моделирование многолучевого распространения сигналов в системах беспроводной передачи данных о параметрах работы газотурбинного двигателя // Радиотехника, т. 84, № 12(24), 2020 г., с. 81–92
4. Соломицкий Д.Н., Михайлов А.С., Васильев Д.С., Казюк А.Е., Завьялов С.В., Волвенко С.В., Удодов А.Н. Программный комплекс трёхмерного моделирования многолучевого распространения сигналов систем связи // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2018. т. 8. № 2. с. 187-192.
5. Евсигнеев В.Е., Сперанский В.С. Синхронизация в системах связи со сверхкороткими импульсами // Т-Сотт: Телекоммуникации и Транспорт. 2012. т.6, № 9, с. 64-65.
6. Макаров С.Б., Цикин И.А. Передача дискретных сообщений по радиоканалам с ограниченной полосой пропускания. М.: Радио и связь, 1988. 304 с.
7. Дубровин В. С., Колесникова И. В. Сверхширокополосные системы связи. Особенности и возможности применения // Электроника и информационные технологии, 2009 г., № 2(7) с. 19.
8. Беличенко В.П., Буянов Ю.И., Кошелёв В.И. Сверхширокополосные импульсные радиосистемы. Новосибирск: Наука, 2015. с. 481.
9. Брауде-Золотарев Ю. О выборе наилучших сверхширокополосных сигналов // Журнал «Технологии и средства связи» №1, 2014, с.54-57.

10. Описание программного комплекса РуЭМсим. <http://runica.pro/ruemsim.html>, 10.03.2023.

REFERENCES

1. Udodov A.N., Makarov S.B., Zavjalov S.V., Mikhailov A.S., Volvenko S.V., Zhabko G.P. Influence of the configuration of the location of transmitters of the wireless monitoring system of a gas turbine engine on the level of received signals. Radiotekhnika. 2022. Vol. 86. No 12. 5–20 p.
2. Makarov S.B., Volvenko S.V., Udodov A.N., Grigoriev A.V. Wireless electronic system of control and diagnostics of aircraft gas turbine engine. RU 2637801 C1, stated. 15.02.2017, publ. 07.12.2017
3. Udodov A.N., Makarov S.B., Zav'jalov S.V., Rud' V.V., Tuzova A.A. Three-dimensional modeling of multipath propagation of signals in systems for wireless transmission of data on the operation parameters of a gas turbine engine. Radiotekhnika. 2020. Vol. 84. No 12(24), 81–92 p.
4. Solomitsky D.N., Mikhailov A.S., Vasiliev D.S., Kazyuk A.E., Zavyalov S.V., Volvenko S.V., Udodov A.N. Software complex for three-dimensional modeling of multipath propagation of signals in communication systems // DSPA: Questions of application of digital signal processing. 2018. Vol. 8. No. 2. 187-192 p.
5. Evstigneev V.E., Speransky V.S. Synchronization in communication networks with ultrashort pulses // T-Comm: Telecommunications and transport. 2012. Vol. 6, No. 9, 64-65 p.
6. Makarov S.B., Tsikin I.A. Transmission of discrete messages over radio channels with limited bandwidth. M.: Radio and communications, 1988. 304 p.
7. Dubrovin V.S., Kolesnikova I.V. Ultrawideband communication systems. Features and Applications. 2009. No. 2(7). 19 p.
8. Belichenko V.P., Bujanov Ju.I., Koshelev V.I. Ultra-wideband pulsed radio systems. Novosibirsk: Nauka. 2015. 481 p.
9. Braude-Zolotarev Ju. About choosing the best ultra-wideband signals. Tehnologii i sredstva svjazi. 2014. No 1. 54-57 p.
10. Description of program complex RuEMsim. <http://runica.pro/ruemsim.html>, 10.03.2023.

ВЛИЯНИЕ СКИН-ЭФФЕКТА НА РАСПРОСТРАНЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СИГНАЛОВ В ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ С ПРОИЗВОЛЬНЫМ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ЗАПОЛНЕНИЕМ

А. М. Бобрешов¹, Г. К. Усков¹, К. В. Смусева¹, А. А. Кононов¹

¹Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе рассмотрен вопрос о влиянии конечной проводимости металлических стенок волновода, заполненного диэлектрической средой с ненулевым поглощением, на процессы распространения в нём электромагнитных сигналов. При этом во внимание приняты качественные различия в пространственном строении электромагнитного поля, относящегося к различным волновым модам. Для каждого из основных типов волн получено точное выражение для средней мощности, переносимой сигналом. На основе модели, учитывающей потери в стенках волновода, возникающие из-за скин-эффекта, рассчитаны соотношения, позволяющие описать дополнительное затухание сигнала посредством корректировки амплитудной постоянной распространения. Выявлена косвенная взаимосвязь между затуханием, происходящим в скин-слое, и потерями, обусловленными свойствами среды, заполняющей волновод. Сформулировано условие применимости полученных результатов к реальным системам.

Ключевые слова: металлический волновод; скин-эффект; диэлектрическая среда с потерями; затухание в скин-слое.

INFLUENCE OF THE SKIN EFFECT ON THE PROPAGATION OF ELECTROMAGNETIC SIGNALS IN A RECTANGULAR WAVEGUIDE WITH ARBITRARY DIELECTRIC FILLING

A. M. Bobreshov¹, G. K. Uskov¹, K. V. Smuseva¹, A. A. Kononov¹

¹Voronezh state university (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The paper considers the effect of the finite value of the conductivity of the metal walls waveguide filled with a dielectric medium with nonzero losses on the electromagnetic signals propagation processes in its inner space. Herein the qualitative dissimilarities in the spatial structure of the electromagnetic field corresponding to different wave modes are taken into account. For each of the main wave types, an exact expression is obtained for the average power carried by the signal. Based on a model accounting for the skin-effect caused losses in the waveguide walls, the relations are calculated to describe the additional attenuation of the signal by adjusting the amplitude propagation constant. An indirect relationship between the skin-layer attenuation and the losses caused by the waveguide filling properties are revealed. The condition of applicability of the obtained results to real systems is formulated.

Keywords: metallic waveguide; skin-effect; lossy dielectric medium; skin-layer attenuation.

1. ВВЕДЕНИЕ

Интерес к теоретическому описанию процессов распространения электромагнитного поля в прямоугольном металлическом волноводе, заполненном диэлектрической средой, обусловлен возможностью применения участка подобного волноводного тракта в составе экспериментальной установки [1–5] для определения электрофизических параметров материала, из которого состоит заполнение (данная

задача возникает, например, в связи с необходимостью иметь в распоряжении достаточно точные значения этих параметров для использования диэлектрика при изготовлении компонентов приёмно-передающих сверхвысокочастотных систем по методу аддитивного производства [6–9]). При этом в ходе расчётов, как правило, пренебрегают наличием у металлических стенок рассматриваемого волновода некоторого конечного сопротивления, которое приводит к возникновению ненулевых дополнительных потерь. Представляется актуальным вопрос о величине этих потерь в реальных условиях, а также о зависимости этой величины от основных параметров экспериментальной установки. Учитывая её возможное применение, упомянутое выше, будем искать ответ на поставленный вопрос, исходя из общих предположений, то есть сразу рассматривая случай произвольного диэлектрического заполнения, которое может обладать, в том числе, поглощающими свойствами.

2. ИСХОДНЫЕ СООТНОШЕНИЯ. ПЕРЕДАВАЕМАЯ ПО ВОЛНОВОДУ МОЩНОСТЬ

Рассматривая электромагнитное поле внутри металлического волновода с прямоугольным поперечным сечением (a — большая сторона прямоугольника, b — меньшая, см. рисунок 1, слева), заполненного диэлектриком (ε — относительная диэлектрическая проницаемость, μ — относительная магнитная проницаемость, $\operatorname{tg} \vartheta$ — тангенс угла потерь; все перечисленные электрофизические параметры предполагаются скалярными константами), в которой отсутствуют свободные заряды, можно (в результате решения системы уравнений Максвелла) получить явный вид всех компонент электромагнитного поля для двух основных типов волн (TE и TM); итоговые формулы (вместе с их выводом) приведены в [10].

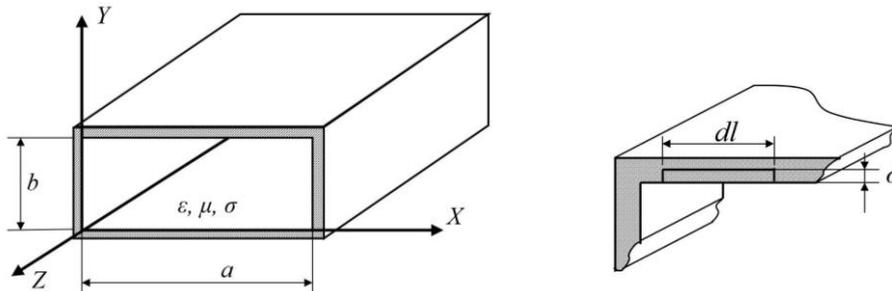


Рис. 1. Прямоугольный волновод

Характер распространения вдоль оси волновода определяется [10] фазовой и амплитудной постоянными,

$$\beta = \sqrt{\psi_\varepsilon + \sqrt{\psi_\varepsilon^2 + \psi_\vartheta^2}}, \quad \alpha = \sqrt{\sqrt{\psi_\varepsilon^2 + \psi_\vartheta^2} - \psi_\varepsilon}, \quad (1)$$

выражающимися через вспомогательные величины

$$\psi_\varepsilon = 2\pi^2 \left(\frac{f^2 \mu \varepsilon}{c^2} - \frac{1}{4} \cdot \left(\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2} \right) \right), \quad \psi_\vartheta = 2\pi^2 \cdot \frac{f^2 \mu \varepsilon}{c^2} \operatorname{tg} \vartheta, \quad (2)$$

где f — рабочая частота колебаний;

m, n — неотрицательные целые числа, определяющие номер волновой моды;

$c = 299\,792\,458 \text{ м/с}$ — электродинамическая постоянная (скорость света в вакууме).

Приведённые в [10] соотношения устанавливают вид структуры электромагнитного поля, что позволяет [11] оценить среднюю передаваемую по волноводному тракту мощность посредством интегрирования комплексного вектора Умова-Пойнтинга по поперечному сечению волновода S :

$$P = \operatorname{Re} \iint_S (\vec{S}_p \cdot \vec{dS}), \quad \vec{S}_p = \frac{1}{2} [\vec{E} \times \vec{H}^*]. \quad (3)$$

Интегрирование идёт по-разному для каждого типа волн, точнее, для каждого класса мод, обладающих качественно общей структурой. Моды вида H_{m0} и H_{0n} приходится рассматривать отдельно, потому что у них отсутствует изменение компонент вдоль одной из осей Ox , Oy ; говоря же о модах H_{mn} , мы будем подразумевать, что оба индекса ненулевые, и поле меняется вдоль обеих поперечных осей. Для E_{mn} всё это несущественно, так как там в силу самой природы поля оба индекса обязаны быть ненулевыми всегда (иначе обратились бы в ноль векторы напряжённостей).

Расчёт приводит к выражениям

$$\begin{cases} P_{m0}^H = \frac{|D|^2 \omega \beta \pi^2 m^2 b}{4 \mu \mu_0 a \cdot e^{2\alpha z}}, & P_{0n}^H = \frac{|D|^2 \omega \beta \pi^2 n^2 a}{4 \mu \mu_0 b \cdot e^{2\alpha z}}, & P_{mn}^H = \frac{|D|^2 \omega \beta \pi^2 ab}{8 \mu \mu_0 \cdot e^{2\alpha z}} \cdot \left(\left(\frac{m}{a} \right)^2 + \left(\frac{n}{b} \right)^2 \right), \\ P_{mn}^E = \frac{|D|^2 \omega \varepsilon \varepsilon_0 \pi^2 ab}{8 e^{2\alpha z}} \cdot \left(\left(\frac{m}{a} \right)^2 + \left(\frac{n}{b} \right)^2 \right) \cdot (\beta + \alpha \operatorname{tg} \vartheta), \end{cases} \quad (4)$$

где $\mu_0 \approx 1.2566 \cdot 10^{-6} \text{ Гн / м}$ — магнитная постоянная;

$\varepsilon_0 \approx 8.854 \cdot 10^{-12} \text{ Ф / м}$ — электрическая постоянная;

D — комплексная амплитуда сигнала данного типа (у мод E_{mn} она, вообще говоря, выражается особым образом, но это не повлияет на дальнейшие рассуждения, поскольку мы будем изучать каждый тип волн в отдельности и, как будет показано ниже, для всех случаев в итоге $|D|^2$ сократится и в финальный ответ не войдёт).

3. СКИН-ЭФФЕКТ И АКТИВНЫЕ ПОТЕРИ

Оценку активных потерь на ненулевом сопротивлении стенок (относительную магнитную проницаемость которых обозначим μ_0) можно теперь осуществить так. Предположим, что их удельная электропроводность $\sigma_{\text{ст}}$ достаточно велика, чтобы сохранить пространственную структуру поля без существенных изменений, и рассчитаем мощность P_l , рассеиваемую по закону Джоуля — Ленца в той области металлической среды, куда электромагнитное поле проникает, а именно в скин-слое [12] глубины

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\sigma_{\text{ст}} \pi f \mu_{\text{ст}} \mu_0}} \quad (5)$$

(см. рисунок 1, справа), основываясь на том известном факте, что плотность $J = dI / dl$ поверхностного тока I численно равна тангенциальной составляющей вектора напряжённости магнитного поля. В активном сопротивлении $R_{\text{пов}}$ участка скин-слоя единичной длины и ширины dl теряется средняя мощность

$$dP_l = \frac{(dl)^2 R_{\text{пов}}}{2} = \frac{J^2 (dl)^2}{2} \left(\frac{1}{\sigma_{\text{ст}}} \cdot \frac{1}{\delta \cdot dl} \cdot 1 \right) = \frac{J^2 \sqrt{\sigma_{\text{ст}} \pi f \mu_{\text{ст}} \mu_0}}{2 \sigma_{\text{ст}}} dl = \frac{|\vec{H}_t|^2}{2} \sqrt{\frac{\pi f \mu_{\text{ст}} \mu_0}{\sigma_{\text{ст}}}} dl; \quad (6)$$

остаётся проинтегрировать это по внутреннему периметру поперечного сечения волновода, чтобы найти P_l .

Теперь учтём эти потери в поправке α_c к постоянной α , описывающей дополнительное затухание мощности (пропорциональной квадрату амплитуды) по закону $\sim \exp(-2 \cdot \Delta z \cdot \alpha_c)$ при прохождении сигналом расстояния Δz вдоль оси волновода; величина поправки определяется потерями на единицу длины:

$$P_l = P \cdot (1 - e^{-2\alpha_c \Delta z}) \Rightarrow \alpha_c = -\frac{1}{2} \cdot \ln \left(1 - \frac{P_l}{P} \right); \quad (7)$$

далее эта поправка используется для расчёта суммарного затухания амплитуды сигнала, закон которого приобретает вид $\sim \exp(-\Delta z \cdot (\alpha_c + \alpha))$.

Таким образом, достаточно вычислить величину относительных потерь P_l / P . Интегрирование выражений типа (6) даёт

$$\left\{ \begin{array}{l} (P_l/P)^{(H_{m0})} = \sqrt{\frac{\mu_{ст}}{\pi f \mu_0 \sigma_{ст}}} \cdot \frac{(\frac{\pi m}{a})^2 \cdot (\frac{2b}{a} + 1) + 2 \cdot \sqrt{\psi_\varepsilon^2 + \psi_\vartheta^2}}{\mu b \beta}; \\ (P_l/P)^{(H_{0n})} = \sqrt{\frac{\mu_{ст}}{\pi f \mu_0 \sigma_{ст}}} \cdot \frac{(\frac{\pi n}{b})^2 \cdot (1 + \frac{2a}{b}) + 2 \cdot \sqrt{\psi_\varepsilon^2 + \psi_\vartheta^2}}{\mu a \beta}; \\ (P_l/P)^{(H_{mn})} = 2 \cdot \sqrt{\frac{\mu_{ст}}{\pi f \mu_0 \sigma_{ст}}} \cdot \frac{(\frac{n^2}{b} + \frac{m^2}{a}) \cdot 2 \cdot \sqrt{\psi_\varepsilon^2 + \psi_\vartheta^2} + \pi^2 (\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2}) \cdot (b+a)}{\beta a b \mu \cdot (\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2})}; \\ (P_l/P)^{(E_{mn})} = 4 \cdot \sqrt{\frac{\pi f \mu_{ст} \mu_0}{\sigma_{ст}}} \cdot \frac{2 \pi f \varepsilon \varepsilon_0 (1 + \operatorname{tg}^2 \vartheta)}{a b \cdot (\beta + \alpha \operatorname{tg} \vartheta)} \cdot \frac{m^2 b^3 + n^2 a^3}{m^2 b^2 + n^2 a^2}; \end{array} \right. \quad (8)$$

в полученные формулы входит $\operatorname{tg} \vartheta$, что свидетельствует об интересном обстоятельстве: по сути, потери в скин-слое, в числе прочего, зависят от потерь в диэлектрике; другими словами, наблюдается влияние свойств физических одной области пространства на процессы, происходящие в другой.

4. О ПРИМЕНИМОСТИ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

Проделанный нами вывод основывался на том предположении, что стенки волновода являются всё же достаточно хорошими проводниками и потери в скин-слое малы. Из (5) видно, что критерием этого может служить неравенство $P_l / P \ll 1$; более того, при очень малых потерях в скин-слое (что обычно имеет место на практике) допустимо упрощение (5). Действительно, известная из математического анализа асимптотическая замена $\ln(1+h) = h + o(h)$ (при $h \rightarrow 0$) позволяет записать

$$\alpha_c \approx \frac{P_l}{2P}. \quad (7)$$

Построим для примера графики относительных потерь P_l / P в скин-слое для низших мод каждого из четырёх основных типов волн (рисунок 2). В качестве заполняющей волновод среды был выбран некий абстрактный диэлектрик с типичными значениями электрофизических параметров: $\varepsilon = 2.5$ и $\operatorname{tg} \vartheta = 0.001$, а стенки волновода считались сделанными из меди ($\sigma_{ст} = 5.88 \cdot 10^7$ См / м, $\mu_{ст} = 0.9999904$).

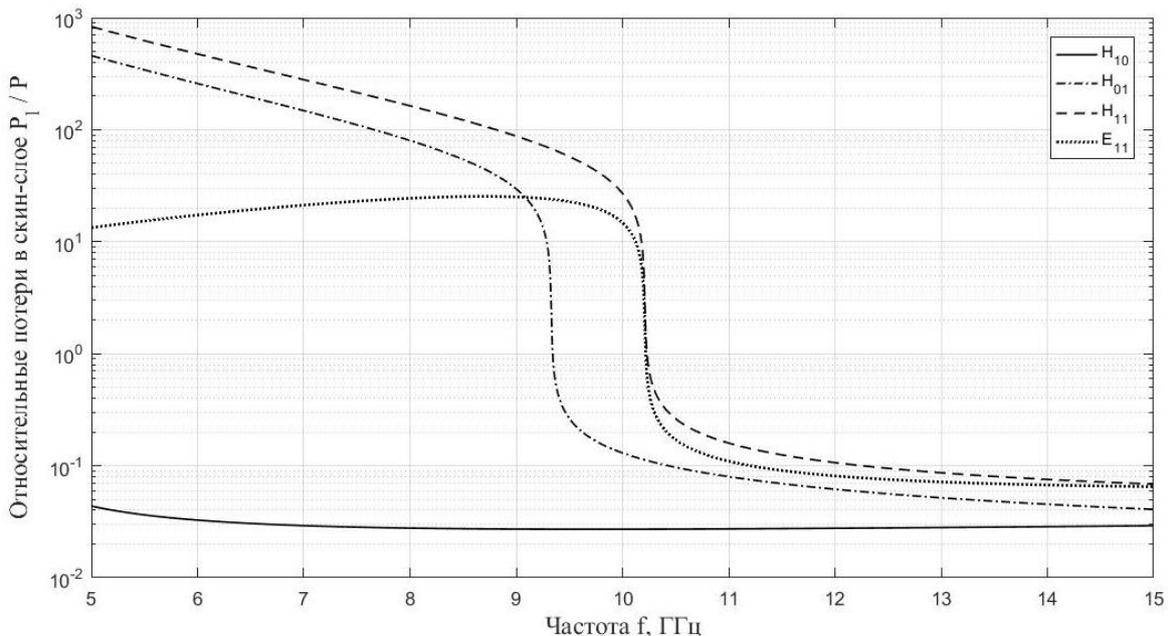


Рис. 2. Относительные потери в скин-слое для различных типов волн

С помощью подобных графиков удобно оценивать применимость формул (6) и (7): как видно, кривые характеризуются резким возрастанием, означающим выход за границы тех предположений, которых мы придерживались. Можно также обратить внимание, что оно имеет тенденцию случаться примерно в той области, где для соответствующего типа волн наступает режим отсечки — это не простое совпадение, а закономерная особенность, обусловленная наличием в знаменателях формул (6) фазовой постоянной β , которая на указанных частотах убывает почти до нуля (так как там распространение сигнала практически прекращается). Отметим также аномальное поведение кривой для волн типа E_{mn} , вызванное их специфической структурой: из-за отсутствия продольной компоненты вектора напряжённости магнитного поля в стенках не возникают поперечные токи, так что потери в скин-слое понижены. Наконец, в силу (7) построенные кривые в пределах своих областей применимости дают также и представление о ходе изменения α_c .

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе был проведён анализ энергетических соотношений в прямоугольном волноводе, заполненном диэлектрической средой с ненулевым поглощением. Для каждого из основных типов возможной структуры поля волны рассчитана средняя мощность, передаваемая электромагнитным сигналом через поперечное сечение подобного волноводного тракта, и установлены качественные отличия характера её зависимости от параметров передающей системы в случаях, соответствующих различным классам волновых мод. Построена модель скин-эффекта, позволяющая учесть наличие ненулевого активного сопротивления у металлов, из которых изготавливаются стенки реальных волноводов. Аналитическим путём найдены выражения для средней мощности потерь в скин-слое в отношении на единицу длины и определены соответствующие поправки к амплитудной постоянной распространения, при этом также учтены качественные отличия в конфигурации электромагнитного поля разных мод. Установлено, что одним из факторов, определяющих масштабы затухания из-за потерь в стенках волновода, является величина тангенса угла потерь, характеризующая диэлектрическую среду. Кроме того, выведено условие применимости полученных результатов к реальным волноводным трактам, а также указана возможность упрощения расчётных соотношений для приближённых вычислений.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 21-19-00323, <https://rscf.ru/project/21-19-00323/>.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бобрешов А.М. Оценка электрофизических параметров диэлектриков для трехмерной печати / Бобрешов А.М., Жевнеров К.С., Коровченко И.С., Кононов А.А., Смусева К.В., Усков Г.К. // Сборник трудов XXVI Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» – Воронеж, 2020, Т. 5. – С. 137–143.
2. Бобрешов А.М. Аналитическая модель измерительной волноводной линии для оценки электрофизических параметров диэлектрических материалов / Бобрешов А. М., Кононов А. А., Корчагин Ю. Э., Смусева К. В., Усков Г. К. // Сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» – Воронеж, 2021, Т. 3. – С. 125–131.
3. Бобрешов А. М. Теоретическое описание измерительной волноводной линии с продольно-частичным заполнением в комплексных параметрах рассеяния /

- Бобрешов А. М., Кононов А. А., Корчагин Ю. Э., Смусева К. В., Усков Г. К. // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. – Севастополь, 2022. – С. 225 – 226
4. Бобрешов А. М. Общий алгоритм определения электрофизических параметров в сверхвысокочастотном диапазоне методом минимизации нормы невязки / Бобрешов А. М., Кононов А. А., Смусева К. В., Усков Г. К. // Сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2022, Т. 5. – С. 193–199.
 5. Усков Г. К., Смусева К. В., Кононов А. А. Программа определения электрофизических параметров диэлектрика по коэффициенту пропускания частично заполненного им волноводного тракта. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ 2023611180, 17.01.2023. Заявка № 2022686378 от 28.12.2022.
 6. Усков Г. К., Смусева К. В., Кононов А. А. Программа послойного формирования траекторий для трехмерного прототипирования диэлектрических линзовых структур. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ 2022681161, 10.11.2022. Заявка № 2022680729 от 02.11.2022.
 7. Hornick J. 3D Printing and Intellectual Property: Initial Thoughts / J. Hornick, D. Roland // The Licensing Journal, 2013, Vol. 33, No. 7. – Pp. 12–16.
 8. Bobreshov A. M. Ultrawideband TEM horn with inhomogeneous dielectric medium. / A. M. Bobreshov, G. K. Uskov, P. A. Kretov, N. S. Sbitnev. // Microw. Opt. Technol. Lett., 2020, Pp. 1–6., <https://doi.org/10.1002/mop.32622>.
 9. Bobreshov A. M. Biconical antenna with inhomogeneous dielectric lens for UWB applications / A. M. Bobreshov, A. S. Zhabin, E. A. Seregina, G. K. Uskov // Electronics Letters, Vol. 56, No. 17. – Pp. 857–859.
 10. Кононов А. А. A Model of Electromagnetic Field Propagation Processes in a Rectangular Waveguide Filled With a Lossy Dielectric Medium / Кононов А. А., Величкина А. С., Смусева К. В., Усков Г. К. // IEEE 8th All-Russian Microwave Conference (RMC), 2022.
 11. Барыбин А. А. Справочник по теоретическим основам радиоэлектроники / Барыбин А. А., Вендик О. Г., Горин Ю. Н. [и др.], под ред. Б. Х. Кривицкого, В. Н. Дулина // М.: «Энергия», 1977, Т. 1. – 504 с.
 12. Лебедев И. В. Техника и приборы СВЧ. М.: Высшая школа, 1970, Т. 1. – 440 с.

REFERENCES

1. Bobreshov A.M. Estimation of dielectric electrophysical parameters for 3d-printing / Bobreshov A.M., Zhevnerov K.S., Korovchenko I.S., Kononov A.A., Smuseva K.V., Uskov G.K // The collection of the works of XXVI International technological conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2020, Vol. 4. – Pp. 137–143.
2. Bobreshov A.M. Analytical model of a measuring waveguide line for evaluating the electrophysical parameters of dielectric materials / Bobreshov A.M., Kononov A.A., Korchagin Y.E., Smuseva K.V., Uskov G.K. // The collection of the works of XXVII International technological conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2021, Vol. 3. – Pp. 125–131.
3. Bobreshov A. M. Theoretical description of a measuring waveguide line with longitudinally partial filling in terms of the complex scattering parameters / Bobreshov A. M., Kononov A. A., Smuseva K. V., Uskov G. K. // «Microwave and Telecommunication Technology», Sevastopol, 2022, No. 4. – Pp. 225–226.
4. Bobreshov A.M. A general algorithm for determining electrophysical parameters in the microwave range by the method of minimization of the discrepancy rate / Bobreshov A. M., Kononov A. A., Smuseva K. V., Uskov G. K. // The collection of the works of XXVIII International technological conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2022, Vol. 5. – Pp. 193–199.

5. Uskov G. K., Smuseva K. V., Kononov A. A. The program for determining electrophysical parameters of a dielectric material by the transmission coefficient of a waveguide tract partially filled by it. RU 2023611180, stated 28.12.2022, publ. 17.01.2023.
6. Uskov G. K., Smuseva K. V., Kononov A. A. The program for layer-by-layer trajectory formation for three-dimensional prototyping of dielectric lens structures. RU 2022681161, stated 02.11.2022, publ. 10.11.2022.
7. Hornick J. 3D Printing and Intellectual Property: Initial Thoughts / J. Hornick, D. Roland // *The Licensing Journal*, 2013, Vol. 33, No. 7. – Pp. 12–16.
8. Bobreshov A. M. Ultrawideband TEM horn with inhomogeneous dielectric medium. / A. M. Bobreshov, G. K. Uskov, P. A. Kretov, N. S. Sbitnev. // *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 2020, Pp. 1–6., <https://doi.org/10.1002/mop.32622>.
9. Bobreshov A. M. Biconical antenna with inhomogeneous dielectric lens for UWB applications / A. M. Bobreshov, A. S. Zhabin, E. A. Seregina, G. K. Uskov // *Electronics Letters*, Vol. 56, No. 17. – Pp. 857–859.
10. Kononov A. A. A Model of Electromagnetic Field Propagation Processes in a Rectangular Waveguide Filled With a Lossy Dielectric Medium / Kononov A. A., Velichkina A. S., Smuseva K. V., Uskov G. K. // *IEEE 8th All-Russian Microwave Conference (RMC)*, 2022
11. Barybin A. A. Handbook of the theoretical foundations of radio electronics / Barybin A. A., Vendik O. G., Gorin Yu. N. [et al.], ed. B. H. Krivitskiy, V. N. Dulin. M.: «Energy», 1977, Vol. 1. – 504 p.
12. Lebedev I. V. Microwave equipment and devices. M.: Highest School, 1970, Vol. 1. – 440 p.

ВЛИЯНИЕ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ НА ТОЧНОСТЬ ОЦЕНКИ МОМЕНТОВ ПОЯВЛЕНИЯ И ИСЧЕЗНОВЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

П.А. Трифонов¹, Н.Н. Ахмад¹

¹ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия

Аннотация. Выполнен синтез и анализ алгоритмов оценки моментов появления и исчезновения сверхширокополосных сигналов (СШПС) неизвестной формы принимаемых на фоне гауссовских узкополосных помех (ГУП) и гауссовского белого шума (ГБШ). Найдены асимптотические выражения для условных смещений и рассеяний квазиправдоподобных (КП) оценок моментов появления и исчезновения. Исследовано влияние узкополосной помехи на точность оценок моментов появления и исчезновения.

Ключевые слова: моменты появления и исчезновения, квазиправдоподобная оценка, максимально правдоподобная оценка, смещение, рассеяние оценки, узкополосная помеха, сверхширокополосный сигнал.

EFFECT OF NARROW-BAND INTERFERENCE ON THE ACCURACY OF ESTIMATION OF THE MOMENTS OF THE APPEARANCE AND DISAPPEARANCE OF ULTRA-WIDEBAND SIGNALS

P.A. Trifonov¹, N.N. Ahmad¹

¹MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia

Abstract. The synthesis and analysis of an algorithm for estimating the moments of appearance and disappearance of ultra-wideband signals (UWBSS) of an unknown form received against the background of Gaussian narrow-band interference and Gaussian white noise is performed. Asymptotic expressions are found for the conditional shifts and scatter of quasi-likelihood estimates of the moments of appearance and disappearance. The effect of narrow-band noise on the accuracy of estimates of the moments of appearance and disappearance is studied.

Keywords: appearance and disappearance times, quasi-likelihood estimate, maximum plausible estimate, bias, estimate scatter, narrowband interference, ultra-wideband signal.

1. ВВЕДЕНИЕ

В последние годы в радиоэлектронных системах (РЭС) развитых иностранных государствах широко используются СШПС, которые могут обеспечить высокую информативность и устойчивость функционирования при воздействии преднамеренных и непреднамеренных помех, часто сопровождающих процесс приема радиосигналов. В связи с этим возникает задача оценки параметров СШПС принимаемых на фоне преднамеренных и непреднамеренных помех. В ранее опубликованных работах [1-4] исследованы оптимальные и квазиоптимальные алгоритмы оценки моментов появления и исчезновения сигналов, принимаемых на фоне только ГБШ.

Предположим, что на интервале наблюдения $[0, T]$ подлежит обработки СШПС вида

$$s(t, \theta_{01}, \theta_{02}) = \begin{cases} f(t), & \theta_{01} \leq t \leq \theta_{02}, \\ 0, & t < \theta_{01}, t > \theta_{02}. \end{cases} \quad (1)$$

Здесь $f(t)$ – функция, описывающая форму сигнала, а θ_{01} и θ_{02} – моменты его появления и исчезновения соответственно, принимающие свои значения из априорных интервалов

$$\theta_i \in [\theta_{i\min}, \theta_{i\max}], \quad i = 1, 2. \quad (2)$$

Пусть на интервале времени $[0, T]$ в случае наличия сигнала (гипотеза H_1) наблюдается реализация: $H_1: x(t) = s(t, \theta_1, \theta_2) + n(t) + \xi(t)$, а в случае отсутствия сигнала (гипотеза H_0): $H_0: x(t) = n(t) + \xi(t)$. Здесь $n(t)$ – реализация ГБШ с односторонней спектральной плотностью N_0 , а $\xi(t)$ – ГУП с корреляционной функцией $B_\xi(t_2 - t_1)$ и спектральной плотностью

$$G_\xi(\omega) = \sum_{i=1}^K \frac{\gamma_i}{2} \left[I\left(\frac{\omega_{0i} - \omega}{\Omega_i}\right) + I\left(\frac{\omega_{0i} + \omega}{\Omega_i}\right) \right], \quad (3)$$

где ω_{0i} – центральная частота, $\Omega = \int_0^\infty G_\xi^2(\omega) d(\omega) / \max G_\xi^2(\omega)$ – эквивалентная полоса частот, γ – величина спектральной плотности ГУП (интенсивность), $I(x) = \begin{cases} 1, & |x| < 1/2 \\ 0, & |x| > 1/2 \end{cases}$.

2. ОЦЕНКА МОМЕНТОВ ИСЧЕЗНОВЕНИЯ

Предположим, что на приёмной стороне нет необходимости оценки момента появления θ_{01} , а требуется найти оценку момента исчезновения СШПС θ_{02} . Используем КП алгоритм оценки [3, 5], согласно которому, приёмник должен формировать случайный процесс вида $L^*(\theta_2) = L^*(\theta_1^*, \theta_2)$, где

$$L^*(\theta_1, \theta_2) = \frac{2}{N_0} \int_{\theta_1}^{\theta_2} [x(t) - g(t)/2] g(t) dt, \quad (4)$$

величина, формируемая для всех возможных значений момента исчезновения (2), $g(t)$ и θ_1^* – форма и момент появления ожидаемого сигнала, а КП оценка момента исчезновения определяется как положение абсолютного максимума процесса $L^*(\theta_2)$

$$\tilde{\theta}_2 = \arg \sup L^*(\theta_2), \quad (5)$$

Блок-схему КП измерителя момента исчезновения СШПС (5) можно представить в виде рисунка 1, где К – ключ, замкнутый на отрезке времени $[\theta_1^*, \theta_{2\max}]$, И – интегратор, Э – экстрематор, определяющий положение максимума выходного сигнала интегратора на отрезке времени $t \in [\theta_{2\min}, \theta_{2\max}]$.

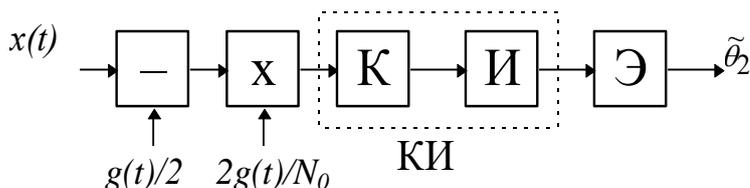


Рис. 1. Блок-схема КП измерителя момента исчезновения.

Рассмотрим статистические характеристики случайного процесса $L^*(\theta_2)$. Сигнальная функция запишется как

$$S^*(\theta_2) = \frac{2}{N_0} \int_{\max(\theta_1^*, \theta_{01})}^{\min(\theta_2, \theta_{02})} f(t)g(t)dt - \frac{1}{N_0} \int_{\theta_1^*}^{\theta_2} g^2(t)dt, \quad (6)$$

$$\text{корреляционную функцию } B^*(\theta_{12}, \theta_{22}) = \frac{2\chi}{N_0} \int_{\theta_1^*}^{\min(\theta_{12}, \theta_{22})} g^2(t)dt.$$

где величина

$$\chi = 1 + \frac{2}{N_0} \sum_{i=1}^K \int_{\theta_1^*}^{\theta_2} \int_{\theta_1^*}^{\theta_2} B_{i\xi}(t_2 - t_1)g(t_1)g(t_2)dt_1dt_2 / \int_{\theta_1^*}^{\theta_2} g^2(t)dt \quad (7)$$

– показывает снижение точности оценки СШПС вследствие воздействия ГУП [6].

Используя спектральное представление, можно переписать (7) как

$$\chi = 1 + \frac{2}{N_0} \sum_{i=1}^K \int_{-\infty}^{\infty} G_i(\omega) |S(j\omega)|^2 d\omega / \int_{-\infty}^{\infty} |G(j\omega)|^2 d\omega \quad (8)$$

Будем полагать, что отношение сигнал/шум (ОСШ) на выходе приемника достаточно велико $z^2 = S^{*2}(\theta_{2m})/B^*(\theta_{2m}, \theta_{2m}) \gg 1$, где

$$\theta_{2m} = \arg \sup S^*(\theta_2), \quad (9)$$

– положение абсолютного максимума сигнальной функции (6).

Используя метод локально-марковской аппроксимации [7], найдем асимптотическое выражение для плотности вероятности КП оценки момента исчезновения СШПС

$$W(\theta_2) = \begin{cases} d_1^2 \Psi [d_1^2 (\theta_{2m} - \theta_2), z_1^2, z_2^2, 1/q_2], & \theta_2 \leq \theta_{2m}. \\ d_2^2 \Psi [d_1^2 (\theta_{2m} - \theta_2), z_1^2, z_2^2, q_2], & \theta_2 > \theta_{2m}. \end{cases} \quad (10)$$

Здесь, функция $\Psi(y, y_1, y_2, y_3)$ определяется следующим [1]:

$$\Psi(y, y_1, y_2, y_3) = \frac{1}{2\sqrt{\pi}y^{3/2}} \left\{ \frac{\exp[-(y_1 - y)/4]}{\sqrt{\pi}[y_1 - y]} + \Phi\left(\sqrt{\frac{y_1 - y}{2}}\right) \right\} \times \\ \times \int_0^{\infty} x \exp\left\{-\frac{(x+y)^2}{4y}\right\} \left[\Phi\left(\frac{y_2 + y_3x}{\sqrt{2y_2}}\right) - \exp(-y_3x) \Phi\left(\frac{y_2 - y_3x}{\sqrt{2y_2}}\right) \right] dx,$$

а функция

$$z_0^2 = 2 \int_{\theta_1^*}^{\theta_{2m}} g^2(t)dt / N_0$$

– ОСШ на выходе приёмника МП при положении абсолютного максимума сигнальной функции. И далее введены следующие обозначения:

$$z_1^2 = d_1^2 T_{\max} \min(\mu_2, z_0^2 / \rho_{21}^2), \quad z_2^2 = d_2^2 T_{\max} m_2$$

$$d_1^2 = \frac{\rho_{21}^2 q_2^2}{2\chi T_{\max}}, \quad d_2^2 = \frac{\rho_{21}^2}{2\chi T_{\max}}$$

$$\rho_{21}^2 = 2g^2(\theta_{2m})T_{\max} / N_0$$

$$q_2 = 2f(\theta_{2m})/g(\theta_{2m}) - 1$$

– безразмерные параметры, которые отброшены все члены в выражении для плотности вероятности КП оценки.

$$m_2 = (\theta_{2\max} - \theta_{2m})/T_{\max}, \quad \mu_2 = (\theta_{2m} - \theta_{2\min})/T_{\max}$$

– нормированные положения момента исчезновения сигнала.

$$T_{\max} = \theta_{2\max} - \theta_{1\min}$$

– максимальная длительность сигнала.

При дальнейшем увеличении ОСШ $\rho_{21} \rightarrow \infty$ плотность вероятности (10) приобретает вид

$$W(\mu) = \begin{cases} W_0(|\mu|, 1/q_2), & \mu \leq 0, \\ W_0(|\mu|, q_2), & \mu > 0. \end{cases} \quad (11)$$

Здесь перешли к новой переменной $\mu = \rho_{21}^2 q_2^2 (\theta_2 - \theta_{2m}) / 2\chi T_{\max}$ при $\theta_2 \leq \theta_{2m}$ и $\mu = \rho_{21}^2 (\theta_2 - \theta_{2m}) / 2\chi T_{\max}$ при $\theta_2 > \theta_{2m}$ и обозначили

$$W_0(x, y) = \Psi(x, \infty, \infty, y) = 1 - \Phi\left\{\sqrt{|x|/2}\right\} + (2y+1)\exp\{y(y+1)|x|\}\left[1 - \Phi\left\{(2y+1)\sqrt{|x|/2}\right\}\right]. \quad (12)$$

С помощью выражения (11) найдем асимптотические выражения для условных смещений и рассеяний КП оценки момента исчезновения СШПС

$$b(\tilde{\theta}_2 | \theta_{02}) = \Delta_2 + 2T_{\max} \left[q_2^3 (q_2 + 2) - (2q_2 + 1) \right] / \left[\chi \rho_{21}^2 q_2^2 (q_2 + 1) \right]^2, \quad \Delta_2 = \theta_{2m} - \theta_{02}, \quad (13)$$

$$V(\tilde{\theta}_2 | \theta_{02}) = 8 \left[T_{\max}^2 q_2^5 (2q_2^2 + 6q_2 + 5) + (5q_2^2 + 6q_2 + 2) \right] / \left[\chi^2 \rho_{21}^4 q_2^4 (q_2 + 1)^3 \right] + 2\Delta_2 b(\tilde{\theta}_2 | \theta_{02}) - \Delta_2^2, \quad (14)$$

Заметим, что при совпадении форм принимаемого и ожидаемого сигналов $f(t) = g(t)$, $q_2 = 1$, $\theta_{2m} = \theta_{02}$, выражения (13), (14) можно писать в виде

$$b(\tilde{\theta}_2 | \theta_{02}) = 0, \quad V(\tilde{\theta}_2 | \theta_{02}) = 26\chi^2 T_{\max}^2 / \rho_{21}^4, \quad (15)$$

3. ОЦЕНКА МОМЕНТОВ ПОЯВЛЕНИЯ И ИСЧЕЗНОВЕНИЯ

Пусть теперь на приёмной стороне требуется найти оценки моментов появления и исчезновения СШПС. Как и ранее используем КП алгоритм [2, 3], согласно которому, приемник должен формировать решающую статистику (4) для всех возможных значений моментов появления и исчезновения (2). Оценки этих моментов являются положениями абсолютного максимума поля статистики (4)

$$(\tilde{\theta}_1, \tilde{\theta}_2) = \arg \sup L^*(\theta_1, \theta_2), \quad (16)$$

Трудностей аппаратной реализации КП алгоритмов оценки частично удастся избежать, если представить случайное поле (4) в виде суммы $L^*(\theta_1, \theta_2) = L_1(\theta_1) + L_2(\theta_2)$ двух случайных процессов [1, 3]. Первый из них зависит только от момента появления θ_1 , а второй – только от момента исчезновения θ_2 :

$$L_1(\theta_1) = \frac{2}{N_0} \int_{\theta_1}^{\theta} g(t)x(t)dt - \frac{1}{N_0} \int_{\theta_1}^{\theta} g^2(t)dt, \quad (17)$$

$$L_2(\theta_2) = \frac{2}{N_0} \int_{\theta}^{\theta_2} g(t)x(t)dt - \frac{1}{N_0} \int_{\theta}^{\theta_2} g^2(t)dt, \quad (18)$$

где θ – произвольная точка, принадлежащая интервалу $(\theta_{1\max}, \theta_{2\min})$. Тогда КП оценки моментов появления и исчезновения можно найти как

$$\tilde{\theta}_i = \arg \sup L_i(\theta_i), \quad i=1,2. \quad (19)$$

В силу статистической независимости процессов $L_1(\theta_1)$ и $L_2(\theta_2)$, оценки (19) также статистически независимы. Блок-схема КП измерителя моментов появления и исчезновения можно изобразить в виде рисунка 2, где КИ1 и КИ2 – коммутируемые интеграторы, которые работают в интервалах времени $[\theta_{1\min}, \theta]$, $[\theta, \theta_{2\max}]$ соответственно. ЛЗ – линия задержки, осуществляющая задержку сигнала на время $t = \theta - \theta_{1\min}$, Э1 и Э2 – экстрематоры, определяющие положение максимума сигнала на интервалах времени $[\theta, \theta + \theta_{1\max} - \theta_{1\min}]$, $[\theta_{2\min}, \theta_{2\max}]$.

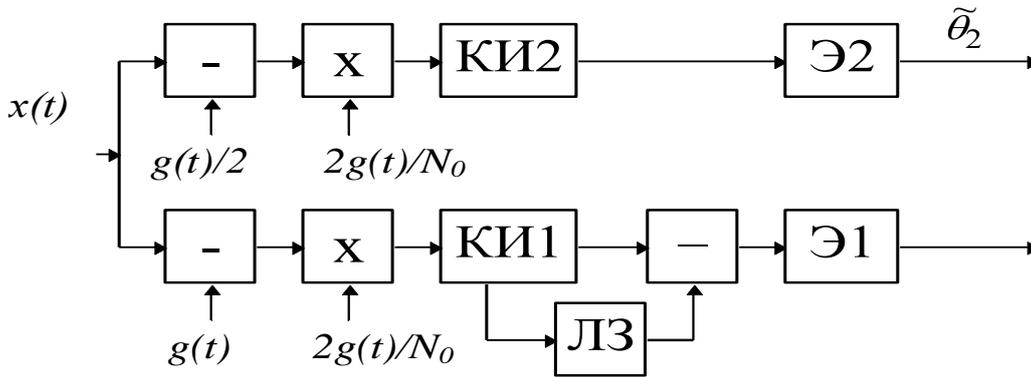


Рис. 2. Блок-схему КП измерителя моментов появления и исчезновения.

Далее используя метод локально-марковской аппроксимации [7], найдем асимптотическое выражение для плотности вероятности КП оценки моментов появления и исчезновения СШПС

$$W(\theta_i) = \begin{cases} d_{1i}^2 \Psi [d_{1i}^2 (\theta_{im} - \theta_i), z_{1i}^2, z_{2i}^2, 1/q_i], & \theta_i \leq \theta_{im}, \\ d_{2i}^2 \Psi [d_{2i}^2 (\theta_{im} - \theta_i), z_{1i}^2, z_{2i}^2, q_i], & \theta_i > \theta_{im}, \end{cases} \quad (20)$$

где $z_0^2 = 2 \int_{\theta_{im}}^{\theta_{2m}} g^2(t) dt / N_0$, $z_{1i}^2 = d_{1i}^2 T_{\max} \min(\mu_i, z_0^2 / \rho_{i1}^2)$, $z_{2i}^2 = d_{2i}^2 T_{\max} m_i$

$$d_{1i}^2 = \frac{\rho_{i1}^2 q_i^2}{2\chi T_{\max}}, \quad d_{2i}^2 = \frac{\rho_{i1}^2}{2\chi T_{\max}}$$

$$\rho_{i1}^2 = 2g^2(\theta_{im}) T_{\max} / N_0, \quad q_i = 2f(\theta_{im}) / g(\theta_{im}) - 1$$

$$m_i = (\theta_{1\max} - \theta_{im}) / T_{\max}, \quad \mu_i = (\theta_{im} - \theta_{1\min}) / T_{\max}, \quad T_{\max} = \theta_{2\max} - \theta_{1\min}$$

При дальнейшем увеличении ОСШ $\rho_{i1} \rightarrow \infty$, $i=1,2$ плотности вероятностей (20) можно представить в виде

$$W(\lambda_i) = \begin{cases} W_0(|\lambda_i|, 1/q_i), & \lambda_i \leq 0, \\ W_0(|\lambda_i|, q_i), & \lambda_i > 0. \end{cases} \quad (21)$$

Здесь перешли к новым переменным $\lambda_i = \rho_{i1}^2 q_i^2 (\theta_i - \theta_{im}) / 2T_{\max}$ при $\theta_i \leq \theta_{im}$ и $\lambda_i = \rho_{i1}^2 (\theta_i - \theta_{im}) / 2T_{\max}$ при $\theta_i > \theta_{im}$.

С помощью выражения (21) найдем асимптотические выражения для условных смещений и рассеяний КП оценки моментов появления и исчезновения

$$b(\tilde{\theta}_i|\theta_{0i}) = \Delta_i + (-1)^i 2T_{\max} [q_i^3(q_i+2) - (2q_i+1)] / [\chi \rho_{i1}^2 q_i^2 (q_i+1)^2], \quad \Delta_i = \theta_{im} - \theta_{0i}, \quad (22)$$

$$V(\tilde{\theta}_i|\theta_{0i}) = 8 [T_{\max}^2 q_i^5 (2q_i^2 + 6q_i + 5) + (5q_i^2 + 6q_i + 2)] / [\chi \rho_{i1}^4 q_i^4 (q_i+1)^3] + 2\Delta_i b(\tilde{\theta}_i|\theta_{0i}) - \Delta_i^2 \quad (23)$$

Согласно (22) и (23), КП оценки моментов появления и исчезновения (19) асимптотически независимы. При совпадении формы принимаемого и ожидаемого сигналов $f(t) = g(t)$, $q_i = 1$, $\theta_{im} = \theta_{0i}$ выражения (22), (23) можно записать в виде

$$b(\tilde{\theta}_i|\theta_{0i}) = 0, \quad V(\tilde{\theta}_i|\theta_{0i}) = 26\chi^2 T_{\max}^2 / \rho_{i1}^4, \quad (24)$$

Отметим, что при совпадении формы принятого и опорного сигналов КП оценки (19) совпадают с оценками максимального правдоподобия (МП) [1].

Введем нормированное условное рассеяние МП оценки моментов появления и исчезновения

$$V_{\theta_{im}} = V(\tilde{\theta}_i|\theta_{0i}) / T_{\max}^2, \quad (25)$$

характеризует относительную погрешность оценки.

4. ВЛИЯНИЕ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ

Для исследования эффективности МП оценок моментов появления и исчезновения необходимо рассчитывать коэффициент снижения эффективности оценки СШПС вследствие воздействия ГУП (7).

При совпадении формы принятого и опорного сигналов выражение (7) приобретает в виде

$$\chi = 1 + \frac{2}{N_0} \sum_{i=1}^K \int_{-\infty}^{\infty} G_i(\omega) |S(j\omega)|^2 d\omega / \int_{-\infty}^{\infty} |S(j\omega)|^2 d\omega \quad (26)$$

В случае, когда спектральные плотности узкополосных помех имеют прямоугольную форму (3), выражение (26) можно переписать в виде

$$\chi = 1 + \sum_{i=1}^K q_i \varepsilon_i \quad (27)$$

Параметры q_i , ε_i определяются как:

$$q_i = \gamma_i / N_0, \quad (28)$$

$$\varepsilon_i = \int_{\omega_{0i} - \Omega_i/2}^{\omega_{0i} + \Omega_i/2} |S(j\omega)|^2 d\omega / \int_0^{\infty} |S(j\omega)|^2 d\omega, \quad (29)$$

где q_i – отношение помеха–шум для i -ой помехи $\xi_i(t)$, а ε_i – относительная доля энергии СШПС в полосе частот, пораженной i -ой помехой.

В качестве примера рассмотрим характеристики МП оценок моментов появления и исчезновения прямоугольного импульса со скошенной вершиной:

$$f(t) = A_r [1 + 2(1 - \gamma_0)(t - \theta) / (1 + \gamma_0)T_{\max}] \sqrt{3 / (\gamma_0^2 + \gamma_0 + 1)} (1 + \gamma_0) / 2 \quad (30)$$

Здесь $\theta = (\theta_{2\max} + \theta_{1\min}) / 2$ – середина отрезка $[\theta_{1\min}, \theta_{2\max}]$. Выберем величины $\theta_{1\min}$ и $\theta_{2\max}$ фиксированными и обозначим $k = T_{\max} / T_{\min}$. Будем полагать, что $\theta_{1\max}$

и $\theta_{2\min}$ располагаются симметрично относительно θ , то есть $\theta_{2\min} - \theta = \theta - \theta_{1\max}$. Тогда длины априорных интервалов моментов появления и исчезновения одинаковы, а их изменение происходит согласованно с изменением $\theta_{1\max}$ и $\theta_{2\min}$ с помощью величины k . Множитель $\sqrt{3/(\gamma_0^2 + \gamma_0 + 1)}(\gamma_0 + 1)/2$ в выражении (30) необходим для того, чтобы

энергия сигнала максимальной длительности $E_{\max} = \int_{\theta_{1\min}}^{\theta_{2\max}} f^2(t) dt = A_r^2 T_{\max}$ не зависела от наклона его скошенной вершины [1]. Будем полагать, что величина $z_r = \sqrt{\frac{2A_r^2 T_{\max}}{N_0}}$ —

представляет собой максимальное ОСШ при отсутствии ГУП.

Полагаем, что моменты появления и исчезновения принятого сигнала располагаются посередине отрезков $[\theta_{1\min}, \theta]$, $[\theta, \theta_{2\max}]$ соответственно, то есть $\mu_i = (k - 2)/4k$, а величина k была выбрана $k = 4$.

На рисунке 3 показаны зависимости нормированных условных рассеяний оценок моментов появления и исчезновения прямоугольного импульса от ОСШ z_r . При наклоне импульса $\gamma_0 = 5$ кривые 1 на рисунке 3 соответствуют рассеянию оценки момента исчезновения, кривые 2 — оценки момента появления. Если наклон импульса $\gamma_0 = 1/5$, то кривые 1 и 2 меняются местами. Штриховые линии на рисунке 3 соответствуют зависимости рассеяния оценки от ОСШ в случае, когда $\chi = 2$, сплошные линии — $\chi = 3$.

На рисунке 4 показаны зависимости нормированных условных рассеяний оценок моментов появления и исчезновения прямоугольного импульса от отношения помеха—шум q при относительной доле энергии $\varepsilon = 0.2$, наклоне импульса $\gamma_0 = 1/5$ (сплошные), $\gamma_0 = 5$ (штриховые).

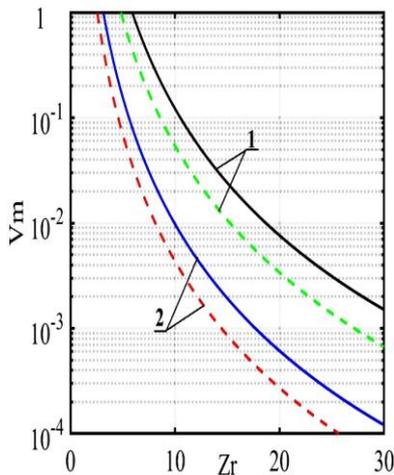


Рис. 3. График зависимости нормированных условных рассеяний оценок моментов появления и исчезновения от ОСШ z_r .

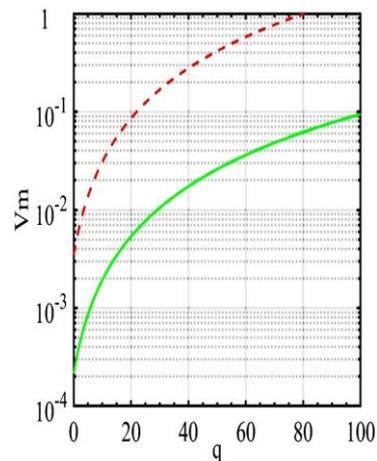


Рис. 4. График зависимости нормированных условных рассеяний оценок моментов появления и исчезновения от отношения помеха—шум q .

Анализ зависимостей, представленных на рисунках (3), (4) показывает, что условные рассеяния оценок моментов появления и исчезновения уменьшаются при увеличении ОСШ z_r и увеличивается при увеличении величины χ . То есть, на рисунке (3) в случае, когда $\gamma_0 = 1/5$ и $\chi = 2$, $V_m = 0.069$ при $z_r = 5$, а $V_m = 0.0043$ при $z_r = 10$. На рисунке (4) в случае, когда $\gamma_0 = 1/5$ $V_m = 0.0053$ при $q = 20$, а $V_m = 0.017$ при $q = 40$.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, эффективность МП оценок моментов появления и исчезновения асимптотически не зависит от формы принимаемого сигнала, а зависит от величины интенсивности ГУП и величины скачка СШПС в моменты его появления и исчезновения.

Полученные результаты позволяют сделать обоснованный выбор алгоритма оценки моментов появления и исчезновения СШПС в зависимости от имеющейся априорной информации, а также от требований, предъявляемых к точности оценок и к степени простоты технической реализации приемника.

ЛИТЕРАТУРА

1. Трифонов А.П., Корчагин Ю.Э. Приём сигналов с неизвестными моментами появления исчезновения / Радиофизика.– Воронеж, 2017.
2. Трифонов А.П., Корчагин Ю.Э., Кондратович П.А. Оценка моментов появления и исчезновения сигнала с неизвестной амплитудой // Известия ВУЗов. Радиофизика. 2012. Т. 55. № 6. С. 455-471.
3. Трифонов А.П., Корчагин Ю.Э. Точные формулы для расчета характеристик приема сигнала с неизвестными моментами появления и исчезновения // Проблемы передачи информации. 2009. Т. 45. № 2. С. 91-100.
4. Трифонов А.П., Корчагин Ю.Э. Оптимальный прием сигнала с неизвестными моментами появления и исчезновения // Проблемы передачи информации. 2001. Т. 37. № 1. С. 52-71.
5. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Сов. радио, 1978. -296с.
6. Трифонов П. А., Доан Т.Т. Алгоритмы обнаружения последовательности сверхширокополосных сигналов при наличии сигнально-помеховой априорной неопределённости/ П. А. Трифонов, Доан Т.Т // Вестник ВГУ. Серия: Физика. Математика. –2022. – № 2. – С. 25–37.
7. Трифонов А.П., Шинаков Ю.С. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех. М.: Радио и связь, 1986. — 264с.

REFERENCES

1. Trifonov A.P., Korchagin YU.E. Priyom signalov s neizvestnymi momentami poyavleniya ischeznoeniya / Radiofizika.– Voronezh, 2017.
2. Trifonov A.P., Korchagin YU.E., Kondratovich P.A. Otsenka momentov poyavleniya i ischeznoeniya signala s neizvestnoy amplitudoy // Izvestiya VUZov. Radiofizika. 2012. T. 55. № 6. S. 455-471.
3. Trifonov A.P., Korchagin YU.E. Tochnyye formuly dlya rascheta kharakteristik priyema signala s neizvestnymi momentami poyavleniya i ischeznoeniya // Problemy peredachi informatsii. 2009. T. 45. № 2. S. 91-100.

4. Trifonov A.P., Korchagin YU.E. Optimal'nyy priyem signala s neizvestnymi momentami poyavleniya i ischeznoveniya // Problemy peredachi informatsii. 2001. T. 37. № 1. S. 52-71.
5. Kulikov Ye.I., Trifonov A.P. Otsenka parametrov signalov na fone pomekh. M.: Sov. radio, 1978. -296s.
6. Trifonov P. A., Doan T.T. Algoritmy obnaruzheniya posledovatel'nosti sverkhshirokopolosnykh signalov pri nalichii signal'no-pomekhovoy apriornoy neopredelonnosti/ P. A. Trifonov, Doan T.T // Vestnik VGU. Seriya: Fizika. Matematika. -2022. – № 2. – С. 25–37.
7. Trifonov A.P., Shinakov YU.S. Sovmestnoye razlicheniye signalov i otsenka ikh parametrov na fone pomekh. M.: Radio i svyaz', 1986. — 264s.

ВОЗБУЖДЕНИЕ ХАОСА В ОСЦИЛЛЯТОРЕ ВАН ДЕР ПОЛЯ С УПРАВЛЯЕМОЙ ЧАСТОТОЙ ВОЗДЕЙСТВИЯ

Д. А. Крылосова¹, А. П. Кузнецов², Н. В. Станкевич^{1,2}

¹Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю.А.
(СГТУ), Саратов, Россия

²Саратовский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова
РАН (СФ ИРЭ РАН), Саратов, Россия

Аннотация. В работе исследуется динамика осциллятора Ван дер Поля при адаптивном внешнем воздействии. Построены карты динамических режимов для различных параметров. Показано, что для осциллятора Ван дер Поля учет адаптивных свойств внешнего воздействия приводит к разрушению квазипериодических колебаний и развитию хаотического поведения.

Ключевые слова: осциллятор Ван дер Поля; адаптивное внешнее воздействие; карты динамических режимов; хаос.

EXCITATION OF CHAOS IN A VAN DER POL OSCILLATOR WITH CONTROLLABLE FREQUENCY OF ACTION

D. A. Krylosova¹, A. P. Kuznetsov², N. V. Stankevich^{1,2}

¹Yuri Gagarin State Technical University of Saratov (SSTU), Saratov, Russia

²Kotel'nikov's Institute of Radio-Engineering and Electronics of RAS, Saratov Branch,
Saratov, Russia

Abstract. Dynamics of the van der Pol oscillator under adaptive external action is studied. Charts of dynamical regimes for different parameters are constructed. It is shown that for the van der Pol oscillator the consideration of adaptive properties of the external action leads to the destruction of quasi-periodic oscillations and the development of chaotic behavior.

Keywords: Van der Pol oscillator; adaptive external influence; dynamic mode maps; chaos.

1. ВВЕДЕНИЕ

В природе и технике часто встречаются ситуации, когда внешнее воздействие на систему зависит не только от времени, но и от состояния самой системы. Это характерный пример наличия обратной связи. Примерами в радиотехнике и задачах коммуникации могут служить системы фазовой автоподстройки частоты [1-3]. Подобные ситуации могут быть охарактеризованы, как адаптивные свойства системы, когда воздействие на нее управляется динамикой самой системы.

В качестве простейшего предмета для подобного изучения могут выступать колебательные системы при внешнем воздействии в случае, когда фаза воздействия зависит от динамической переменной системы. При этом автономная система, подвергаемая воздействию, может быть разного типа. Логично выбрать ситуации, отвечающие основным видам колебательных процессов. Это может быть простейший затухающий осциллятор или автоколебательная система с периодическим режимом. Первый случай был ранее детально рассмотрен в [4-5]. В рамках данной работы мы рассмотрим особенности автоколебательной системы – осциллятора Ван дер Поля с адаптивным внешним воздействием.

2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ, ОБЪЕКТ ИССЛЕДОВАНИЯ

В работе исследуется динамика осциллятора при адаптивном внешнем воздействии [1, 2]. Осциллятор Ван дер Поля является «эталонной» моделью теории колебаний и нелинейной динамики, с его помощью можно описать множество автоколебательных систем различной природы. Уравнение Ван дер Поля с внешним адаптивным гармоническим воздействием примет следующий вид:

$$\ddot{x} - (\lambda - x^2)\dot{x} + \omega_0^2 x = A \sin(2\pi f t + \phi(x)), \quad (1)$$

где x – динамическая переменная, λ – управляющий параметр, ω_0 – собственная частота колебаний осциллятора, A – амплитуда, f – частота, а $\phi(x)$ – фаза внешнего воздействия, соответственно. Предположим, что фаза внешнего воздействия линейно зависит от динамической переменной:

$$\phi(x) = \phi_0 + \phi_1 x. \quad (2)$$

Полагая начальную фазу нулевой, $\phi_0 = 0$, перейдя к безразмерному времени и нормированной частоте внешнего воздействия, уравнение (1) принимает вид:

$$\ddot{x} - (\lambda - x^2)\dot{x} + x = A \sin(p\tau + kx) \quad (3)$$

где $\tau = \omega_0 t$ – безразмерное время, $p = 2\pi f / \omega_0$ – нормированная частота внешнего воздействия, $k = \phi_1$ – коэффициент управления фазой.

Модель (3) можно записать в виде автономной системы трех обыкновенных дифференциальных уравнений первого порядка:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= y, \\ \dot{y} &= (\lambda - x^2)y - x + A \sin(p\tau + kx), \\ \dot{z} &= p + ky, \end{aligned} \quad (4)$$

которую мы далее будем исследовать численно.

3. ЧИСЛЕННОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПОВЕДЕНИЕ СИСТЕМЫ ПРИ АДАПТИВНОМ ВНЕШНЕМ ВОЗДЕЙСТВИИ

В качестве основного инструмента исследования модели (4) мы будем использовать метод карт динамических режимов и карт показателей Ляпунова. На рисунке 1 представлены: карта динамических режимов (рисунок 1а) и карта показателей Ляпунова (рисунок 1б) осциллятора Ван дер Поля под гармоническим воздействием с адаптивными свойствами на традиционной для неавтономных систем плоскости параметров частота – амплитуда воздействия (p, A) для $\lambda=1, k=0.5$. Такое значение параметра λ удобно тем, что оно является промежуточным между случаями квазигармонического приближения и релаксационных колебаний. Цвет на карте динамических режимов отвечает различным периодам колебаний системы, определяемым в сечении Пуанкаре. Поскольку рассматриваемая система неавтономна, то строилось стробоскопическое сечение. Цветовая палитра и периоды колебаний указаны внизу рисунка. Непериодические колебания обозначены серым цветом (в данном случае они могут быть квазипериодическими Q или хаотическими C, этот метод их не различает). Показана также узкая область разбегания траекторий D. Карта показателей Ляпунова демонстрирует области с различной динамикой, на основе спектра показателей Ляпунова, и позволяет различить квазипериодические и хаотические колебания. Показатели Ляпунова рассчитывались по алгоритму Бенеттина с ортогонализацией по Грамму-Шмидту.

На рисунке 1а можно видеть обширную область периода 1, отвечающую основному резонансу. Правее ее располагаются субгармонические резонансы, из которых наиболее выражен резонанс периода 3, что связано с кубическим характером нелинейности осциллятора Ван дер Поля. Введение адаптивной зависимости приводит к

расширению языков субгармонических резонансов, слабо выраженных в классическом осцилляторе Ван дер Поля. Особенно это заметно для четных резонансов периода 2 и 4.

На рисунке 1б карта показателей Ляпунова позволяет различить области хаотического поведения и квазипериодического. Как и ожидалось, при малой амплитуде воздействия в системе наблюдаются квазипериодические колебания со встроенной системой языков синхронизации. С увеличением амплитуды языки перекрываются, тор разрушается, и появляются хаотические колебания. С увеличением частоты порог разрушения тора увеличивается.

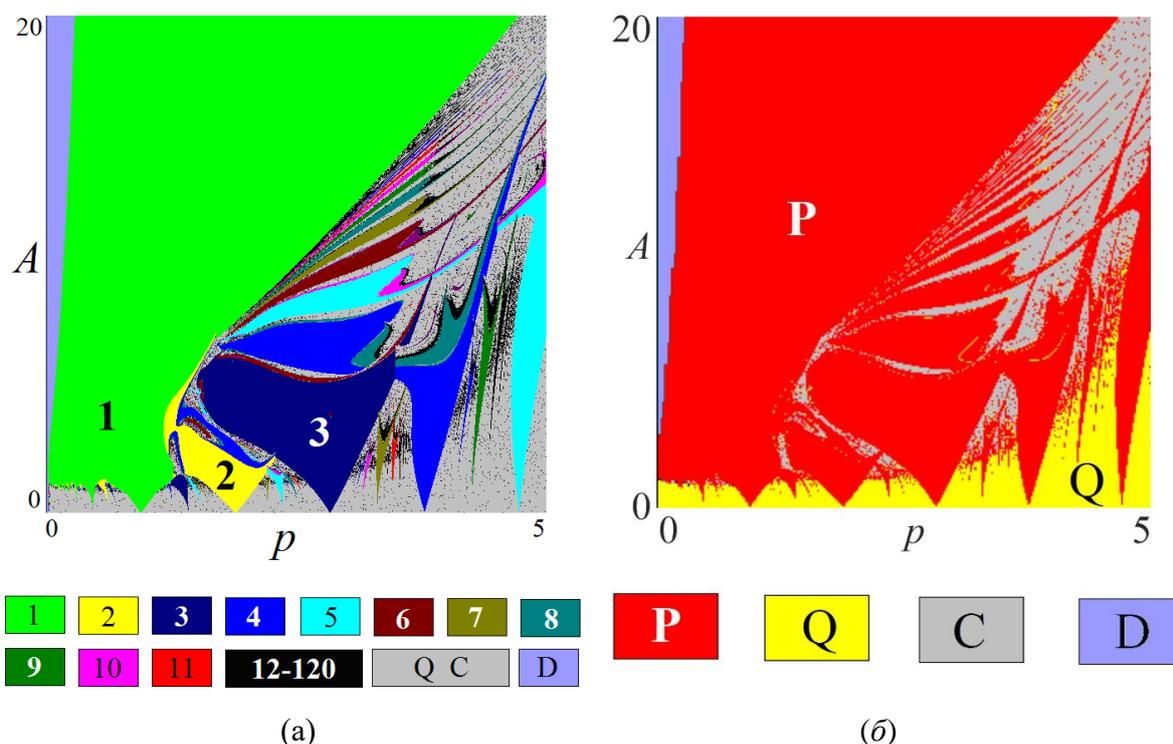


Рис. 1. Карта динамических режимов (а) и карта показателей Ляпунова (б) неавтономного осциллятора Ван дер Поля (4) для $\lambda=1$, $k=0.5$.

На рисунке 2 показаны увеличенные фрагменты карты динамических режимов, иллюстрирующие особенности устройства плоскости параметров в области резонансов на гармониках внешней силы в области частот, меньших собственной частоты осциллятора. Такие резонансы на карте характеризуются системой языков периода 1 – им отвечает разное число оборотов фазовой траектории, но единственное пересечение с сечением Пуанкаре. На рисунках 2б-2д представлены примеры фазовых портретов для точек 1-4, отмеченных на карте режимов (рисунок 2а). Хорошо видно увеличение оборотов траектории при уменьшении частоты внешнего сигнала. Между языками периода 1 наблюдаются и очень узкие языки других периодов, а также их перекрытие и развитие хаоса. Отметим, что области хаоса очень узки для низких частот внешнего воздействия.

Хаотическое поведение занимает более широкие области пространства параметров и более выражено для больших частот внешнего воздействия. На рисунке 3 представлены примеры хаотических аттракторов (рисунки 3а, 3в) и их стробоскопические сечения (рисунки 3б, 3г). Хаос развит на базе разрушенной инвариантной кривой, на стробоскопических сечениях она хорошо просматривается.

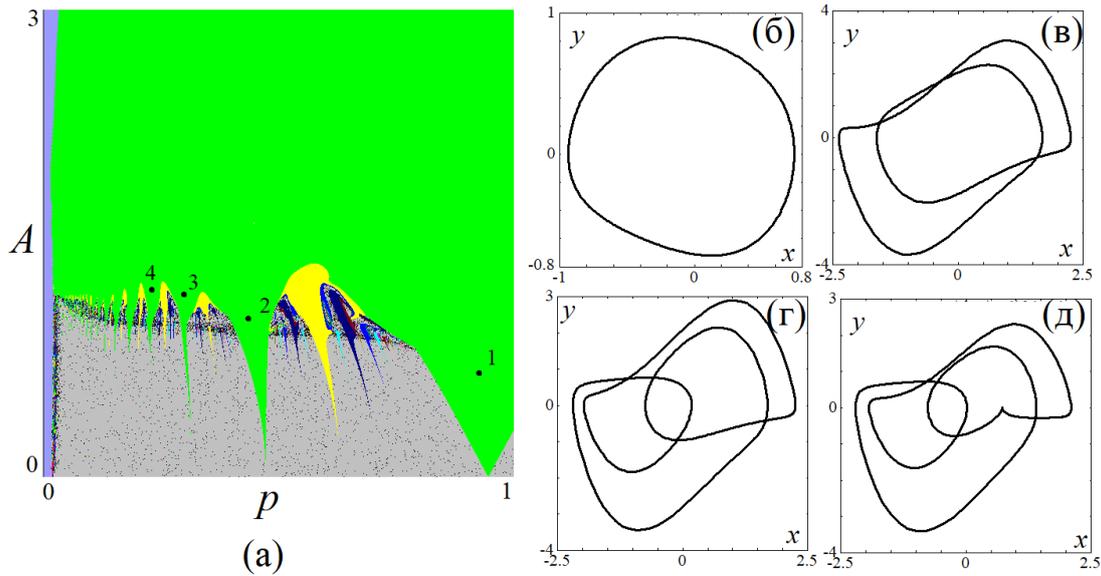


Рис. 2. Иллюстрация субгармонических резонансов в неавтономном осцилляторе Ван дер Поля (4) для $\lambda=1, k=0.5$. Увеличенный фрагмент карты динамических режимов (а) и фазовые портреты: б) $p=0.92, A=0.655$; в) $p=0.43, A=1.015$; г) $p=0.3, A=1.17$; д) $p=0.23, A=1.2$

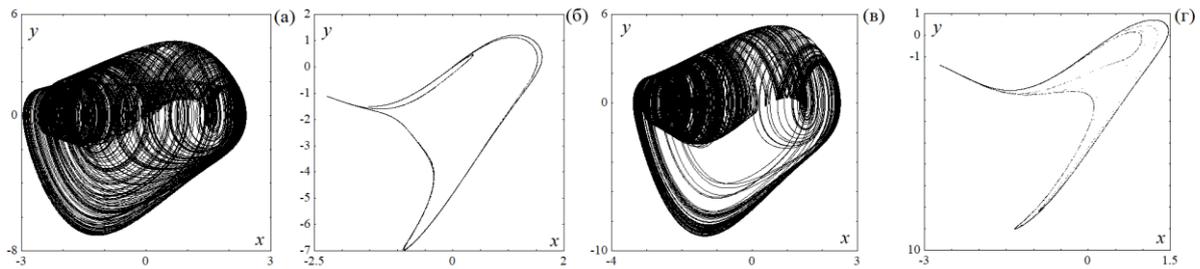


Рис. 3. Иллюстрация хаотического поведения в неавтономном осцилляторе Ван дер Поля (4) для $\lambda=1, k=0.5$. Фазовые портреты: а) $p=3.88, A=9.27$; в) $p=4.14, A=13.8$ и стробоскопические сечения: б) $p=3.88, A=9.27$; г) $p=4.14, A=13.8$

Рассмотрим особенности поведения неавтономного осциллятора Ван дер Поля с адаптивным внешним воздействием (4) при изменении параметра, отвечающего за адаптивные свойства – параметр k . На рисунке 4 представлены карты динамических режимов модели (4) на плоскости параметров (k, A) для трех различных значений частотного параметра: а) $p=0.1$; б) $p=0.25$; в) $p=1$.

При малой частоте воздействия (рисунок 4а) мы видим область нерегулярных колебаний для малой связи, затем появление периодических автоколебаний. При достижении определенного порога по силе воздействия траектории убегают на бесконечность. Языки синхронизации на карте не выражены, и в целом вариация параметра адаптивности мало изменяет картину режимов при малом значении параметра, отвечающего за частоту воздействия. При увеличении параметра p (рисунок 4б) область периодических колебаний увеличивается, область убегания траекторий на бесконечность уменьшается. На границе области нерегулярных колебаний и периодических колебаний появляются языки (области) с периодическими режимами разной кратности. Для $p=1$ (рисунок 4в) области убегания траекторий на бесконечность заменяются периодическими колебаниями, при малых амплитудах внешнего сигнала видны области нерегулярных колебаний с областями периодических режимов – аналоги языков синхронизации на субгармониках.

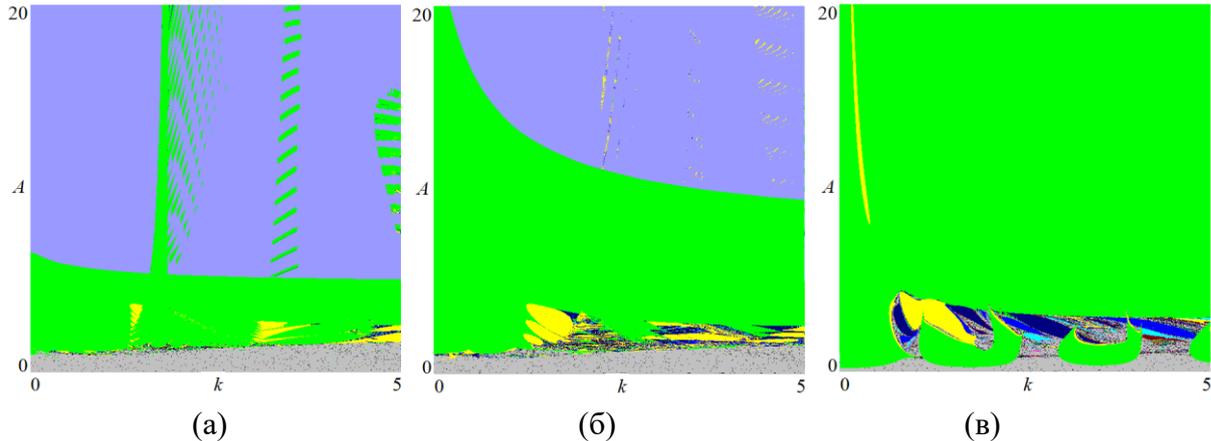


Рис. 4. Карты динамических режимов неавтономного осциллятора ван дер Поля (4) на плоскости параметров (k, A) для $\lambda=1$, а) $p=0.1$; б) $p=0.25$; в) $p=1.0$

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе проведено исследование автоколебательной системы с адаптивным внешним воздействием на примере осциллятора Ван дер Поля. Были построены карты динамических режимов для различных плоскостей параметров. Показано, что для осциллятора Ван дер Поля учет адаптивных свойств внешнего воздействия приводит к развитию сложного поведения внутри языков синхронизации, в том числе хаоса.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при поддержке РФФ (проект № 21-12-00121)

ЛИТЕРАТУРА

1. Шалфеев В.Д., Матросов В.В. Нелинейная динамика систем фазовой синхронизации. Нижний Новгород: Изд-во Нижегородского госуниверситета, 2013. 336 с.
2. Гайтон А.К., Холл Дж. Медицинская физиология М.: Логосфера, 2008. 1296 с.
3. Duncan J. An adaptive coding model of neural function in prefrontal cortex // Nature reviews neuroscience. 2001. V. 2. №. 11. P. 820-829.
4. Селезнев Е.П., Станкевич Н.В. Сложная динамика неавтономного осциллятора с управляемой фазой внешнего воздействия // Письма в ЖТФ. 2019. Т.45. №.2. С.59-62.
5. Krylosova D.A., Seleznev E.P., Stankevich N.V. Dynamics of non-autonomous oscillator with a controlled phase and frequency of external forcing // Chaos, Solitons & Fractals. 2020. V. 134. №. 5 (109716).

REFERENCES

1. Shalfeev V.D., Matrosov V.V. Nonlinear dynamics of phase synchronization systems. Nizhny Novgorod, 2013. P. 336.
2. Guyton A.K., Hall J. Medical physiology. Logosphere, 2008. P. 1296.
3. Duncan J. An adaptive coding model of neural function in prefrontal cortex // Nature reviews neuroscience. 2001. V. 2. №. 11. P. 820-829.
4. Seleznev E.P., Stankevich N.V. Complex dynamics of a non-autonomous oscillator with phase-controlled external action // Ioffe Institute Journals Portal. 2019. V.45. №.2. P.59-62.
5. Krylosova D.A., Seleznev E.P., Stankevich N.V. Dynamics of non-autonomous oscillator with a controlled phase and frequency of external forcing // Chaos, Solitons & Fractals. 2020. V. 134. №. 5 (109716).

ИЗМЕНЕНИЯ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ГАУССОВЫХ БИПОЛЯРНЫХ ИМПУЛЬСОВ С ПОМОЩЬЮ РЕКОНФИГУРИРУЕМОГО ГЕНЕРАТОРА СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ

А. С. Величкина, А. Е. Елфимов, Г. К. Усков, К. В. Смусева

Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе предложено использовать реконфигурируемый генератор сверхкоротких импульсов (СКИ), в основе которого лежит сумматор конструкции Уилкинсона, для формирования импульсов формы квази-моноцикла Гаусса с разной длительностью. Исследована зависимость ширины спектра сигналов от их длительности. Построена модель предложенного генератора и проведен эксперимент по формированию импульсов различной длительности.

Ключевые слова: СШП сигналы, гауссовы импульсы, моноциклы Гаусса, сумматор Уилкинсона.

CHANGES IN THE DURATION OF GAUSSIAN BIPOLAR PULSES USING A RECONFIGURABLE ULTRASHORT PULSE GENERATOR

A. S. Velichkina, A. E. Elfimov, G. K. Uskov, K. V. Smuseva

Voronezh state university (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The paper proposes to use a reconfigurable ultrashort pulse generator (USP), which is based on a Wilkinson adder, to generate Gauss quasi-monocycle pulses with different durations. The dependence of the signal spectrum width on their duration is studied. A model of the proposed generator was built and an experiment was carried out on the formation of pulses of various durations.

Keywords: UWB signals, Gaussian pulses, Gaussian monocycles, Wilkinson adder.

1. ВВЕДЕНИЕ

Использование сверхкоротких импульсов широко распространено в области радиолокации. Импульсы гауссовой формы с длительностями от нескольких сотен пикосекунд до единиц наносекунд являются сверширокополосными сигналами [1], так как для их относительной ширины спектра выполняется соотношение (1)

$$\mu = \frac{\Delta F}{(f_{lower} - f_{upper})/2} \geq 0,5 \quad (1)$$

Ширина спектра используемого сигнала напрямую связана с разрешающей способностью в локации [2-4]. Зависимость разрешающей способности от относительной ширины спектра можно оценить при помощи формулы (2):

$$R \simeq \frac{V}{2 * n * \Delta F} \quad (2)$$

где R - разрешающая способность, V - скорость распространения в среде, n - база сигнала (для СШП считают ~ 1), ΔF - относительная ширина спектра (как правило по уровню -3 дБ).

Для идеальных гауссовских сигналов длительность импульса связана с шириной спектра. Чем меньше длительность такого сигнала, тем больше будет ширина спектра. Таким образом, меняя длительность такого сигнала можно менять ширину спектра, а значит, в соответствии с (2), увеличивать разрешающую способность.

Для формирования сигналов колокольной формы в работе предлагается использовать генераторе в основе которых лежит использование диода с накоплением заряда (ДНЗ). Подобные устройства позволяют формировать колокольные импульсы с длительностью порядка 30-200 пс и амплитудами до нескольких десятков вольт. В работе используется принцип построения таких генераторов описанный в [5]. Основным принципом формирования СКИ в таких устройствах является использования токозамыкающих свойств и возможностей быстрого переключения диодов с накоплением заряда.

Для формирования импульсов формы квази-моноциклов Гаусса предлагается использовать схемы так называемого реконфигурируемых генераторов СКИ [6-7]. В таких генераторах складываются несколько колокольных импульсов. В качестве сумматора сигналов используется сумматор конструкции Уилкинсона с расширенной рабочей полосой для корректной работы с СШП сигналами.

Дополнительным преимуществом такого генератора является возможность независимо задавать задержки между колокольными импульсами. В этой работе предлагается использовать это свойство для изменение длительности квази-моноцикла Гаусса, воздействуя тем самым на его ширину спектра.

2. МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕКОНФИГУРИРУЕМЫХ ГЕНЕРАТОРОВ СКИ

Было проведено моделирование предложенного реконфигурируемого генератора. В нём использовалась модель сумматора Уилкинсона с расширенным частотным диапазоном, описанная в [6], и модели генераторов с использованием ДНЗ. Предложенный сумматор является трёхпортовым, то есть имеет два входа и выход и может суммировать сигналы с двух генераторов СКИ. Его конструкция состоит из трёх звеньев, что позволило расширить рабочий диапазон частот устройства и складывать СШП сигналы с диапазон от 0.5 до 5 ГГц.

В модели использовались полученные в модели S-параметры описанного устройства, представленные в виде s3r файла. На входы модели сумматора подключены генераторы СКИ колокольной формы. Задержки СКИ регулировались с помощью генераторов прямоугольных запускающих импульсов. Блок-схема модели представлена на рисунке 1.

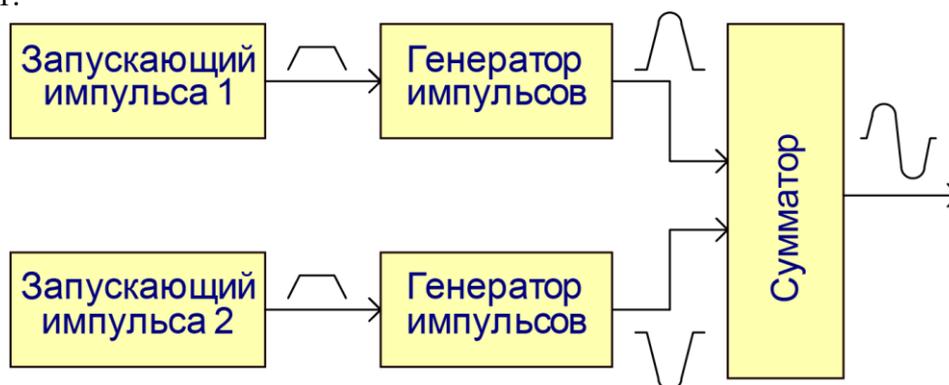


Рис. 1. Блок-схема модели реконфигурируемого генератора СКИ.

Параметры СКИ колокольной формы, формируемых генераторами с ДНЗ были следующими:

- Амплитуда (максимальное значение импульса): 25 В.
- Длительность по полувысоте: 125 псек.

Использовались генераторы положительного и отрицательного импульсов.

В качестве начальных параметров были подобраны задержки запускающих импульсов, при которых размах квази-моноцикла на выходе схемы был максимальным.

Для удобства задержки запускающих импульсов в этом случае были приняты за нулевые. Затем для уменьшения длительности результирующего импульса задержка запускающего импульса увеличивалась, тем самым «сдвигая» положительный колокольный импульс по времени.

С помощью автоматизированной среды проектирования были получены 100 квази-моноциклов разной длительности. Задержка положительного импульса изменялась с шагом в 2 псек. На рисунке 2 представлены примеры получившихся импульсов и их нормированные к максимуму спектры. Для удобства на графиках отображена только часть импульсов.

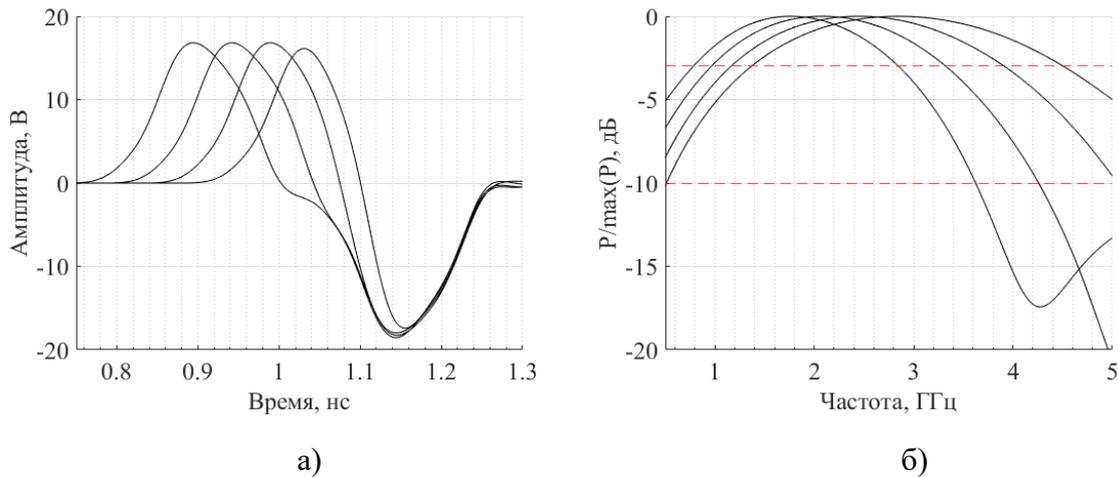


Рис. 2. Осциллограммы квази-моноциклов Гаусса (а) и их спектры (б) при изменении задержек запускающих импульсов с шагом 50 пс.

3. ЭКСПЕРИМЕНТ ПО ПОЛУЧЕНИЮ ИМПУЛЬСОВ РАЗЛИЧНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТИ

Эксперимент был построен аналогично схеме моделирования, представленной на рисунке 1, за исключением добавления блоков питания, которые необходимы для работы генераторов СКИ. В модели их роль выполняли модели идеальных источников постоянного тока.

Экспериментальный реконфигурируемый генератор СКИ представлен на рисунке 3. В эксперименте также использовались генераторы запускающих импульсов Agilent 81104A, с помощью которых задавалось время запусков генераторов СКИ и стробоскопический осциллограф Agilent DCA-X 86100D для визуального отображения осциллограмм результирующих квази-моноциклов и сохранения полученных данных в файл для последующей обработки.

К сожалению, доступные для эксперимента запускающие генераторы не позволили повторить предложенный в моделировании подход, так как шаг перестройки для задержки у них на порядок выше и составляет 50 псек. Из-за этого в эксперименте не удалось получить такое же количество импульсов разной длительности.

Колокольные импульсы, поступающие на входы сумматора, имели следующие характеристики:

- Амплитуда (максимальное значение) положительного импульса: 34.2 В.
- Длительность по полувысоте положительного импульса: 210 псек.
- Амплитуда (максимальное значение) отрицательного импульса: 32.4 В.
- Длительность по полувысоте отрицательного импульса: 190 псек.



Рис. 3. Внешний вид реконфигурируемого генератора СКИ с двумя генераторами импульсов колокольной формы и трехзвенным сумматором Уилкинсона.

В эксперименте были подобраны задержки запускающих импульсов, при которых размах квази-моноцикла был максимальным, эти задержки для удобства отображения на графиках были приняты за нулевые. Затем задержка для запускающего импульса генератора положительного колокольного СКИ увеличивалась, с осциллографа снимались полученные данные.

Результаты эксперимента представлены на рисунке 4. Было получено 5 импульсов и их спектры. Спектры импульсов были нормированы к их максимуму.

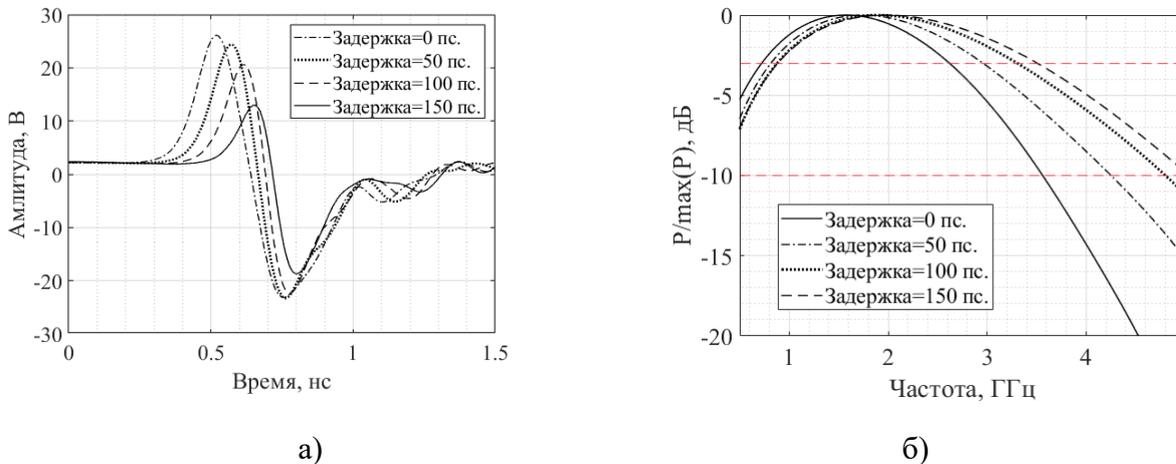


Рис. 4. Осциллограммы квази-моноциклов Гаусса (а) и их спектры (б), полученные в ходе эксперимента.

В ходе эксперимента были подтверждены результаты эксперимента и сама возможность получения импульсов различной длительности без изменения аппаратной части генератора СКИ.

4. АНАЛИЗ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

Для более детального анализа данных моделирования и эксперимента были написаны ряд скриптов на языке MATLAB. В данном случае использовались базовые возможности этой платформы, поэтому при желании, написанный код без труда может быть запущен на открытом аналоге этого языка — GNU Octave.

При помощи созданных скриптов в автоматизированном режиме были проанализированы зависимости ширины спектров от длительностей импульсов для данных моделирования и эксперимента. Были получены графики зависимости ширины спектров по уровням -3дБ и -10дБ. Полученные характеристики представлены на рисунке 5.

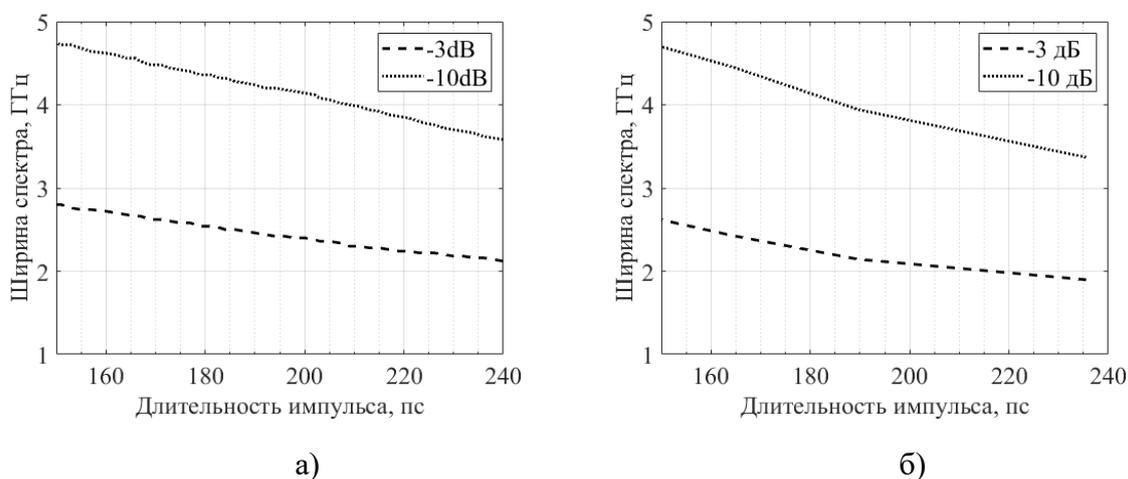


Рис. 5. Зависимость ширины спектра от длительности импульса в моделировании (а) и в эксперименте (б).

Как видно из графиков, результаты моделирования хорошо согласуются с результатами эксперимента. Расхождения можно объяснить недостаточным количеством шагов перестройки задержки в эксперименте и не идеальным совпадением параметров колокольных импульсов в моделировании и эксперименте.

С помощью предложенной системы удастся перестраивать ширину спектра квази-моноциклов Гаусса в пределах 30%, что позволяет программно управлять разрешающей способностью системы. Соответственно в аналогичном диапазоне, согласно формуле (2), можно перестраивать и разрешающую способность.

Стоит отметить, что предложенная система, кроме регулирования ширины спектра, также изменяет и размах результирующего импульса. Таким образом в системе нужно учитывать, что увеличивая разрешающую способность (уменьшая длительность) мы теряем в итоговой энергетике сигнала, а значит и в дальность локации. Это позволяет регулировать режим работы локационной системы: увеличивать разрешающую способность за счет уменьшения дальности или увеличивать дальность, теряя выигрыш в разрешающей способности.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе было проведено моделирование и экспериментальное подтверждение возможности изменять длительность квази-моноциклов Гаусса с помощью реконфигурируемого генератора СКИ. Было продемонстрировано, что диапазон перестройки ширины спектра и разрешающей способности такой системы может достигать 30%. Также, показано, что при уменьшении длительности уменьшается также и размах результирующего импульса.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 21-19-00323, <https://rscf.ru/project/21-19-00323/>

ЛИТЕРАТУРА

1. Вагранов М. Е., Зиновьев Ю. С., Астанин Л. Ю., Костылев А. А., Сарычев В. А., Снежинский С. К., Дмитриев Б. Д. Радиолокационный отклик летательных аппаратов. — М.: Радио и связь, 1985. — 320 с.
2. D. Oloumi, J. -W. Ting and K. Rambabu, "Design of Pulse Characteristics for Near-Field UWB-SAR Imaging," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 64, no. 8, pp. 2684-2693, Aug. 2016.
3. M. I. Skolnik, Radar Handbook, 3rd ed. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 2008.
4. Sisma, O., Gaugue, A., Liebe, C., Ogier, JM. (2007). UWB Radar: Vision through a wall. In: Bestak, R., Simak, B., Kozlowska, E. (eds) Personal Wireless Communications. IFIP — The International Federation for Information Processing, vol 245. Springer, Boston, MA.
5. A. M. Bobreshov, A. S. Zhabin, V. A. Stepkin and G. K. Uskov, "Novel Tunable Ultrashort Pulse Generator With High Amplitude and Low Ringing Level," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 27, no. 11, pp. 1013-1015, Nov. 2017.
6. Смусева К. В., "Расширение частотного диапазона сумматора уилкинсона для формирования сверхкоротких импульсов" / К. В. Смусева, А. Е. Елфимов, Г. К. Усков, А. С. Величкина // XXVIII Международной научно-технической конференции "Радиолокация, Навигация, Связь". — Том 4. — 2022 г.
7. Бобрешов А. М. "Формирование сверхкоротких импульсов с помощью сумматора конструкции уилкинсона" / Бобрешов А. М., Елфимов А.Е., Степкин В.А., Усков Г.К. // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. — №4. — 46-52 стр. — 2021 г.

REFERENCES

1. Vagranov M. E., Zinoviev Yu. S., Astanin L. Yu., Kostylev A. A., Sarychev V. A., Snezhinsky S. K., Dmitriev B. D. Radar response of aircraft. - M.: Radio and communication, 1985. - 320 p.
2. Oloumi, J.-W. Ting and K. Rambabu, "Design of Pulse Characteristics for Near-Field UWB-SAR Imaging," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 64, no. 8, pp. 2684-2693, Aug. 2016.
3. M. I. Skolnik, Radar Handbook, 3rd ed. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 2008.
4. Sisma, O., Gaugue, A., Liebe, C., Ogier, JM. (2007). UWB Radar: Vision through a wall. In: Bestak, R., Simak, B., Kozlowska, E. (eds) Personal Wireless Communications. IFIP— The International Federation for Information Processing, vol 245. Springer, Boston, MA.
5. A. M. Bobreshov, A. S. Zhabin, V. A. Stepkin and G. K. Uskov, "Novel Tunable Ultrashort Pulse Generator With High Amplitude and Low Ringing Level," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 27, no. 11, pp. 1013-1015, Nov. 2017.
6. Smuseva K. V., "Expansion of the frequency range of the Wilkinson adder for the formation of ultrashort pulses" / K. V. Smuseva, A. E. Elfimov, G. K. Uskov, A. S. Velichkina // XXVIII International Scientific and Technical conference "Radar, Navigation, Communications". - Volume 4. - 2022
7. Bobreshov A. M. "Formation of ultrashort pulses using a Wilkinson adder" / Bobreshov A. M., Elfimov A. E., Stepkin V. A., Uskov G. K. // Physics of wave processes and radio engineering systems. - No. 4. - 46-52 pages - 2021

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ МЕТАПОВЕРХНОСТИ, ФУРЬЕ-ОПТИКА И КРИПТОГРАФИЯ: РЕТРОСПЕКТИВНЫЙ АНАЛИЗ

А. А. Потапов^{1,2}

¹Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН (ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН), Москва, Россия

²Совместная китайско-российская лаборатория информационных технологий и фрактальной обработки сигналов, Университет Цзинань, Гуанчжоу, Китай

Аннотация. Интеллектуальные метаповерхности (МП) приобрели громадное значение в последние годы из-за их способности динамически манипулировать электромагнитными волнами. В работе рассматривается современное состояние программируемых и интеллектуальных МП и возникающие их применения в передовых интегрированных устройствах. Например, интеллектуальная МП может адаптировать каналы распространения радиоволн и усиливать их различия. Рассмотрены основные стратегии проектирования интеллектуальных МП. На всей этой основе раскрывается необходимость совмещения таких интеллектуальных МП с впервые предложенными автором в ИРЭ АН СССР (ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН) многочисленными методами топологической текстурно-фрактальной обработки (ТТФО) сигналов и полей.

Ключевые слова: фотоника; радиофотоника; метаоптика; искусственный интеллект; радиофизика; наноструктуры; информационная метаповерхность; интеллектуальная метаповерхность; обработка многомерных сигналов; фрактал; оптические аналоговые вычисления.

INTELLIGENT METASURFACES, FOURIER OPTICS AND CRYPTOGRAPHY: A RETROSPECTIVE ANALYSIS

A. A. Potapov^{1,2}

¹V. A. Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics of Russian Academy of Sciences (IREE RAS), Moscow, Russia

²JNU-IREE RAS Joint Laboratory of Information Technology and Fractal Processing of Signals, Jinan University, Guangzhou, China

Abstract. Intelligent metasurfaces (MS) have gained immense importance in recent years due to their ability to dynamically manipulate electromagnetic waves. The paper considers the current state of programmable and intelligent MS and their emerging applications in advanced integrated devices. For example, intelligent MS can adapt radio propagation channels and amplify their differences. The main strategies for designing intelligent MS are considered. On this basis, the necessity of combining such intelligent MS with numerous methods of topological texture-fractal processing (TTFP) of signals and fields, first proposed by the author at the IRE of the USSR Academy of Sciences (V.A. Kotelnikov IREE RAS), is revealed.

Keywords: photonics; radio photonics; meta-optics; artificial intelligence; radiophysics; nanostructures; information metasurface; intelligence metasurface; processing of multidimensional signals; fractal; optical analog computing.

1. ВВЕДЕНИЕ

В последние годы появились многообещающие приложения искусственного интеллекта (ИИ) во многих дисциплинах, включая оптику, инженерию, медицину, экономику и т.д. В частности, синергия ИИ и метаоптики приносит большую пользу

обеим областям. *Метаоптика* - это усовершенствованная плоская оптика с новыми функциями и способностями управления светом [1]. Метаматериалы позволяют точно адаптировать взаимодействия света и материи в субволновом масштабе, обеспечивая доступ ко всему спектру электромагнитных реакций, закодированных в уравнениях Максвелла и работающих в огромной полосе электромагнитного спектра. Метաповерхности (МП) представляют собой плоские оптические субволновые устройства, которые могут манипулировать светом (электромагнитными волнами). МП состоит из специально расположенного массива метаатомов. Искусственные метаатомы спроектированы и рассчитаны для управления фазой, амплитудой и поляризацией падающих электромагнитных волн. Новый волновой фронт может быть реконструирован МП. Многочисленные функции мета-устройств могут быть реализованы с помощью нескольких этапов, таких как выбор материала, проектирование метаатомов, проектирование фазового распределения, конфигурация макета, изготовление, характеристика и демонстрация приложений. Эти шаги были подробно представлены в предыдущих обзорах [2-8].

На рисунке 1 показана тенденция развития ИИ (красный цвет) и метаоптики (синий цвет) [1]. По совпадению, обе области начали быстро расти примерно в 2012 году. Развернутое пояснение основных этапов развития ИИ и метаоптики на рисунке 1 приведено в [1]. Главным образом, в обзоре [1] классифицируются и обсуждаются последние разработки, интегрированные двумя темами, а именно ИИ для метаоптики и метаоптика для ИИ. Первая описывает, как применять ИИ к исследованиям метаоптики для проектирования, моделирования, оптического анализа информации и применения. Вторая сообщает о развитии оптических систем и вычислениях с помощью метаоптики.

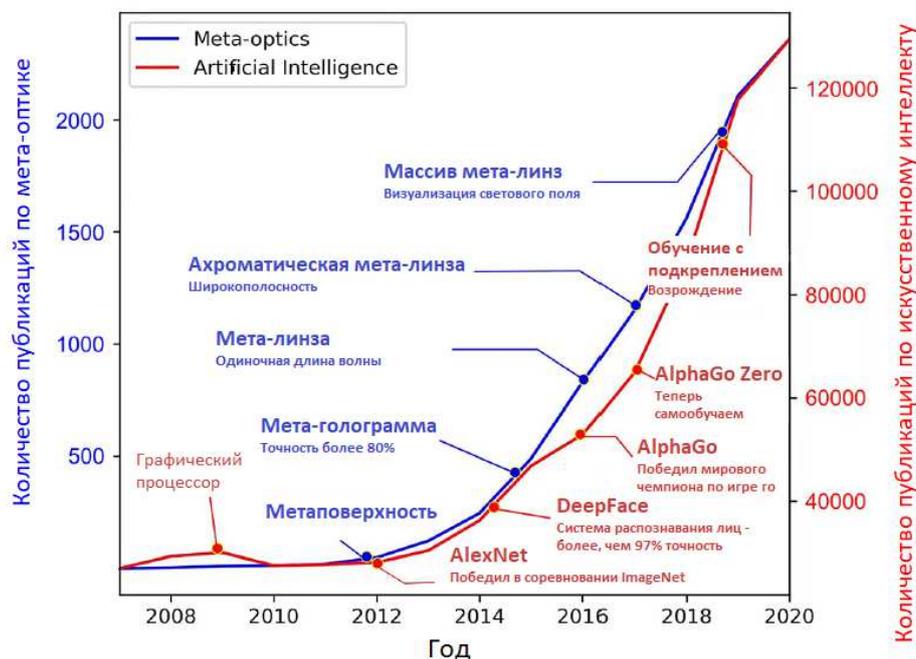


Рис. 1. Тенденции развития ИИ и метаоптики (количество публикаций в год собрано из поиска в Web of Science [1]).

Данная работа является непосредственным продолжением предыдущего авторского доклада-обзора по физике и дизайну основных вычислительных диэлектрических МП и их применениям [9], в которой учтены исследования с китайскими учеными в совместной лаборатории информационных технологий и фрактальной обработки сигналов в Китае за период 2022 - 2023 гг. [10-17].

2. ОПТИЧЕСКИЕ АНАЛОГОВЫЕ ВЫЧИСЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ МП

Перед лицом все более сложных информационных технологий вопрос о том, как улучшить производительность обработки, скорость работы и эффективные вычислительные возможности, становится важной проблемой в информационной и инженерной сфере. По сравнению с традиционными аналоговыми вычислениями оптическая аналоговая операция реализуется посредством модуляции света. Таким образом, этот процесс является параллельным и пассивным, а его преимуществами являются низкое энергопотребление и высокая скорость работы. Историческое обозрение оптических аналоговых вычислений приведено в обзоре [18] и показано на рисунке 2, а их физика – на круговой диаграмме (рисунок 3, с дополнениями).



Рис. 2. Развитие оптических аналоговых вычислений [18].

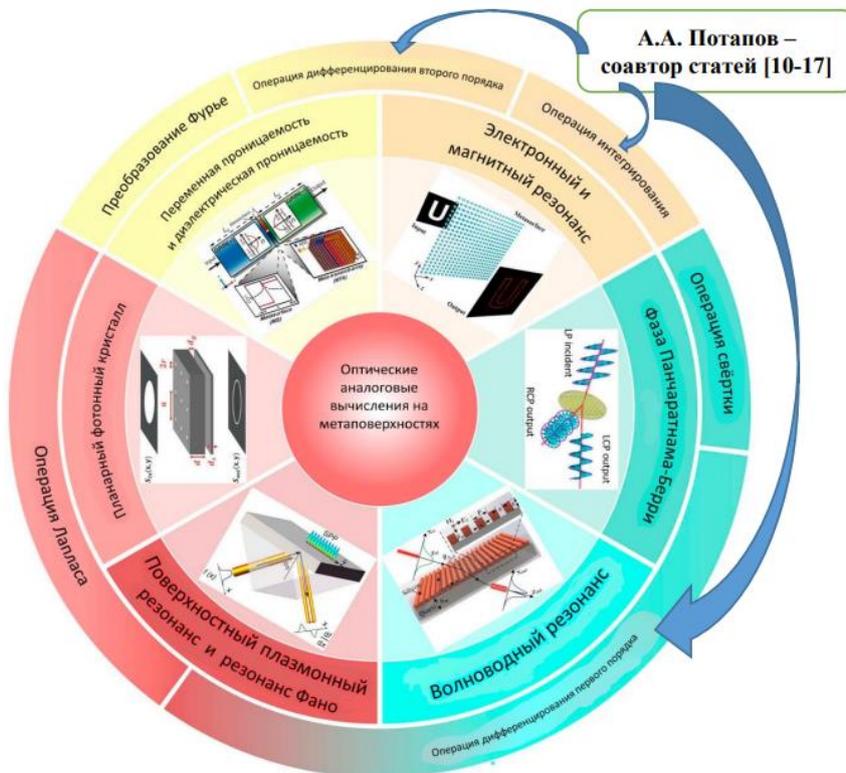


Рис. 3. Различные физические основы оптических аналоговых операций [18] (адаптировано).

Как наиболее интуитивно понятный метод восприятия объектов, обнаружение краев изображения является неотъемлемой частью распознавания изображений, ИИ и машинного обучения [10-18]. Обнаружение краев изображения можно просто рассматривать как процесс фильтрации высоких частот, усиливающий полезную высоко пространственную информацию о пространственных частотах и подавляющий нерелевантную низко пространственную информацию о пространственных частотах. Оптические аналоговые вычисления привлекли большое внимание в последнее время, Кроме того, оптические аналоговые вычисления также продемонстрировали уникальный потенциал в работе свертки и решении сложных математических уравнений. Высокая интеграция, высокая скорость отклика и точное управление оптическими аналоговыми операциями делают их перспективным инструментом для реализации конкретных задач обработки многомерных сигналов.

Функция МП состоит в том, чтобы манипулировать волновым фронтом падающего света путем адаптации фазового профиля заданной рабочей длины волны. Метод достижения полной 2π фазовой модуляции является ключом к обеспечению полного управления волновым фронтом. Диэлектрические метаатомы поддерживают различные локальные резонансы сильного электрического и магнитного рассеяния, которые описываются с помощью теории Ми. Когда частота падающего света ниже или вблизи частоты запрещенной зоны диэлектрического материала, электрический диполь и магнитный дипольные резонансы возбуждаются. Диэлектрический резонатор Ми включает различные электрические и магнитные компоненты, которые позволяют создавать электромагнитные волны [1].

Когда определенные резонансы возбуждаются в МП электромагнитными волнами, могут наблюдаться резкие фазовые изменения. Эти резонансы можно разделить на электрический резонанс и магнитный резонанс в зависимости от дипольного момента соответствующей структуры. Простейший класс МП состоит из субволновых периодических массивов диэлектрических или металлических включений, обладающих чисто электрическим дипольным откликом, тогда как МП Гюйгенса включают электрический отклик и магнитный отклик [10, 12, 15, 18]. Поверхность Гюйгенса - МП, используемая для достижения определенного волнового фронта с использованием принципа Гюйгенса. Общий отклик МП регулируется принципом Гюйгенса, где каждая точка на волновом фронте является источником вторичных волн. Модуляция электрических и магнитных диполей на МП Гюйгенса может контролировать рассеянное поле. В частности, в [19] демонстрируется путь к формированию высококачественного факторного волнового фронта в двух пространственных измерениях на основе полностью диэлектрических МП Гюйгенса с использованием резонансов Ми более высокого порядка в ближнем ИК диапазоне.

3. ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ МЕТАПОВЕРХНОСТИ И ИХ ЗНАЧЕНИЕ

а. Свойства интеллектуальных метаповерхностей

Одновременное управление электромагнитными волнами и информацией с помощью информационных МП имеет центральное значение в современном мире. Метаматериалы эволюционировали от инженерных структур до интеллектуальных волновых агентов, добились огромных успехов в управлении взаимодействием волны, информации и материи, чего нельзя было достичь с природными материалами [20]. В последнее время обычные структурные или пассивные МП сделали значимый шаг вперед к интеллектуальным МП за счет интеграции с алгоритмами и нелинейными материалами или активными устройствами [1, 6, 20-23]. Метаатом интеллектуальной МП интегрирован с перестраиваемыми функциональными материалами или активными

устройствами и предназначен для перепрограммирования *in-situ* под управлением соответствующих алгоритмов.

В отличие от обычных МП, интеллектуальная МП обладает тремя важными свойствами: цифровизацией, программируемостью и интеллектом, предоставляя нам возможность контролировать взаимодействие волны, информации и материи без вмешательства человека. Здесь цифровизация позволяет интеллектуальной МП кодировать/декодировать и хранить цифровую информацию на физическом уровне; программируемость означает, что интеллектуальная МП способна реализовывать различные функции с одной физической сущностью, и переключение между которыми путем изменения последовательностей управляющего кода; в то время как интеллект указывает на то, что интеллектуальная МП имеет локальные или облачные алгоритмы в качестве своего мозга и способна принимать решения, самопрограммироваться и выполнять ряд последовательных задач без контроля человека [20]. Поэтому реконфигурируемые и перепрограммируемые МП можно отнести к стадии младенчества разумной МП, поскольку они строго не являются разумными согласно приведенному выше определению.

Одним словом, интеллектуальные МП могут предоставить нам интеллектуальные платформы для манипулирования волново-информационными взаимодействиями материи, которые обладают многообещающими потенциалами в установлении прямой связи между физическим миром и цифровым миром и служат естественной ролью слияния физической сущности с ее цифровым двойником. Интеллект является ядром интеллектуальных МП, и алгоритмы (особенно методы глубокого обучения) могут хорошо взять на себя эту роль.

Исторически сложилось так, что в ходе эволюции интеллектуальных МП произошло два важных события: активные МП и программируемые МП кодирования. В отличие от пассивных (т.е. только структурных) МП, активные МП представляют собой гибридные структуры, встроенные перестраиваемые функциональные материалы (например, халькогенидное соединение $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$) и активные элементы (PIN-диоды, варакторы и MEMS-переключатели), позволяющие нам динамически управлять взаимодействием волна-информация-материя за счет энергопотребления. В программируемых МП каждый строящийся метаатом имеет конечное число квантованных физических состояний и может быть использован для кодирования цифровой информации на физическом уровне, соединяя цифровой мир и физический мир. Интеллектуальная МП состоит из управляемых метаатомов, и каждый метаатом имеет ряд квантованных физических состояний.

Большинство современных вариантов проектирования интеллектуальной МП, способов преобразования падающего на МП пучка освещения в пучок с желаемым волновым фронтом и/или формой волны, беспроводная передача энергии и сбор энергии в обществе Интернета вещей (IoT) и методов формирования динамических голограмм с помощью интеллектуальных МП приведено в [20, 23].

б. Архитектура беспроводной связи с помощью интеллектуальной МП

Беспроводная связь стала важным инструментом решения постоянно растущих потребностей в беспроводной передаче информации в современном обществе. Основные архитектуры беспроводной связи с помощью интеллектуальной МП (или реконфигурируемая интеллектуальная поверхность) были предложены недавно, и их в [20] классифицируют на три основных типа: (А) немодулированные метаповерхностные обратные рассеянные коммуникации (NMMBC), (В) модулированные метаповерхностные обратные рассеяния (ММСС) и (С) окружающие модулированные метаповерхностные коммуникации обратного рассеяния (АММВС).

в. Интеллектуальное зондирование почти без цифровых вычислений

Интеллектуальное зондирование почти без цифровых вычислений представлено в [20]. В настоящее время для большинства практических сенсорных систем наиболее важной, но сложной проблемой является работа с многомерными данными или «кризисом данных». К счастью, многомерные данные имеют некоторые структурированные представления во многих практических сценариях. Известная лемма Джонсона-Линденштрауса (Johnson–Lindenstrauss) утверждает, что структурированные высокоразмерные данные могут быть спроецированы в низкоразмерное пространство признаков с почти пренебрежительной потерей информации через правильно спроектированное линейное преобразование [24]. Другими словами, существенная информация о многомерных данных может быть получена из их удивительно сокращенных измерений в большинстве практических условий. К настоящему времени существует множество популярных линейных преобразований встраивания с так называемым свойством ограниченной изометрии. Среди них некоторые встраиваемые преобразования, например, принципиальный компонентный анализ (ПКА), позволяют создавать низкоразмерные представления с математически или физически значимыми признаками, подразумевая, что целевая информация может быть хорошо извлечена из этих низкоразмерных признаков почти без цифровых вычислений.

В [25] рассмотрено использование методов линейного встраивания в интеллектуальные метаповерхностные датчики. Интеллектуальная МП способна генерировать почти произвольно диаграммы излучения или режимы измерения методами машинного обучения. Была предложена концепция перепрограммируемого тепловизора машинного обучения [25], в котором интеллектуальная МП обучается с помощью огромного количества обучающих данных с использованием ПКА, так что желаемые машинным обучением диаграммы излучения могут быть достигнуты на физическом уровне. Затем интеллектуальная МП служит физическим вычислительным устройством, которое выводит низкоразмерные функции ПКА из входных данных высокоразмерных необработанных данных аналоговым вычислительным способом. Таким образом, результирующая стратегия зондирования почти свободна от цифровых вычислений. Интеллектуальная МП предназначена для работы на частоте около 3 ГГц. Можно заключить, что стратегия зондирования с помощью машинного обучения позволяет получать высококачественные изображения в режиме реального времени с почти игнорируемыми цифровыми вычислениями, и такая стратегия зондирования предоставит нам многообещающий маршрут для интеллектуального зондирования на различных частотах и за их пределами.

г. Интеллектуальное зондирование на основе гибридных вычислений

В последнее время использование беспроводных сигналов в области зондирования, особенно зондирования человеческого поведения, приобрело у исследователей интенсивную привлекательность, но эти стратегии страдают от ограниченного пространственно-временного разрешения изображения и точности распознавания из-за ограниченного размера области обзора. В отличие от этих методов, здесь следует выделить трехаспектные критические роли интеллектуальной МП [20]. Во-первых, интеллектуальная МП используется для зондирования людей в режиме реального времени в сцене полного просмотра с высоким временно-пространственным разрешением. Во-вторых, интеллектуальная МП управляет электромагнитными волновыми полями (например, окружающими беспроводными сигналами) в направлении локальных точек, представляющих интерес, для эффективного распознавания мелкозернистых признаков тела, с помощью которых нежелательные помехи от окружающей среды и других частей тела могут быть значительно подавлены.

Наконец, признаки тела (например, тонкий язык жестов) и физиологическое состояние нескольких не контактирующих друг с другом людей, могут быть четко идентифицированы в режиме реального времени.

д. Интеллектуальное интегрированное зондирование на основе гибридных вычислений

Чтобы в полной мере воспользоваться преимуществами интеллекта во всей цепочке зондирования, три составляющих компонента интеллектуального зондирования - сцена в физическом мире, данные в цифровом мире и мера, соединяющая два мира - должны быть совместно рассмотрены в уникальном обучаемом конвейере [20].

Интеллектуальная МП, развернутая в физических средах, имеет очень сильную электромагнитную связь с окружающей средой и целями. Однако к настоящему времени окружающая среда в значительной степени рассматривается как свободное пространство, например, в области беспроводной связи, что, очевидно, нереально и оказывает значительное негативное влияние на производительность сбора и обработки информации. Поэтому требуется *моделировать реалистичное взаимодействие* между интеллектуальными МП и окружающей средой. Интеллектуальная МП может адаптировать каналы распространения и усиливать их различия.

4. МЕТАПОВЕРХНОСТИ, ЦИФРОВОЕ КОДИРОВАНИЕ И КРИПТОГРАФИЯ

Информационная безопасность является важной темой, она всегда занимает значительное место в повседневной жизни современного общества и тем самым порождает различные современные методы шифрования. Сообщалось о нескольких интересных работах по голографическому шифрованию, основанных на технологии МП [26-28], которые продемонстрировали большую потенциальную ценность в системах оптического шифрования. Модулируя как спектральные, так и поляризационные реакции, метаповерхностная голография была успешно применена для сокрытия различной информации в разных цветах и поляризационных каналах.

Оптическое шифрование использует обильные степени свободы света (например, амплитуду, фазу, поляризацию, длину волны, орбитальный угловой момент и динамическое управление, а также, их комбинации) для кодирования и декодирования целевой информации, что открывает новые возможности для передачи и хранения информации. В недавно опубликованной статье [29] предлагается цифровая программируемая МП с элементарно-независимым зондированием видимого света; МП может быть адаптивно перепрограммирована для достижения различных электромагнитных функций путем восприятия *цветовых изменений падающего света*. Данная МП интегрирована с трехцветными датчиками цвета (TCS3200), микроконтроллерами и алгоритмом кодирования предварительной загрузки. Благодаря установлению обратной связи с программируемым вентиляемым массивом (FPGA) МП формирует полную интеллектуальную систему адаптивного и реконфигурируемого кодирования. МП состоит из 16×16 метаклеток, с четырьмя метаатомами в группе, каждая группа интегрирует трихроматический датчик и микросхему.

Алгоритм связывает процесс светочувствительных МП от обнаружения к сенсорным данным, сравнения данных и, наконец, формирования различных моделей распределения напряжения на МП. В частности, когда информация о частоте света воспринимается трихроматическими датчиками и выводится на высокоскоростной АЦП, тот определяет, превышен ли порог, а затем FPGA определяет пороговое решение и управляет PIN-диодом на МП для выполнения кодирования цветов, соответствующих текущему пороговому значению. Например, когда FPGA определяет, что падающий свет красный, МП выполняет кодирование двойного луча; когда

падающий свет горит зеленым, МП выполняет кодирование четырехлучевой схемы; и когда падающий свет красный, МП выполняет кодирование режима рассеяния волн (radar cross-section - RCS).

В [29] дано описание созданной метаповерхностной архитектуры для модуляции электромагнитного поля – рисунок 4. Метаячейка имеет три слоя. Первый слой представляет собой металлическую пластину (patch) толщиной 0.1 мм, средний слой представляет собой слой FR-4 с $\epsilon = 4,3$ и $\text{tg}\delta = 0.025$, а нижний слой представляет собой металлический экран. Для достижения динамической настройки устройства установлен PIN-диод (Skyworks SMP1320) между двумя симметричными металлическими патчами в первом слое. Кроме того, для подключения цепи управления на блоке есть два сквозных отверстия диаметром 0.15 мм. В процессе имитационной верификации с использованием системы моделирования СВЧ трехмерных структур CST Microwave Studio была установлена модель блока метаматериала (показанная на рисунке 4а) с периодом $p = 14$ мм, толщиной среды $h = 3,5$ мм. Другие параметры: $a = 12$ мм, $w = 3$ мм, $w_1 = 4.5$ мм, $l = 1.7$ мм и $l_1 = 4.5$ мм.

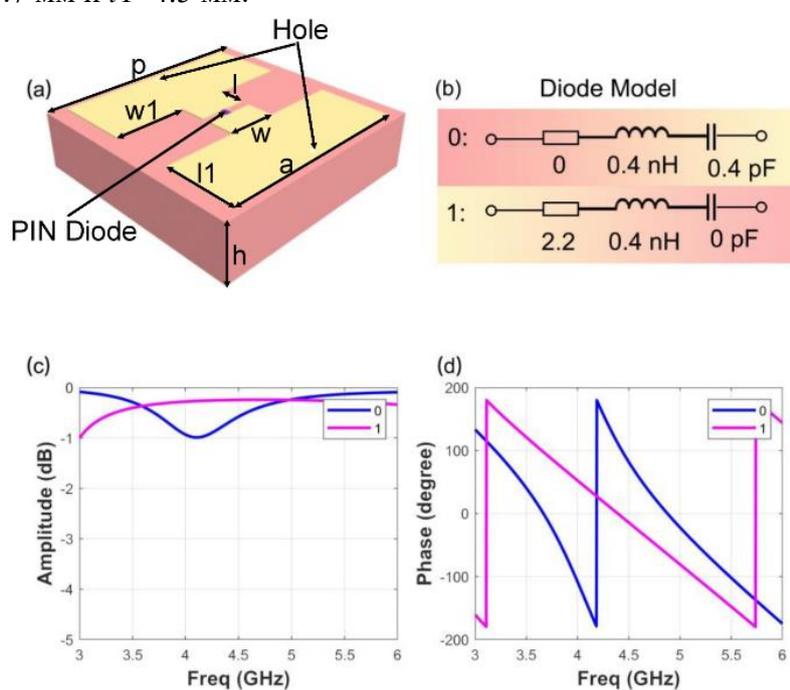


Рис. 4. Описание структуры и ЭМ-отклика метаячейки [29]: а) Трехмерный вид суперячейки. б) Эквивалентная схема PIN-диода в состоянии OFF/ON. в) амплитудная реакция элемента. д) фазовая реакция элемента.

Эквивалентные схемы PIN-диода на основе модели R-L-C показаны на рисунке 4,б. Код «0» указывает, что PIN-диод находится в состоянии «ВЫКЛ», при этом $R_1 = 0$, $L_1 = 0.4$ нГн и $C_1 = 0.4$ пФ. Код «1» указывает, что PIN-диод находится в состоянии «ВКЛ», где $R_2 = 2.2$, $L_2 = 0.4$ нГн и $C_2 = 0$ пФ. Амплитудные и фазовые кривые элемента метаматериала при у-поляризации показаны на рисунке 4,с,д. В точке частоты 4.1 ГГц разность фаз между двумя состояниями элемента π , а амплитуды двух состояний составляют $-0,27$ дБ и $-0,99$ дБ соответственно, показывая, что метаповерхностный волновой фронт хорошо управляется.

Возвращаясь к истории вопроса, следует особо отметить, что в 2014 г. была опубликована одна из первых работ по цифровому кодированию программируемых метаматериалов / метаповерхностей [30], когда интегрируют цифровую информацию в дизайн метаматериалов, соединяя физические миры и миры цифрового кодирования.

Все результаты в статье [30] основаны на концепции кодирования метаматериалов. Начнем с 1-битного кодирования МП – рисунок 5,а. Мы рассматриваем специальную МП, которая состоит из бинарных цифровых элементов '0' или '1'. В двоичном случае максимальная разность фаз составляет π (или 180°). Следовательно, мы проектируем элемент «0» как частицу метаматериала с 0-фазовым откликом, а элемент «1» как частицу метаматериала с π фазовым ответом. Таким образом, фазовые ответы элементов '0' и '1' просто определяются как $\varphi_n = n\pi$ ($n = 0, 1$). Чтобы достичь широкой полосы частот, используется субволновая квадратная металлическая патч-вставка, напечатанная на диэлектрической подложке, для реализации двоичных элементов (см. вставку рисунка 5,б).

В отличие от существующих аналоговых метаматериалов, которые используют эффективные параметры среды или специальные дисперсионные отношения для управления электромагнитными полями, кодирующие метаматериалы просто манипулируют электромагнитными волнами через различные кодирующие последовательности элементов «0» и «1». Например, при периодической кодирующей последовательности 010101.../010101..., нормально падающий луч будет в основном отражаться МП в двух симметрично ориентированных направлениях, тогда как при периодической кодирующей последовательности 010101.../101010.../010101.../101010..., обычно падающий луч будет в основном отражаться в четырех симметрично ориентированных направлениях, как показано на рисунках 5,с и 5,д.

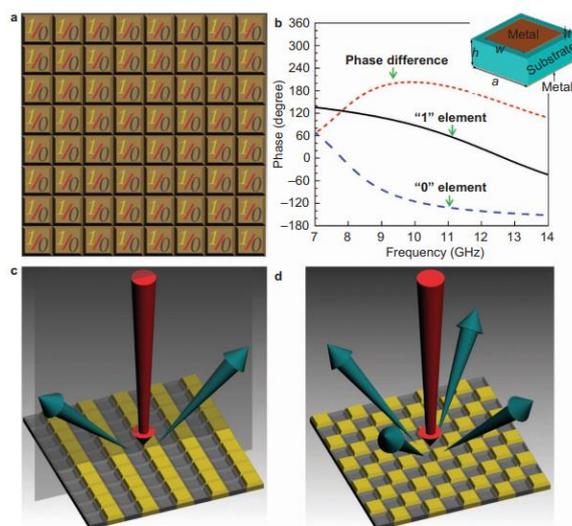


Рис. 5. 1-битная цифровая МП и кодирование МП [30]: (а) 1-битная цифровая МП состоит только из двух типов элементов: '0' и '1'. б) квадратная металлическая конструкция патч-блока (вставка) для реализации элементов "0" и "1" и соответствующих фазовых характеристик в диапазоне частот. с, г) Две 1-битные периодические кодирующие МП для управления рассеянием лучей путем проектирования кодирующих последовательностей элементов '0' и '1': (с) 010101.../010101... код и (д) 010101.../101010... код.

Концепция кодирующего метаматериала может быть расширена от 1-битного кодирования до 2-битного кодирования или выше [30]. В 2-битном кодировании четыре типа единичных ячеек с различными ответами должны имитировать элементы '00', '01', '10' и '11'. 2-битное кодирование имеет большую свободу манипулировать электромагнитными волнами, чем 1-битное кодирование, но требует более сложной технологии для цифрового управления. Подобно 1-битному случаю, четыре типа

единичных ячеек в 2-битных кодирующих метаматериалах должны иметь фазовые ответы 0 , $\pi/2$, π и $3\pi/2$, соответствующие элементам '00', '01', '10' и '11' соответственно. Следовательно, фазовые ответы φ_n просто определяются как $\varphi_n = n\pi/2$, ($n = 0, 1, 2, 3$).

Чтобы реализовать эти частицы метаматериала, в [30] по-прежнему используются квадратные металлические патч-вставки различных размеров, напечатанные на диэлектрической подложке, для проектирования элементов «00», «01», «10» и «11», как показано на рисунке 6. Благодаря 2-битному кодированию метаматериалов или МП у нас есть большая гибкость в управлении последовательностями кодирования для достижения более широких приложений.

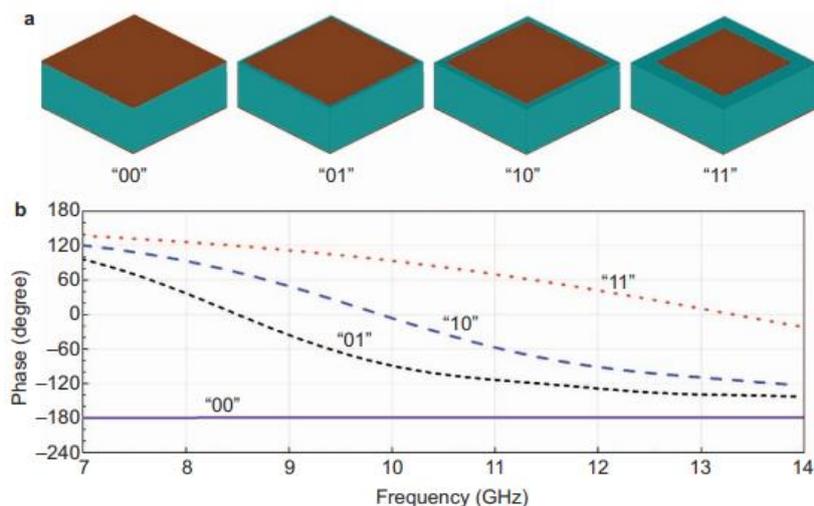


Рис. 6. 2-битное кодирование метаповерхностных элементов и их фазовых откликов [30]: а) элементы "00", "01", "10" и "11" (слева направо), выполненные с помощью квадратных металлических патч-блоков различных размеров. б) фазовые ответы элементов "00", "01", "10" и "11".

Предложенные кодирующие метаматериалы, цифровые метаматериалы и программируемые метаматериалы, как отмечается в [30], очень привлекательны для различных применений, таких как управление пучками излучения антенн (аналогично антеннам с фазовыми решетками, но с использованием другого принципа со значительно менее дорогим подходом), уменьшение характеристик рассеяния целей и реализация других интеллектуальных метаматериалов.

Далее рассмотрим наиболее характерные примеры интеллектуальных МП. Начнем с уникального примера интеллектуальной МП, опубликованный в июне 2022 года [31].

5. БЕСПРОВОДНАЯ «МЫСЛЕННАЯ СВЯЗЬ» ЧЕРЕЗ ПЛАТФОРМУ МОЗГ–КОМПЬЮТЕР–МП

Исследование механизмов мозга человека, и, в частности, изучение механизмов обеспечения психических процессов, является одной из актуальных проблем современной науки. Китайские ученые представили электромагнитную интеллектуальную МП с интерфейсом мозг-компьютер (BCI), управляемую с помощью сигналов мозга напрямую и неинвазивно [31]. В своей работе ученые разработали и экспериментально подтвердили возможность беспроводной «мысленной связи» и дистанционного управления «силой мысли». Для работы устройства используются неинвазивные электроды, которые считывают электроэнцефалограмму (ЭЭГ) с помощью метода вызванного потенциала на волне P300. Напомню, что волна P300 (P3) - это компонент потенциала, связанный с событиями, возникающий в процессе принятия

решений. Считается, что это эндогенный (происходящий из живой системы) потенциал, поскольку его возникновение связано не с физическими свойствами стимула, а с реакцией человека на него. Утверждается, что активность мозга можно превратить в радиоволны с помощью программируемой МП. Эта технология открывает путь к созданию управляемых «сознанием» радаров, систем обнаружения уставших водителей и другим применениям.

а. Электромагнитная платформа мозг-компьютер-МП для неинвазивного управления синтезом информации и ее беспроводной передачей

В последнее время перепрограммируемые МП, включающие в себя PIN-диоды, варикапы, микро/нанозлектромеханические системы (MEMS/NEMS) [21, 23], позволили осуществлять активный в реальном времени и программируемый контроль над функциями электромагнитного поля, которые (МП) раньше были статическими или полностью ограничены в обычных пассивных аналогах. В [31] впервые предложена и создана *электромагнитная платформа мозг-компьютер-МП (ЕВСМ) для неинвазивного управления синтезом информации и ее беспроводной передачей* - рисунок 7. Оператор, оснащенный электродами и устройством P300 BCI, может напрямую управлять МП с различными электромагнитными функциями под визуальным стимулом с помощью определенных временных последовательностей кодирования. На рисунке 7,а продемонстрированы четыре типичные схемы, включая беспроводную связь мозга, расшифровка шаблонов кодирования, сканирование луча и многофункциональность электромагнитных модуляций.

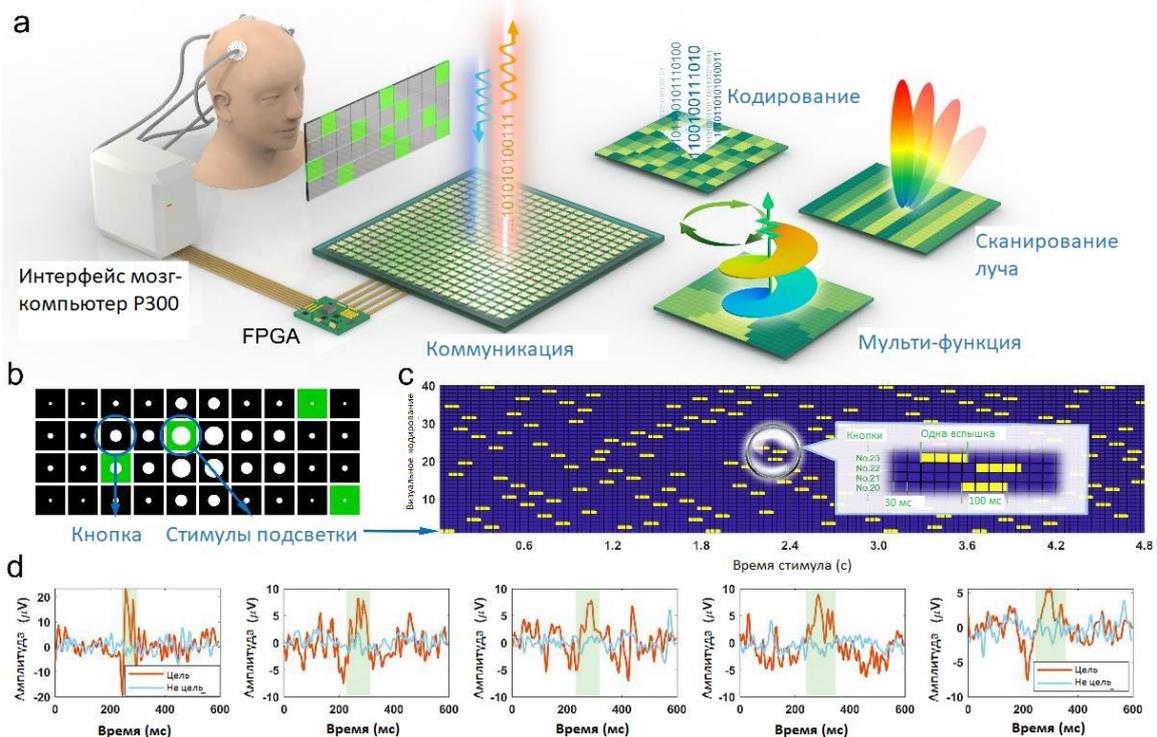


Рис. 7. Платформа ЕВСМ [31]: (а) Системная архитектура ЕВСМ. (б) Графический пользовательский интерфейс схемы отклонения луча. Кнопки с разными кружками представляют разные направления рассеяния луча, где выделенный стимул - зеленые блоки. (с) Схематическая диаграмма последовательности стимулов, в которой 40 строк представляют 40 кнопок, а желтые блоки отмечают выделение кнопок, каждое из которых длится 100 мс. (д) Экспериментально измеренные сигналы ЭЭГ пяти нажатий кнопок, где очевидные пики амплитуды возникают примерно через 300 мс.

Дисплей размещается перед оператором для отображения графического пользовательского интерфейса (GUI) и имеет виртуальную матрицу кнопок, как показано на рисунке 7,б. Разные кнопки соответствуют разным операциям шаблона кодирования ЕВСМ. Каждая попытка соответствует одной отправке команды, и кнопки начинают последовательно мигать в случайном порядке около 5 раундов, каждый из которых содержит по одной вспышке для каждой кнопки. Последовательность вспышек генерируется случайным образом перед каждым испытанием. На рисунке 4,с представлена последовательность мигания 40 кнопок (40 рядов) в схеме сканирования луча, где желтые квадраты указывают начальную точку стимула.

Вертикальная ось представляет количество кнопок от 1 до 40, а горизонтальная ось представляет 160 последовательных вспышек стимула, отмеченных желтыми полосами на рисунке 7,с. Каждый отмеченный блок на рисунке 7,с соответствует продолжительности 30 мс, а каждая вспышка длится 100 мс, что охватывает чуть более 3 блоков. На рисунке 7,с мы дополнительно показываем увеличенное изображение трех вспышек, чтобы более четко проиллюстрировать временные последовательности стимулов различных кнопок.

Внимание оператора сосредоточено на кнопке, соответствующей команде, которую он хотел бы подать (т. е. цели). Когда мишень мигает, положительный потенциал может быть обнаружен на ЭЭГ примерно через 300 мс, получивший название потенциала Р30034. Экспериментально доказано, что такой ВСІ на основе Р300 эффективен для непосредственного управления мозгом внешними устройствами. Чтобы представить сигналы мозга для двух типов стимулов (целевой и нецелевой), на рисунке 7,д показаны измеренные сигналы ЭЭГ, где красная и синяя кривые соответствуют сигналам для целевого и нецелевого стимула соответственно. На каждом подрисунке рисунка 7,д сигналы, соответствующие как целевой, так и нецелевой кнопкам, усредняются по множеству вспышек. Для каждой вспышки кнопки в испытании сегмент сигнала ЭЭГ от 0 до 600 мс после начала вспышки извлекается и корректируется с помощью базовой линии, извлеченной из 200 мс до начала вспышки. Затем этот последовательный стимул используется для прямого управления программируемой логической интегральной схемой (ПЛИС) для выполнения соответствующих инструкций.

б. Беспроводная «мысленную связь» между двумя операторами

В качестве демонстрации концепции ЕВСМ в [31] представлена *беспроводная «мысленную связь» между двумя операторами* – рисунок 8,а. Для оператора ВСІ предоставляется текстовый графический интерфейс в котором визуальная кнопка кодируется непосредственно как определенная последовательность кодирования, состоящая из «0» и «1», связанная с двумя шаблонами кодирования. Используется однолучевая диаграмма с высоким усилением и диаграмма уменьшения рассеяния для амплитудной модуляции, соответственно «1» (высокая амплитуда) и «0» (низкая амплитуда). В качестве доказательства прототипа показана беспроводная передача текста мысленно от одного оператора к другому в рамках системы связи ЕВСМ. Оператор А, как передатчик текста, отправляет буквы, визуально глядя на кнопку символа в графическом интерфейсе ЕВСМ. Когда целевая буква декодируется из сигналов ЭЭГ, последовательность кодирования, основанная на кодах ASCII, реализуется на ПЛИС для переключения изменяющихся во времени шаблонов.

В процессе кодирования, поскольку кнопки, представляющие связанные текстовые символы, имеют соответствующие коды ASCII, выбранная кнопка напрямую преобразуется в двоичные коды ASCII с заголовком кадра «1111111110000», как показано на рисунке 8,с. Затем, в соответствии с окончательным кодом, МП отражает

высокую или низкую интенсивность в пространстве. В процессе декодирования мы сначала собираем пространственную электромагнитную энергию, используя приемный канал, включающий микрополосковую антенну, встроенную рядом с МП, как показано на рисунке 8,е, а также малошумящий усилитель (МШУ) и высокоскоростной аналого-цифровой преобразователь (АЦП), управляемый ПЛИС. Собранный поток данных представляет собой набор последовательных кадров, который представляет замеренную интенсивность при частоте сбора данных 10 МГц. Используется алгоритм декодирования, чтобы определить положение заголовка кадра для определения начальной точки кадра данных, как показано на рисунке 8,ф. Затем выборочные данные переводятся в двоичные коды ASCII, и далее текст отображается в графическом интерфейсе.

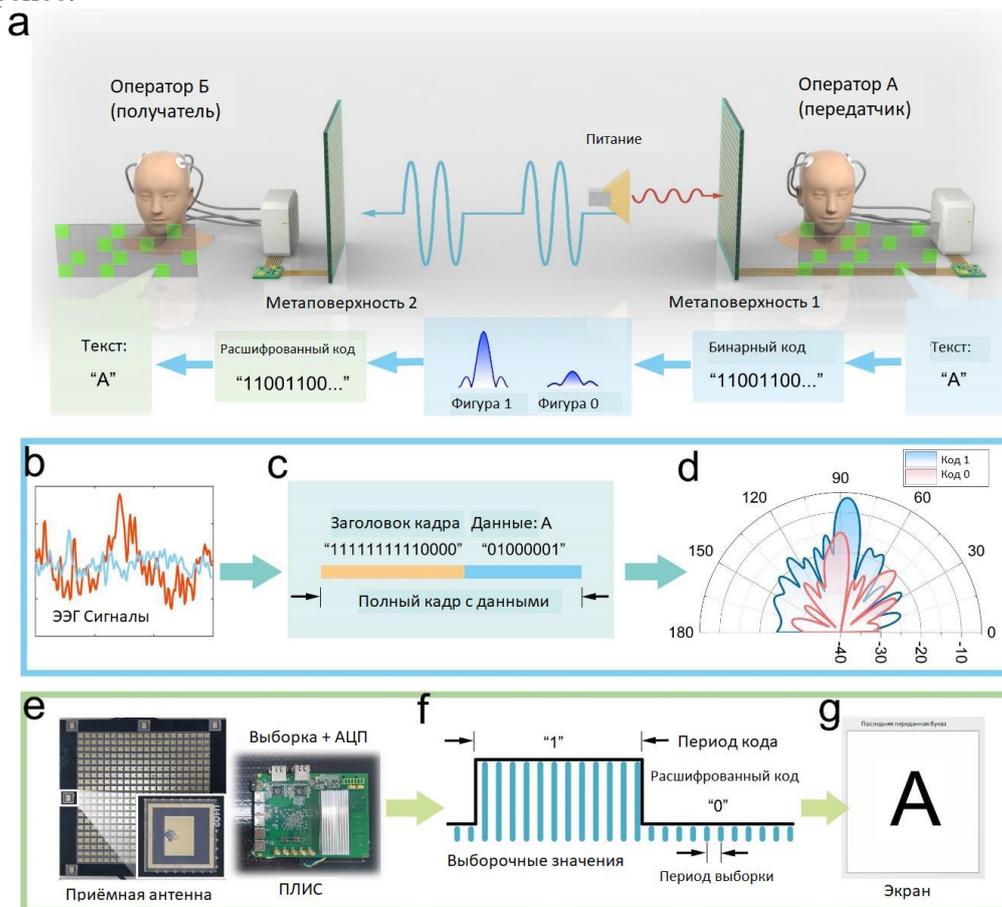


Рис. 8. Беспроводная текстовая связь с использованием EBCM [31]: а) системная архитектура системы текстовых сообщений, а также процесс кодирования и декодирования. (b)-(d) Процесс кодирования сигналов ЭЭГ в переданные электромагнитные сигналы, где сигналы ЭЭГ, показанные в (b), сначала обнаруживаются ВСІ и преобразуются в цифровую последовательность (c) для беспроводной передачи, а затем излучаются с помощью МП с разными амплитудами (d). (e)-(g) Процесс декодирования беспроводной связи, когда антенна и ПЛИС (e) сначала принимают и дискретизируют сигналы из пространства и преобразуют их в цифровые сигналы. Выборочные данные дискретизируются в коды 0/1 для декодирования (f), и, наконец, переводятся в текст для отображения (g).

Четыре текстовые последовательности успешно отправляются и принимаются с помощью платформы EBCM, включая «HELLO WORLD», «HI, SEU», «HI, SCUT» и «BCI METASURFACE». Среднее время ввода каждого символа составляет около 5 сек.

при использовании ВСІ на базе P300 опытным оператором ВСІ. Поскольку программируемая МП может достигать скорости передачи кода «0/1» не менее 1 Мбит/с, максимальная скорость передачи символов для МП составляет около 5×10^4 символов в секунду (20 бит в каждой последовательности). Следовательно, конечная скорость передачи текста составляет около 12 символов в минуту. Стоит отметить, что ВСІ на основе P300 обеспечивают большую точность и надежность среди различных неинвазивных ВСІ.

в. Реализация эксперимента и результаты беспроводной связи

Подробно система связи представлена на рисунке 9,а [31]. В передающей части сигналы ЭЭГ сначала обнаруживаются и обрабатываются устройствами ВСІ и транслируются в соответствующие управляющие сигналы ПЛИС. Сигналы управления следуют принципу кодирования сигналов соответствующего интерфейса, показанного на рисунках 7,б–4,д.

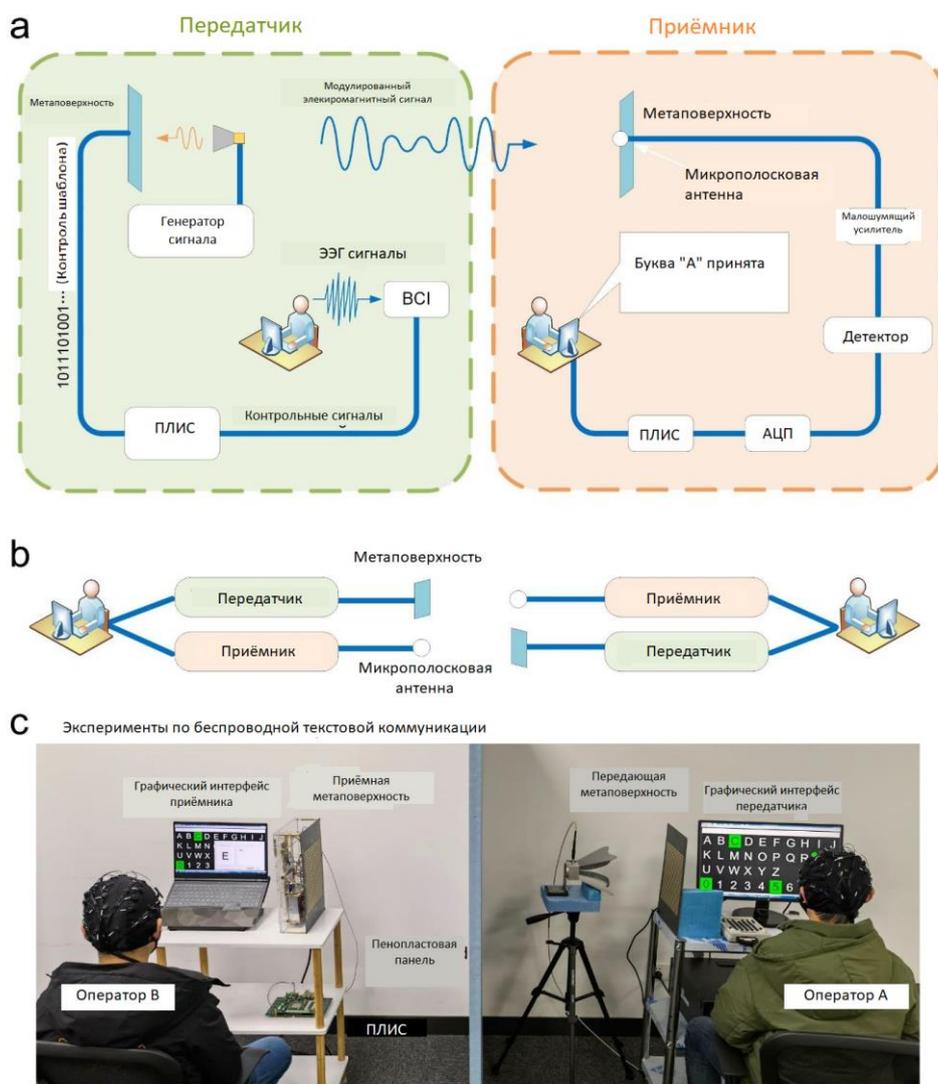


Рис. 9. Экспериментальная реализация беспроводной текстовой связи [31]:
 (а) Системная архитектура эксперимента по беспроводной текстовой связи.
 (б) Иллюстрация рабочего механизма передающей и принимающей частей.
 (в) Сценарий эксперимента с беспроводной текстовой связью напрямую через ЕВСМ, где между двумя операторами помещается панель из пенопласта для проверки свойств беспроводной связи.

ПЛИС выполняет кодирование и переводит PIN-диоды в нужные состояния. В приемной части микрополосковая антенна (МПА) рядом с метаповерхностью принимает электромагнитные сигналы от передатчика и направляет их в МШУ и детектор. Детектор производит выборку аналоговой амплитуды, которая далее преобразуется в цифровые коды для ПЛИС. Представленный процесс является однонаправленным, но система связи ЕВСМ является двунаправленной, поскольку фронты передачи и приема являются соответственно метаповерхностью и МПА, как показано на рисунке 9,б.

Экспериментальный сценарий представлен на рисунке 9,с, в котором оператор А выполняет задачу передачи текста, а оператор Б получает и читает текст. Расстояние между передающей и принимающей МП составляет около 1,3 м, при этом передающая МП возбуждается широкополосной антенной с расстояния 0,3 м, а приемник представляет собой интегрированную вблизи приемной МП антенну, которая подключена к МШУ и детектору, а также АЦП, управляемым другим ПЛИС. Полученные и демодулированные буквы и текст окончательно отображаются в разработанном графическом интерфейсе. Результаты всех экспериментов представлены в дополнительном фильме к [31].

На рисунке 10,а представлены обработанные ЭЭГ - ответы канала 0Z на два типа стимулов (целевой и нецелевой) при произнесении испытуемым слова «HELLO».

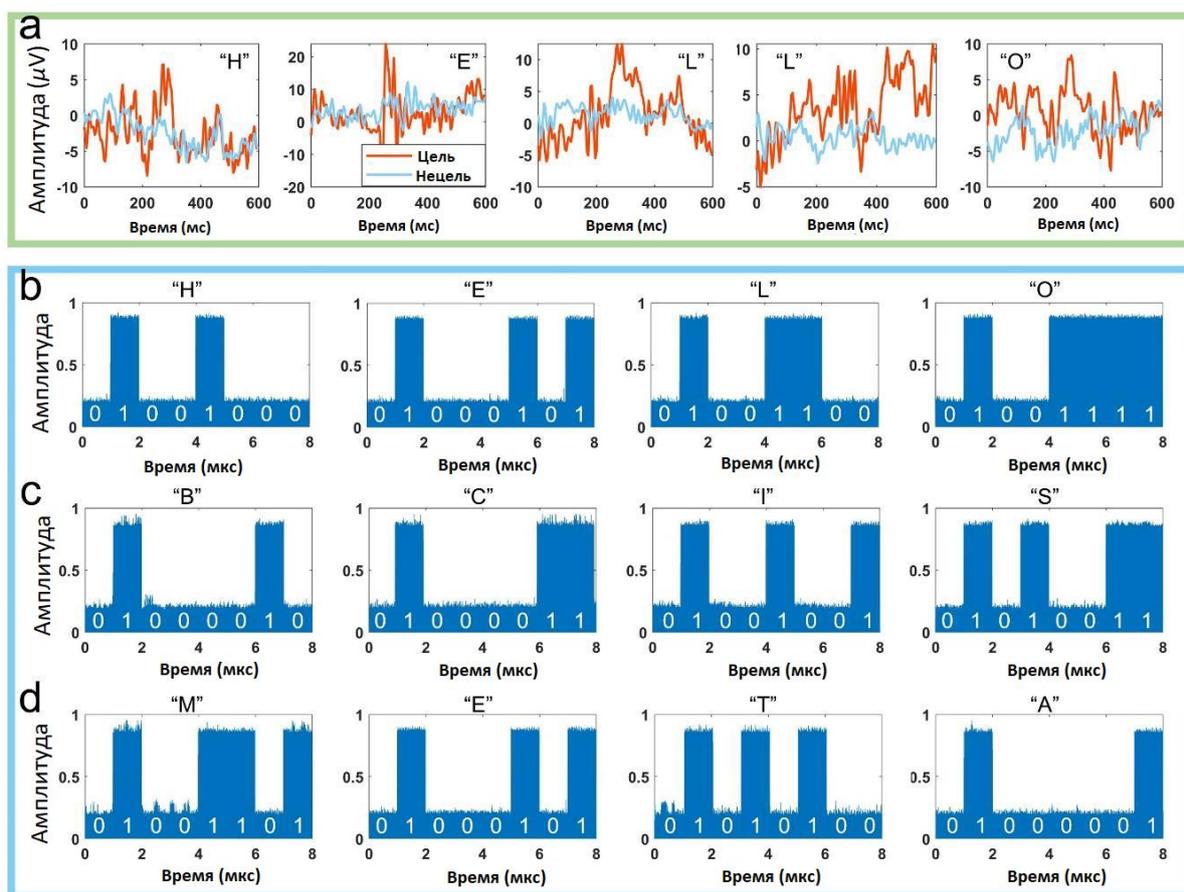


Рис. 10. Экспериментальные результаты беспроводной текстовой связи с использованием ЕВСМ [31]: (а) Экспериментально измеренные сигналы ЭЭГ в схеме текстовой коммуникации. Для демонстрации представлены сегменты ЭЭГ, соответствующие пяти буквам «HELLO». (б)-(д) Измеренные электромагнитные сигналы букв «HELLO», «BCIS» и «META».

В каждой подфигуре, соответствующей написанию одного символа, для каждого из двух типов стимулов формы сигналов потенциала, связанного с событием (ERP), извлекаются с помощью фиксированного по времени среднего значения сигналов ЭЭГ по всем вспышкам цели или одной из кнопок без цели в испытании. По сравнению с нецелевыми данными, высокая амплитуда четко наблюдается примерно через 300 мс после стимула. В соответствии с сигналами ЭЭГ, EBCM выдает амплитудно-модулированные электромагнитные сигналы различных букв, используя код ASCII.

Чтобы полностью продемонстрировать беспроводную связь, дополнительно в [31] предоставлены 12 сегментов измеренных электромагнитных сигналов, включая буквы "H, E, L, O, B, C, I, S, M, E, T, A", как показано на рисунках 10,b - 10,d, где высокие и низкие амплитуды соответственно означают "1" и "0" в коде ASCII.

Представленные данные собираются электромагнитным детектором и нормализуются. Каждое обнаружение генерирует амплитудный импульс и множество амплитудных импульсов для составления представленных данных, где высокие и низкие амплитуды соответственно означают коды 1 и 0. ASCII-коды этих букв четко прослеживаются в соответствии с рисунками 10,b - 10,d.

г. Синтез волнового фронта с помощью EBCM

Дополнительные функции *синтеза волнового фронта с помощью EBCM* исследовались также в [31]. Для этого были разработаны три типовых приложения, включая сканирование визуального луча, множественные электромагнитные модуляции и ввод шаблона кодирования, а также, установлен демонстрационный прототип EBCM, в котором МП заменена версией светодиода вместо PIN-диода, как показано на рисунке 11,а.

Поскольку шаблоны кодирования на МП напрямую определяют электромагнитные функции, светодиоды встраивались так, чтобы интуитивно визуализировать управление шаблоном в системе проверки EBCM. В схеме сканирования визуального луча мы хотим, чтобы оператор мог соответствующим образом управлять сканированием электромагнитного луча с помощью EBCM, включая отклонения луча, генерацию луча с орбитальным угловым моментом (orbital-angular momentum - OAM) и контроль радиолокационного поперечного сечения (radar cross section - RCS), как показано на рисунке 11,b. Был разработан графический интерфейс сканирования луча - рисунок 8,е. Предполагается, что эта схема может быть дополнительно интегрирована с техникой дополненной реальности (augmented reality - AR) и найдет больше применений в *адаптивной беспроводной связи «разум-текст» и интеллектуальном обнаружении радаров*.

Теперь оператор может напрямую управлять EBCM для различных электромагнитных функций, включая отклонения луча, генерацию луча с OAM и контроль RCS, как показано на рисунке 11,с. Результаты моделирования этих функций представлены на рисунках 11,d - 11,m. Например, мы иллюстрируем результат вертикально отраженного одиночного луча, генерируемого однородной фазовой диаграммой на рисунке 11,d, и результаты трех углов отклонения на рисунках 11,e-g, где смоделированные данные четко указывают направления рассеяния 15° , 30° и 45° , что свидетельствует о большом совпадении с измеренными направлениями, отмеченными красным крестом. В регулировке уровня RCS четыре кнопки RCS от «01» до «04» будут генерировать рассеянные поля, представленные на рисунках 11,i-l, показывающие уровни рассеяния -15 дБ, -12 дБ, -9 дБ и -6 дБ соответственно. Для генерации пучка OAM мы наблюдаем два поля рассеяния двух мод OAM (+1 и +2) на рисунках 11,h и 11,m, на которых отчетливо наблюдается нуль центральной амплитуды.

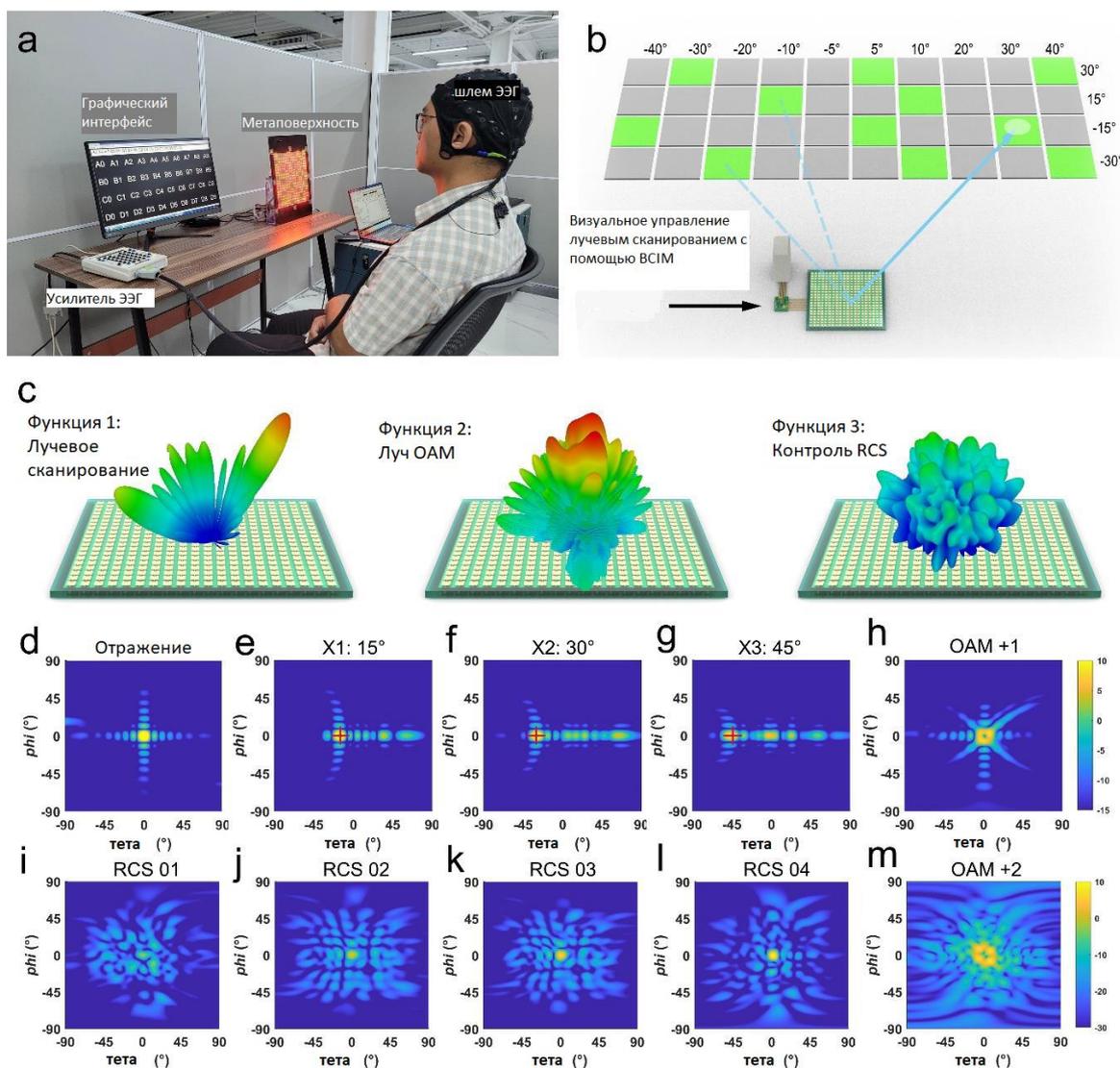


Рис. 11. Дополнительные функции синтеза волнового фронта с использованием ЕВСМ [31]: (а) Фото схемы кодирования образов. (б) Иллюстрация сканирования луча с помощью ЕВСМ. Визуальный взгляд оператора ВСИ непосредственно управляет МП, чтобы отрегулировать направление рассеяния до желаемого угла. Каждая кнопка относится к определенному направлению рассеяния. (с) Три типовые электромагнитные функции, включая сканирование луча, генерацию луча ОАМ и управление RCS. (d)-(g) Смоделированные результаты четырех видов полей сканирования луча, где результат измерения основного направления отмечен красным крестом. Рассеивающий пучок отклоняется от 0 до 45° по оси x . (g)-(j) Результаты смоделированного поля контроля RCS, где значения от «01» до «04» указывают четыре уровня интенсивности отражения. (k) и (l) Результаты моделирования в дальней зоне для режимов ОАМ +1 и +2. Отчетливо виден центральный ноль.

д. К новым поколениям биоинтеллектуальных метаповерхностных систем

Таким образом, на основе платформы ЕВСМ в [31] показано, что оператор больше не нуждается в каких-либо мышечных действиях, а только смотрит на конкретную визуальную кнопку для соответствующего последовательного стимула, который может быть распознан ЕВСМ и преобразован в соответствующие электромагнитные сигналы для связи. Продемонстрированы три типовые схемы с различными функциями, включая визуальное сканирование луча, множественное

переключение электромагнитных функций и ввод шаблона МП, который содержит более 20 шаблонов кодирования для различных однолучевых сканирований, формирований нескольких лучей, генерации ОАМ-луча и контроль RCS. Представленная работа, объединяющая электромагнитное волновое пространство и ВСІ, может открыть новое направление для изучения глубокой интеграции метаповерхности, интеллекта человеческого мозга и искусственного интеллекта с целью создания *новых поколений биоинтеллектуальных метаповерхностных систем*.

6. ПРОГРАММИРУЕМАЯ МП для ШИФРОВАНИЯ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ

а. Небольшое предисловие

Программируемые и информационные МП продемонстрировали большой потенциал в беспроводной связи, но работ по шифрованию этой связи сейчас немного. Хотя архитектуру обычных радиочастотных передатчиков можно значительно упростить, применив новую представленную автором выше технологию [30, 31], однако, насколько нам известно, эти исследования сводятся лишь к незащищенной прямой передаче информации, а исследования технологии шифрования информации на основе этой беспроводной связи нового типа все еще очень ограничены. В работе [32] предложена программируемая поляризационно-модулированная (PoM) информационная МП, которая может не только получать произвольно линейно поляризованные отраженные волны, но и модулировать их амплитуды в реальном времени. Кроме того, предлагается схема шифрования беспроводной связи путем введения метаключа с использованием программируемой МП информации PoM. Затем метаключ кодируется и шифруется путем сокрытия его кодов в различных поляризационных каналах в соответствии с протоколом шифрования и отправляется пользователю с использованием программируемой МП информации PoM на передающем конце. В месте приема пара поляризационных дискриминаторных антенн (PDA) предназначена для приема и декодирования зашифрованных сигналов метаключа. Как только пользователь получает метаключ, зашифрованная целевая информация может быть восстановлена. Результаты показывают, что предлагаемая программируемая МП информации PoM не только может достичь хорошей производительности модуляции поляризации, но и показывает хорошие потенциалы в шифровании коммуникаций, что может значительно повысить безопасность беспроводной связи.

б. Схема шифрования беспроводной связи на основе программируемой поляризационно-модулированной информационной МП

На рисунке 12 показана концептуальная иллюстрация схемы шифрования беспроводной связи, основанной на программируемой МП PoM [32]. На передающем конце целевое изображение, такое как изображение рыси, шифруется с помощью метаключа и предварительно отправляется Бобом - рисунок 12,а. Поэтому, даже если зашифрованная информация будет перехвачена, расшифровать ее без метаключа невозможно. Однако для того, чтобы Алиса могла получить правильную информацию о цели, метаключ также должен быть отправлен Алисе безопасным образом, за исключением зашифрованной информации о цели, и эта операция может быть реализована с использованием программируемой информационной МП PoM, как показано на рисунке 12,б. МП нагружена PIN-диодами, а ее амплитуда и фаза отражения в вертикальном и горизонтальном направлениях могут независимо контролироваться в режиме реального времени путем регулировки состояния PIN-диодов. Следовательно, когда на МП попадает падающая волна с 45-градусной поляризацией, угол поляризации линейно поляризованной отраженной волны может быть произвольно отредактирован.

Кроме того, можно дополнительно модулировать амплитуду отраженной волны в каждом поляризационном канале. В пункте приема две PDA, подключенные к осциллографу, используются для приема сигналов (т. е. модулированной отраженной волны), которые могут не только идентифицировать состояние поляризации отраженной волны, но и получить двоичную кодирующую последовательность на основе амплитудной манипуляции в каждый канал поляризации, как показано на рисунке 12,с. Стоит отметить, что эти четыре кодирующие последовательности передаются с использованием различных поляризационных каналов, и двоичные коды метаключа скрыты в этих последовательностях. Таким образом, Алиса может декодировать полученный сигнал для получения метаключа в соответствии с согласованным протоколом шифрования, а затем использовать его для восстановления целевого изображения.

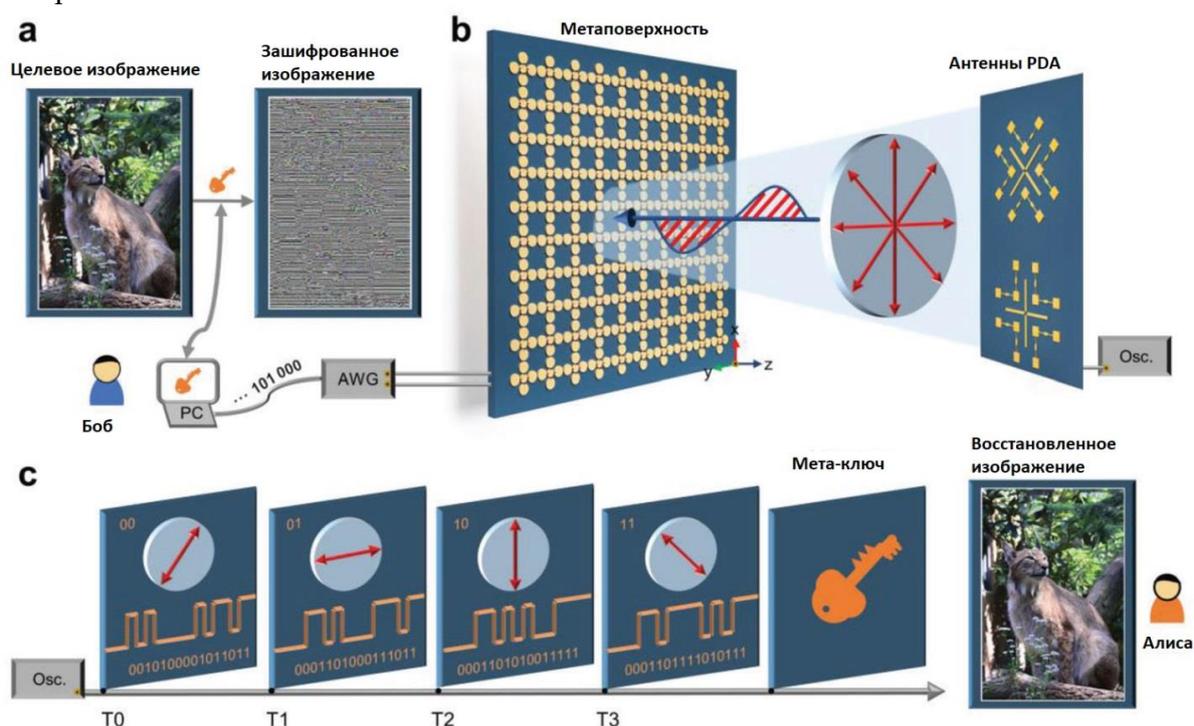


Рис. 12. Концептуальная иллюстрация схемы шифрования беспроводной связи на основе программируемой информационной МП РоМ [32]: а) Целевое изображение шифруется с помощью метаключа для создания зашифрованного изображения. б) МП РоМ, управляемая напряжением, шифрует и отправляет метаключ, а пара антенн поляризационной дискриминации, подключенных к осциллографу, принимает и идентифицирует сигналы. в) Метаключ расшифровывается сигналами, полученными от четырех различных каналов поляризации, а затем с помощью метаключа может быть восстановлен целевой зашифрованный образ. (Фото: Hai Lin Wang, Southeast University).

в. Результаты моделирования

На рисунке 13,а показан единственный элемент предлагаемой программируемой информационной МП РоМ [32], состоящей из трех металлических слоев, разделенных двумя диэлектрическими подложками. Пять металлических круглых накладок, нагруженных PIN-диодами в верхнем слое, подключены к фидерным линиям в нижнем слое через металлизированные сквозные отверстия, так что на PIN-диоды может подаваться напряжение смещения. Эквивалентная схема PIN-диода (Skyworks SMP1321-040LF) приведена в правом углу рисунка 13,а. Это параллельная цепь из постоянного

конденсатора ($C = 0.15$ пФ) и переменного резистора; резисторы вдоль направлений x и y определены как R_{dx} и R_{dy} соответственно. Значения R_{dx} и R_{dy} контролируются напряжениями смещения V_x и V_y , регулируемые по строкам и столбцам соответственно, и изменяются в диапазоне 1 - 10 000 Ом.

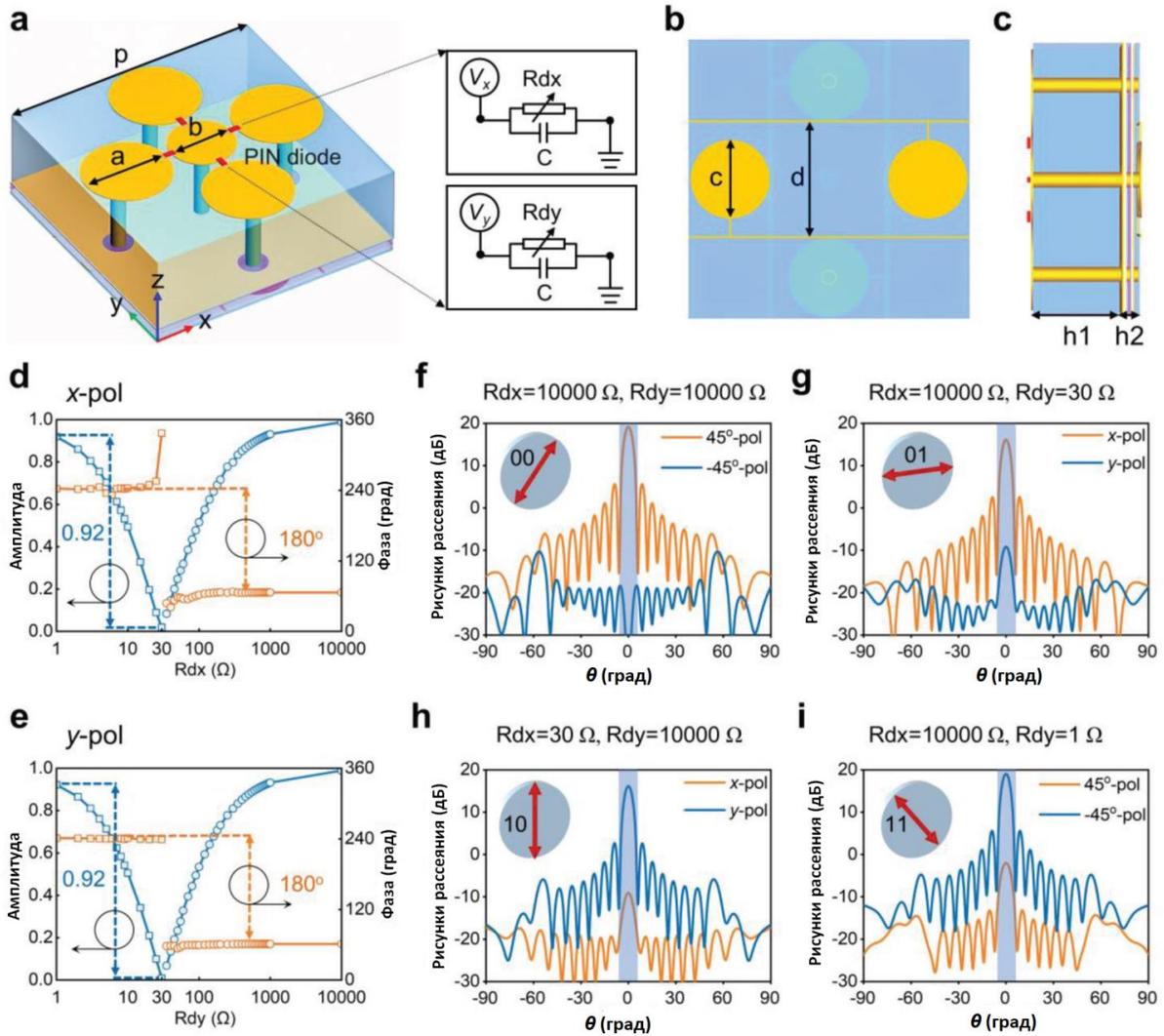


Рис. 13. Дизайн прототипа и результаты моделирования [32]: а-с) Единичный элемент метаповерхности RoM, нагруженный четырьмя PIN-диодами: а) вид спереди, б) вид снизу и с) вид сбоку. d, e) Моделируемые амплитуды и фазы отражения от МП, меняющиеся в зависимости от R_d на частоте 10 ГГц: d) x -поляризованная волна, e) y -поляризованная волна. f-i) Смоделированные картины 2D отражения излучения в дальней зоне для четырех состояний линейной поляризации: f) поляризация $+45^\circ$, g) поляризация x , h) поляризация y , i) поляризация -45° .

Геометрические параметры, показанные на рисунке 13,а, составляют $p = 14.2$ мм, $a = 4.4$ мм и $b = 3.6$ мм. На рис. 13,б показано расположение фидерных линий на нижнем слое, в котором диаметр круглого пятна и расстояние между двумя фидерными линиями равны $c = 4$ мм и $d = 5.8$ мм соответственно. Диэлектрические подложки представляют собой F4В (политетрафторэтилен) с относительной диэлектрической проницаемостью 2.2 и тангенсом угла потерь 0.001, толщина которых составляет $h_1 = 4$ мм и $h_2 = 0.254$ мм, как показано на рисунке 13,с. Согласно работе [33], в которой предложена и

экспериментально продемонстрирована широкополосная программируемая МП, амплитудой и фазой отраженных электромагнитных волн можно независимо управлять путем регулировки напряжения смещения PIN-диода, интегрированного в метаатом, в режиме реального времени в широком диапазоне частот. На рисунках 13,d и 13,e показаны результаты моделирования амплитуды и фазы отражения единичного элемента с R_{dx} и R_{dy} на частоте 10 ГГц при x - и y -поляризованной волне соответственно. Результаты показывают, что нормированная амплитуда отраженной волны, поляризованной по оси x (или y), может непрерывно контролироваться от 1 до 0, когда R_{dx} (или R_{dy}) увеличивается от 1 до 30 Ом или уменьшается от 10 000 до 30 Ом, разность фаз отраженных волн в этих двух областях держится около 180° . Кроме того, предлагаемый модульный элемент также имеет широкополосные характеристики и может работать в диапазоне частот 9 - 11 ГГц.

Когда волна с 45-градусной поляризацией освещает МП, угол поляризации отраженной волны можно произвольно настроить, контролируя амплитуду и фазу компонентов x - и y -поляризации. На рис. 13,f-i показаны результаты моделирования волн отражения с поляризацией 45° , x , y и -45° , где МП состоит из 20×20 элементов с общим размером 284×284 мм². Когда сопротивления PIN-диодов в направлениях x и y установлены равными $R_{dx}=R_{dy}=10000$ Ом, обе компоненты поляризации x и y эффективно отражаются и имеют одинаковую амплитуду и фазу, поэтому отраженная волна имеет одинаковую с падающей волной поляризацию, то есть поляризацию 45° , как показано на рисунке 2,f. Когда сопротивления PIN-диодов в направлениях x и y установлены равными $R_{dx}=10000$ Ом и $R_{dy}=30$ Ом соответственно, эффективно отражается только компонента поляризации x , тогда как компонента поляризации y полностью поглощается, поэтому отраженная волна будет с поляризацией x , как показано на рисунке 2,g. Аналогично, когда сопротивления PIN-диодов в направлениях x и y установлены равными $R_{dx}=30$ Ом и $R_{dy}=10000$ Ом соответственно, эффективно отражается только компонента поляризации y , в то время как компонента поляризации x полностью поглощается, отраженные волны будут с y -поляризацией, как показано на рисунке 2,h. Однако когда сопротивления PIN-диодов в направлениях x и y установлены равными $R_{dx}=10000$ Ом и $R_{dy}=1$ Ом соответственно, компоненты поляризации x и y эффективно отражаются с одинаковой амплитудой, но имеют разность фаз 180° , поэтому отраженная волна будет представлять собой кросс-поляризацию падающей волны, то есть поляризацию -45° , как показано на рисунке 2,i. Стоит отметить, что хотя продемонстрированы только четыре частных случая, отраженная волна с произвольным углом поляризации может быть получена путем точного управления амплитудой и фазой x - и y -компонент отражения. В работе [32] для схемы шифрования используются каналы поляризации 45° , x , y и -45° , которые кодируются как поляризационные коды «00», «01», «10» и «11» соответственно. Кроме того, когда левосторонняя циркулярно поляризованная волна освещает МП, поляризационная эллиптичность ее отраженной волны также может быть произвольно настроена путем управления амплитудой и фазой компонентов x - и y -поляризации.

г. Результаты измерения

Программируемая информационная МП PoM изготовлена и измерена в безэховой камере [32], как показано на рисунке 14, где метаповерхность состоит из 20×20 элементов общим размером 284×284 мм², а PIN-диоды вдоль горизонтального и вертикального направлений независимо управляются двумя напряжениями смещения. На рисунке 14,a показана экспериментальная установка для измерения амплитуды и фазы отражения, в которой две прямоугольные рупорные антенны размещены на расстоянии 1,5 м от МП для излучения и приема сигналов соответственно. Фотография

одного из блоков представлена на рисунке 14,b, на котором сверху показан элемент блока, нагруженный PIN-диодами, а снизу показана структура фидерных линий. На рисунке 14,d показаны результаты измерения амплитуды и фазы x -поляризованной волны отражения на частоте 10 ГГц. Когда напряжение смещения V_x непрерывно изменяется от 0 до 0,84 В, амплитуда отраженной волны может плавно регулироваться от 0.02 до 0.87, при этом фаза может независимо переключаться между двумя фазами с разницей около 188° . Аналогичный результат можно получить и для y -поляризованной волны, как показано на рисунке 14,e. Результаты измерений хорошо согласуются с результатами моделирования, показанными на рисунке 13,c,d. Кроме того, широкополосные характеристики МП также были подтверждены измерениями.

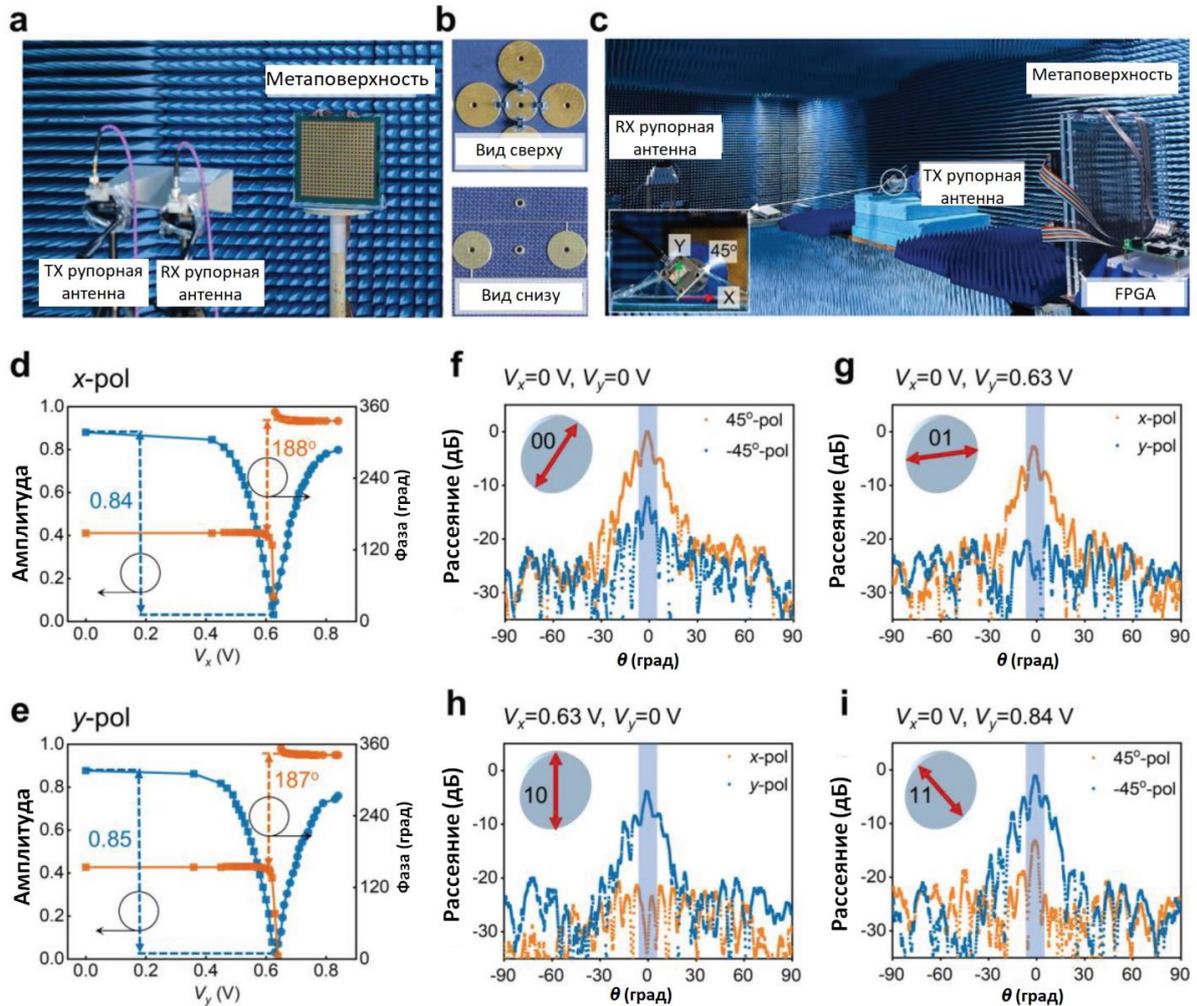


Рис. 14. Экспериментальные результаты МП РоМ [32]: а) Экспериментальная установка для измерения коэффициентов отражения в безэховой камере. б) Вид сверху и снизу на один элемент блока. с) Измерение характеристик МП. d, e) Измеренные амплитуды и фазы отражения от МП при различных напряжениях смещения при зондировании d) x -поляризованными и e) y -поляризованными волнами на частоте 10 ГГц. f-i) Измеренные 2D диаграммы направленности для четырех состояний линейной поляризации: f) поляризация 45° , g) поляризация x , h) поляризация y и i) поляризация -45° .

Диаграммы направленности в дальней зоне программируемой информационной МП РоМ измеряются в стандартной микроволновой безэховой камере для проверки эффективности модуляции поляризации, как показано на рисунке 14,c. МП помещается

на вращающуюся платформу, а линзовая антенна из метаматериала x -диапазона размещается на расстоянии 80 см от МП, чтобы генерировать падающую плоскую волну с 45-градусной поляризацией. Стандартная прямоугольная рупорная антенна X -диапазона закреплена на другой стороне безэховой камеры в качестве приемника, где расстояние между приемной рупорной антенной и вращающейся платформой составляет около 10 м. Измеренные диаграммы направленности различных линейно поляризованных отраженных волн в дальней зоне при различных напряжениях смещения показаны на рис. 14,f-i. Когда напряжения смещения PIN-диодов в направлениях x и y установлены равными $V_x/V_y = 0/0, 0/0.63 \text{ В}, 0.63 \text{ В}/0$ и $0/0.84 \text{ В}$, отраженная волна будет иметь поляризацию $45^\circ, x, y$ и -45° соответственно.

д. Метаключ на основе МП PoM

Блок-схема шифрования метаключа на основе МП PoM показана на рисунке 15 [32]. Метаключ состоит из двух 8-битных двоичных чисел P и S (рисунок 15,a), в котором M -я строка и N -й элемент столбца матрицы метаключа достигаются операцией исключающего ИЛИ (XOR) для M -го элемента S и N -го элемента P .

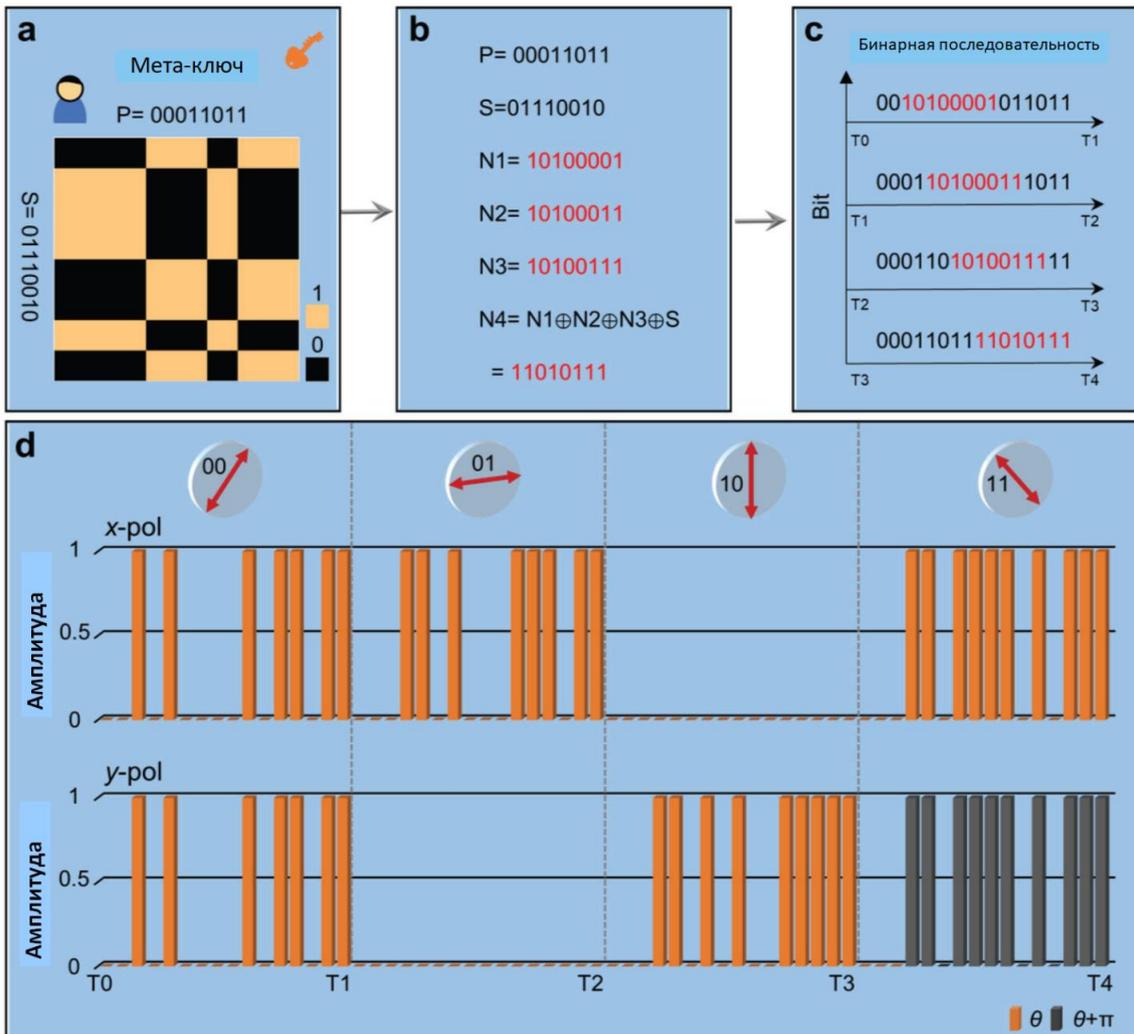


Рис. 15. Процесс шифрования схемы беспроводной связи с шифрованием PoM [32]: а-с) Процесс шифрования с четырьмя двоичными последовательностями в качестве метаключа. d) Два ортогональных входных сигнала напряжения x - и y -поляризованных волн при разных каналах линейной поляризации соответственно.

На рисунке 15,b показано правило кодирования P и S . В этой схеме шифрования P кодируется как 00011011, представляя информацию о каналах поляризации, в которых коды «00», «01», «10» и «11» соответствуют каналам поляризации 45^0 , x , y и -45^0 соответственно. S может быть любой двоичной последовательностью, которая в данном случае закодирована как 8-битное двоичное число 01110010. Чтобы избежать легкого перехвата информации S , в [32] вводится четыре других 8-битных двоичных числа $N1$, $N2$, $N3$ и $N4$, в которых $N1$, $N2$ и $N3$ могут быть случайными 8-битными двоичными числами, а $N4 = S \oplus N1 \oplus N2 \oplus N3$ (« \oplus » - символ исключающего ИЛИ). Для дальнейшего повышения безопасности метаключа мы вставляем $N1$, $N2$, $N3$ и $N4$ в последовательность P соответственно, чтобы сгенерировать четыре 16-битные двоичные последовательности, в которые вставлены $N1$, $N2$, $N3$ и $N4$ после кодов канала поляризации «00», «01», «10» и «11» соответственно, а затем эти четыре 16-битных двоичных числа отправляются циклически по очереди с использованием соответствующего канала поляризации через МП РоМ, как показано на рисунке 15,c. Взяв в качестве примера канал поляризации x , $N2 = 10100011$ вставляется после кода «01» P для генерации нового 16-битного двоичного числа 0001101000111011, которое отправляется с использованием канала поляризации x в течение периода времени $T1-T2$. Для этого 16-битного двоичного числа мы переопределяем значения кодов «0» и «1», которые представляют сигналы низкого и высокого уровня, соответствующие амплитуде электромагнитной волны в каждом поляризационном канале, то есть низкое отражение представляет собой код «0» и высокое отражение - код «1».

На рис. 15,d показаны требуемые распределения амплитуды и фазы x - и y -поляризованных волн относительно соответствующей кодирующей последовательности в каждом поляризационном канале в течение временного интервала $T0 - T4$. Стоит отметить, что высота прямоугольного параллелепипеда представляет собой амплитуду электромагнитных волн, а оранжевый и черный цвета указывают на то, что их фазы равны θ и $\theta+\pi$ соответственно. Взяв в качестве примера канал с поляризацией 45^0 , амплитуда и фаза x - и y -поляризованных волн должны быть одинаковыми, чтобы обеспечить электромагнитную волну с поляризацией 45^0 , а затем амплитуда электромагнитной волны с поляризацией 45^0 дополнительно модулируется для изменения со временем, генерируя требуемую кодирующую последовательность 0010100001011011, как показано в периоде времени $T0-T1$ на рисунке 15,d. Кодирующие последовательности в других каналах поляризации реализуются с использованием аналогичного метода, который также показан на рисунке 15,d.

е. Реализация системы беспроводной связи с РоМ-шифрованием

Система беспроводной связи была создана на основе предложенной программируемой информационной МП РоМ для реализации вышеупомянутой схемы шифрования в сценарии внутри помещения, как показано на рисунке 16,a [32]. Она состоит из передающего модуля и приемного модуля, в котором передающий модуль состоит из линзовой антенны из метаматериала, МП РоМ, генератора несущего сигнала (Keysight E8267D), анализатора спектра (Keysight N9040B), генератора сигналов произвольной формы (AWG) (Rigol DG5101) и стабилизированного источника питания постоянного тока, а приемный модуль состоит из осциллографа и пары поляризационных дискриминаторных антенн (PDA). В передающем модуле линзовая антенна из метаматериала размещается на расстоянии 35 см от МП для генерации падающей плоской волны с 45-градусной поляризацией, которую можно рассматривать как несущую с рабочей частотой f_c ; стабилизированный источник питания AWG и постоянного тока подключен к МП для подачи напряжения смещения на PIN-диоды. Стоит отметить, что два генератора сигналов произвольной формы потребовались для

обеспечения регулируемых по строкам и столбцам регулируемых напряжений смещения для МП в реальном времени, соответственно, но, поскольку был только один генератор сигналов произвольной формы, в эксперименте вместо другого генератора сигналов произвольной формы используется стабилизированный источник питания постоянного тока. Изменяющееся во времени напряжение смещения подается на МП через AWG для реализации модуляции поляризации и амплитуды отраженной волны в реальном времени, чтобы получить желаемый поляризационный канал и соответствующую ему кодирующую последовательность.

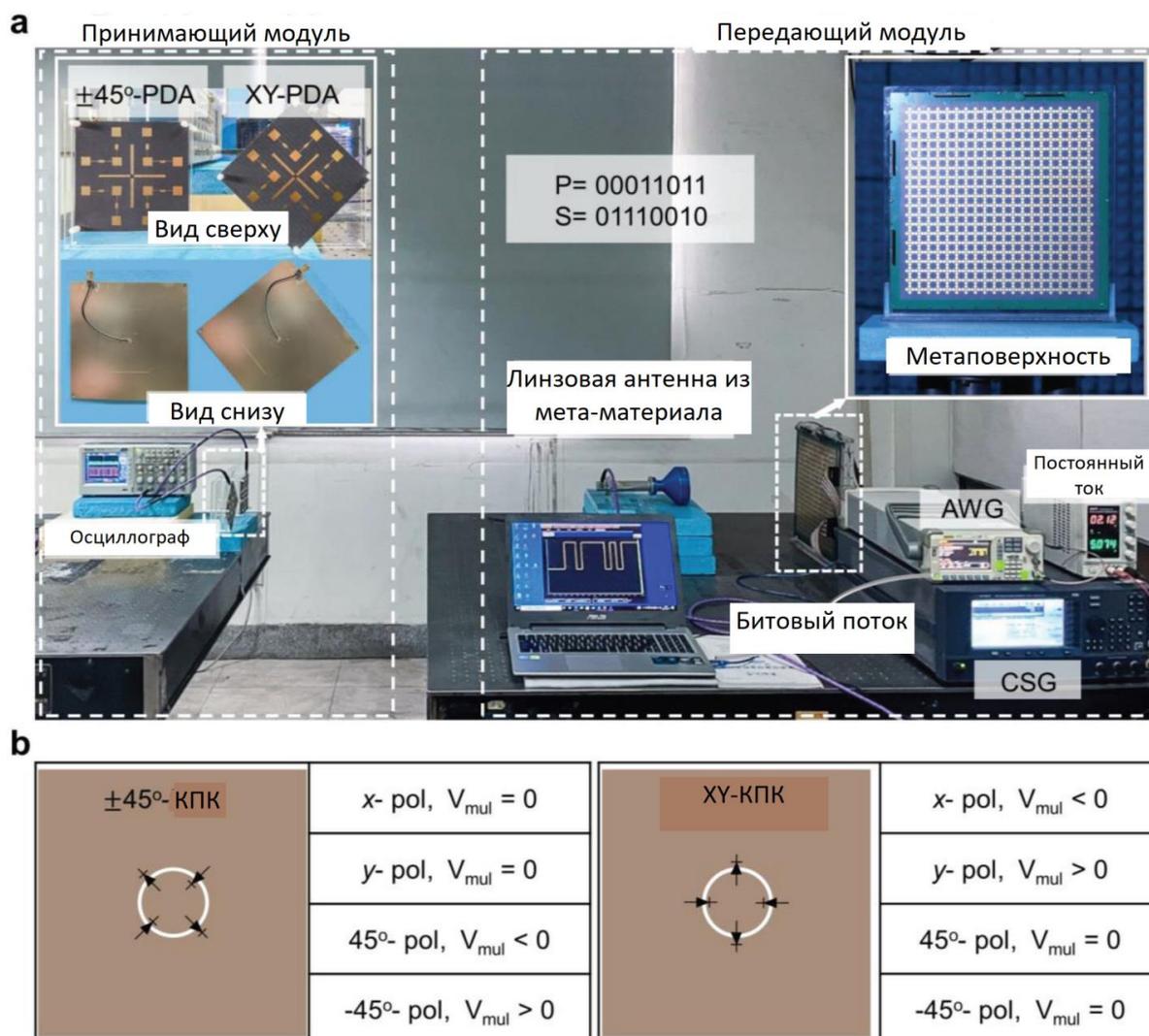


Рис. 16. Экспериментальная установка системы беспроводной связи PoM [32]:
 а) Испытательный стенд системы, фотографии МП и фотографии вида сверху и снизу $\pm 45^\circ$ -PDA и XY-PDA, соответственно. б) Выходные напряжения двух PDA в разных состояниях линейной поляризации.

В приемном модуле на расстоянии 160 см от МП PoM размещается пара PDA для приема сигнала, которые подключаются к двухканальному осциллографу. Фотографии PDA отображаются в верхнем левом углу рисунка 16,а, на котором два PDA размещены с относительным углом поворота 45° , названные как $\pm 45^\circ$ -PDA и XY-PDA соответственно. На задней панели PDA четыре диода Шоттки с нулевым смещением (SMS7621-040LF) загружены на щелевое кольцо для реализации двойного балансного

ВЧ-умножителя. Когда PDA принимают сигналы, состояние поляризации сигнала можно сначала определить по выходному напряжению двух PDA, как показано на рисунке 16,б. В частности, если выходные напряжения $\pm 45^\circ$ -PDA и XY-PDA имеют большое отрицательное (или положительное) значение и нуль соответственно, сигнал будет иметь поляризацию 45° (или -45°), а если выходные напряжения $\pm 45^\circ$ -PDA и XY-PDA равны нулю и большому отрицательному (или положительному) значению, соответственно сигнал будет иметь x - (или y -) поляризацию. Как только поляризационное состояние сигнала определено, соответствующая кодирующая последовательность «0» и «1» в каждом поляризационном канале может быть дополнительно получена с помощью выходных напряжений низкого и высокого уровня, обнаруженных осциллографом.

ж. Особенности декодирования

На рисунке 17,а показаны изменяющиеся во времени последовательности напряжения смещения AWG и стабилизированного источника питания постоянного тока в эксперименте по управлению МП PoM, в котором 0.63 В соответствует низкому отражению, а 0 и 0.84 В соответствуют высокому отражению, но их разность фаз составляет 180° .

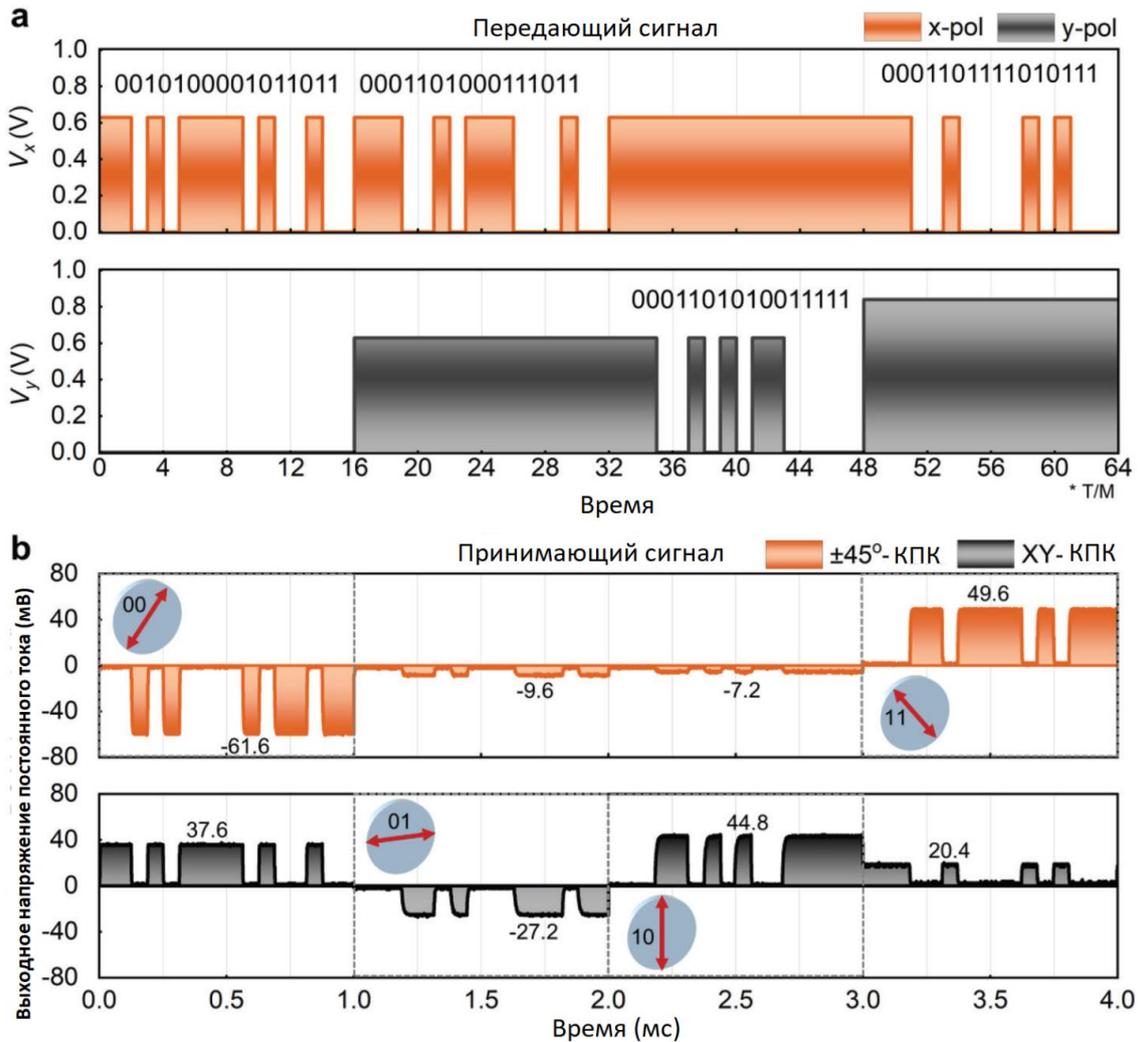


Рис. 17. Формы передающих и принимаемых сигналов [32]: а) Изменяющиеся во времени напряжения смещения модуля AWG для управления МП PoM. б) Измеренные выходные напряжения постоянного тока двух PDA под управлением AWG.

Временной интервал для каждого кода $T/M = 0.0625$ мс ($T = 4$ мс, $M = 64$), поэтому скорость передачи данных при передаче составляет 16 кГц, а максимальная скорость передачи данных в основном зависит от скорости модуляции AWG и скорости переключения PIN-диода. Следует отметить, что одно из напряжений смещения (V_x или V_y) остается неизменным в каждом поляризационном канале, поскольку в эксперименте оно обеспечивается стабилизированным источником постоянного тока. На рис. 17,b показаны выходные напряжения $\pm 45^\circ$ -PDA и XY-PDA, измеренные осциллографом в четыре различных периода времени. Поляризацию сигнала можно сначала идентифицировать по соотношению между выходными напряжениями $\pm 45^\circ$ -PDA и XY-PDA в соответствии с правилом, показанным на рисунке 16,b. Таким образом, мы можем знать, что сигналы, показанные на рисунке 17,b, имеют поляризацию 45° , x -, y - и -45° слева направо. Стоит отметить, что сигнал, принимаемый XY-PDA, намного больше нуля в каналах поляризации 45° («00») и -45° («11»), которые должны быть близки к нулю, как показано на рисунке 16,b. Причина этого результата заключается в том, что напряжение смещения для управления y -поляризованной волной в этих двух случаях обеспечивается стабилизированным источником питания постоянного тока, который установлен на фиксированное напряжение 0 и 0.84 В, соответственно, поэтому компонента y -поляризации не может быть устранена. Эту проблему можно решить, используя другой генератор произвольной формы вместо стабилизированного источника питания постоянного тока. Зная каналы поляризации, в соответствии с протоколом шифрования, показанным на рисунке 15, мы можем извлечь N1, N2, N3 и N4 после кодов «00» в канале поляризации 45° , «01» в канале поляризации x , «10» в канале поляризации y и «11» в канале поляризации -45° , соответственно. Кроме того, мы можем определить, верны ли результаты извлечения, проверив, равны ли оставшиеся 8-битные двоичные числа во всех каналах $P = 00011011$. Затем S можно получить с помощью побитовой операции исключающего ИЛИ над N1, N2, N3 и N4. Следовательно, согласно вышеуказанным правилам, потоки двоичного кодирования 0010100001011011, 0001101000111011, 0001101010011111 и 0001101111010111 в четырех различных поляризационных каналах могут быть сначала считаны из результатов измерений, показанных на рисунке 17,b, соответственно, а затем N1 = 10100001, N2 = 10100011, N3 = 10100111 и N4 = 11010111 могут быть дополнительно извлечены для получения конечного $P = 00011011$ и $S = N1 \oplus N2 \oplus N3 \oplus N4 = 01110010$. Затем матрица метаключа может быть получена путем выполнения операции исключающего ИЛИ для P и S , как показано на рисунке 15,a. Наконец, зашифрованный образ рыси можно восстановить с помощью метаключа.

Кроме того, в [32] дополнительно исследована отказоустойчивая производительность метаключа. Результаты показывают, что целевое изображение также можно приблизительно наблюдать, если в процессе приема N1 – N4 есть только одно- или двухбитовая ошибка, но разрешение изображения будет становиться все ниже и ниже по мере увеличения частоты битовых ошибок, и изображение становится полностью неузнаваемым, когда число кодов ошибок достигает четырех - рисунок 18, где *от руки выделены неправильные символы* [32].

Таким образом, в [32] предложена программируемая информационная МП РоМ и показано ее применение для шифрования беспроводной связи с помощью метаключа. В этой схеме метаключ отправляется пользователю независимо в режиме реального времени, его можно динамически настраивать для различных сообщений для повышения безопасности. Система беспроводной связи, включающая передающий и принимающий модули, была также построена для демонстрации осуществимости схемы шифрования. Этот подход предлагает недорогое решение для реализации беспроводной сети связи с шифрованием РоМ, которая не нуждается в антенных решетках, фильтрах и

смесителях. В работе [32] представлена новая концепция передачи информации на основе программируемой МП, которая может найти большой потенциал в следующем поколении шифрования информации.

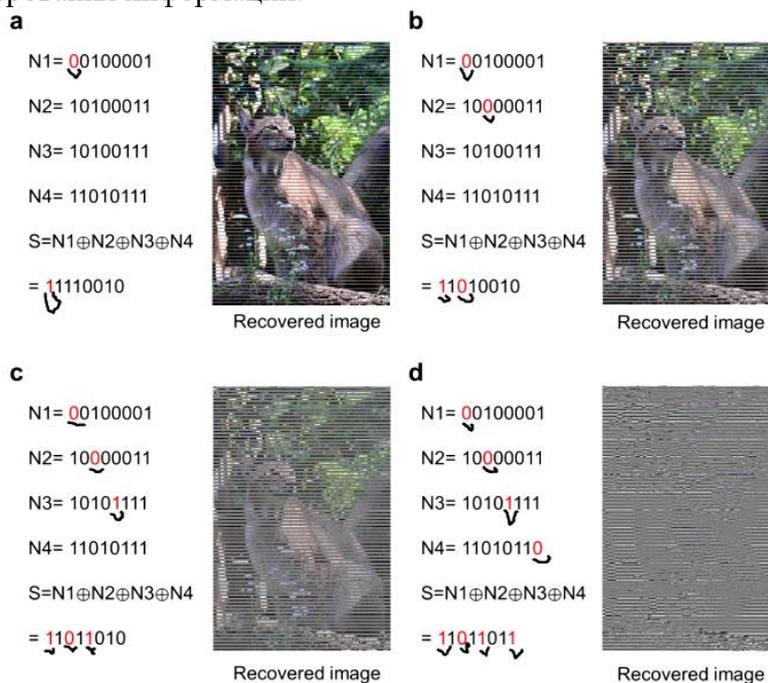


Рис. 18. Восстановленное изображение с неверным метаключом [32]: а) Однобитовая ошибка. б) Двухбитовая ошибка. в) Трехбитовая ошибка. г) Четырехбитовая ошибка.

7. ОПТИЧЕСКОЕ ШИФРОВАНИЕ НА ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ЧАСТОТАХ С ПОМОЩЬЮ МП

а. Вводная часть

В Разделе 4 данной работы уже шел разговор об оптическом шифровании информации с использованием МП. Здесь я только замечу, что для большинства методов шифрования, основанных на МП, информация шифруется в МП физических форм, что ограничивает обмен информацией и совместимость с технологией цифровой обработки информации. Однако, как пространство Фурье, так и реальное пространство могут одновременно использоваться в качестве каналов шифрования.

В работе [34] предложена и экспериментально продемонстрирована альтернативная схема оптического шифрования с МП, работающими как аналоговые оптические информационные процессоры для оптических изображений. Таким образом, информация может быть удобно передана, расшифрована и обработана с помощью изображений программным способом, в отличие от аппаратных МП. Это достигается путем модуляции пространственных частот оптических изображений МП. В [34] подтверждено, что как интенсивность, так и фаза пространственной частоты светового поля могут модулироваться МП для кодирования информации. Затем информация может быть получена путем проведения преобразования Фурье для зашифрованных изображений. Кроме того, было показано, что пространственные частоты оптических изображений могут обеспечить достаточные каналы для увеличения информационной емкости. Поскольку информация может быть просто и непосредственно привязана к МП, предлагаемая схема также может избежать тщательного проектирования МП с помощью сложного алгоритма в традиционной метаповерхностной голограмме. Самое главное, поскольку информация шифруется в изображениях, отличных от МП, обмен информацией является более гибким, даже совместимым с современными технологиями

обработки информации. Поэтому предлагаемый способ может предложить еще одну перспективную платформу для оптического шифрования с МП.

б. Рабочие принципы

Как показано на рисунке 19,а [34], рассматривая случай, когда объект освещается когерентным лазерным лучом, результирующая картина двумерного светового поля в виде оптического изображения может быть выражена с помощью его поля $\tilde{E}(x, y)$.

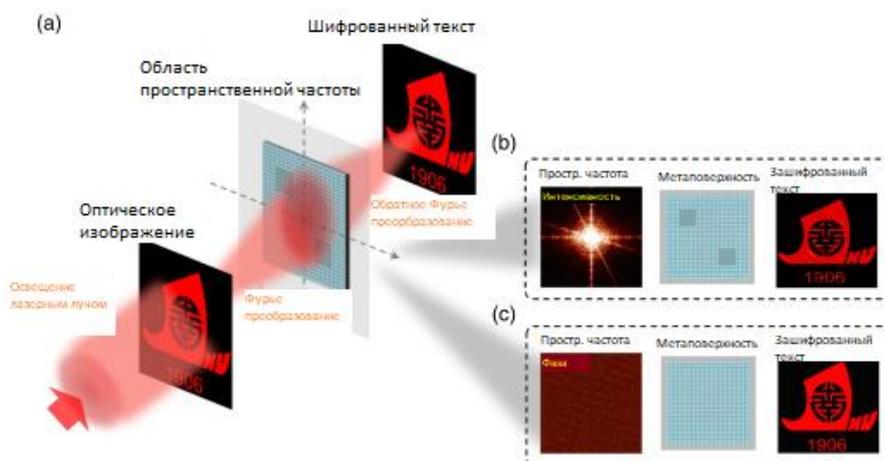


Рис. 19. Концепция пространственно-частотного шифрования [34]: (а) Схема процесса оптического шифрования. Оптическое изображение как носитель информации получается при лазерном освещении, и доступ к его пространственно-частотной области можно получить после преобразования Фурье. Информация, подлежащая шифрованию, загружается в пространственно-частотную область с помощью МП, а изображение зашифрованного текста получается с помощью обратного преобразования Фурье. (б) Шифрование интенсивностью для пространственной частоты. Различные компоненты пространственной частоты могут быть изменены путем настройки передачи различных субдоменов (светлых и темных цветов) МП. Выходной зашифрованный текст подобен входному оптическому изображению с небольшим отличием. (с) Фазовое шифрование для пространственной частоты. Информация шифруется путем введения разностей фаз в пространственную частоту с помощью МП.

Интуитивно, информация может быть зашифрована непосредственно на изображении, но ее можно легко расшифровать. Для повышения безопасности зашифруем информацию в пространственно-частотной области изображений, отличной от области реального изображения. Этого можно достичь, применяя операцию преобразования Фурье к входному оптическому изображению, затем шифруя информацию с помощью МП и, наконец, получая зашифрованное оптическое изображение обратным преобразованием Фурье. Этот процесс можно кратко выразить как:

$$\tilde{E}_{\text{out}}(x, y) = F^{-1}\{\tilde{h}(u, v) \cdot F[\tilde{E}_{\text{in}}(x, y)]\}, \quad (1)$$

где \tilde{E}_{out} - электрическое поле зашифрованного оптического изображения, F и F^{-1} - операторы прямого и обратного Фурье-преобразования, $\tilde{h}(u, v)$ - оптическая передаточная функция (ОТФ), построенная МП в области пространственных частот.

Информация, подлежащая шифрованию, может быть непосредственно представлена МП в виде ОТФ, а затем передана при модуляции пространственных частот оптического изображения. Таким образом, почти невозможно получить

информацию, наблюдая только изображение зашифрованного текста. Напротив, только путем правильного анализа измененной пространственной частоты изображения можно получить информацию. Следует отметить, что световая природа пространственных частот оптических изображений обеспечивает различные каналы шифрования, которые могут быть удобно адаптированы МП, поддерживающими различные ОТФ $\tilde{h}(u,v)$. Например, комплексная функция, построенная МП $\tilde{h}(u,v)$, обеспечивает две модулирующие степени свободы, а именно, интенсивность и фазу для шифрования, как схематично показано на рисунках 19,b и 19,c. Модуляция интенсивности $\tilde{h}(u,v)$ проста и удобна, фазовая модуляция $\tilde{h}(u,v)$ может повысить безопасность. Следует также отметить, что $\tilde{h}(u,v)$ является функцией пространственной частоты и, следовательно, предоставляет еще один канал шифрования, в котором различные пространственные частоты могут быть настроены отдельно с помощью МП, увеличивая информационную емкость.

в. Шифрование интенсивности сигнала в области пространственной частоты

На практике интенсивность сигнала пространственной частоты можно модулировать, управляя пропусканием МП. С этой целью в [34] спроектировали и изготовили кремниевую МП с разным пропусканием в разных областях, которые обозначены как MS 1 и MS 2 на рисунке 20,a. Пропускание можно регулировать, просто изменяя периоды и радиусы кремниевых наностолбиков на кремнеземной подложке.

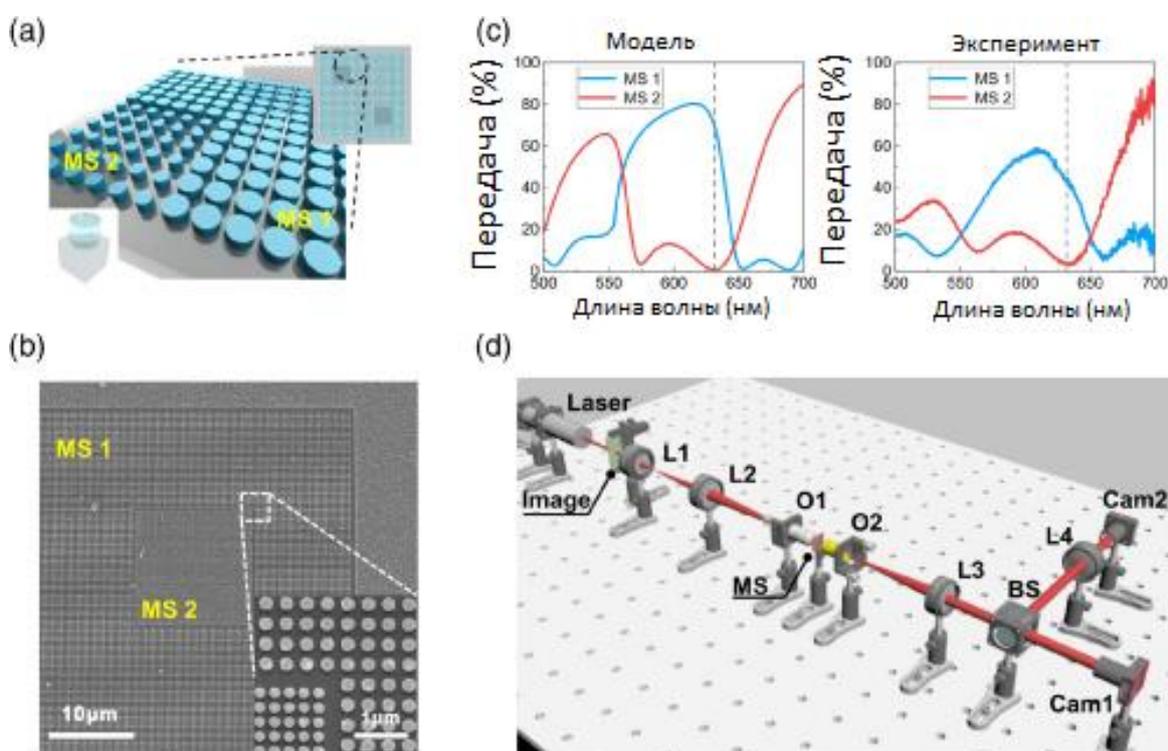


Рис. 20. МП для шифрования интенсивности и экспериментальная установка для шифрования [34]: (a) Схема МП с разным пропусканием в разных областях для MS 1 и MS 2. (b) SEM-изображение, показывающее часть изготовленной МП. (c) Смоделированные и экспериментальные спектры пропускания различных областей МП. Серая пунктирная линия указывает на целевую длину волны 633 нм.

(d) Экспериментальная установка для реализации предлагаемого оптического шифрования. Здесь L1 - L4 - линзы; O1 и O2 - объективы; MS – метаповерхность МП; BS - светоделитель; Cam1 и Cam2 - фотоаппараты.

Изображения изготовленной МП, полученные с помощью сканирующей электронной микроскопии (СЭМ), представлены на рисунке 20,b. Область MS 1 содержит 200×200 единиц размером около 75×75 мкм, а область MS 2 включает 50×50 единиц размером около 15×15 мкм. На рисунке 20,c видно, что при заданной длине волны 633 нм можно получить большой контраст пропускания между различными областями. Это означает, что МП может соответствующим образом модулировать интенсивности пространственных частот в отдельных областях, когда она помещена в область пространственных частот оптического изображения. Следовательно, информация может быть зашифрована в оптический образ с помощью МП. Например, информация о нулевом состоянии или квадратном шаблоне может быть представлена путем стирания пространственной частоты в области более низкой передачи. Для шифрования информации нами была разработана микроскопическая экспериментальная установка Фурье-оптики, как показано на рисунке 20,d. С помощью этой настройки мы можем проецировать спектр пространственных частот оптического изображения на МП и захватывать как модулированную интенсивность пространственной частоты, так и выходное зашифрованное изображение, проверяя предложенный метод шифрования.

Результаты шифрования по интенсивности представлены на рисунке 21 [34]. В качестве изображения носителя информации выбираем логотип Jinan University, который показан на рисунке 21,a [10, 34]. Численно мы можем получить картину интенсивности его пространственной частоты с помощью преобразования Фурье. Информация может быть зашифрована по пространственной частоте путем намеренной установки значения равным нулю в некоторых пространственных областях, как показано двумя желтыми пунктирными линиями на рисунке 21,b. После этого мы можем получить изображение зашифрованного текста, представленное на рисунке 21,c обратным преобразованием Фурье.

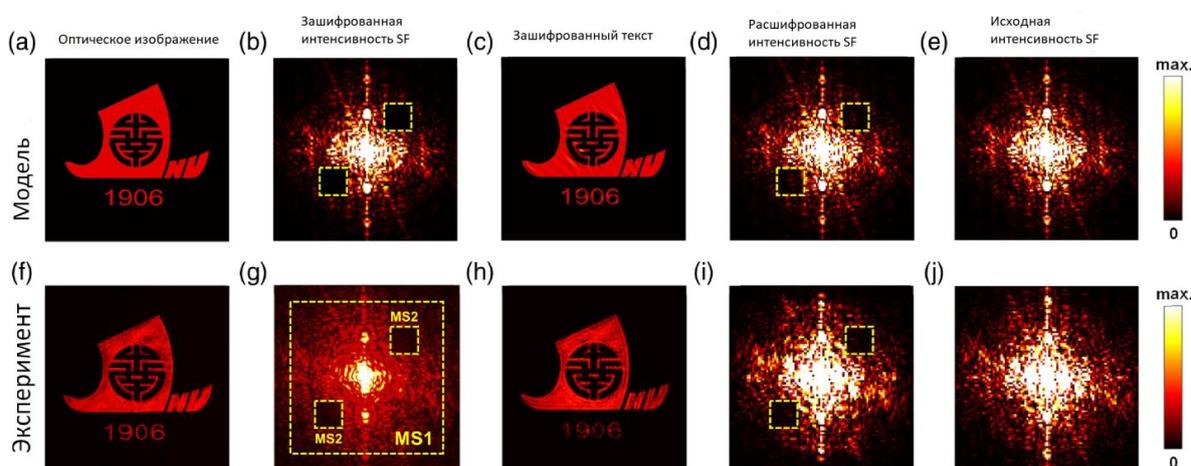


Рис. 21. Результаты моделирования и эксперимента по шифрованию и дешифрованию интенсивности пространственной частоты оптического изображения [34]:

(a) Оптическое изображение как носитель информации. (b) Распределение интенсивности пространственной частоты после шифрования. Два желтых пунктирных прямоугольника обозначают зашифрованные области. (c) Выходное изображение зашифрованного текста после шифрования. (d) Распределение интенсивности пространственной частоты после дешифровки. Желтые пунктирные линии служат ориентиром для обозначения зашифрованных областей. (e) Распределение интенсивности пространственной частоты до дешифровки. (f)-(j) Соответствующие экспериментальные результаты.

Хотя мы искусственно изменили пространственную частоту, зашифрованное изображение по-прежнему похоже на исходное, за исключением того, что появилась некоторая рябь. Найти зашифрованную информацию непосредственно из изображения затруднительно, если только не применить к нему преобразование Фурье, как в процессе расшифровки, результат которого показан на рисунке 21,d. Для простоты сравнения мы представляем картину интенсивности пространственной частоты перед шифрованием на рисунке 21,e. Две зашифрованные области легко идентифицировать, сравнивая шаблоны до и после шифрования, что указывает на осуществимость метода.

Для демонстрации предлагаемого метода оптического шифрования были проведены соответствующие эксперименты. Входное оптическое изображение, представленное на рисунке 21,f, получено путем освещения лазерным лучом вытравленного рисунка на золотой пленке. Пространственная частота изображения может быть сгенерирована с помощью линзы, выполняющей преобразование Фурье, а затем спроецирована на МП. Поскольку коэффициенты пропускания различны в разных областях МП, пространственная частота модулируется соответствующим образом, как показано на рисунке 21,g. Большая часть света может пройти через область высокого пропускания MS 1, в то время как области низкого пропускания MS 2 будут заблокированы. Следовательно, информация может быть успешно зашифрована в пространственной частоте. Используя другую линзу для обратного преобразования Фурье, мы можем получить зашифрованное изображение, показанное на рисунке 21,h. Зашифрованную информацию трудно найти непосредственно из зашифрованного изображения. Важно отметить, что зашифрованное изображение и зашифрованная информация могут быть гибко доставлены без аппаратного метаповерхностного носителя. Как только зашифрованное изображение будет получено, информацию можно расшифровать с помощью численного преобразования Фурье на компьютере – рисунок 21,i. Также показан экспериментальный результат картины интенсивности перед шифрованием на рисунке 21,j для сравнения. Следует отметить, что расположение и площадь областей MS 2 строго не ограничены и могут быть изменены в соответствии с практическими потребностями.

г. Фазовое шифрование на пространственной частоте

На практике безопасность шифрования интенсивности недостаточно высока, потому что информацию можно напрямую расшифровать, применив преобразование Фурье, и тогда паттерн интенсивности легко идентифицировать. Напротив, фазовый паттерн пространственной частоты обычно имеет случайное распределение, и исходный фазовый паттерн перед шифрованием необходим в качестве ключа для дешифрования, что является многообещающей степенью свободы для шифрования с более высокой безопасностью по сравнению с шифрованием интенсивности. В [34] показано, что метод шифрования, рассмотренный выше для интенсивности, также может применяться для фазы пространственной частоты, за исключением того, что в качестве альтернативы используется фазовая МП. Спроектированная фазовая МП схематично показана на рисунке 22,a, которая состоит из идентичных кремниевых наностолбиков на кремнеземной подложке. Периоды и радиусы наностолбиков отличаются от таковых в МП, используемых при шифровании интенсивности. Фазовая МП также покрыта толстым слоем полиметилметакрилата (ПММА). Вся МП содержит 200×200 единиц размером около 75×75 мкм. На рисунке 22,b показаны как смоделированные, так и экспериментальные спектры пропускания МП. Пропускание на длине волны 633 нм относительно высокое, что обеспечивает минимально возможное изменение интенсивности. Важно отметить, что разность фаз вводится МП относительно окружающей среды. Для проведения экспериментов с фазовым

шифрованием использовали ту же экспериментальную установку, что и для шифрования интенсивности, за исключением замены МП. После шифрования входного оптического изображения фазовой МП мы захватили зашифрованное оптическое изображение, а затем численно применили к нему операцию преобразования Фурье. Таким образом, мы можем получить как интенсивность, так и фазовое распределение пространственной частоты для расшифровки.

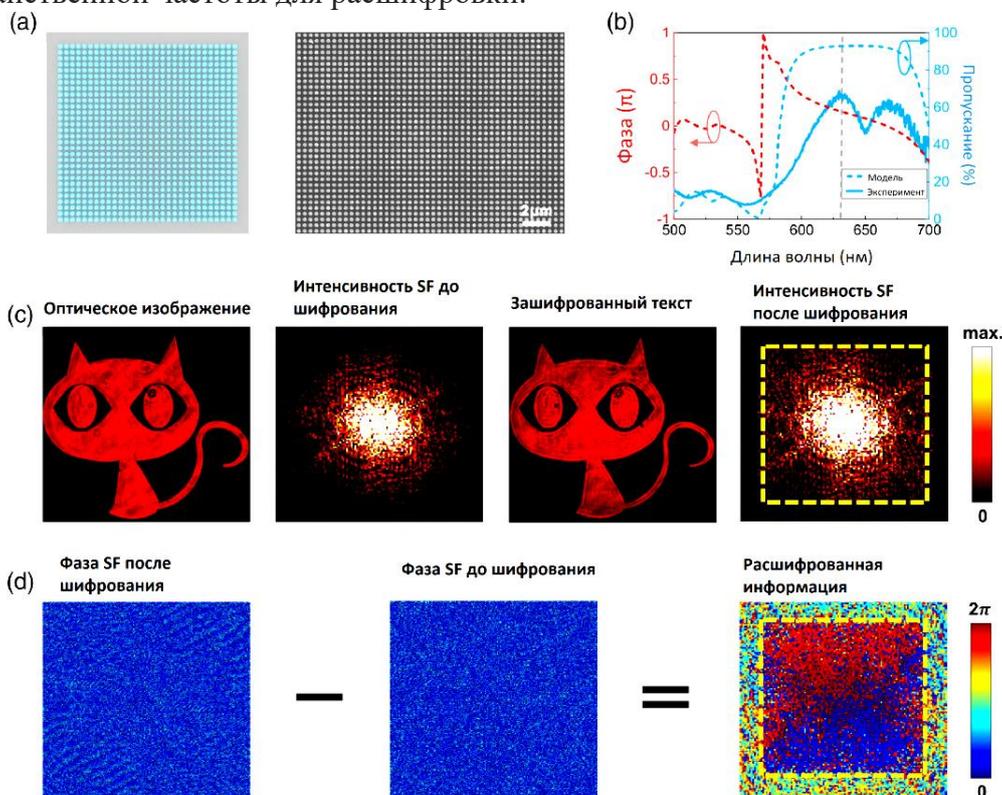


Рис. 22. Фазовая МП и экспериментальные результаты фазового шифрования и дешифрования [34]: (а) Схема и SEM-изображение фазовой МП. (б) Модельный (штриховая синяя линия) и экспериментальный (сплошная синяя линия) спектры пропускания, а также модельный фазовый спектр (штриховая красная линия) фазовой МП. (с) Оптические изображения и соответствующие распределения интенсивности пространственной частоты до и после шифрования. Желтая пунктирная рамка указывает на зашифрованную область. (д) Фазовое распределение пространственной частоты до и после шифрования. Расшифровки заключается в извлечении разности фаз между ними.

Последующие результаты шифрования показаны на рисунках 22,с и 22,д. Выходное зашифрованное изображение и его распределение интенсивности по пространственной частоте после шифрования аналогичны входному оптическому изображению и распределению интенсивности перед шифрованием. Это означает, что зашифрованную информацию трудно идентифицировать напрямую или путем применения преобразования Фурье с последующим наблюдением паттерна интенсивности, в отличие от случая шифрования интенсивности. Кроме того, также трудно найти зашифрованную информацию путем изучения фазового распределения пространственной частоты из-за его случайности, как показано на рисунке 22,д. Чтобы расшифровать скрытую информацию, необходимо извлечь разность фаз между пространственными частотами до и после шифрования, поскольку МП вносит в основном разность фаз. Следовательно, без ключа исходного изображения расшифровка является огромной проблемой, что повышает безопасность по сравнению со случаем шифрования интенсивности.

д. Пространственное частотное мультиплексирование для увеличения емкости шифрования

Увеличение количества информационных каналов является важной темой изучения оптического шифрования. В предлагаемом методе даже отдельное изображение может обеспечить множество каналов из-за обилия пространственных частот. В принципе, каждая пространственная частота может действовать как один канал, но это обычно ограничено полученным диапазоном пространственных частот и другими практическими условиями. Тем не менее, в [34] доказано, что определенный диапазон пространственных частот может использоваться как один информационный канал. На рисунке 23 показано одно из правил шифрования и соответствующие экспериментальные результаты, основанные на продемонстрированном выше фазовом шифровании [34]. В пространственно-частотной области изображения конкретная область может действовать как канал, как показано желтыми кружками и заглавными буквами от *A* до *H* на рисунке 23,а. На самом деле можно использовать и другие регионы. Мы выбираем четыре из этих областей, а именно от *A* до *D*, чтобы реализовать 4-битное шифрование, которое описано на рисунке 23,б.

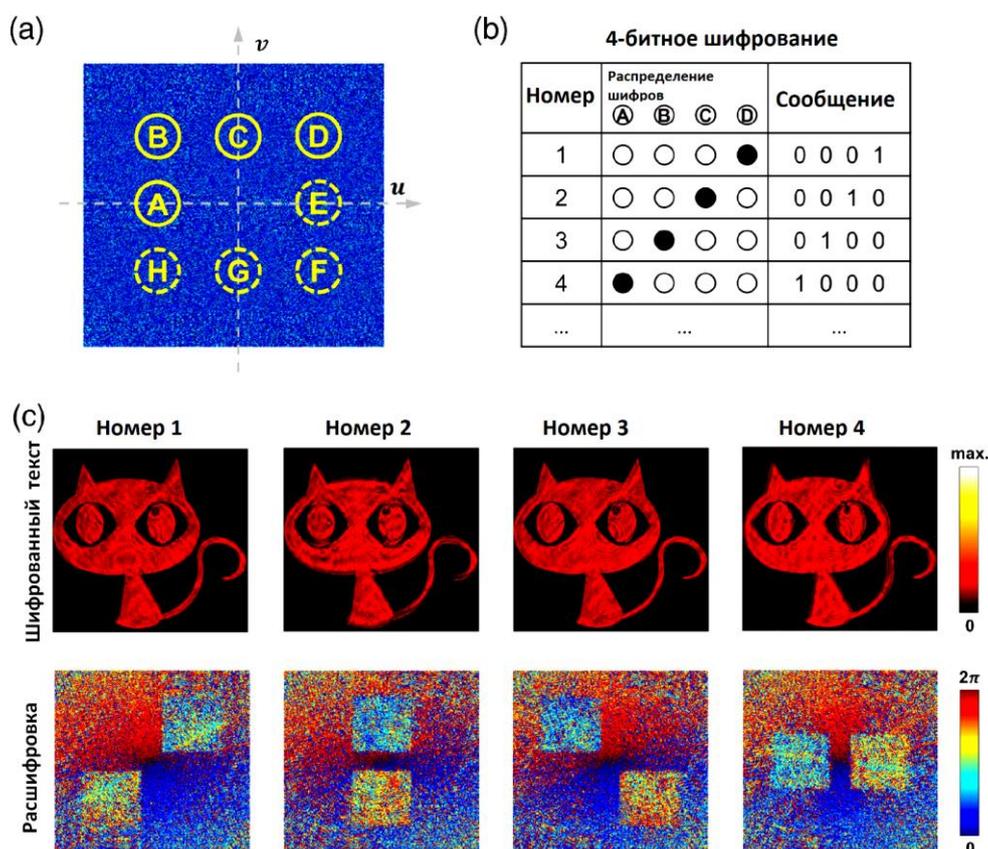


Рис. 23. Иллюстрация шифрования с пространственно-частотным мультиплексированием и экспериментальные результаты 4-битного шифрования [34]: (a) Области (желтые кружки) пространственной частоты для мультиплексирования. (b) 4-битный метод шифрования. Конкретные сообщения могут быть представлены в соответствии с таблицей кодов. Для кодовой диаграммы полный кружок указывает на активацию фазового шифрования, а пустой означает отсутствие изменения пространственной частоты. (c) Экспериментальные результаты изображения зашифрованного текста и соответствующие расшифрованные результаты для четырех сообщений.

Например, если регион D имеет фазовую модуляцию, а другие нет, зашифрованное сообщение будет «0001». Точно так же другие сообщения, такие как «1000», «0100» и «0010», могут быть зашифрованы разными регионами, а также могут быть созданы дополнительные комбинации. Результаты эксперимента показаны на рисунке 23,с [34]. Можно обнаружить, что четыре изображения зашифрованного текста похожи, и трудно различить, какое сообщение было зашифровано. Даже наблюдая за интенсивностью и фазой пространственной частоты, сообщение также невозможно идентифицировать. Однако сообщение можно получить, извлекая разность фаз и затем обращаясь к кодовой таблице. Следует отметить, что прямоугольные области на расшифрованной картине разности фаз, показанной на рисунке 23,с, соответствуют всей площади МП. Шаблон также будет представлять сопряженные прямоугольные формы относительно зашифрованной области в результате операции преобразования Фурье, примененной к зашифрованному изображению. Мы выбрали несколько областей более низких пространственных частот вокруг центра пространственно-частотной области для демонстрации предлагаемого метода оптического шифрования. Тем не менее, более высокие пространственные частоты также могут использоваться для увеличения информационной емкости.

е. Особенности и перспективы шифрования на пространственных частотах

В большинстве методов оптического шифрования с МП информация шифруется в аппаратных устройствах метаповерхностей, что, с одной стороны, усиливает безопасность, а с другой, ограничивает доставку и обработку информации. Напротив, здесь информация зашифрована в оптических изображениях программным способом через МП, а не зашифрована в самих МП. Это позволяет избежать физической доставки МП, тем самым облегчая транспортировку и обмен информацией. В то время как безопасность в традиционных методах шифрования, в которых информация может быть эффективно скрыта в МП, становится все выше и выше, безопасность в предлагаемом методе также может быть обеспечена за счет использования сложных распределений пространственных частот и использования исходных оптических изображений в качестве ключей. Поскольку для шифрования важны как безопасность, так и пропускная способность, мультиплексирование различных каналов шифрования и использование гибких правил кодирования является многообещающей стратегией для увеличения пропускной способности предлагаемого метода. Поскольку МП напрямую модулируют пространственные частоты оптических изображений, можно дополнительно изучить другие степени свободы адаптации для световых полей и возможность параллельной обработки для повышения безопасности и возможностей шифрования информации. Кроме того, процесс расшифровки предлагаемого метода подходит для практических приложений, поскольку он устойчив к ухудшению качества изображения зашифрованного текста, даже когда зашифрованное изображение искажается на практике. Кроме того, анализ безопасности показывает, что зашифрованная информация не может быть правильно извлечена, если в качестве ключей используются неправильные изображения, что гарантирует безопасность предлагаемого метода (см. Приложение 1, раздел 8). МП работают как аналоговые оптические процессоры в предлагаемом методе, который может способствовать сверхбыстрому шифрованию информации с низким энергопотреблением и высокой пропускной способностью, являясь хорошим дополнением к цифровому аналогу.

Таким образом, в [34] предложен и экспериментально продемонстрирован метод оптического шифрования, использующий пространственные частоты паттернов светового поля. Интенсивность и фазовые распределения пространственных частот были зашифрованы МП для оптических изображений. Результаты показывают, что

изображение зашифрованного текста практически совпадает с исходным и никакая информация не может быть идентифицирована напрямую, в то время как дешифрование возможно проводить с помощью преобразования Фурье и дальнейших операций. Кроме того, показано, что избытие пространственных частот оптических изображений обеспечивает многообещающую платформу для гибких правил кодирования, увеличивая количество информационных каналов, а затем и возможности шифрования. Данный метод может проложить путь для разработки новых методов шифрования информации, облегчая исследования в области хранения, передачи, отображения информации и т. д.

8. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящее время метаоптика реализовала множество оптических приложений, которые могут управлять фазой, частотой, поляризацией, амплитудой и направлением распространения света. Но всегда ли нам нужны объемные 3D-метаматериалы для достижения полезной функциональности? Нет. Сила взаимодействия электромагнитных волн с одиночным субволновым слоем резонаторов может быть большой и достаточной для управления лучом, его фокусированием и подобных приложений с одним слоем метаматериала или МП. Сложность изготовления объемных метаматериалов на самом деле привела эту область к плодотворной деятельности, и желательность ультратонких оптических компонентов, часто называемых плоской оптикой, неоспорима.

Микроскопическая обработка изображений, квантовая обработка изображений, голографическая обработка изображений и полностью оптический сверточный чип обсуждаются в [18]. Метаоптика на основе ИИ демонстрирует возможности самоконтроля.

По сравнению с вычислениями с электронами в качестве среды, фотонные вычисления, естественно, имеют преимущества высокой размерности передачи информации и сильной возможности параллельной передачи. Хотя цифровые технологии относительно зрелые, их энергопотребление велико, а скорость медленная. Полностью оптические вычисления являются альтернативной схемой. Ранние исследования объемных метаматериалов и экзотических свойств были вытеснены работой над тонкими метаповерхностями, созревшими для коммерциализации, как указано в выпуске «Метаповерхности становятся мейнстримом» 2023 г. [8].

Технология ИИ, применяемая в метаоптике, поможет конструировать сложные оптические конструкции и быстро получать оптимальное решение проблемы для удовлетворения потребностей новых функций. В настоящее время объем обработки данных резко увеличивается, и фотоны, несущие многомерную информацию, могут эффективно расширять пропускную способность информационных операций. Искусственный интеллект и метаповерхностная оптика в синергии помогут исследованиям и разработкам передовых оптических чипов [1], что будет способствовать внедрению следующего поколения оптических устройств и систем, и выведет человеческую цивилизацию на более высокий уровень в будущем.

9. БЛАГОДАРНОСТИ

Автор выражает искреннюю благодарность китайским ученым, с которыми были совместно выполнены и опубликованы статьи по фотонике [10-17] в ведущих международных научных журналах за период 2019–2023 гг.: Weiping Liu, Tianhua Feng, Lei Wan, Danping Pan, Min Ouyang, Zixian Liang, Zhaohui Li, Shuaifeng Yang, Xia Wu, Yi Xu, Ning Lai, Weilian Chen, Fugen Wang, Jin Yuan, Xin Zhang, Wei Zhang, а также всем тем ученым из Китая, которые оперативно присылают мне через ResearchGate свои недавно вышедшие оригинальные работы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Chen Mu Ku, Liu Xiaoyuan, Sun Yanni, and Tsai Din Ping. Artificial Intelligence in Meta-optics // *Chemical Reviews*. 2022. V. 122. No. 19. P. 15356-15413. (12 Октября 2022).
2. Su Vin-Cent, Chu Cheng Hung, Sun Greg, and Tsai Din Ping. Advances in optical metasurfaces: fabrication and applications // *Opt. Express*. 2018. V. 26. No. 10. P. 13148-13182.
3. Qiu Cheng-Wei, Zhang Tan, Hu Guangwei, and Kivshar Yuri. Quo Vadis, Metasurfaces? // *Nano Letters*. 2021. V. 21. No. 13. P. 5461-5474.
4. Liu W, Li Z, Cheng H, Chen S. Dielectric Resonance-Based Optical Metasurfaces: From Fundamentals to Applications // *iScience*. 2020. V. 23. No. 12. Article No. 101868.
5. Chen Mu Ku, Leng Borui, Fan Yubin, Yao Jin, Liang Yao, Zhang Jingcheng, Liu Xiaoyuan, Sun Linshan, and Tsai Din Ping. High dimensional optical meta-devices: classical to quantum // *Proc. SPIE*. 2022. V. 12231. ODS 2022: Industrial Optical Devices and Systems, Article No. 1223101 (30 сентября 2022).
6. Abdelraouf Omar A. M., Wang Ziyu, Liu Hailong, Dong Zhaogang, Wang Qian, Ye Ming, Wang Xiao Renshaw, Wang Qi Jie, and Liu Hong. Recent Advances in Tunable Metasurfaces: Materials, Design, and Applications // *ACS Nano*. 2022. V. 16. No. 9. P. 13339-13369.
7. Padilla, W.J., Averitt, R.D. Imaging with metamaterials // *Nature Reviews Phys*. 2022. V. 4. No. 2. P. 85-100.
8. Metasurfaces go mainstream // *Nature Photonics*. 2023. V. 17. No. 1. P. 1. (22 декабря 2022).
9. Потапов А.А. Вычислительные диэлектрические метаповерхности в фотонных топологических устройствах обработки сигналов и полей // Сб. тр. XXVIII Междунар. НТК “Радиолокация, навигация, связь” (Воронеж, 27 – 29 сентября 2022 г.): В 6 тт. / Воронежский государственный университет; АО «Концерн “Созвездие”». Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2022. Т. 4. С. 230-259.
10. Wan Lei, Pan Danping, Yang Shuaifeng, Zhang Wei, Potapov Alexander A., Wu Xia, Liu Weiping, Feng Tianhua, and Li Zhaohui. Optical analog computing of spatial differentiation and edge detection with dielectric metasurfaces // *Optics Letters*. 2020. V. 45. No. 7. P. 2070-2073.
11. Pan Danping, Wan Lei, Potapov Alexander A., and Feng Tianhua. Performing Spatial Differentiation and Edge Detection with Dielectric metasurfaces // *QELS_Fundamental Science “OSA Technical Digest Conf. on Lasers and Electro-Optics (CLEO) (San Jose, California, USA, 10-15 May 2020)”*. – Washington: Optical Society of America, 2020. Paper FW4B.2.pdf. 2 pp. (From the session “Inverse Design and Computation (FW4B)”).
12. Feng Tianhua, Potapov Alexander A., Liang Zixian, and Xu Yi. Huygens Metasurfaces Based on Congener Dipole Excitations // *Physical Review Applied*. 2020. V. 13. Article No. 021002. 6 p.
13. Tianhua Feng, Shuaifeng Yang, Ning Lai, Weilian Chen, Danping Pan, Wei Zhang, Potapov Alexander A., Zixian Liang, and Yi Xu. Manipulating light scattering by nanoparticles with magnetoelectric coupling // *Phys. Rev. B*. 2020. V. 102. Article No. 205428. 7 p. (Published 30 November 2020).
14. Wan Lei, Pan Danping, Ouyang Min, Zhang Wei, Potapov Alexander A., Liu Weiping, Liang Zixian, Feng Tianhua, Li Zhaohui. Laplace metasurfaces for optical analog computing based on quasi-bound states in the continuum // *Photonics Research*. 2021. V. 9. No. 9. P. 1758–1766.

15. Wan Lei, Pan Danping, Feng Tianhua, Liu Weiping, Potapov A.A. A review of dielectric optical metasurfaces for spatial differentiation and edge detection // *Frontiers of Optoelectronics*. 2021. V. 14. No. 2. P. 187–200.
16. Shuaifeng Yang, Lei Wan, Fugen Wang, Alexander A. Potapov, and Tianhua Feng. Strong optomechanical coupling in chain-like waveguides of silicon nanoparticles with quasi-bound states in the continuum // *Opt. Lett.* 2021. V. 46. No 18. P. 4466-4469.
17. Wang Fugen, Yuan Jin, Yang Shuaifeng, Potapov Alexander A., Zhang Xin, Liang Zixian, and Feng Tianhua. Compact ring resonators of silicon nanorods for strong optomechanical interaction // *Nanoscale*. 2023. V. 15. No. 7. (09 февраля 2023) <https://doi.org/10.1039/D2NR06449A>
18. Xu Dingyu, Wen Shuangchun, and Luo Hailu. Metasurface-Based Optical Analog Computing: From Fundamentals to Applications // *Advanced Devices & Instrumentation*. 2022. V. 2022. Article No. 0002. (21 декабря 2022). <https://doi.org/10.34133/adi.0002>
19. Hail Claudio U., Foley Morgan, Sokhoyan Ruzan, Michaeli Lior, Atwater Harry A. High quality factor metasurfaces for two-dimensional wavefront manipulation // <https://arxiv.org/abs/2212.05647> (12 декабря 2022). 19 p.
20. Li Lianlin, Zhao Hanting, Liu Che, Li Long, and Cui Tie Jun. Intelligent metasurfaces: control, communication and computing // *eLight*. 2022. V. 2. No. 7. (06 мая 2022) <https://doi.org/10.1186/s43593-022-00013-3>
21. Zhao Xiaoguang, Sun Zhenci, Zhang Lingyun, Wang Zilun, Xie Rongbo, Zhao Jiahao, You Rui, and You Zheng. Review on Metasurfaces: An Alternative Approach to Advanced Devices and Instruments // *Advanced Devices & Instrumentation*. 2022. V. 2022. Article No. 9765089. (12 сентября 2022). <https://doi.org/10.34133/2022/9765089>
22. Badloe T., Lee S., Rho J. Computation at the speed of light: metamaterials for all-optical calculations and neural networks // *Advanced Photonics*. 2022. V. 4. No. 6. Article No. 064002. (21 декабря 2022). 21 p. <https://doi.org/10.1117/1.AP.4.6.064002>
23. Saifullah Yasir, He Yejun, Boag Amir, Yang Guo-Min, and Xu Feng. Recent Progress in Reconfigurable and Intelligent Metasurfaces: A Comprehensive Review of Tuning Mechanisms, Hardware Designs, and Applications // *Advanced Science*. 2022. V. 9. No. 33. Article No. 2203747. 35 p. (18 сентября 2022 г.).
24. Johnson William B., Lindenstrauss Joram. Extensions of Lipschitz mappings into a Hilbert space // *Conf. in Modern Analysis and Probability (New Haven, Conn., June 8-11, 1982)*, P. 189-206, *Contemporary Mathematics*, V. 26, Amer. Math. Soc., Providence, RI, 1984.
25. Li Lianlin, Ruan Hengxin, Liu Che, Li Ying, Shuang Ya, Alù Andrea, Qiu Cheng-Wei, and Cui Tie Jun. Machine-learning reprogrammable metasurface imager // *Nature Communications*. 2019. V. 10. Article No.1082. (06 Mapra 2019).
26. Zheng Peixia, Dai Qi, Li Zile, Ye Zhiyuan, Xiong Jun, Liu Hong-Chao, Zheng Guoxing, Zhang Shuang. Metasurface-based key for computational imaging encryption // *Science Advances*. 2021. V. 7. No. 21. (21 мая 2021) DOI: 10.1126/sciadv.abg0363
27. Xiao Qiang, Ma Qian, Yan Tao, Wu Liang Wei, Liu Che, Wang Zheng Xing, Wan Xiang, Cheng Qiang, Cui Tie Jun. Orbital-Angular-Momentum-Encrypted Holography Based on Coding Information Metasurface // *Advanced Optical Materials*. 2021. V. 9. No. 11. (31 mapra 2021) <https://doi.org/10.1002/adom.202002155>
28. Wu Liang Wei, Xiao Qiang, Gou Yue, Wu Rui Yuan, Xu Peng, Qing Ye Ming, Wang Zheng Xing, Bao Lei, Ma Hui Feng, Cui Tie Jun. Electromagnetic Diffusion and Encryption Holography Integration Based on Reflection–Transmission Reconfigurable Digital Coding Metasurface // *Advanced Optical Materials*. 2022. V. 10. No. 10. (24 mapra 2022) <https://doi.org/10.1002/adom.202102657>
29. Xuqian Jiang, Ye Fujun, Tan Hongrui, Luo Sisi, Cui Haoyang, and Chen Lei. Digital Programmable Metasurface with Element-Independent Visible-Light Sensing //

- Electronics. 2023. V. 12. No. 1. 9 p. (03 января 2023) <https://doi.org/10.3390/electronics12010241>
30. Cui Tie Jun, Qi Mei Qing, Wan Xiang, Zhao Jie, Cheng Qiang. Coding metamaterials, digital metamaterials and programmable metamaterials // *Light: Science & Applications*. 2014. V. 3. e218. 9 p. (24 октября 2014) <https://doi.org/10.1038/lisa.2014.99>
 31. Ma Qian, Gao Wei, Xiao, Qiang, Ding Lingsong, Gao Tianyi, Zhou Yajun, Gao Xinxin, Yan Tao, Liu Che, Gu Ze, Kong Xianghong, Abbasi Qammer H., Li Lianlin, Qiu Cheng-Wei, Li Yuanqing, and Cui Tie Jun. Directly wireless communication of human minds via non-invasive brain-computer-metasurface platform // *eLight*. 2022. V. 2. No. 1. (11 июня 2022) <https://doi.org/10.1186/s43593-022-00019-x>
 32. Wang Hai Lin, Ma Hui Feng, Cui Tie Jun. A Polarization-Modulated Information Metasurface for Encryption Wireless Communications // *Advanced Science*. 2022. V. 9. No. 34. 9 p. (8 декабря 2022) <https://doi.org/10.1002/advs.202204333>
 33. Wang Hai Lin, Zhang Yan Kai, Zhang Tai Yi, Ma Hui Feng, and Cui Tie Jun. Broadband and Programmable Amplitude-Phase-Joint-Coding Information Metasurface // *ACS Applied Materials & Interfaces*. 2022. V. 14. No. 25. P. 29431- 29440. (16 июня 2022).
 34. Ouyang Min, Yu Haoyang, Pan Danping, Wan Lei, Zhang Cheng, Gao Shecheng, Feng Tianhua, and Li Zhaohui. Optical encryption in spatial frequencies of light fields with metasurfaces // *Optica*. 2022. V. 9. No. 9. P. 1022-1028. (31 августа 2022).

REFERENCES

1. Chen Mu Ku, Liu Xiaoyuan, Sun Yanni, and Tsai Din Ping. Artificial Intelligence in Meta-optics // *Chemical Reviews*. 2022. V. 122. No. 19. P. 15356-15413. (12 октября 2022).
2. Su Vin-Cent, Chu Cheng Hung, Sun Greg, and Tsai Din Ping. Advances in optical metasurfaces: fabrication and applications // *Opt. Express*. 2018. V. 26. No. 10. P. 13148-13182.
3. Qiu Cheng-Wei, Zhang Tan, Hu Guangwei, and Kivshar Yuri. Quo Vadis, Metasurfaces? // *Nano Letters*. 2021. V. 21. No. 13. P. 5461-5474.
4. Liu W, Li Z, Cheng H, Chen S. Dielectric Resonance-Based Optical Metasurfaces: From Fundamentals to Applications // *iScience*. 2020. V. 23. No. 12. Article No. 101868.
5. Chen Mu Ku, Leng Borui, Fan Yubin, Yao Jin, Liang Yao, Zhang Jingcheng, Liu Xiaoyuan, Sun Linshan, and Tsai Din Ping. High dimensional optical meta-devices: classical to quantum // *Proc. SPIE*. 2022. V. 12231. ODS 2022: Industrial Optical Devices and Systems, Article No. 1223101 (30 сентября 2022).
6. Abdelraouf Omar A. M., Wang Ziyu, Liu Hailong, Dong Zhaogang, Wang Qian, Ye Ming, Wang Xiao Renshaw, Wang Qi Jie, and Liu Hong. Recent Advances in Tunable Metasurfaces: Materials, Design, and Applications // *ACS Nano*. 2022. V. 16. No. 9. P. 13339-13369.
7. Padilla, W.J., Averitt, R.D. Imaging with metamaterials // *Nature Reviews Phys*. 2022. V. 4. No. 2. P. 85-100.
8. Metasurfaces go mainstream // *Nature Photonics*. 2023. V. 17. No. 1. P. 1. (22 декабря 2022).
9. Potapov A.A. Computational dielectric metasurfaces in photonic topological devices for signal and fields processing // *Proc. XXVIII Int. Conf. "Radiolocation, navigation, communications"* (Voronezh, September 27 - 29, 2022): In 6 volumes / Voronezh State University; Concern "Sozvezdie". Voronezh: VSU Publ. House, 2022. V. 4. P. 230-259.
10. Wan Lei, Pan Danping, Yang Shuaifeng, Zhang Wei, Potapov Alexander A., Wu Xia, Liu Weiping, Feng Tianhua, and Li Zhaohui. Optical analog computing of spatial

- differentiation and edge detection with dielectric metasurfaces // *Optics Letters*. 2020. V. 45. No. 7. P. 2070-2073.
11. Pan Danping, Wan Lei, Potapov Alexander A., and Feng Tianhua. Performing Spatial Differentiation and Edge Detection with Dielectric metasurfaces // *QELS_Fundamental Science “OSA Technical Digest Conf. on Lasers and Electro-Optics (CLEO) (San Jose, California, USA, 10-15 May 2020)”*. – Washington: Optical Society of America, 2020. Paper FW4B.2.pdf. 2 pp. (From the session “Inverse Design and Computation (FW4B)”).
 12. Feng Tianhua, Potapov Alexander A., Liang Zixian, and Xu Yi. Huygens Metasurfaces Based on Congener Dipole Excitations // *Physical Review Applied*. 2020. V. 13. Article No. 021002. 6 p.
 13. Tianhua Feng, Shuaifeng Yang, Ning Lai, Weilian Chen, Danping Pan, Wei Zhang, Potapov Alexander A., Zixian Liang, and Yi Xu. Manipulating light scattering by nanoparticles with magnetoelectric coupling // *Phys. Rev. B*. 2020. V. 102. Article No. 205428. 7 p. (Published 30 November 2020).
 14. Wan Lei, Pan Danping, Ouyang Min, Zhang Wei, Potapov Alexander A., Liu Weiping, Liang Zixian, Feng Tianhua, Li Zhaohui. Laplace metasurfaces for optical analog computing based on quasi-bound states in the continuum // *Photonics Research*. 2021. V. 9. No. 9. P. 1758–1766.
 15. Wan Lei, Pan Danping, Feng Tianhua, Liu Weiping, Potapov A.A. A review of dielectric optical metasurfaces for spatial differentiation and edge detection // *Frontiers of Optoelectronics*. 2021. V. 14. No. 2. P. 187–200.
 16. Shuaifeng Yang, Lei Wan, Fugen Wang, Alexander A. Potapov, and Tianhua Feng. Strong optomechanical coupling in chain-like waveguides of silicon nanoparticles with quasi-bound states in the continuum // *Opt. Lett.* 2021. V. 46. No 18. P. 4466-4469.
 17. Wang Fugen, Yuan Jin, Yang Shuaifeng, Potapov Alexander A., Zhang Xin, Liang Zixian, and Feng Tianhua. Compact ring resonators of silicon nanorods for strong optomechanical interaction // *Nanoscale*. 2023. V. 15. No. 7. (09 февраля 2023) <https://doi.org/10.1039/D2NR06449A>
 18. Xu Dingyu, Wen Shuangchun, and Luo Hailu. Metasurface-Based Optical Analog Computing: From Fundamentals to Applications // *Advanced Devices & Instrumentation*. 2022. V. 2022. Article No. 0002. (21 декабря 2022). <https://doi.org/10.34133/adi.0002>
 19. Hail Claudio U., Foley Morgan, Sokhoyan Ruzan, Michaeli Lior, Atwater Harry A. High quality factor metasurfaces for two-dimensional wavefront manipulation // <https://arxiv.org/abs/2212.05647> (12 декабря 2022). 19 p.
 20. Li Lianlin, Zhao Hanting, Liu Che, Li Long, and Cui Tie Jun. Intelligent metasurfaces: control, communication and computing // *eLight*. 2022. V. 2. No. 7. (06 мая 2022) <https://doi.org/10.1186/s43593-022-00013-3>
 21. Zhao Xiaoguang, Sun Zhenci, Zhang Lingyun, Wang Zilun, Xie Rongbo, Zhao Jiahao, You Rui, and You Zheng. Review on Metasurfaces: An Alternative Approach to Advanced Devices and Instruments // *Advanced Devices & Instrumentation*. 2022. V. 2022. Article No. 9765089. (12 сентября 2022). <https://doi.org/10.34133/2022/9765089>
 22. Badloe T., Lee S., Rho J. Computation at the speed of light: metamaterials for all-optical calculations and neural networks // *Advanced Photonics*. 2022. V. 4. No. 6. Article No. 064002. (21 декабря 2022). 21 p. <https://doi.org/10.1117/1.AP.4.6.064002>
 23. Saifullah Yasir, He Yejun, Boag Amir, Yang Guo-Min, and Xu Feng. Recent Progress in Reconfigurable and Intelligent Metasurfaces: A Comprehensive Review of Tuning Mechanisms, Hardware Designs, and Applications // *Advanced Science*. 2022. V. 9. No. 33. Article No. 2203747. 35 p. (18 сентября 2022 г.).

24. Johnson William B., Lindenstrauss Joram. Extensions of Lipschitz mappings into a Hilbert space // Conf. in Modern Analysis and Probability (New Haven, Conn., June 8-11, 1982), P. 189-206, Contemporary Mathematics, V. 26, Amer. Math. Soc., Providence, RI, 1984.
25. Li Lianlin, Ruan Hengxin, Liu Che, Li Ying, Shuang Ya, Alù Andrea, Qiu Cheng-Wei, and Cui Tie Jun. Machine-learning reprogrammable metasurface imager // Nature Communications. 2019. V. 10. Article No.1082. (06 Mapra 2019).
26. Zheng Peixia, Dai Qi, Li Zile, Ye Zhiyuan, Xiong Jun, Liu Hong-Chao, Zheng Guoxing, Zhang Shuang. Metasurface-based key for computational imaging encryption // Science Advances. 2021. V. 7. No. 21. (21 мая 2021) DOI: 10.1126/sciadv.abg0363
27. Xiao Qiang, Ma Qian, Yan Tao, Wu Liang Wei, Liu Che, Wang Zheng Xing, Wan Xiang, Cheng Qiang, Cui Tie Jun. Orbital-Angular-Momentum-Encrypted Holography Based on Coding Information Metasurface // Advanced Optical Materials. 2021. V. 9. No. 11. (31 mapra 2021) <https://doi.org/10.1002/adom.202002155>
28. Wu Liang Wei, Xiao Qiang, Gou Yue, Wu Rui Yuan, Xu Peng, Qing Ye Ming, Wang Zheng Xing, Bao Lei, Ma Hui Feng, Cui Tie Jun. Electromagnetic Diffusion and Encryption Holography Integration Based on Reflection–Transmission Reconfigurable Digital Coding Metasurface // Advanced Optical Materials. 2022. V. 10. No. 10. (24 mapra 2022) <https://doi.org/10.1002/adom.202102657>
29. Xuqian Jiang, Ye Fujun, Tan Hongrui, Luo Sisi, Cui Haoyang, and Chen Lei. Digital Programmable Metasurface with Element-Independent Visible-Light Sensing // Electronics. 2023. V. 12. No. 1. 9 p. (03 января 2023) <https://doi.org/10.3390/electronics12010241>
30. Cui Tie Jun, Qi Mei Qing, Wan Xiang, Zhao Jie, Cheng Qiang. Coding metamaterials, digital metamaterials and programmable metamaterials // Light: Science & Applications. 2014. V. 3. e218. 9 p. (24 октября 2014) <https://doi.org/10.1038/lisa.2014.99>
31. Ma Qian, Gao Wei, Xiao, Qiang, Ding Lingsong, Gao Tianyi, Zhou Yajun, Gao Xinxin, Yan Tao, Liu Che, Gu Ze, Kong Xianghong, Abbasi Qammer H., Li Lianlin, Qiu Cheng-Wei, Li Yuanqing, and Cui Tie Jun. Directly wireless communication of human minds via non-invasive brain-computer-metasurface platform // eLight. 2022. V. 2. No. 1. (11 июня 2022) <https://doi.org/10.1186/s43593-022-00019-x>
32. Wang Hai Lin, Ma Hui Feng, Cui Tie Jun. A Polarization-Modulated Information Metasurface for Encryption Wireless Communications // Advanced Science. 2022. V. 9. No. 34. 9 p. (8 декабря 2022) <https://doi.org/10.1002/advs.202204333>
33. Wang Hai Lin, Zhang Yan Kai, Zhang Tai Yi, Ma Hui Feng, and Cui Tie Jun. Broadband and Programmable Amplitude-Phase-Joint-Coding Information Metasurface // ACS Applied Materials & Interfaces. 2022. V. 14. No. 25. P. 29431- 29440. (16 июня 2022).
34. Ouyang Min, Yu Haoyang, Pan Danping, Wan Lei, Zhang Cheng, Gao Shecheng, Feng Tianhua, and Li Zhaohui. Optical encryption in spatial frequencies of light fields with metasurfaces // Optica. 2022. V. 9. No. 9. P. 1022-1028. (31 августа 2022).

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

П.А. Трифонов¹, Т.Т. Доан¹, Н.Н. Ахмад²

¹Воронежский государственный университет, Воронеж, Россия

²ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия

Аннотация. Выполнен синтез и анализ алгоритмов оценки моментов появления сверхширокополосных сигналов (СШПС) принимаемых на фоне гауссовских узкополосных помех (ГУП) и гауссовского белого шума (ГБШ). Разработана методика определения направления на источник. Разработан способ определения местоположения источника СШПС на основе триангуляционного метода. Проведено исследование влияния ГУП на эффективность местоопределения источника СШПС на основе триангуляционного метода.

Ключевые слова: сверхширокополосный сигнал, момент появления и исчезновения, узкополосная помеха, квазиправдоподобная оценка, оценка максимального правдоподобия, триангуляционный метод.

EVALUATION OF THE EFFECT OF NARROW-BAND INTERFERENCE ON THE ACCURACY OF MEASURING THE POSITION OF ULTRA- WIDEBAND SIGNAL SOURCES

P. A. Trifonov 1, T. T. Doan 1, N.N. Ahmad 2

¹Voronezh State University, Voronezh, Russia

²Military educational scientific center air force "air force Academy named after Professor N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin", Voronezh, Russia

Abstract. The synthesis and analysis of algorithms for estimating the moments of appearance of ultra-wideband signals received against the background of Gaussian narrow-band noise and Gaussian white noise is performed. A technique for determining the direction to the source has been developed. A method has been developed for determining the location of a source of ultra-wideband signals based on the triangulation method. A study of the influence of Gaussian narrow-band interference on the efficiency of positioning a source of ultra-wideband signals based on the triangulation method was carried out.

Keywords: ultra-wideband signal, moment of appearance and disappearance, narrow-band interference, quasi-likelihood estimate, maximum likelihood estimate, triangulation method.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в современных радиоэлектронных системах (РЭС) широко используются СШПС, которые могут обеспечить высокую информативность и помехоустойчивость. В связи с этим в ряде задач радиомониторинга возникает необходимость определения координат источников излучения СШПС, часто в условиях воздействия преднамеренных и непреднамеренных помех.

В работе [1], точность оценки местоположения узкополосных РЭС, с использованием традиционных методов, определяется соотношением размеров апертуры приемной системы и длины волны, на которой работает РЭС. Но в случае приема и обработки сигналов, сверхширокополосных РЭС такое понятие, как длина волны не

всегда является адекватной характеристикой, и поэтому традиционные методы оценки местоположения непосредственно не применимы. В работе [2] исследовано влияние узкополосной помехи на точность оценки времени прихода СШПС, и соответственно на точность оценки угла прихода и местоположения СШП РЭС. В данной работе рассматривается анализ влияния ГУП на точность оценки момента появления СШПС. Измерение данного параметра позволяет определить местоположения источника радиоизлучения с большей точностью по сравнению с методикой использующей оценку времени прихода сигнала, так как современные радиоэлектронные системы позволяют измерять более точно время появления сигнала, чем время прихода.

Цель работы – определить точность оценки местоположения источника СШПС при воздействии ГУП и ГБШ.

2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАПРАВЛЕНИЯ НА ИСТОЧНИК СШПС ПРИ НАЛИЧИИ ГУП И ГБШ

Для определения угла прихода СШПС используем двухпозиционную антенную приемную систему, показанную на рисунке 1.

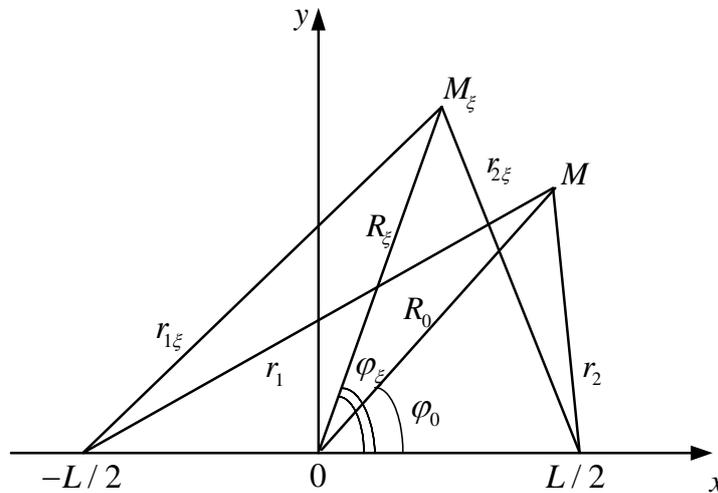


Рис. 1. Двухпозиционная антенная приемная система.

В точке M с полярными координатами расположен источник СШПС, а в точках с координатами $(-L/2, 0)$ и $(L/2, 0)$ расположены первый и второй измерители моментов появления сигнала. При $R_0 \gg L$ разность хода $\Delta r = r_1 - r_2 = c(\theta_{01} - \theta_{01}^*) = L \cos \varphi_0$, где $\theta_{01}, \theta_{01}^*$ моменты появления СШПС на приемники, c – скорость света. Заменяя истинные значения моментов $\theta_{01}, \theta_{01}^*$ появления сигнала на их оценки $\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_1^*$, для углового положения источника СШПС получаем

$$\hat{\varphi} = \arccos(\Delta \hat{r} / L), \quad (1)$$

где $\Delta \hat{r} = c(\hat{\theta}_1 - \hat{\theta}_1^*)$ – оценка разности хода. Обозначим $\sigma_{\Delta r}^2$ – дисперсия оценки разности хода.

Полагая, что оценка разности хода обладает высокой апостериорной точностью, так что $\sigma_{\Delta r} \ll L/2$, для дисперсии оценки (1) угла прихода φ_0 аналогично [1], можем записать

$$\sigma_{\varphi}^2 = \frac{\sigma_{\Delta r}^2}{L^2 \sin^2 \varphi_0}. \quad (2)$$

Пусть на вход приемника СШПС поступает реализация

$$x(t) = s(t, \theta_1, \theta_2) + n(t) + \xi(t)$$

где

$$s(t, \theta_{01}, \theta_{02}) = \begin{cases} f(t), & \theta_{01} \leq t \leq \theta_{02}, \\ 0, & t < \theta_{01}, t > \theta_{02}. \end{cases} \quad (3)$$

Здесь $f(t)$ – функция, описывающая форму сигнала, а θ_{01} и θ_{02} – моменты его появления и исчезновения соответственно, принимающие свои значения из априорных интервалов

$$\theta_i \in [\theta_{i\min}, \theta_{i\max}], \quad i = 1, 2, \quad (4)$$

и $\xi(t)$ – реализация ГУП с корреляционной функцией $B_\xi(t_2 - t_1)$. Предполагаем, что $n(t)$ и $\xi(t)$ статистически независимы.

Для определения направления на источник СШПС нет необходимости оценки момента исчезновения θ_{02} , а требуется найти оценку момента появления сигнала θ_{01} . В этом случае приемник должен формировать только оценку момента появления СШПС.

Если корреляционная функция $B_\xi(t_2 - t_1)$ узкополосной помехи априори неизвестна, то для получения оценок моментов появления СШПС можно использовать алгоритм максимального правдоподобия (МП) [3, 4, 8], синтезированный без учета наличия ГУП. При воздействии только ГБШ логарифм функционала отношения правдоподобия (ЛФОП) запишется в виде

$$L^*(\theta_1, \theta_2) = \frac{2}{N_0} \int_{\theta_1}^{\theta_2} [x(t) - f(t)/2] f(t) dt. \quad (5)$$

Оценка момента появления сигнала определится как положение абсолютного максимума процесса $L^*(\theta_1)$

$$\hat{\theta}_1 = \arg \sup L^*(\theta_1). \quad (6)$$

Но реализация наблюдаемых данных, кроме ГБШ, содержит ГУП $\xi(t)$, поэтому оценки (6) будем называть квазиправдоподобными (КП), поскольку они совпадают с оценками МП при $\xi(t) = 0$.

Для нахождения характеристик КП оценки (6) рассмотрим статистические характеристики случайного процесса $L^*(\theta_1)$. Математическое ожидание случайного процесса $L^*(\theta_1)$ запишется в виде

$$S^*(\theta_1) = \frac{2}{N_0} \int_{\max(\theta_1, \theta_{01})}^{\min(\theta_2^*, \theta_{02})} f^2(t) dt - \frac{1}{N_0} \int_{\theta_1}^{\theta_2^*} f^2(t) dt, \quad (7)$$

а корреляционная функция – $B^*(\theta_{11}, \theta_{21}) = \frac{2\chi}{N_0} \int_{\max(\theta_{11}, \theta_{21})}^{\theta_2^*} f^2(t) dt,$

где

$$\chi = 1 + \frac{2}{N_0} \sum_{i=1}^K \int_{\theta_1}^{\theta_2^*} \int_{\theta_1}^{\theta_2^*} B_{i\xi}(t_2 - t_1) f(t_1) f(t_2) dt_1 dt_2 / \int_{\theta_1}^{\theta_2^*} f^2(t) dt \quad (8)$$

– проигрыш в точности КПО момента появления СШПС вследствие воздействия ГУП.

Будем полагать, что отношение сигнал/шум (ОСШ) на выходе приемника достаточно велико $z^2 = S^{*2}(\theta_{1m})/B^*(\theta_{1m}, \theta_{1m}) \gg 1$, где

$$\theta_{1m} = \arg \sup S^*(\theta_1) \quad (9)$$

– положение абсолютного максимума сигнальной функции (7).

Аналогично [4, 6], используя метод локально-Марковской аппроксимации, найдем асимптотические выражения для условных смещений и рассеяний КП оценки момента появления сигнала

$$b(\hat{\theta}_1|\theta_{01}) = \Delta_1 + 2T_{\max} [q_1^3(q_1 + 2) - (2q_1 + 1)] / [\chi \rho_{11}^2 q_1^2 (q_1 + 1)]^2, \quad (10)$$

$$V(\hat{\theta}_1|\theta_{01}) = 8 [T_{\max}^2 q_1^5 (2q_1^2 + 6q_1 + 5) + (5q_1^2 + 6q_1 + 2)] / [\chi^2 \rho_{11}^4 q_1^4 (q_1 + 1)^3] + 2\Delta_1 b(\hat{\theta}_1|\theta_{01}) - \Delta_1^2 \quad (11).$$

Здесь $\Delta_1 = \theta_{1m} - \theta_{01}$, $\rho_{11}^2 = 2f^2(\theta_{1m})T_{\max}/N_0$, $q_1 = 1$, $T_{\max} = \theta_{2\max} - \theta_{1\min}$.

При отсутствии ГУП выражения (10), (11) можно переписать в виде

$$b(\hat{\theta}_1|\theta_{01}) = 0, \quad V(\hat{\theta}_1|\theta_{01}) = 26\chi^2 T_{\max}^2 / \rho_{11}^4. \quad (12)$$

Если известна априорная плотность распределения вероятностей момента появления сигнала $W_{pr}(\theta_1)$, эффективность оценки можно характеризовать безусловным рассеянием [3]

$$V(\hat{\theta}_1) = \int_{\theta_{1\min}}^{\theta_{1\max}} W_{pr}(\theta_1) V(\hat{\theta}_1|\theta_1) d\theta_1. \quad (13)$$

Подставляя (12) в (13) находим

$$V(\hat{\theta}_1) = 26\chi^2 T_{\max}^2 \int_{\theta_{1\min}}^{\theta_{1\max}} W_{pr}(\theta_1) / \rho_{11}^4 d\theta_1. \quad (14)$$

Используя [5], дисперсию оценки разности хода (2) представим как

$$\sigma_{\Delta r}^2 = c^2 \sigma_{\Delta \theta_1}^2, \quad (15)$$

где

$$\sigma_{\Delta \theta_1}^2 = \langle \Delta \theta_1^2 \rangle + \langle (\Delta \theta_1^*)^2 \rangle - 2 \langle \Delta \theta_1 \Delta \theta_1^* \rangle \quad (16)$$

– дисперсия оценки разности моментов появления СШПС, а ошибку оценки моментов появления СШПС на i -ом измерителе можно представить в виде

$$\Delta \theta_1 = \hat{\theta}_1 - \theta_{01}, \quad (17)$$

$$\Delta \theta_1^* = \hat{\theta}_1^* - \theta_{01}^*. \quad (18)$$

Аналогично [7], для безусловных рассеяний КПО (13) с учетом пороговых эффектов получаем

$$V(\hat{\theta}_1) = \langle (\hat{\theta}_1 - \theta_{01})^2 \rangle, \quad (19)$$

$$V(\hat{\theta}_1^*) = \langle (\hat{\theta}_1^* - \theta_{01}^*)^2 \rangle. \quad (20)$$

Нетрудно убедиться, что величина $T_{\max}^2 \int_{\theta_{1\min}}^{\theta_{1\max}} W_{pr}(\theta_1) / \rho_{11}^4 d\theta_1$ для i -ого измерителя момента появления СШПС одинакова, поэтому подставляя (19), (20) в (16) и выполняя усреднение, находим дисперсию КПО разности моментов появления СШПС

$$\sigma_{\Delta\theta_1}^2 = \frac{2V(\hat{\theta}_1)}{\chi^2} [\chi - R_\xi(\chi - 1)], \quad (21)$$

где

$$R_\xi = \int_{\theta_1}^{\theta_2^*} \int_{\theta_1}^{\theta_2^*} B_\xi(t_2 - t_1 + \Delta t) f(t_1) f(t_2) dt_1 dt_2 \times \left[\int_{\theta_1}^{\theta_2^*} \int_{\theta_1}^{\theta_2^*} B_\xi(t_2 - t_1) f(t_1) f(t_2) dt_1 dt_2 \right]^{-1} \quad (22)$$

– коэффициент корреляции оценок моментов появления, вырабатываемых первым и вторым приемником вследствие воздействия ГУП. В (22) обозначено

$$\Delta t = L(\cos \varphi_0 - \cos \varphi_\xi) / c \quad (23)$$

– величина, обусловленная различием угловых положений источников СШПС и ГУП. Используя (21) и поставляя (15) в (2) получаем дисперсию КПО угла прихода СШПС при наличии ГУП

$$\sigma_{\varphi_\xi}^2 = 2c^2 \frac{V(\hat{\theta}_1)}{\chi^2} [\chi - R_\xi(\chi - 1)] / L^2 \sin^2 \varphi_0. \quad (24)$$

При отсутствии ГУП дисперсия оценки МП угла прихода СШПС определяется выражением

$$\sigma_\varphi^2 = 2c^2 \frac{V(\hat{\theta}_1)}{\chi^2} / L^2 \sin^2 \varphi_0. \quad (25)$$

Положим, что в случае отсутствия ГУП, на вход приемника поступает одиночный СШПС вида

$$s(t) = af(t/\tau) \quad (26)$$

$$\tau = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) d(t) / \max_t s^2(t)$$

где a – амплитуда сигнала, τ – эквивалентная длительность, а $f(x)$ – описывает форму СШПС и нормирована так что $\max_x f(x) = \int_{-\infty}^{\infty} f^2(x) d(x) = 1$, и $\tau = T_{\max}$, в этом случае безусловное рассеяние оценки моментов появления можно записать как

$$V(\hat{\theta}_1) = 26\tau^2 \int_{\theta_{1\min}}^{\theta_{1\max}} W_{pr}(\theta_1) / \rho_{11}^4 d\theta_1, \quad (27)$$

Поставляя (27) в (25) дисперсию оценки угла прихода находим как

$$\sigma_{\varphi}^2 = 2R^2 \Delta / L^2 \sin^2 \varphi_0, \quad (28)$$

где $\Delta = \int_{\theta_{1\min}}^{\theta_{1\max}} W_{pr}(\theta_1) / \rho_{11}^4 d\theta_1$ – безразмерный параметр, который зависит от формы и моментов появления сигнала, $R = c\tau$ – пространственная длина одного СШПС.

3. ОПРЕДЕЛЕНИЕ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА СШПС НА ОСНОВЕ ТРИАНГУЛЯЦИОННОГО МЕТОДА

Для определения местоположения источника СШПС можно использовать триангуляционную систему с базой d [5]. В этом случае по краям системы, в точках 1–4, должны располагаться двухпозиционные измерители угла прихода СШПС (рисунок 2).

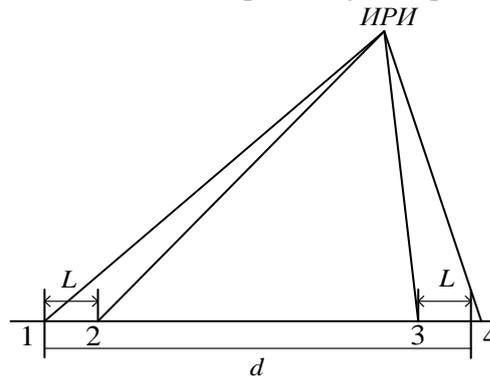


Рис. 2. Построение триангуляционной системы местоопределение источника СШПС.

Если выполняется условие $d \gg R_0$, то согласно [1], среднеквадратическую ошибку (СКО) местоопределения источника СШПС можно выразить через дисперсию оценки угла прихода СШПС

$$\sigma_{Tr\xi} = \frac{\sigma_{\varphi\xi} R_0^2 \sqrt{2}}{d |\sin \varphi_0|}. \quad (29)$$

При отсутствии ГУП СКО местоопределения источника СШПС можно выразить через дисперсию оценку угла прихода двухпозиционной системой, то есть

$$\sigma_{Tr} = \frac{\sigma_{\varphi} R_0^2 \sqrt{2}}{d |\sin \varphi_0|} = \frac{2R_s R_0^2 \sqrt{\Delta}}{\sin^2 \varphi_0 L d}. \quad (30)$$

Согласно выражению (30) СКО местоопределения убывает с уменьшением пространственной длины СШПС R_s ($R_s = cT_{\max}$) и с увеличением базы d триангуляционной системы и базы L каждой из двухпозиционных систем измерения угла прихода сигнала.

Далее сопоставляя (30) и (29), находим проигрыш в СКО местоопределения источника СШПС вследствие воздействия ГУП

$$\chi_{\varphi} = \frac{\sigma_{Tr\xi}}{\sigma_{Tr}} = \chi - R_{\xi}(\chi - 1). \quad (31)$$

При определении величин χ и R_{ξ} в выражении (31), можно избежать вычисления двойного интеграла, если в (8) и (22) перейти к спектральному представлению. Действительно, в этом случае получаем

$$\chi = 1 + \frac{2}{N_0} \frac{\int_{-\infty}^{\infty} G_{\xi}(\omega) |S(j\omega)|^2 d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty} |S(j\omega)|^2 d\omega}, \quad (32)$$

$$R_{\xi}(\Delta t) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} G_{\xi}(\omega) |S(j\omega)|^2 \exp(j\omega\Delta t) d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty} G_{\xi}(\omega) |S(j\omega)|^2 d\omega}. \quad (33)$$

В частном случае, представляющим практический интерес, когда: $g(x) = I(x) = \begin{cases} 1, & |x| < 1/2 \\ 0, & |x| > 1/2 \end{cases}$, спектральную плотность помехи можно представить в виде:

$$G_{\xi}(\omega) = \frac{\gamma}{2} \left[I\left(\frac{\omega_0 - \omega}{\Omega}\right) + I\left(\frac{\omega_0 + \omega}{\Omega}\right) \right]. \quad (34)$$

Согласно (33) значение $R_{\xi} = 1$ достигается при $\Delta t = 0$, в частности $\Delta t = 0$ когда $\varphi_0 = \varphi_{\xi}$. Далее анализ формулы (31) показывает, что при $R_{\xi} = 1$ проигрыш в точности местоопределения СШПС вследствие воздействия ГУП отсутствует. Также, если угловые положения источников СШПС и ГУП совпадают, то проигрыш в точности местоопределения источника СШПС отсутствует.

Как правило, СШПС обладают большой пиковой мощностью [9], однако их длительности обычно очень малы, так что отношение сигнал–шум при обработке одиночного импульса часто оказывается недостаточным для обеспечения высокой точности оценки угла прихода. Для простоты решения задачи полагаем, что приемник обрабатывает последовательность СШПС с известным периодом повторения вида

$$s(t, \theta_{01}, \theta_{02}) = \begin{cases} f_N(t), & \theta_{01} \leq t \leq \theta_{02}, \\ 0, & t < \theta_{01}, t > \theta_{02} \end{cases} \quad (35)$$

где $f_N(t) = \sum_{k=0}^{N-1} f(t - k\theta)$ с периодом повторения θ , то СКО местоопределения будет

$\sigma_{TrN} = \sigma_{Tr\xi} / \sqrt{N}$. Следовательно, при обработке последовательности СШПС с известным периодом повторения СКО местоопределения будет уменьшаться в \sqrt{N} раз.

Одним из преимуществ рассмотренной триангуляционной системы определения местоположения источника СШПС является сравнительно низкие требования к синхронизации обработки сигналов в близко расположенных точках двухпозиционных измерителей моментов появления СШПС. Однако для реализации такой системы необходимо использовать четыре измерителя момента появления СШПС.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, показано, что точность местоопределения излучающих СШП РЭС зависит от мощности и направления на источник помех. Также определено, что при обработке последовательности СШПС с известным периодом повторения СКО местоопределения будет уменьшаться в \sqrt{N} раз.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кондратьев В.С., Котов А.В., Марков Л.Н. Многопозиционные радиотехнические системы. / Под ред. В.В. Цветнова. – М.: Радио и связь, 1986. – 264 с.
2. Радзиевский В.Г., Трифонов П.А. Влияние узкополосной помехи на точность оценки угла прихода сверхширокополосного сигнала. // Межвузовский сборник статей «Синтез, передача и прием сигналов управления и связи». – Воронеж. госуд. техн. ун-т, 2002 г. – С. 122 –127.
3. Трифонов А.П., Корчагин Ю.Э. Прием сигналов с неизвестными моментами появления исчезновения / Радиофизика.– Воронеж, 2017.
4. Трифонов А.П., Корчагин Ю.Э. Квазиправдоподобная оценка моментов появления и исчезновения сигнала неизвестной формы// Радиотехника. 2016. № 2. С. 50-55.
5. Радзиевский В.Г., Трифонов П.А. Обработка сверхширокополосных сигналов и помех.– М.: Радитехника, 2009.–288с.
6. Трифонов А.П., Корчагин Ю.Э., Кондратович П.А. Оценка моментов появления и исчезновения сигнала с неизвестной амплитудой // Известия ВУЗов. Радиофизика. 2012. Т. 55. № 6. С. 455-471.
7. Трифонов А.П., Шинаков Ю.С. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех. М.: Радио и связь, 1986. – 264с.
8. Трифонов А.П., Корчагин Ю.Э. Точные формулы для расчета характеристик приема сигнала с неизвестными моментами появления и исчезновения // Проблемы передачи информации. 2009. Т. 45. № 2. С. 91-100.
9. Астанин Л. Ю., Костылев А. А. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений. — М.: Радио и связь, 1989. —192 с.480 с.

REFERENCES

1. Kondrat'yev V.C., Kotov A.V., Markov L.N. Mnogopozitsionnyye radiotekhnicheskiye sistemy. / Pod red. V.V. Tsvetnova. – M.: Radio i svyaz', 1986. – 264 s.
2. Radziyevskiy V.G., Trifonov P.A. Vliyaniye uzkopolosnoy pomekhi na tochnost' otsenki ugla prikhoda sverkhshirokopolosnogo signala. // Mezhvuzovskiy sbornik statey «Sintez, peredacha i priyem signalov upravleniya i svyazi». – Voronezh. gosud. tekhn. un-t, 2002 g. — S. 122—127.
3. Trifonov A.P., Korchagin YU.E. Priyom signalov s neizvestnymi momentami poyavleniya ischeznoveniya / Radiofizika.– Voronezh, 2017.
4. Trifonov A.P., Korchagin YU.E. Kvazipravdopodobnaya otsenka momentov poyavleniya i ischeznoveniya signala neizvestnoy formy// Radiotekhnika. 2016. № 2. S. 50-55.
5. Radziyevskiy V.G., Trifonov P.A. Obrabotka sverkhshirokopolosnykh signalov i pomekh.– M.: Raditekhnika, 2009.–288s.
6. Trifonov A.P., Korchagin YU.E., Kondratovich P.A. Otsenka momentov poyavleniya i ischeznoveniya signala s neizvestnoy amplitudoy // Izvestiya VUZov. Radiofizika. 2012. T. 55. № 6. S. 455-471.
7. Trifonov A.P., Shinakov YU.S. Sovmestnoye razlicheniye signalov i otsenka ikh parametrov na fone pomekh. M.: Radio i svyaz', 1986. – 264s.
8. Trifonov A.P., Korchagin YU.E. Tochnyye formuly dlya rascheta kharakteristik priyema signala s neizvestnymi momentami poyavleniya i ischeznoveniya // Problemy peredachi informatsii. 2009. T. 45. № 2. S. 91-100.
9. Astanin L. YU., Kostylev A. A. Osnovy sverkhshirokopolosnykh radiolokatsionnykh izmereniy. – M.: Radio i svyaz', 1989. –192 s.

ПОКАЗАТЕЛЬ СТЕПЕНИ ХАОТИЧНОСТИ ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ, ДЕМОНСТРИРУЮЩИХ ХАОС

А. Е. Еременко¹, А. А. Караваев¹, А. М. Бобрешов¹

¹Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Было проанализировано поведение динамических систем в хаотическом режиме для оценки возможности использования в хаотических системах связи. Были рассмотрены характеристики, которые могут быть использованы в качестве оценки степени хаотичности систем, показатель Ляпунова и Херста, а также введен новый показатель, учитывающий спектральные характеристики хаотических колебаний. Эти показатели в совокупности с другими могут быть использованы как некая мера хаотичности систем по сравнению с другими.

Ключевые слова: динамический хаос; малые возмущения; старший показатель Ляпунова, спектр Фурье, показатель Херста, мера хаотичности.

AN INDICATOR OF THE DEGREE OF RANDOMNESS OF DYNAMIC SYSTEMS DEMONSTRATING CHAOS

E. A. Eremenko¹, A. A. Karavaev¹, A.M. Bobreshov¹

¹Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The behavior of dynamic systems in chaotic mode was analyzed to assess the possibility of use in chaotic communication systems. The characteristics that can be used as an assessment of the degree of chaotic systems, the Lyapunov and Hurst exponent were considered, and a new indicator was introduced that takes into account the spectral characteristics of chaotic oscillations. These indicators together with others can be used as a measure of the randomness of systems in comparison with others.

Keywords: dynamic chaos; small perturbations; senior Lyapunov exponent, Fourier spectrum, Hurst exponent, measure of randomness.

1. ВВЕДЕНИЕ

Динамический хаос представляет собой значительный интерес и обладает большими потенциальными возможностями в сфере прикладных исследований и разработок, прежде всего в радиофизике, электронике, системах передачи и защиты информации [7, 8, 9]. Целью данной работы является поиск оптимального показателя степени хаотичности динамических систем. В настоящее время еще не существует показателя или характеристики ДС, которая бы в полной мере характеризовала степень хаотичность системы, с помощью которого можно было бы классифицировать хаотические системы

В качестве источников хаотических колебаний были выбраны следующие системы:

- генератор Анищенко-Астахова с инерционной нелинейностью;
- кольцевой генератор Дмитриева-Кислова;
- система Ресслера.

2. ПОКАЗАТЕЛЬ ЛЯПУНОВА

Одной из особенностей хаотических систем является высокая чувствительность к малым возмущениям начальных параметров системы. Чтобы узнать находится ли

динамическая система в хаотическом состоянии, нужно проследить скорость разбегания фазовых траекторий, стартующих из близких начальных точек. Такую скорость разбегания можно оценить с помощью показателей Ляпунова [3]. Для хаотических систем – он всегда положителен. Вычислить численно старший показатель Ляпунова можно с помощью алгоритма Бенеттина.

Проведем расчет старших показателей Ляпунова для ранее рассмотренных систем. Полученные зависимости S от времени накопления изображены на рис. 1. Показатели Ляпунова определяют наклон прямых, аппроксимирующих эти зависимости.

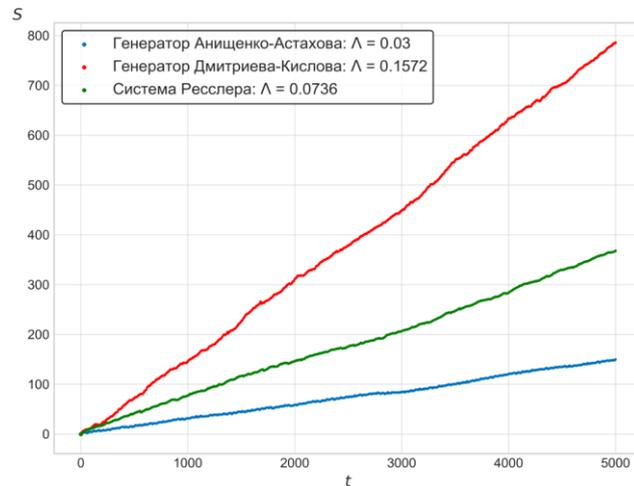


Рис. 1. Результат численного расчета старшего показателя Ляпунова для генераторов Анищенко-Астахова ($m = 1,567$; $g = 0,17$), Дмитриева-Кислова ($T = 2,2$, $Q = 10$, $M = 9$) и системы Ресслера ($a = b = 0,2$, $c = 5,7$)

Как видим, во всех трех случаях старший показатель больше нуля. Это говорит о наличии хаоса в данных динамических системах. Наибольшей скоростью разбегания фазовых траекторий (наибольшим показателем Ляпунова) обладает система генератор Дмитриева-Кислова. Следовательно, эта система обладает большей хаотичностью по сравнению с другими рассмотренными. Однако, показатель Ляпунова не дает никакой информации о спектре сигнала, его ширине, мощности гармоник и т.д. А ведь одним из важных прикладных применений динамического хаоса в радиофизике является обеспечение конфиденциальности передаваемого сообщения с помощью хаотической маскировки сигнала [7]. Поэтому данную характеристику нельзя в полной мере использовать для оценки степени хаотичности динамической системы.

3. ПОКАЗАТЕЛЬ ХЕРСТА

Одним из подходов к задаче оценки хаотичности временных рядов является метод нормированного размаха или R/S [2]. Он позволяет вычислить показатель Херста как меру хаотичности ряда, определяется он следующим образом:

$$R/S = (\tau/2)^H \quad (3.1)$$

где R – размах накопленных отклонений от среднего значения ряда,

S – стандартное отклонение,

τ – длительность временного ряда,

H – показатель Херста.

Возможны следующие значения показателя Херста:

- $H > 0.5$, ряд считается устойчивым, то есть сохраняет текущую тенденцию. Если в прошлом временной ряд возрастал, то в будущем он, скорее всего, будет возрастать, и наоборот;
- $H = 0.5$, ряд считается абсолютно случайным;
- $H < 0.5$, ряд считается неустойчивым (текущая тенденция стремится смениться на противоположную).

В таблице 1 приведены результаты расчета показателя Херста для рассматриваемых систем в режиме хаоса.

Таблица 1. Результаты расчета показателя Херста

Характеристика	Система		
	Генератор Астахова-Анищенко	Генератор Дмитриева-Кислова	Система Ресслера
Показатель Херста H	0.0379	0.0313	0.0203

Таким образом, все три системы являются неустойчивыми, временной ряд стремится сменить текущую тенденцию на противоположную.

4. СПЕКТР В ХАОТИЧЕСКОМ РЕЖИМЕ

Рассчитаем спектры мощности хаотических систем с помощью быстрого преобразования Фурье при частоте дискретизации $f_s = 1$ кГц. Введем в качестве оценки степени хаотичности спектра новый показатель N равный количеству гармоник в спектре больше заданного порога. Выберем порог h равный 1% от максимальной гармоники. Полученные результаты представлены на рис. 2 – 4.

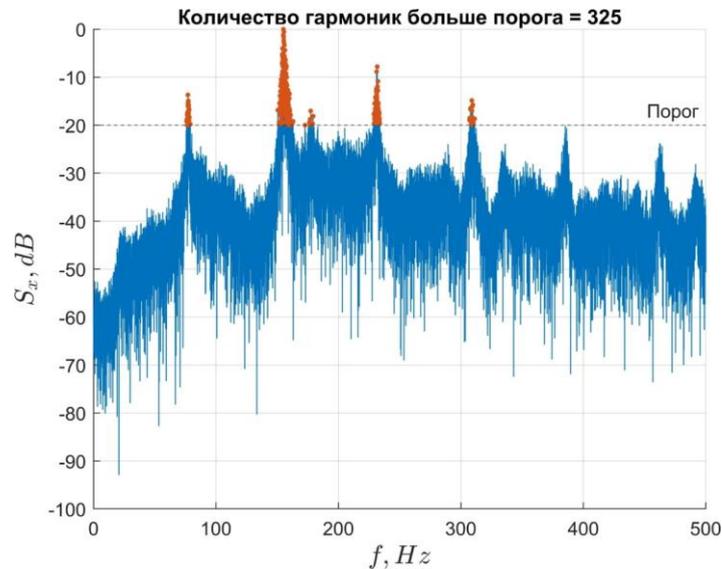


Рис. 2. Спектр мощности генератора Анищенко-Астахова $S_x(f)$ в хаотическом режиме

Во всех трех случаях спектр является сплошным (на всей ширине спектра нет нулевых гармоник), эта одна из особенностей динамического хаоса. Расчет показателя N показывает, что наиболее хаотичной системой является генератор Дмитриева-Кислова

(рис. 3). А вот система Ресслера (рис. 4) в хаотическом режиме по этому показателю ничем не отличается от обычной системы с регулярной динамикой.

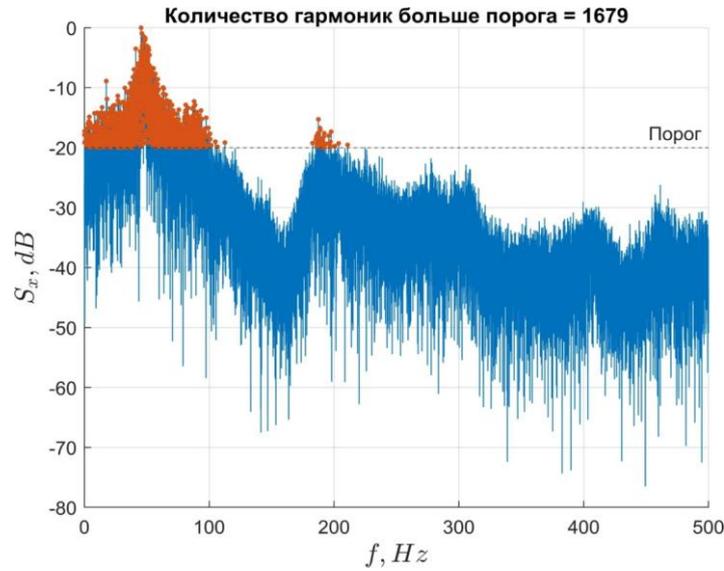


Рис. 3. Спектр мощности генератора Дмитриева-Кислова $S_x(f)$ в хаотическом режиме

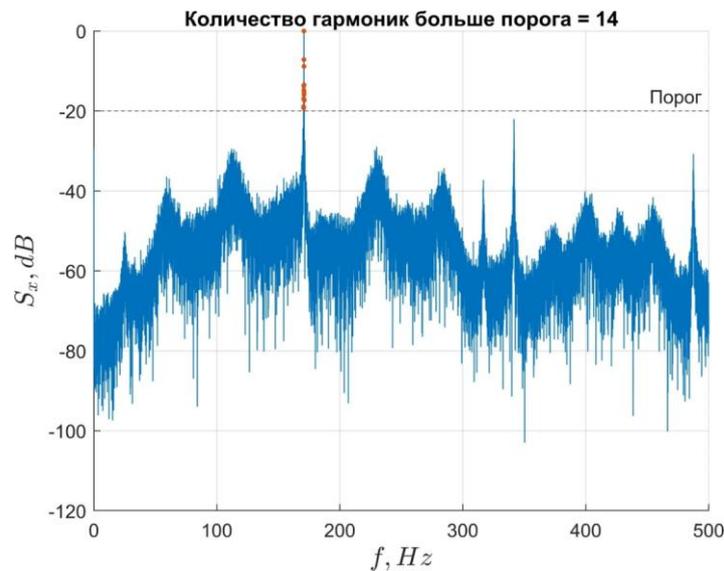


Рис. 4. Спектр мощности системы Ресслера $S_x(f)$ в хаотическом режиме

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе были рассмотрены несколько характеристик, которые можно использовать в качестве оценки степени хаотичности систем: показатель Ляпунова и Херста, а также введен показатель N равный количеству гармоник в спектре больше заданного порога. Все они отражают разные результаты, но в совокупности с другими могут быть использованы как некая мера степени хаотичности систем по сравнению с другими.

По результатам сделанных расчетов можно сделать вывод, что наибольшей степенью хаотичности среди рассмотренных систем обладает генератор Дмитриева-Кислова.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. Е. Еременко. Хаотическая система Анищенко-Астахова / А. М. Бобрешов, А. А. Караваев // Радиолокация, навигация, связь. – 2022. – том 4. – С. 323-330.
2. Р. В. Кожанов. Показатель Херста как мера хаотичности временного ряда / Ткаченко И. М., Кожанова Е. Р. // Вестник СГТУ. – 2020. – № 2. – С. 38-41.
3. С. П. Кузнецов Динамический хаос. Курс лекций – М.: Изд-во Физматлит, 2001. – 296 с.
4. В. С. Анищенко, Т. Е. Вадивасова. Лекции по нелинейной динамике – М.: Изд-во Саратовского университета. 2010, – 322 с.
5. А. С. Дмитриев, В. Я. Кислов. Стохастические колебания в радиофизике и электронике. М.: Наука. Физматлит, 1989. 280 с.
6. O. E. RöSSLer. An equation for continuous chaos // Phys. Lett. 1976. V. A57, №5. P. 397, 398.
7. А. А. Короновский. О применении хаотической синхронизации для скрытой передачи информации / О. И. Москаленко, А. Е. Храмов // Успехи физических наук. – 2009. – №12. – С. 1281-1310.
8. А. А. Караваев. Хаотические системы связи с нелинейным подмешиванием в присутствии помех / А. М. Бобрешов, А. А. Караваев [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2009. – №3. – С. 63-68.
9. А. С. Дмитриев, А. И. Панас. Динамический хаос: новые носители информации для систем связи. – М.: Изд-во Физматлит, 2002. – 252 с.

REFERENCES

1. A. E. Eremenko. Chaotic system of Anishchenko-Astakhov / A.M. Bobreshov, A. A. Karavaev // Radar, navigation, communications. – 2022. – volume 4. – pp. 323-330.
2. R. V. Kozhanov. Hearst index as a measure of the randomness of a time series / Tkachenko I. M., Kozhanova E. R. // Bulletin of the SSTU. - 2020. – No. 2. – pp. 38-41.
3. S. P. Kuznetsov Dynamic chaos. A course of lectures – M.: Publishing house of Fizmatlit, 2001. – 296 p.
4. V. S. Anishchenko, T. E. Vadivasova. Lectures on nonlinear dynamics – Moscow: Saratov University Publishing House. 2010, – 322 p.
5. A. S. Dmitriev, V. Ya. Kislov. Stochastic oscillations in radiophysics and electronics. Moscow: Nauka. Fizmatlit, 1989. 280 p.
6. O. E. RöSSLer. An equation for continuous chaos // Phys. Lett. 1976. V. A57, No. 5. P. 397, 398.
7. A. A. Koronovsky. On the use of chaotic synchronization for the hidden transmission of information / O. I. Moskalenko, A. E. Khramov // Successes of Physical Sciences. – 2009. – No. 12. – pp. 1281-1310.
8. A. A. Karavaev. Chaotic communication systems with nonlinear mixing in the presence of interference / A.M. Bobreshov, A. A. Karavaev [et al.] // Physics of wave processes and radio engineering systems. - 2009. – No. 3. – pp. 63-68.
9. A. S. Dmitriev, A. I. Panas. Dynamic chaos: new information carriers for communication systems. – M.: Fizmatlit Publishing House, 2002. – 252 p.

СВЕРХШИРОКОПОЛОСНАЯ СВЯЗЬ: ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ И ПЕРСПЕКТИВЫ

А.В. Бердышев, Д.В. Пужкин, А.С. Щеголеватых

АО «Концерн «Созвездие», г. Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. В работе рассмотрены принципы построения и реализации сверхширокополосных (СШП) систем связи и передачи данных. Указаны достоинства, недостатки и ограничения, возникающие при использовании данных систем на практике. Приведены основные технические характеристики разработанных современных СШП - систем и перечень фирм их производителей. Сформулированы выводы о наиболее перспективных областях применения СШП-систем передачи данных.

Ключевые слова: сверхширокополосные системы связи и передачи данных, беспроводные системы передачи данных, импульсные сверхширокополосные систем радиосвязи, технические характеристики и области применения сверхширокополосные систем.

ULTRA WIDE BAND RADIO: APPLICATION POSSIBILITIES AND PERSPECTIVES

A.V. Berdyshev, D.V. Puzhkin, A.S. Schegolevatykh

JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russian Federation

Abstract. In work the principles of creation and implementation of ultrabroadband (SShP) communication systems and data transmission are considered. Directed there dignities and limits, arising from practical application of system data. There are opened main technical parameters of developed present-day UWR systems and firm specifications. It is formulated most perspective areas of application UWB systems.

Keywords: ultra wide band (UWR) radio systems and data translations, wireless systems data translation, pulse super wide band radio systems, technical parameters and application areas SWR systems.

1. ВВЕДЕНИЕ

Как известно [1], для передачи информации в сверхширокополосных (СШП) системах используются сверхкороткие "гауссовские" импульсы длительностью 0,2-1,5 нс, либо хаотические импульсы длительностью от 2 нс до 1 мкс [2, 3]. Согласно определению Федеральной Комиссии Связи США (2002 г. FCC 0248) [4], сверхширокополосными называются сигналы или системы с относительной полосой частот (η) более 0,25 или с шириной спектра более 500 МГц. Для простоты предложено определение СШП-передатчика: к сверхширокополосным относят передатчики, у которых полоса составляет более 25% от центральной частоты. Однако для СШП (UWB) – систем были поставлены достаточно жесткие требования для применения: диапазон частот – от 3,1 ГГц до 10,6 ГГц, спектральная плотность мощности – ниже - 41 дБм/МГц (~10⁻⁴ мВт/МГц). При этом, частоты ниже 3,1 ГГц запрещены для СШП-систем из-за наличия ощутимого их влияния на точность работы системы глобального позиционирования GPS.

В таблице 1 представлены основные характеристики существующих в настоящее время беспроводных стандартов связи.

Таблица 1. Сравнительная таблица стандартов беспроводной связи

Технология	Стандарт	Использование	Пропускная способность, М бит/с	Средняя спектр. плотность сигнала, мВт/МГц	Радиус действия	Частоты, ГГц
Wi-Fi	802.11a/b/g	Беспроводные локальные сети	до 54	~10	до 100м	2,4; 5,1
4G	3GPP Long Term Evolution	Сотовые сети	до 172	~20	до 3 км	700 МГц, 2,7 ГГц
UWB MB-OFDM	802.15.3a	Беспроводные персональные сети	110–480	~10 ⁻⁴	до 10 м	3-10
Pulse UWB	IEEE 802.15.4a	Беспроводные сенсорные сети	10	~10 ⁻⁴	до 30 м	868 МГц, 915 МГц, 2,400, 3-10
СШПС-Импульс	802.15.4a	Беспроводные, локальные, персональные сенсорные сети	до 1000	~10 ⁻²	до 10 км	Без несущей

На рисунке 1 схематично представлены области применения современных стандартов беспроводных систем передачи данных и СШП систем. Технология импульсной "СШПС-Импульс" может использоваться для создания оборудования высокоскоростных беспроводных транспортных сетей сотовой связи стандарта 4G-5G (технология LTE).

Для справки приведем краткие характеристики указанных на Рисунке 1 беспроводных систем передачи данных.

WPAN (Wireless Personal Area Networks) - беспроводная персональная компьютерная сеть с малым (не более 15 м) радиусом действия, предназначенная для простых коммуникаций типа "точка-точка" между электронными потребительскими устройствами.

WLAN (Wireless Local Area Network) - беспроводная локальная вычислительная сеть, в которой передача данных осуществляется через эфир; объединение устройств в сеть происходит без использования кабельных соединений.

WWAN (Wireless Wide Area Network) - беспроводная глобальная вычислительная сеть, в которой для передачи данных используются беспроводные технологии сотовой связи.

WMAN (Wireless Metropolitan Area Networks) - беспроводные сети масштаба города.

Так как ширина спектра СШП систем существенно превосходит ширину спектра излучаемого сигнала существующих широкополосных систем типа Wi-Fi, WiMax и другие все они могут считаться по отношению к СШП системам – узкополосными.

Отличие СШП систем связи, построенных на СШП импульсной технологии, от традиционных узкополосных – это отсутствие несущей частоты. Существенно, что для передачи информации используется не непрерывный сигнал, а поток импульсов. Поэтому, наряду с методом модуляции важными характеристиками являются длительность импульса и его скважность. Вариация этих характеристик определяет пропускные свойства системы связи и ее устойчивость для различных типов каналов связи. Расширение полосы сигнала дает дополнительные возможности по увеличению скорости передачи дискретной информации, канальности и числа независимо работающих абонентов.

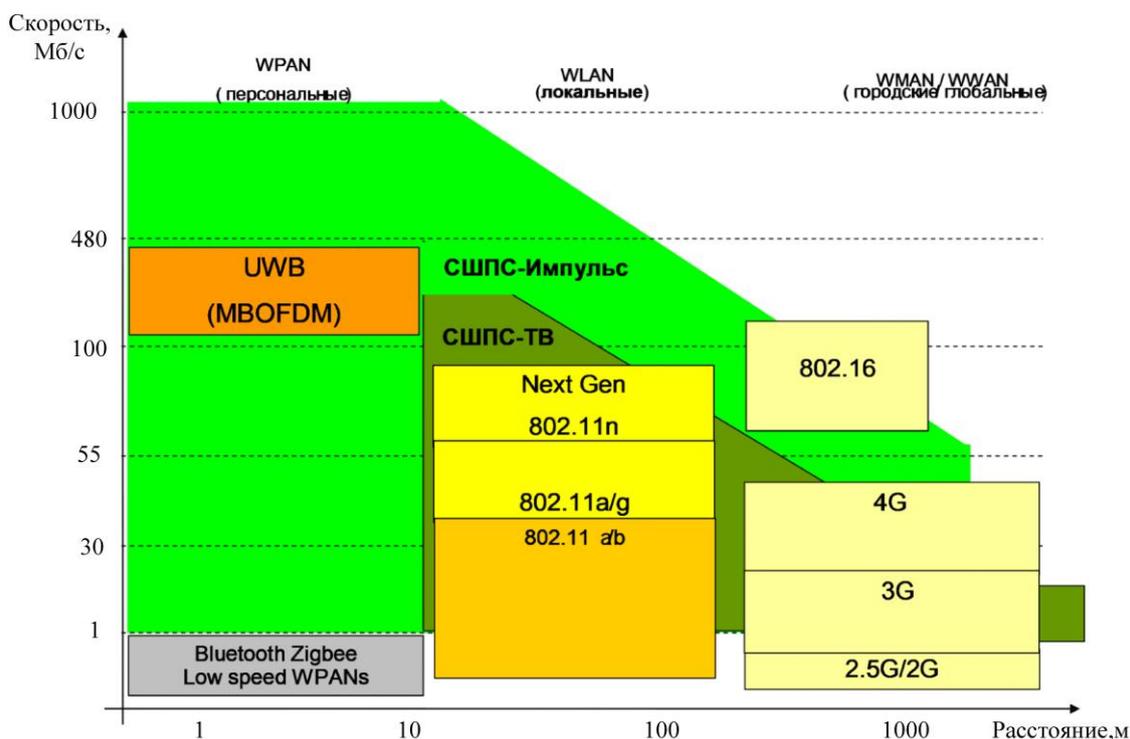


Рис. 1. Эффективные области применения «СШПС».

2. ПРИНЦИПЫ РАБОТЫ ИМПУЛЬСНЫХ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ

Основное отличие СШП систем связи, построенных на импульсной СШП технологии от традиционных узкополосных - это отсутствие несущей частоты сигнала.

Существенно, что для передачи информации используется не непрерывный сигнал, а поток импульсов (в том числе и видеоимпульсов). Поэтому, наряду с методом модуляции важными характеристиками являются длительность импульса и их скважность.

Для передачи информации используются сверхкороткие импульсы длительностью 0,2-1,5 нс, либо хаотические импульсы длительностью от 2 нс до 1 мкс.

В настоящее время разрабатываются импульсные СШП электронные модули, которые могут характеризоваться по следующим позициям.

1) По скорости передачи информации:

- в "скоростном" режиме - до 1000 Мбит/с на расстояние до 100 м, спектральная плотность $\sim 10^{-2}$ мВт/МГц;

- в "помехозащищенном" режиме - до 10 Мбит/с на расстояние до 1-2 км, спектральная плотность $\sim 10^{-3}$ мВт/МГц;

- в режиме "повышенной скрытности" - до 1 Мбит/с на расстояние до 10 км, спектральная плотность $\sim 10^{-4}$ мВт/МГц.

2) По скрытности передачи информации.

В каналах связи с импульсными СШП сигналами принципиально по-новому решается задача защиты информации от ее несанкционированной разведки и перехвата. Это достигается за счет очень низкой спектральной плотности излучаемого сигнала, что и обеспечивает очень высокий уровень их энергетической скрытности. Сегодня не

известны технические средства перехвата информации импульсных линий связи с СШП сигналами.

3) По помехозащищенности.

В системах с расширением спектра усиление обработки определяется как отношение ширины полосы канала к ширине полосы информационного сигнала. Так, для систем расширения спектра методом прямой последовательности с шириной канала 5 МГц и информационным сигналом 10 кГц усиление составит 500 раз (27 дБ). Такой же сигнал, передаваемый импульсным радио с шириной полосы 2 ГГц, будет усилен в 200 тыс. раз (53 дБ). До появления новых цифровых технологий было сложно защитить тракт приемника от мощных узкополосных помех. Также разработана новая схема защита от помех без использования фильтров. Указанные технические особенности серьезно повышают помехозащищенность канала передачи данных.

4) По устойчивости связи в труднодоступных местах.

За счет широкой полосы сигнала увеличиваются возможности прохождения СШС сигналов в канале связи за счет переотражений (многолучевости) и «просачивания» СШП полей через неэкранированные щели и отверстия в металлических конструкциях (корпусах) и других неоднородностях трассы распространения сигналов. Например, затухание при прохождении энергии через армированные бетонные изделия определяется соотношением длины волны и размеров ячеек арматуры, так что часть спектра сигнала может экранироваться, а часть нет.

5) По вторичному использованию спектра.

Низкая спектральная плотность и адаптивное ограничение мощности в СШП канале передачи при достижении необходимого расстояния связи дает возможность не мешать работе других систем.

6) По низкому энергопотреблению и малым габаритам.

Технология СШП сигналов, по сравнению с традиционными системами, допускает работу со значительно меньшими средними мощностями передатчика, и, следовательно, с малым энергопотреблением, так как в рассматриваемых СШП системах используются последовательности импульсов с высокой скважностью (более 100.) Достигается снижение энергопотребления более, чем в 1,5-2 раза.

Изделия на основе СШП систем связи, построенные по импульсной технологии, имеют меньшее количество конструктивных элементов и, соответственно, меньшие габариты.

Для понимания различий в принципах построения различных систем передачи данных на Рисунке 2 приведена схематичная иллюстрация, поясняющая указанные отличия СШП-систем от других узкополосных систем связи. Заметим, что использование СШП-систем разрешено только в США.

Основной областью применения СШП-систем при таких ограничениях являются беспроводные персональные локальные сети (wireless personal area networks – WPAN), для которых особое значение имеют небольшие габариты, малое энергопотребление и низкая стоимость аппаратуры, вторичной основе использования частотного диапазона. Для использования в WPAN потребителям предложены СШП устройства Wireless UWB на основе MBOFDM, работающие в диапазоне 3-10 ГГц, с шириной полосы сигнала 500 МГц на основе стандарта IEEE 802.15.3a.

ГКРЧ РФ пока не дало разрешение на использование СШП-систем на территории Российской Федерации.

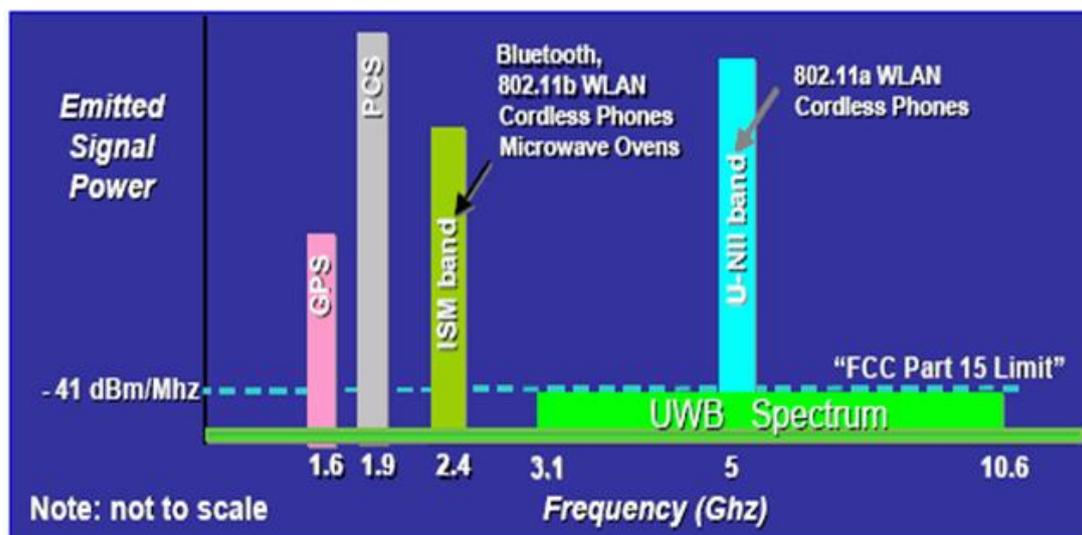


Рис. 2. UWB – СШП-системы работают на вторичной основе использования частотного диапазона.

3. ПОТЕНЦИАЛЬНЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ ИМПУЛЬСНОЙ ТЕХНОЛОГИИ СШПС

Главное преимущество СШП-систем состоит в том, что спектральная плотность мощности СШП-сигнала не превышает определенного значения (10^{-4} - 10^{-2} мВт/МГц). В технологии СШП связи при увеличении дальности спектральная плотность мощности может увеличиваться в 3-5 раз, что значительно ниже аналогичного показателя для классических ШПС радиointерфейсов (Wi-Fi, Bluetooth и др.). По этой причине для всех остальных узкополосных устройств СШП сигнал смешивается с другими шумами, и помехи от работающих СШП передающих устройств пренебрежимо малы.

Таким образом, на базе полученного технического и коммерческого опыта производства и эксплуатации СШП приемо-передающих устройств в дальнейшем следует ожидать, что уникальные возможности СШП технологии связи будут применяться для решения ряда задач, ранее недоступных для узкополосных радиointерфейсов:

- для создания внутриобъектовых, локальных и внутригородских сетей (WLAN и WMAN), для которых особое значение имеют энергетически скрытные каналы связи со сверхвысокой пропускной способностью, в том числе для использования на летательных аппаратах (дронах), кораблях и другом транспорте. При этом ясно, что для указанных применений аппаратура будет иметь небольшие габариты и малое электропотребление;
- для создания промышленных систем беспроводной связи для внутриобъектовой передачи мультимедийной информации в условиях мощных промышленных помех (тяжелая промышленность, нефтехимические комплексы);
- для создания мобильных многоканальных систем телерадиоуправления технологическими процессами и оборудованием (атомная промышленность, транспорт, строительство, управление роботами, связь и управление при чрезвычайных ситуациях);
- для создания специальных систем связи и управления военными силами и средствами, а также беспилотными летательными аппаратами и роботами;
- для создания специальных систем связи и оповещения для антитеррористических подразделений и других подразделений силовых структур.

4. ПРИМЕНЕНИЕ СПЕЦИАЛЬНЫХ СШП СИСТЕМ ЗА РУБЕЖОМ В НАСТОЯЩЕЕ ВРЕМЯ

В настоящее время за рубежом разработаны и серийно выпускаются станции военного назначения DRACO и ORION. Они предназначены для обеспечения связью

небольших подразделений с возможностью работы в зоне порядка 1-2 км. В указанных станциях используется диапазон L (390 МГц – 1,55 ГГц).

Исходя из публикуемой в открытой печати информации, оснащение зарубежных армий и специальных подразделений средствами связи с использованием импульсных СШП-сигналов для работы на расстояниях до 1 км и со скоростями до 1 Мбит/с началось с 2002 г. С 2004 г. поставляется UWB система AWIS для внутренней радиосвязи в самолетах и вертолетах ВМС США. С 2008 г. ведется разработка сенсорных UWB-сетей в интересах ВМС США в рамках проектов "Фаза-1" и "Фаза-2" (DRACO). При этом военные и специальные подразделения получают все вышеперечисленные преимущества при управлении силами и средствами.

5. ОСНОВНЫЕ ПУТИ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ СОЗДАНИЯ СШП-СИСТЕМ СВЯЗИ В РОССИИ

В России уже достаточно давно ведутся работы по исследованию возможных путей использования СШП сигналов для создания перспективных средств связи, управления и передачи данных. В результате них были получены основополагающие результаты по возможным практическим методам генерации, излучения, распространения и приема СКИ СШП сигналов. Были также запатентованы оригинальные технические решения, позволяющие упростить построение приемо-передающей аппаратуры СШП-систем связи [5,6].

В ходе выполнения данных работ были разработаны:

- базовая СШП-технология создания экономичных электронных модулей для сверхширокополосной связи на основе коротких импульсов длительностью менее 1 нс без несущей и использования полосы сигнала шириной 1-2 ГГц, которая ряд преимуществ по сравнению с зарубежными аналогами. Данная технология по результатам моделирования может обеспечить высокую скорость передачи данных (до 1 Гбит/сек) и дальность связи (до 10 км).

- стенды для отработки сценариев использования импульсных СШП каналов связи и перекодирования цифровой информации.

Моделирование СШП-систем показало, что ожидаемая дальность связи абонентских СШП-радиостанций в режиме "точка-точка" может составлять 1-1,5 км при скорости передачи информации 10-12 Мбит/сек и пиковой мощности передатчика 50мВт.

Полученный в России к настоящему времени научно-технический задел по исследованию потенциальных возможностей и технических путей построения СШП-систем связи и передачи данных позволяет ставить задачи по практической разработке образцов такого типа средств связи и управления.

Кроме того, для решения указанной задачи необходимо продолжить исследования в данном направлении, В частности:

- 1) необходимо проведение исследований влияния электромагнитных излучений импульсных СШП сигналов на радио- и радиотехнические устройства различного назначения. Данные исследования не проводились в связи с отсутствием метрологического обеспечения (оборудования, методик и образцов СШП-систем использующих различные диапазоны частот) и соответствующее рассмотрение результатов указанных исследований в ГКРЧ Российской Федерации;

- 2) необходима разработка отечественной унифицированной элементной базы для создания одночиповых импульсных СШП систем связи различного назначения.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Конкурентными областями применения создаваемой СШП импульсной системы связи являются СШП внутриобъектовые и локальные сети со сверхвысокой пропускной способностью. К известным преимуществам импульсной СШП связи относятся:

- скрытность работы и защищенность канала связи от традиционных средств разведки и перехвата;
- устойчивость скрытной связи в частично экранированных объектах за счет многолучевого «просачивания» СШП-сигнала через щели и отверстия в металлических конструкциях;
- вторичное использование диапазона для низкой спектральной плотности импульсных СШП сигналов при разумном ограничении мощности для достижения необходимого расстояния до уровня, не мешающего другим системам;
- высокая скорость передачи данных;
- низкое энергопотребление и малые габариты приемопередающих устройств

ЛИТЕРАТУРА

1. Spread Spectrum Radio Transmission System/Larry W.Fullerton. Пат. 4641317 США. Приоритет 3.12.1984.
2. Дмитриев А.С., Панас А.И., Старков С.О. и др. Способ передачи информации с помощью хаотических сигналов: Пат. РФ № 2185032.27.07.2000.
3. Шахнович.И. Сверхширокополосная связь. Второе рождение? – ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес, 2001, №4.
4. Revision of part 15 of the commission's rules regarding ultrawideband transmission systems. First report and order. FCC 0248. – Federal Communications Commission, 2002.
5. Бондаренко В.В., Кыштымов Г.А. и др. Система связи с высокой скрытностью передачи информации сверхширокополосными сигналами. Патент на изобретение № 2315424 ru. Приоритет изобретения 06 июня 2006 г.
6. Бондаренко В.В., Кыштымов Г.А. и др. "Устройство связи с повышенной помехозащищенностью и высокой скоростью передачи информации". Патент на изобретение № 2334361 ru. Приоритет изобретения 15 мая 2006г.

REFERENCES

1. Spread Spectrum Radio Transmission System/Larry W.Fullerton. Pat. USA № 4641317. Priority 3.12.1984.
2. Dmitriev A.S., Panas A.N., Starkov S.O. Information transfere way with chaotic signals. Pat. RF № 2185032.27.07.2000.
3. Shakhnovich I. Ultra band communication. Second generation? –Electronics: Science.Technology, Business, 2001, №4.
4. Revision of part 15 of the commission's rules regarding ultrawideband transmission systems. First report and order. FCC 0248. – Federal Communications Commission, 2002.
5. Bondarenko V.V., Kyshtymov G.A. Connection system under high hide jf information transfer with wide band signals.85032.27.07.2000. Pat. RF № 2315424. Priority 6.06.2006.
6. Bondarenko V.V., Kyshtymov G.A. Connection means with high noiseproof and high information transfer. Pat. RF № 2315424. Priority 15.05.2006.

СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ ПЕЛЕНГАТОР

В.П. Крылов

ГНЦ, АО «ОНПП "Технология" им А.Г. Ромашина», Обнинск, Россия

Аннотация. В работе предлагается рассмотреть принцип построения сверхширокополосного пеленгатора, основанного на определении параметров отраженной волны от диэлектрической пластины при падении на неё волны под углом Брюстера. При котором угловая зависимость сдвига фазы между падающей и отраженной волнами в области угла падения близким к углу Брюстера изменяется на π ($\pm \frac{\pi}{2}$), а угловое положение точки «нулевой» фазы не зависит от частоты падающего поля и толщины пластины. Поэтому данная угловая зависимость сдвига фазы может являться фазовой пеленгационной характеристикой для создаваемых сверхширокополосных антенных пеленгаторов, а угловая зависимость амплитуды отраженной волны, при этом, соответствует характеристике разностного канала пеленгатора.

Ключевые слова: область нулевых значений, пеленгатор, угол Брюстера, отраженная волна.

SUPERBROADBAND DIRECTION FINDER

V.P. Krylov

JSC ONPP «Technology» to them A. G. Romashina», Obninsk, Russia

Abstract. In work it is offered to consider the principle of creation of a superbroadband direction finder based on determination of parameters of the reflected wave from a dielectric plate when falling of a wave on her at an angle Brewster.. At the same time angular dependence of shift of a phase between the falling and reflected waves in the field of a hade close to Brewster's angle changes on π ($\pm\pi/2$), and the angular provision of a point of a "zero" phase doesn't depend on the frequency of the falling field and thickness of a plate. Therefore? this angular dependence of shift of a phase can be the phase direction finding characteristic for the created antenna direction finders, and angular dependence of amplitude of the reflected wave, at the same time, corresponds to the characteristic of the differential channel of a direction finder.

Keywords: area of zero values, a direction finder, Brewster's angle, the reflected wave.

1. ВВЕДЕНИЕ

Качество фазовых пеленгаторов с суммарно-разностным методом пеленгации определяется крутизной пеленгационной характеристики и глубиной нуля угловой зависимости амплитуды разностного канала $A_p(\alpha)$ для равносигнального направления. Тогда для идеального пеленгатора изменение на угловой зависимости фазы $\varphi(\alpha)$ в пределах $\pm \frac{\pi}{2}$ (S, (фаз. град./угл. град.)) относительно равносигнального направления должно происходить с максимально возможной высокой крутизной, при этом угловое положение нуля разностного канала должно совпадать с положением нуля пеленгационной фазовой характеристики, как показано на рисунке 1.

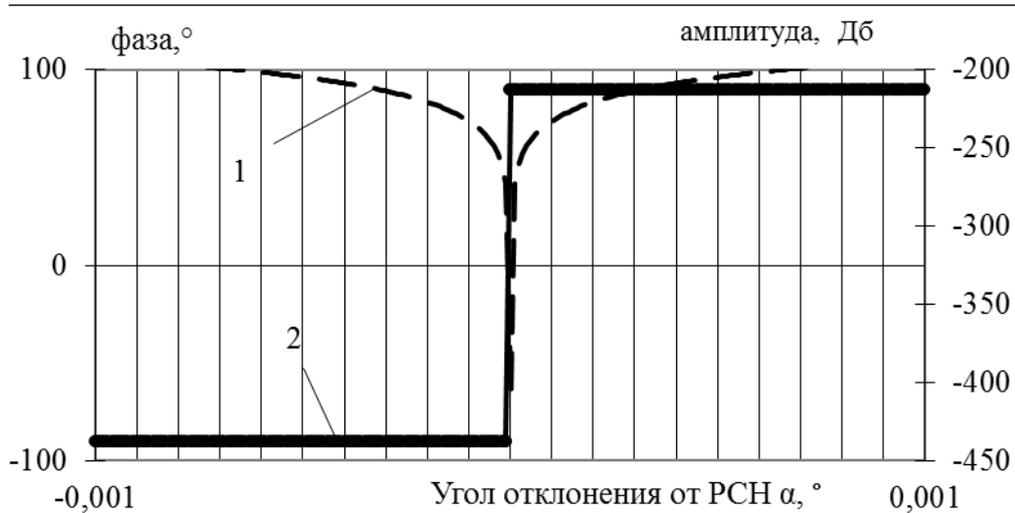


Рис. 1. Угловые зависимости амплитуды разностного канала (1) и пеленгационной фазовой характеристики (2) идеального пеленгатора.

Для создания сверхширокополосных пеленгаторов требуется выполнения этих требований в широкой полосе частот, что при конструировании вызывает трудности, связанные с использованием в волноводной и антенной технике частотно-зависимых элементов, а также необходимости формирования одинаковых парциальных диаграмм направленности, что приводит к резкому усложнению конструкций антенных систем пеленгатора. При этом для повышения помехозащищенности одним из определяющих свойств пеленгатора является скорость его перестройки по частоте в широкой полосе, что при выполнении первого условия является затруднительным для современных конструкций пеленгаторов.

Поэтому появляется необходимость рассмотреть упрощенные для реализации конструкции сверхширокополосных пеленгующих антенных систем, но исключая эти недостатки.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Для конструирования сверхширокополосного пеленгатора предлагается использовать эффект, связанный с «областью нулевых эффектов», возникающей, например, при отражении плоской линейно-поляризованной электромагнитной волны с вектором электрического поля, лежащим в плоскости падения, при падении плоской волны на диэлектрическую пластину под углом Брюстера. Термин «область нулевых эффектов» был введен в работе Л.И. Мандельштама [1]. При этом угловая зависимость сдвига фазы между падающей и отраженной волнами в области угла падения близкому к углу Брюстера составляет $\pi \left(\pm \frac{\pi}{2}\right)$, а угловое положение точки «нулевой» фазы не зависит от частоты падающего поля и толщины пластины. Поэтому данная угловая зависимость сдвига фазы может являться фазовой пеленгационной характеристикой для создаваемых сверхширокополосных антенных пеленгаторов.

В области нулевых эффектов, где происходит аномальное падение амплитуды и изменение фазы на π , угловые зависимости фазы (δ_r) и амплитуды ($|\dot{r}|$) описываются комплексной функцией для которой:

$$\delta_r = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im}(\dot{r})}{\operatorname{Re}(\dot{r})} = \begin{cases} \frac{\pi}{2} & \text{если } \operatorname{Re}(\dot{r}) = 0, \text{ а } \operatorname{Im}(\dot{r}) > 0 \\ -\frac{\pi}{2} & \text{если } \operatorname{Re}(\dot{r}) = 0, \text{ а } \operatorname{Im}(\dot{r}) < 0 \end{cases}, \quad (1)$$

$$|\dot{r}| = \sqrt{\operatorname{Re}(\dot{r})^2 + \operatorname{Im}(\dot{r})^2}, \quad (2)$$

причем изменение фазы на π происходит тогда, когда выполняется условие равенства нулю действительной части амплитуды:

$$\operatorname{Re}(\dot{r}) = 0, \quad (3)$$

а минимум амплитуды – тогда, когда равен нулю модуль амплитуды:

$$|\dot{r}| = 0, \quad (4)$$

что, казалось бы, выполняется только при условии равенства нулю действительной и мнимой частей амплитуды:

$$\begin{cases} \operatorname{Re}(\dot{r}) = 0 \\ \operatorname{Im}(\dot{r}) = 0 \end{cases}, \quad (5)$$

При развитии экспериментальных работ в области радиочастот было установлено, на пример, в работе [2], что при росте величины диэлектрических потерь в материале в угловой зависимости отраженной волны под углом Брюстера наблюдается все более плавное изменение фазы, а не скачком на π , как было описано ранее. Была обнаружена область нулевых эффектов при исследовании в радиодиапазоне частотной зависимости отраженной волны от диэлектрической пластины полуволновой толщины, которая также обладала аномальным падением амплитуды и изменением фазы на π в узком частотном диапазоне [3,4] для обеих поляризаций. Там же было показано, что при описании области нулевых эффектов для материалов с диэлектрическими потерями наблюдается несовпадение положения минимума амплитуды и изменения фазы как на частотных, так и на угловых зависимостях отраженной волны от пластины диэлектрика при возрастании тангенса угла диэлектрических потерь материала из которого изготовлена пластина.

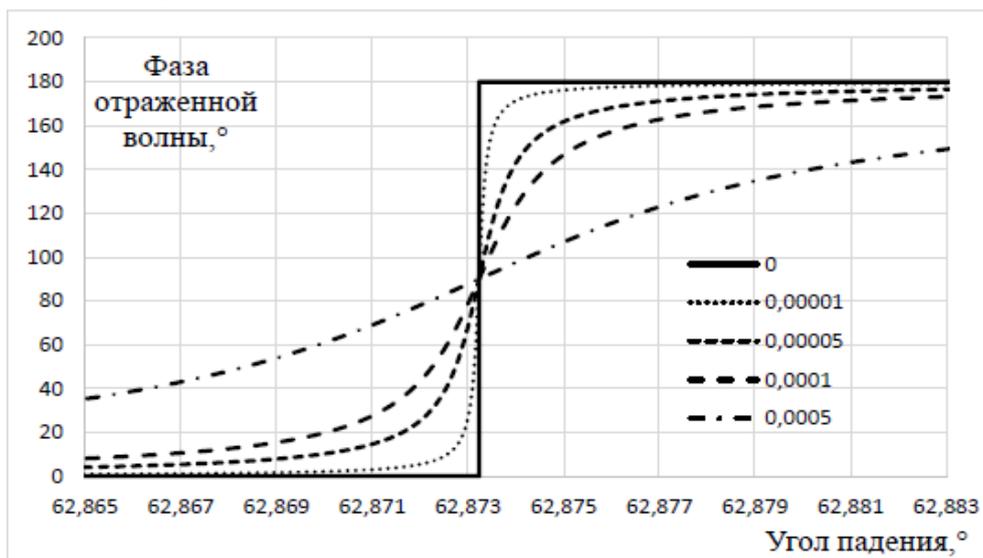


Рис. 2 Угловые зависимости фазы отраженной волны от пластин из материалов с различными величинами тангенса угла диэлектрических потерь.

Все наблюдаемые эффекты описаны для идеального случая, когда потери в материале отсутствуют. Однако при изменении величины комплексной диэлектрической проницаемости в связи с ростом потерь в материале, то есть роста тангенса угла диэлектрических потерь ($\operatorname{tg}\delta$), происходит перераспределение между уровнями величин $\operatorname{Re}(\dot{r})$ и $\operatorname{Im}(\dot{r})$. А именно, при изменении соотношения между ними изменяется крутизна скачка фазы и уменьшается глубина падения амплитуды вплоть до полного исчезновения области нулевых эффектов при невыполнимости условия её существования.

Для демонстрации условий реальной реализации широкополосного пеленгатора по предложенной схеме проведем сравнительные расчеты угловых зависимостей фазы отраженной волны от пластины на частоте 10 ГГц с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 3,81$ для различных величин диэлектрических потерь. На рисунке 2 представлены расчетные угловые зависимости фазы отраженной волны для идеального диэлектрика без потерь и в сравнении с различными величинами тангенсов угла диэлектрических

Из рисунка 2 видно, что с увеличением диэлектрических потерь в материале снижается крутизна угловой фазовой характеристики для угла, соответствующего равносигнальному направлению (Таблица 1).

Таблица 1. Крутизна фазовой характеристики предлагаемого сверхширокополосного пеленгатора, где S1, S2 – крутизны, A – разрешающая способность на дальности 100 км.

N	$\text{tg}\delta$	S1, (фаз. град./угл. град)	S2, (угл. с /фаз. град.)	A, мм (100км)
1	0,00001	490000	0,007	0,34
2	0,00005	100000	0,036	1,6
3	0,0001	50000	0,072	3,3
4	0,0005	10000	0,36	16,6

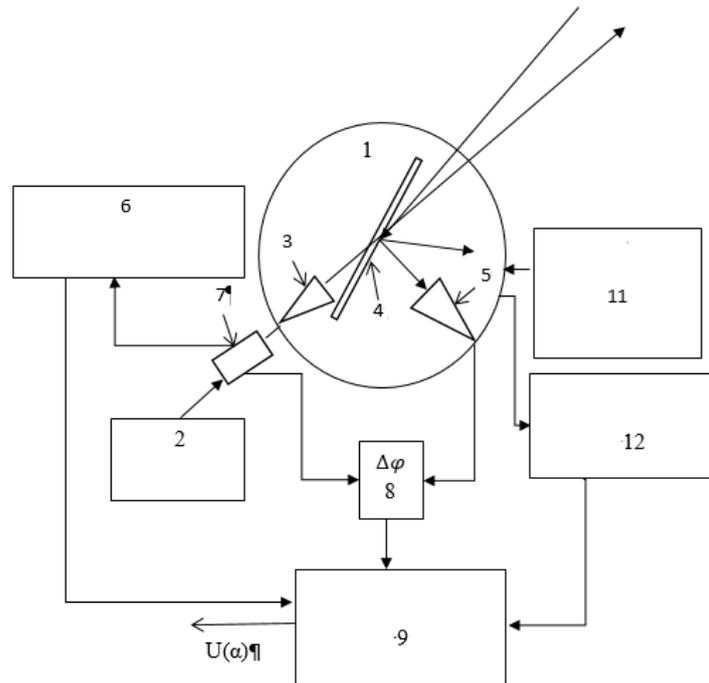


Рис. 3 Схема сверхширокополосного пеленгатора.

На рисунке 3 представлена схема конструкции широкополосного пеленгатора. На платформе 1, вращающейся в плоскости пеленгации, с генератором 2 установлена линейно-поляризованная приёмно-передающая антенна 3 с вектором электрического поля, лежащим в плоскости пеленгации. В центре платформы, перпендикулярно плоскости пеленга, расположена пластина из диэлектрического материала 4, а приемная линейно-поляризованная антенна 5 с вектором электрического поля, лежащим в плоскости пеленгации, и принимающая отраженную волну от пластины из диэлектрического материала, установлена на платформе неподвижно относительно

пластины под удвоенным углом Брюстера относительно падающей волны от цели. При обнаружении детектором 6 волны от цели, происходит уточнение положения цели по сдвигу фазы пеленгатора. Волны от цели через коммутатор 7 и с выхода приемной антенны 5 подаются на измеритель сдвига фазы 8 с выхода которого сигнал пропорциональный сдвигу фазы попадает в вычислитель угла положения цели, выполненный на основе процессора 9, в котором с учетом данных об угловом положении платформы, поступающих с датчика углового положения платформы 10, определяется угловое положение на цель. Вращение платформы осуществляется управляемым приводом 11, а при сопровождении цели положение платформы управляется по сигналу рассогласования, поступающему с вычислителя угла положения цели или процессора 9.

Из описания блок-схемы устройства видно, что оно не содержит частотно-зависимых или резонансных устройств, ограничивающих работу пеленгатора по частоте, поэтому возможно применение такой схемы измерения для любого частотного диапазона, включая световой.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В представленной работе описана схема сверхширокополосного пеленгатора, основанная на определении направления на цель из анализа характеристик отраженной волны от диэлектрической пластины при падении волны под углом Брюстера. При этом угловая зависимость фазы отраженной волны, в области нулевых эффектов, соответствует пеленгационной характеристике, а угловая зависимость амплитуды – характеристике разностного канала пеленгатора с суммарно-разностной диаграммой направленности. Представленная простая одноканальная схема формирования пеленгующих характеристик, имеющая сверхширокополосные свойства с идентичными частотно-независимыми парциальными диаграммами и высокой крутизной позволит реализовать высокоточное определение направления на цель в широкой полосе частот.

ЛИТЕРАТУРА

1. Мандельштам Л.И. Лекции по оптике, теории относительности и квантовой механике. М: «Наука», 1972. 439 с.
2. Von Hippel I. A.. Dielectric Materials and Applications, edited by I. A. Von Hippel. Technology Press of MIT and John Wiley & Sons, New York, 1954, p.429.
3. Krylov V. P. // Journal of physics: Conference Series IOP Physics, т. 2140 (2021) 012026, doi:10.1088/1742-6596/2140/1/012026.
4. Крылов В.П. Исследование отраженной волны от диэлектрической пластины в области нулевых эффектов. //Радиотехника. 2022. Т.86. №6. стр.131-140. DOI:<https://doi.org/10.18127/j00338486-202206-16>.

REFERENCES

1. Mandelstam L. I. Lectures on optics, theory of relativity and quantum mechanics. M: "Science", 1972. 439 p.
2. Von Hippel I. A.. Dielectric Materials and Applications, edited by I. A. Von Hippel. Technology Press of MIT and John Wiley & Sons, New York, 1954, p.429.
3. Krylov V. P. // Journal of physics: Conference Series IOP Physics, т. 2140 (2021) 012026, doi:10.1088/1742-6596/2140/1/012026.
4. Krylov V. P. A research of the reflected wave from a dielectric plate in the field of zero effects.//Radio engineering. 2022. T.86. No. 6. p. 131-140.

УЛУЧШЕНИЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ШИРОКОПОЛОСНОЙ СИСТЕМЫ АНТЕННА-ОБТЕКАТЕЛЬ

В.Г. Кулиш, А.П. Шадрин, А.М. Клакович, В.С. Виноградский, В.А. Минкин

ГНЦ АО «ОНПП «Технология» им. А.Г.Ромашина», Обнинск, Россия

Аннотация. В работе предлагается конструкционный способ увеличения коэффициента прохождения при определенных углах падения электромагнитного поля на систему антенна-тонкостенный обтекатель в широкой полосе за счет коррекции скачка фазы отраженного сигнала от стенки обтекателя.

Ключевые слова: значение фазы отраженной волны, система антенна-обтекатель, отраженная волна.

IMPROVING OF RADIO TECHNICAL CHARACTERISTICS OF BROADBAND ANTENNA-RADOME SYSTEM

V.G. Kulish, A.P. Shadrin, A.M. Klakovich, V.S Vinogradskii., V.A. Minkin V.A.

JSC ORPE «Technologiya» named after A.G. Romashina», Obninsk, Russia.

Abstract. The paper proposes a structural method of increasing the transmittance at certain angles of incidence of the electromagnetic field on the antenna-thin-walled radome system in a wide frequency range by correcting the phase jump of the reflected signal from the radome's wall.

Keywords: phase value of the reflected wave, antenna-radome system, reflected wave.

1. ВВЕДЕНИЕ

При разработке и реализации широкополосных систем антенна-обтекатель в качестве антенной системы часто используется антенна, состоящая из ряда широкополосных излучающих элементов, расположенных в определенном порядке на общем основании, в том числе вблизи тонкой (нерезонансной) стенки обтекателя. Расстояние, при совпадении строительных осей антенны и обтекателя, составляет $\approx 0,5$ минимальной длины волны диапазона электромагнитного поля. Каждый элемент обладает широкой диаграммой направленности близкой к диаграмме элементарного вибратора.

В качестве обтекателя используется тонкостенная конструкция, изготовленная из достаточно прочного радиопрозрачного материала, средняя толщина стенки которой существенно меньше самой короткой длины волны рабочего диапазона, т.е. $h \leq 0,1$ минимальной длины волны диапазона электромагнитного поля.

При этом, работа приемной аппаратуры, включая антенну, расположенной под обтекателем, характеризуется уровнем амплитуды принимаемой электромагнитной волны, в формировании которого участвует каждый отдельный элемент антенны.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Практика разработки обтекателя для антенны, реализованной на ряде широкополосных излучающих элементов, показала, что из-за значительной ширины диаграммы направленности элементов антенны, те из них, которые расположены вблизи внутренней поверхности обтекателя таким образом, что при повороте антенны относительно обтекателя расстояние между элементом антенны и внутренней поверхностью обтекателя существенно изменяется, подвержены сильному влиянию

волны, отраженной от стенки обтекателя. Амплитуда отраженной волны в коротковолновой части рабочего диапазона может достигать значительной величины из-за невозможности обеспечить оптимальную электрическую толщину стенки обтекателя во всем рабочем диапазоне электромагнитных волн. В результате взаимодействие прямой и отраженной волн, принимаемых элементом антенны может привести к значительному уменьшению амплитуды суммарной волны в его радиоканале. Изменение данной ситуации можно добиться влиянием на фазу отраженного сигнала.

В качестве реального примера на рисунке 1 показано расположение двух элементов антенной системы относительно внутренней стенки действительного обтекателя. Ширина частотного диапазона составляет более 50 % от средней частоты. Элемент антенны П2 расположен внутри обтекателя таким образом, что при повороте антенны в горизонтальной плоскости (плоскость XOZ) расстояние его от внутренней поверхности обтекателя практически не изменяется. При этом, расстояние между элементом П1 и внутренней поверхностью обтекателя изменяется существенно. Расстояние в исходном положении от элементов до внутренней стенки обтекателя приблизительно составляет 0,5 минимальной длины волны электромагнитного поля заданного частотного диапазона и при повороте антенны меняется в несколько раз.

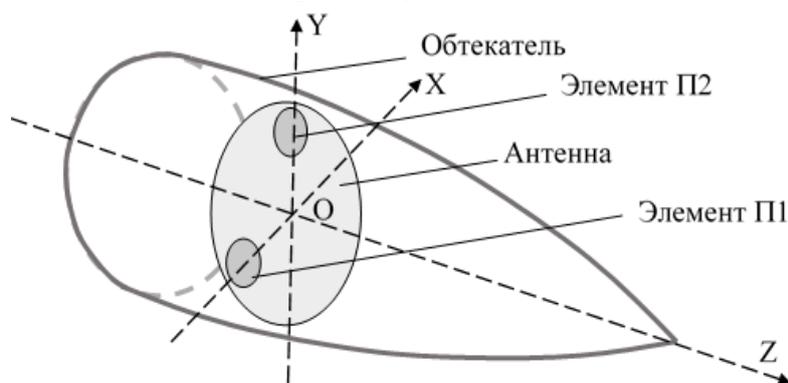


Рис. 1. Схематический рисунок системы антенна-обтекатель.

Результаты экспериментального измерения коэффициента прохождения (в %) электромагнитной волны через данный обтекатель, в котором элементы П1 и П2 расположены в соответствии с рисунком 1, при повороте антенны в горизонтальной плоскости для случаев поляризации E (электрический вектор электромагнитного поля лежит в плоскости поворота обтекателя) и H (электрический вектор электромагнитного поля перпендикулярен плоскости поворота обтекателя) для верхней ($f_{в}$) и средней ($f_{ср}$) частотных точек приведены на рисунке 2, где 1 – $f_{ср}$ E (элемент П2), 2 – $f_{в}$ H (элемент П2), 3 – $f_{в}$ H (элемент П1), 4 – $f_{ср}$ E (элемент П1).

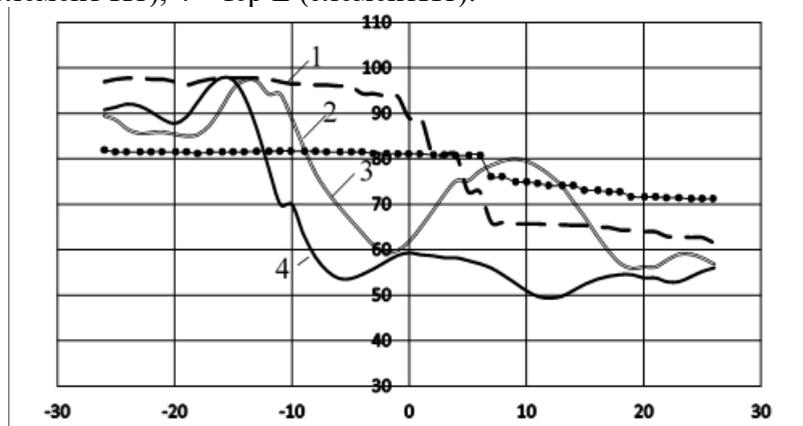


Рис. 2. Коэффициент прохождения электромагнитной волны, фиксируемый элементами антенной системы П1 и П2.

Из рисунка 2 видно, что при повороте обтекателя относительно антенны на $\pm 30^\circ$ в горизонтальной плоскости, сигнал с элемента П2 слабо меняется, в то время как сигнал с элемента П1 претерпевает существенные изменения.

Для изменения фазы отраженного сигнала от внутренней стенки обтекателя изменением толщины стенки нельзя было выполнить по следующим причинам:

- уменьшение толщины приводит к потере прочности оболочки обтекателя;
- увеличение толщины приводит к уменьшению его широкополосности.

В связи с этим, для изменения фазы отраженного сигнала, были использованы реактивные структуры в виде проволочной сетки, нанесенной на одну из сторон поверхности обтекателя.

Предварительно был проведен расчет указанной выше конструкции стенки для плоской модели. Расчеты предлагаемых конструкций дифракционных структур, влияющих на радиотехнические характеристики системы антенна-обтекатель, были проведены по методам и формулам, описанным в используемой литературе. Целью было получить изменение фазовых соотношений принимаемого и отраженного от стенки обтекателя сигнала подающего электромагнитного поля.

На рисунках 3 и 4 приведены расчетные значения фазы отраженной волны для плоской модели стенки обтекателя, толщина которой соответствовала толщине стенки исследуемого обтекателя. Данные рисунка 3 соответствуют модели стенки без коррекции, а данные рисунка 4 – с корректирующей сеткой, расположенной на одной из поверхностей плоской модели. Графики приведены при повороте антенны в горизонтальной плоскости для случаев поляризации E и H для верхней частотной точки рабочего диапазона частот.

Из рисунков 3 и 4 хорошо видно, что использование корректирующей сетки, позволило эффективно убрать скачек фазы отраженного сигнала на 180° . Углы падения волны на модель стенки $55 - 70$ градусов соответствуют расчетным носовым углам падения волны на систему антенна-обтекатель (ориентировочные конструктивные формы на рисунке 1).

Таким образом, применив конструкцию стенки с использованием сетчатой структуры, можно скорректировать упомянутое уменьшение уровня сигнала на элементе П1 и получить заметное улучшение характеристики системы антенна-обтекатель по КП электромагнитной волны.

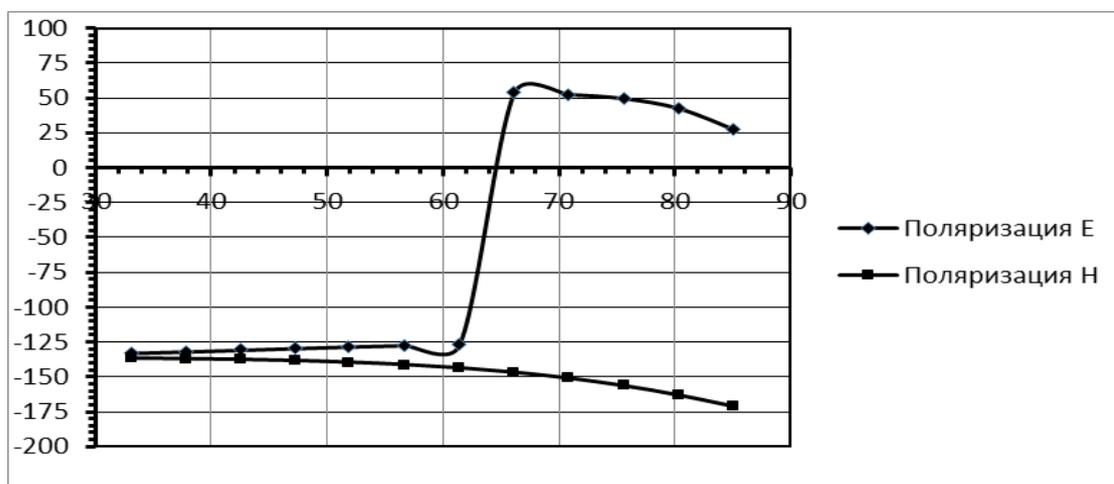


Рис. 3. Относительное значение фазы отраженного сигнала без коррекции

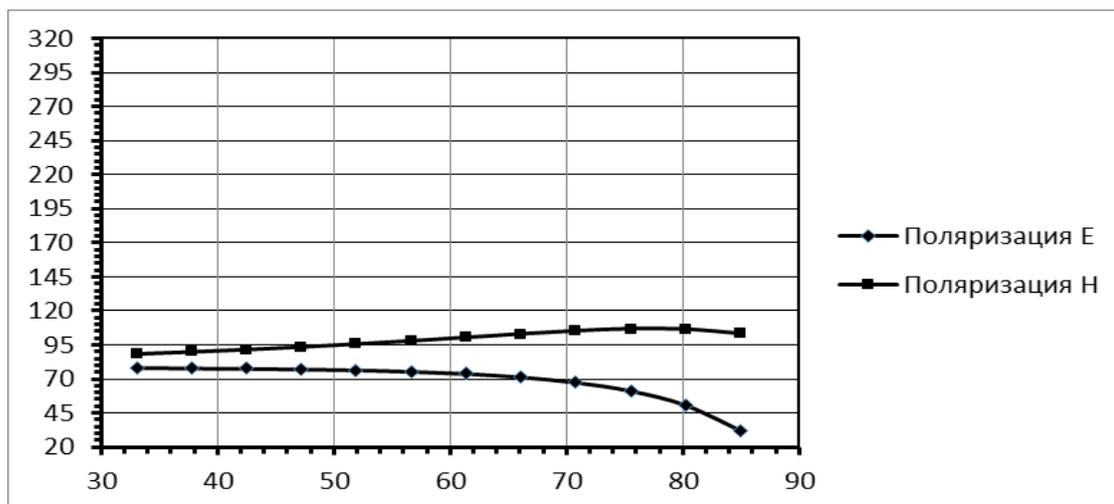


Рис. 4. Фаза отраженного сигнала с корректирующей сеткой.

Для экспериментальной коррекции уровня сигнала на элементе П1 было определено место поверхности обтекателя в виде пояса, ширина которого кратна усредненной длине волны коротковолновой части исследуемого частотного диапазона, влияющее на снижение уровня сигнала при определенных углах падения электромагнитного поля. В качестве корректора был применен пояс из металлической сетки, расположенный на ранее определенном месте, параметры которой были определены расчетным путем и скорректированы экспериментально. Реально сетка была выполнена из металлических элементов (проволоки) диаметром 0,25 мм с шагом 5 мм.

На рисунке 5 приведены результаты экспериментального исследования обтекателя с описанной выше конструкцией стенки, где изображены сплошной линией коэффициент прохождения (в %) системы антенна-обтекатель в зависимости от угла поворота антенны - без корректирующей сетки и пунктирной линией тот же параметр - с корректирующей сеткой.

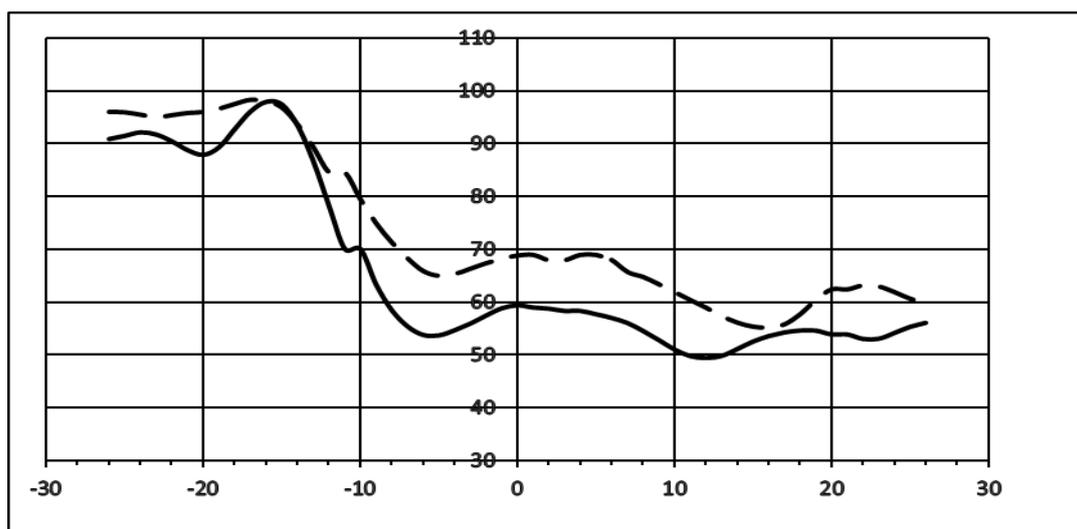


Рис. 5. КП радиоволны, фиксируемый элементом П1

Из приведенных результатов видно существенное увеличение КП, измеренного на элементе антенны П1, что подтверждает предполагаемый способ улучшения радиотехнических характеристик системы антенна-обтекатель описанным способом.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представленная конструкция обтекателя с корректирующей сеткой, расположенной в определенном поясе, улучшает радиотехнические характеристики широкополосной системы антенна-обтекатель. В данном конкретном случае с экспериментальным образцом – повышение коэффициента прохождения на $\approx 10\%$. Поскольку в любой широкополосной системе влияние обтекателя, ограниченного аэродинамическими, термодинамическими, механическими, конструктивными и другими параметрами, от угла падения электромагнитного поля неизбежно, то применение такой и подобной структуры конструкции стенки обтекателя становится актуальным. Также подобный подход можно применять при разработке и создании комплексированных (многодиапазонных) антенных систем с обтекателем.

ЛИТЕРАТУРА

1. Каплун В.А. Обтекатели антенн СВЧ. М. «Советское радио», 1974. – 239с.
2. Каплун В.А., Кулиш В.Г. Дифракция электромагнитных волн на решетке цилиндрических полупроводящих стержней в плоском слое диэлектрика // Известие вузов. Серия Радиофизика, № 5, 1984, С.613-627.
3. Каплун В.А., Кулиш В.Г. Эквивалентные схемы для расчета радиотехнических параметров решетки поглощающих нитей в диэлектрическом слое, Радиотехника, № 5, 1985, С. 57-60.

REFERENCES

1. Kaplun V.A. Microwave antenna radomes. M., «Soviet radio», 1974. – 239p.
2. Kaplun V.A., Kulish V.G. Diffraction of electromagnetic waves on a lattice of cylindrical semiconducting rods in a flat dielectric layer, University news. Series radio engineering, № 5, 1984, Pp.613-627.
3. Kaplun V.A., Kulish V.G. Equivalent circuits for calculating the radio engineering parameters of an array of absorbing filaments in a dielectric layer, Radioengineering, № 5, 1985, Pp. 57-60.

ФИЛЬТР ДЛЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО ХАОТИЧЕСКОГО СИГНАЛА В КАНАЛЕ С ШУМОМ

Л. В. Кузьмин¹, Е.В. Ефремова¹

¹ИРЭ им. В.А.Котельникова РАН, Москва, Россия

Аннотация. Предложен подход к фильтрации аддитивной смеси сверхширокополосного хаотического сигнала и белого гауссова шума. Роль фильтра выполняет пассивная частотно-избирательная схема, идентичная той, что участвует в формировании колебаний в генераторе хаоса. Разработана математическая модель генератора хаоса и фильтра на его основе, принимающего последовательность сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов в зашумленном канале. Численно оценивается доля ошибок на бит в зависимости от уровня шума и длительности импульса для приемника символов, закодированных хаотическими радиоимпульсами с 2-х и 4-х позиционной модуляцией.

Ключевые слова: сверхширокополосные сигналы; фильтрация сверхширокополосных сигналов; согласованная фильтрация; хаотические радиоимпульсы; обнаружение хаотических сигналов.

FILTER FOR ULTRAWIDEBAND CHAOTIC SIGNALS IN AN ADDITIVE-WHITE-GAUSSIAN-NOISE CHANNEL

L. V. Kuzmin¹, E. V. Efremova¹

¹Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics of the RAS, Moscow, Russia

Abstract. An approach is proposed to the filtering of an additive mixture of ultra-wideband chaotic signal and white Gaussian noise in the receiver, in order to retrieve the useful signal. The role of the filter is performed by a passive frequency-selective circuit, identical to the one involved in the formation of oscillations in the chaos generator. A mathematical model of modulating chaos generator, and a filter detecting and receiving a sequence of ultra-wideband chaotic radio pulses in a noisy channel is designed. For the receiver of sequences of symbols encoded by chaotic radio pulses with 2- and 4-position modulation, bit error ratio as a function of the noise level and the pulse duration is estimated numerically.

Keywords: ultrawideband signals; filtering of ultrawideband signals; matched filtering; chaotic radio pulses; detection of chaotic signals.

1. ВВЕДЕНИЕ

С конца 20 века использование сверхширокополосных (СШП) сигналов [1, 2] в гражданских беспроводных системах находится в центре внимания научного сообщества. Внедрение СШП-решений, предназначенных для массового использования, связывают с введением соответствующей спектральной маски Федеральной комиссией по связи США [3] и последующей разработкой ряда международных стандартов для беспроводных СШП-коммуникаций, таких как IEEE 802.15.3a (в итоге не принят), IEEE 802.15.4a, IEEE 802.15.6 и IEEE 802.15.4z. Некоторые крупные производители бытовой электроники уже включили СШП-решения в свои устройства (Apple, Samsung).

Особое место среди беспроводных СШП систем связи занимают системы связи на основе хаотических колебаний. Один из подходов к организации передачи данных с использованием хаотических сигналов использует в качестве носителя хаотические

радиоимпульсы СВЧ диапазона [4–7]. Они используются в персональных и локальных сетях беспроводной связи [6, 7].

С самого начала было ясно, что разработка методов модуляции и приема СШП-сигналов столкнется с тремя классическими проблемами микроволновой беспроводной связи: шумом в полосе частот сигнала, многолучевым распространением и узкополосными помехами. Каждая из этих проблем представляет собой отдельное направление исследований.

Одним из основных подходов к решению задачи повышения отношения сигнал/шум (ОСШ) в канале с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ) является использование различных методов фильтрации.

С практической точки зрения, при приеме микроволновых СШП хаотических сигналов хорошо бы иметь метод фильтрации, способный выделять полезный сигнал как в АБГШ канале, так и в канале с многолучевым распространением [8].

Для хаотических сигналов применение согласованной фильтрации (или методов когерентного приема) весьма затруднительно, так как принципиально невозможно воспроизвести форму сигнала в передатчике и приемнике без применения специальных методов синхронизации или методов цифровой генерации/обработки сигналов.

Помимо проблемы воспроизводимости формы хаотических сигналов на передающей и приемной сторонах отметим еще один аспект: малое время автокорреляции шумоподобных СШП сигналов. Это приводит к некогерентному суммированию лучей в точке приема, приходящих с разными задержками из-за многолучевого распространения. Как следствие, отрицательным эффектом некогерентного суммирования является то, что сигнал в точке приема является помехой самому себе, что ставит вопрос о разработке различных методов эквализации отклика канала, что также является цифровой фильтрации [9, 10].

В то же время некогерентное суммирование может иметь и положительный эффект: благодаря практически полному отсутствию замираний, мощность лучей в пределах импульса аккумулируется (многолучевое усиление [11]).

Таким образом, с одной стороны, имеется необходимость осуществлять фильтрацию для достижения различных целей при приеме СШП хаотических сигналов, с другой стороны практически реализуемых методов в СВЧ диапазоне в общем-то нет.

Данная работа пытается восполнить этот пробел.

Практическая применимость здесь означает отказ от методов цифровой обработки сигналов и от необходимости знать динамическую систему, порождающей хаотический сигнал. Это важно, поскольку размерность реальных технических устройств, генерирующих СВЧ-хаотические колебания, практически и теоретически велика, а точные уравнения такой динамической системы неизвестны. Это, например, ограничивает применимость методов, требующих априорного знания динамической системы (семейство фильтров Калмана [12, 13], фильтрация при помощи хорошо приспособленного базиса [14], или включения фильтра канала в структуру динамической системы [15]). Априори неизвестная характеристика канала также является серьезным ограничением при попытке компенсировать многолучевое распространение посредством разработки фильтров, обратных канальному фильтру.

Принимая во внимание перечисленные выше фундаментальные и технические аспекты, здесь предлагается метод линейной фильтрации, основанный на применении частотно-избирательной системы, формулирующей хаотический сигнал в генераторе хаоса, как компромисс, позволяющий повысить отношение сигнал/шум в точке приема независимо от количества СШП хаотических путей прохождения сигнала, приходящих к приемнику, а также независимый от знания уравнений генератора хаоса.

Если говорить о линейной фильтрации, то, разумеется, можно использовать серийно выпускаемые СШП-фильтры общего назначения, предназначенные для СВЧ-сигналов. Однако часто АЧХ таких фильтров не соответствует частотным свойствам СШП сигналов генераторов хаоса. Более того, задача разработки миниатюрных СШП-фильтров для требуемого диапазона частот сама по себе является сложной задачей в контексте освоения новых СВЧ-диапазонов [16].

Целью данной работы является исследование метода линейной фильтрации, который, во-первых, обладает селективными свойствами по отношению к «своему» хаотическому сигналу, а во-вторых, он может быть практически реализован без цифровой обработки сигнала в сверхшироком СВЧ диапазоне.

Новизна работы заключается в новом подходе к фильтрации хаотических сигналов. Предлагается не просто полосовой фильтр, а фильтр, внутренняя структура которого неразрывно связана с конкретным хаотическим сигналом, поскольку этот фильтр фактически представляет собой частотно-избирательную систему (ЧИС) генератора. Такой подход не используется в традиционной схеме приема регулярных сигналов, в которых сигналы фильтруются на входе приемника независимо от способа их формирования.

2. СХЕМА МОДЕЛИ

Как известно [17], операция фильтрация присуща любой схеме когерентного приема в канале с шумом. При когерентном приеме модулированных регулярных сигналов, предполагается, что форма немодулированного сигнала известна, а принятый сигнал обрабатывается согласованным фильтром, и никаких дополнительных операций фильтрации для увеличения отношения сигнал-шум перед демодуляцией не требуется. Теоретически этот тип приемника подходит для любого типа сигналов, в том числе хаотических (шумоподобных) сигналов, если есть возможность воспроизвести в приемнике точную копию хаотического или шумоподобного сигнала.

При некогерентном приеме узкополосных сигналов, если сигналы могут быть представлены комбинацией двух ортогональных функций (например, синуса и косинуса), используется метод приема сигнала с неизвестной фазой, но известной формой. Предварительная фильтрация зашумленного канала для обнаружения сигнала в этом случае также не требуется.

При некогерентном энергетическом приеме, если неизвестна форма сигнала и, если известны только его частотно-временные характеристики (диапазон частот и параметры его огибающей, такие как длительность импульса, метод модуляции) известны, то фильтрация в полосе сигнала может увеличить отношение сигнал-шум на входе энергетического приемника.

На сегодняшний день энергетический прием является одним из немногих практических методов обнаружения СШП сигналов [18].

Здесь (рис. 1) рассматривается метод фильтрации сверхширокополосного хаотического сигнала в рамках схемы передачи информации при помощи позиционной модуляции.

Схема включает модулятор, реализующий позиционно-импульсную модуляцию (ИПМ), источник хаотического СШП сигнала, канал АБГШ, полосовой фильтр, демодулятор (решающее устройство) и функцию сравнения принимаемого потока символов с потоком символов на входе модулятора.

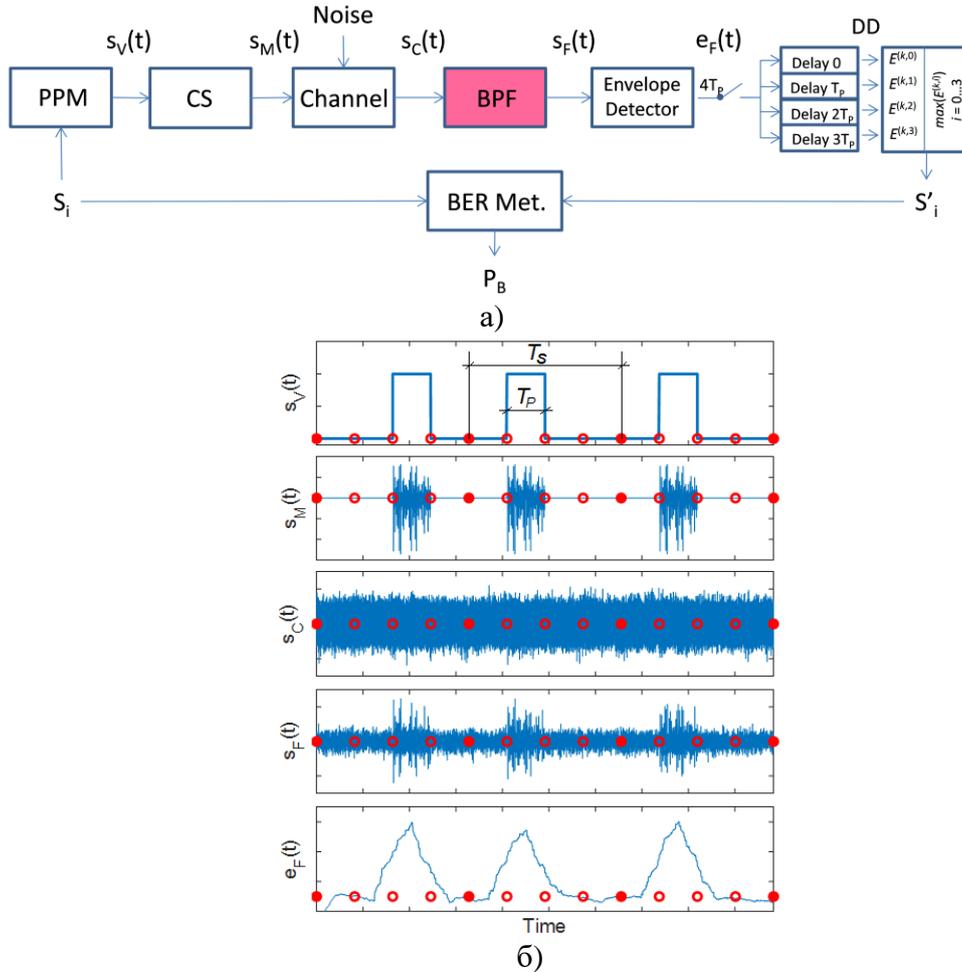


Рис. 1. Схема фильтрации и приема хаотического сигнала с позиционно-импульсной модуляцией (а): PPM – позиционно-импульсный модулятор, CS – источник хаотического сигнала, Channel – канал АБГШ, BPF – полосовой фильтр на основе ЧИС источника хаоса, Envelope Detector – квадратичный детектор, за которым следует ФНЧ, DD – решающее устройство, восстанавливающее текущий символ S'_i , BER Met. – сравнение отправленных и полученных символов, S_i – переданные символы, S'_i – принятые символы, P_B – доля битовых ошибок. Типичные формы сигналов в разных точках (б): информационный сигнал $s_v(t)$, модулирующий генератор; последовательность хаотических радиоимпульсов $s_M(t)$, соответствующих сигналу модуляции; сигнал в канале АБГШ $s_C(t)$; $s_F(t)$ – сигнал, отфильтрованный ЧИС; $e_F(t)$ – огибающая на выходе детектора. T_p – длительность импульса, T_s – длительность символа.

Полосовой фильтр выполнен на базе ЧИС, образующей контур обратной связи СШП-генератора хаоса. Частотная характеристика такого фильтра идентична частотно-избирательной системе, формирующей хаотический спектр сигнала.

В позиционной модуляции символы кодируются хаотическими радиоимпульсами (схема 4-PPM на рис. 1), т.е. фрагментами хаотического сигнала, расположенных на заданных временных позициях. Предполагается, что передатчик и приемник синхронизированы на уровне символов, т.е. приемнику известны возможные позиции символов. Это теоретическое предположение, необходимое для оценки влияния предложенного метода фильтрации на уровень ошибок на бит.

Данная схема позволяет оценить эффективность фильтрации через связь между уровнем ошибок на бит (P_B) и нормированным на бит отношением сигнал/шум E_B/N_0 в канале. В результате имеется возможность сравнить эффективность предложенного

фильтра с «идеальной» фильтрацией Фурье, когда на входе приемника формируется сигнал с полосой, равной полосе сигнала, в которой содержится 99% энергии полезного сигнала.

3. МОДЕЛЬ ГЕНЕРАТОРА ХАОСА, КАНАЛА И ФИЛЬТРА

а. Модель генератора

Формирователь хаотических радиоимпульсов СШП представляет собой неавтономный генератор хаотических колебаний (рис. 2а). Согласно методу [19], СШП хаотические радиоимпульсы формируются путем включения и выключения питания генератора хаотических колебаний (V_E) в заданные интервалы времени под управлением внешнего видеосигнала – последовательности прямоугольных видеоимпульсов, кодирующих битовый поток данных. Режим работы генератора определяется амплитудой видеоимпульсов V_E .

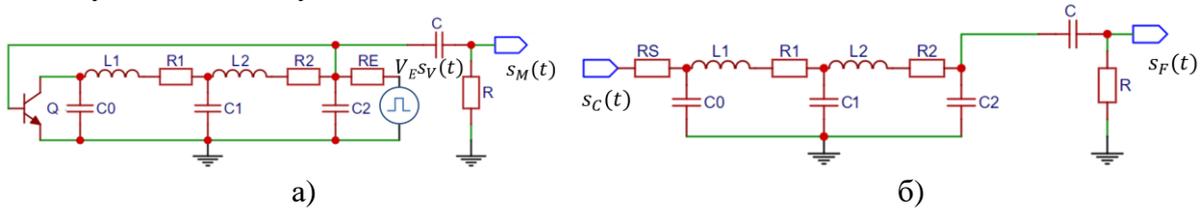


Рис. 2. Источник хаотических радиоимпульсов: а – схема, б – фильтр на основе частотно-избирательной системы генератора.

Используемая здесь модель генератора принадлежит к семейству моделей одностранзисторных генераторов хаоса [19], пригодных для практических инженерных приложений, и обеспечивающих хаотические колебания в требуемой полосе частот с широкими зонами хаотических мод в пространстве параметров, чтобы генерировать хаотические колебания в условиях разброса номиналов радиодеталей и нестабильности электропитания в реальных технических системах.

Система безразмерных уравнений, описывающая генератора хаоса, имеет вид

$$\begin{aligned}
 \frac{RC_0}{\alpha} \dot{v}_0 &= j_1 - j_C(v_2) \\
 \frac{RC_1}{\alpha} \dot{v}_1 &= j_2 - j_1 \\
 \frac{L_1}{\alpha R} j_1 &= v_1 - v_0 - \frac{R_1}{R} j_1 \\
 \frac{RC_2}{\alpha} \dot{v}_2 &= \frac{R}{R_R} (V_E s_V(t) - v_2) - j_2 - \frac{j_C(v_2)}{\beta} - s_M \\
 \frac{L_2}{\alpha R} j_2 &= v_2 - v_1 - \frac{R_2}{R} j_2 \\
 \frac{RC}{\alpha} \dot{s}_M &= \frac{R}{\alpha} \dot{v}_2 - s_M
 \end{aligned} \tag{1}$$

где j_1 — ток через индуктивность L_1 ; j_2 — через L_2 ; v_0, v_1, v_2 — напряжения на конденсаторах C_0, C_1, C_2 соответственно; $s_V(t)$ — сигнал, модулирующий напряжение питания генератора, формирующего хаотические радиоимпульсы; $s_M(t)$ — сигнал генератора, подаваемый в канал.

Размерное время t связано с безразмерным t_d соотношением $t = \alpha t_d$, где $\alpha = 2\pi(L_1 C_1)^{(1/2)}$. Напряжение $V = V_T v$; ток $J = (V_T/R)j$. Вольтамперная характеристика транзистора $J_C(V_2) = I_0(\exp(V_2/V_T) - 1)$, где $I_0 = 0,22 \sim \text{фА}$, $V_T = 25,3 \text{ мВ}$, $\beta = 425$ или, в безразмерной форме, $j_C(v_2) = I_0/(V_T/R) (\exp(v_2) - 1)$.

Режим генератора определяется амплитудой импульса V_E . При моделировании использовалось значение напряжения питания генератора $V_E = 1,55 \text{ В}$ для формирования хаотических колебаний. Рассматриваемая здесь модель демонстрирует широкий диапазон режимов колебаний: от периодического до хаотического режима. Механизм формирования импульса основан на открытии транзистора: на переход база-эмиттер

подается напряжение питания, которое открывает транзистор, включает положительную обратную связь и запускает колебания [19].

В численном эксперименте последовательность видеоимпульсов, модулирующая генератор, формируется случайным битовым потоком, сгруппированным в символы; K бит на символ. Длительность символа составляет $T_S = 2^K T_P$, позиция текущего символа S_i разбивается на $M = 2^K$ слотов τ_m , $m = 0 \dots 2^K - 1$, длительностью T_P каждый, на одном из которых расположен хаотический радиоимпульс длительностью T_P . Ситуация анализировалась для $K = 1$ и $K = 2$.

Номер позиции, в которой находится импульс, кодирует передаваемый символ.

Для внешнего модулирующего сигнала $s_V(t)$ представляющего собой последовательность видеоимпульсов, генератор хаоса формирует сигнал $s_M(t)$, который представляет собой поток хаотических радиоимпульсов, каждый длительностью T_P .

б. Модель канала

Рассматривается АГБШ канал, в котором шум $n(t)$ (последовательность дельта-коррелированных отсчетов с единичной дисперсией) добавляется к последовательности хаотических радиоимпульсов $s_M(t)$

$$s_C(t) = \sqrt{\frac{K}{E_P}} s_M(t) + \sigma_N n(t) \quad (2)$$

где дисперсия $\sigma_N^2 = (1/2)10^{-(E_B/N_0)/10}$ определяется заданным значением отношения энергии на бит к спектральной плотности шума E_B/N_0 (в дБ); K – количество бит на символ, кодируемый хаотическим радиоимпульсом. Здесь E_P – средняя энергия хаотического сигнала длительности T_P .

в. Модель фильтра

Фильтр повторяет ЧИС в цепи обратной связи источника хаотических колебаний, описывается системой дифференциальных уравнений:

$$\begin{aligned} \left(\frac{RC_0}{\alpha}\right) \dot{u}_0 &= i_1 + (R/R_S)(s_C(t) - u_0) \\ \frac{RC_1}{\alpha} \dot{u}_1 &= i_2 - i_1 \\ \frac{L_1^{\alpha}}{RC_2} \dot{i}_1 &= u_1 - u_0 - \frac{R_1}{R} i_1 \\ \frac{L_2^{\alpha}}{RC} \dot{i}_2 &= -i_2 - s_F \\ \frac{L_2^{\alpha}}{RC} \dot{i}_2 &= u_2 - u_1 - \frac{R_2}{R} i_2 \\ \frac{\alpha}{RC} \dot{s}_F &= \frac{RC}{\alpha} \dot{u}_2 - s_F \end{aligned} \quad (3)$$

Сопротивления R и R_S на выходе и входе имитируют нагрузку 50 Ом.

При моделировании фильтра и генератора (1) и (3) использовался следующий набор параметров: $L_1 = 3,5$ нГ, $L_2 = 3,5$ нГ, $C_0 = 1,2$ пФ; $C_1 = 1,2$ пФ; $C_2 = 1,2$ пФ; $R_E = 200$ Ом; $R_1 = 8$ Ом; $R_2 = 8$ Ом; $C = 2,5$ пФ, $R = 50$ Ом, $R_S = 50$ Ом, $\alpha = 2\pi(L_1 C_1)^{(1/2)}$.

г. Модель приема хаотических радиоимпульсов

В процессе приема в моменты $t_k = kT_S$, соответствующие концам символов, формируются оценки энергии сигналов $E^{(k,m)}(\tau_k^{(m)})$ на интервалах времени $\tau_k^{(m)} = [t_k - T_P - mT_P, t_k - mT_P]$; здесь, m – целое число (номер слота в пределах позиции символа) в диапазоне от 0 до $2^K - 1$: $E^{(k,m)}(\tau_k^{(m)}) = \int_{t_k - T_P - mT_P}^{t_k - mT_P} s_F^2(t) dt$.

Правило принятия решения о получении m -го символа S'_m основано на поиске позиции с номером m , соответствующей максимальному значению $E^{(k,m)}(\tau_k^{(m)})$:

$$S'_i : E^{(k,m)}(\tau_k^{(m)}) > E^{(k,j)}(\tau_k^{(j)}), \quad (4)$$

для всех $j = 0 \dots 2^K - 1$, кроме $j = m$.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Эффективность предложенного метода фильтрации оценивалась для позиционной модуляции (ПМ), которая относится к ортогональному классу методов модуляции/демодуляции. Для ПМ имеются теоретические зависимости вероятности ошибки от E_B/N_0 [17], которые можно использовать для сравнения и проверки результатов, полученных при моделировании.

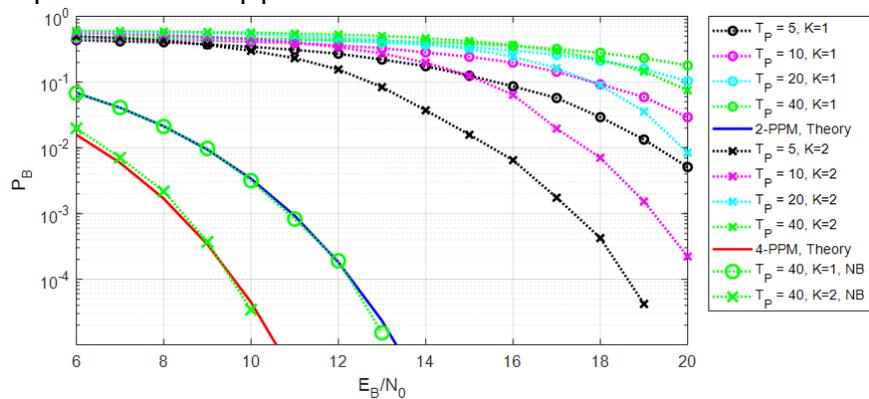
В рамках ПМ сравнивались вероятности ошибок $P_B(E_B/N_0)$, $P_B^G(E_B/N_0)$ и $P_B^F(E_B/N_0)$ для трех разных ситуаций (рис. 3), соответственно: без фильтрации, т.е. $s_F(t) = s_C(t)$; с полосовым фильтром G , пропускающим 99% энергии сигнала, $s_F(t) = G(s_C(t))$; и с фильтром на основе ЧИС источника хаоса $s_F(t) = F(s_C(t))$. Также проводились тестовые расчеты с использованием гармонического сигнала, подвергнутого ПМ модуляции, и с использованием квадратурного приема.

На рис. 3а, приведены теоретические зависимости и результаты численного моделирования для 2-х и 4-х позиционных схем и различных длительностей радиоимпульсов (от 5 до 40 нс) для отсутствия фильтрации, т. е. $s_C(t) = s_F(t)$.

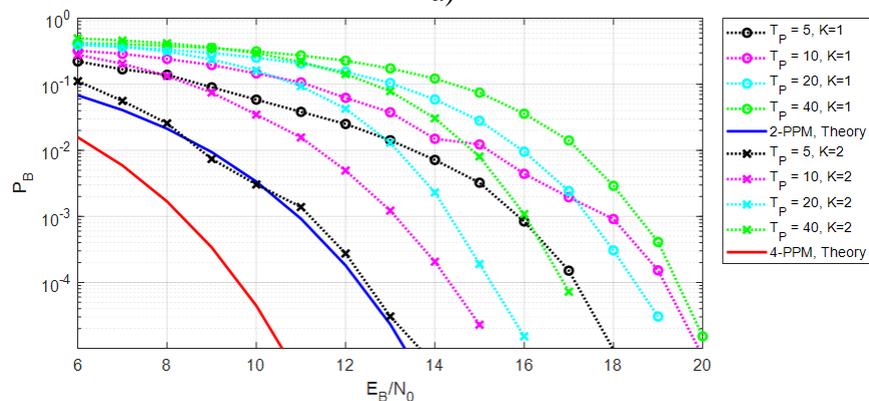
На рис. 3б показаны результаты моделирования с использованием фильтра Фурье. Фильтрация Фурье осуществлялась путем перевода сигнала в частотную область, отбрасыванием всех частотных компонент, лежащих вне полосы частот сигнала, и преобразованием полученного частотного изображения обратно во временную область.

Наконец, на рис. 3в показаны результаты моделирования для случая фильтрации на основе ЧИС (3) генератора хаоса.

Во всех трех случаях с увеличением длительности импульса растет вероятность ошибки. Это объясняется тем, что с увеличением длительности импульса увеличивается и размерность сигнала $B = 2T_p\Delta F$ и, соответственно, в приемник попадает большая мощность шума. Это плата за использование энергетического накопления. При когерентном приеме такого эффекта нет.



а)



б)

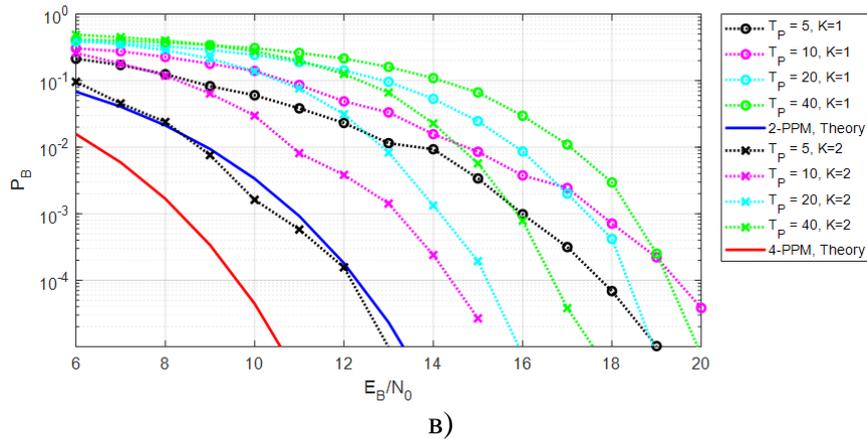


Рис. 3. Уровень ошибок P_B от E_B/N_0 для: а – без фильтрации, б – фильтрации при помощи Фурье-преобразования, и в – фильтрации при помощи ЧИС генератора хаоса. Теоретические значения для гармонического сигнала показаны сплошными кривыми: синяя для 2-х, красная для 4-х позиционной манипуляции. Результаты расчетов: окружности – 2-х и крестики – 4-х позиционная манипуляция. Цвет обозначает длительность импульса: $T_P = 5$ нс (черный), $T_P = 10$ нс (пурпурный), $T_P = 20$ нс (голубой), и $T_P = 40$ нс (зеленый). Красные окружности и синие кресты – 2-х и 4-х позиционная модуляция гармонических радиоимпульсов.

Энергетический прием без фильтрации значительно уступает предельным теоретическим значениям для узкополосных сигналов.

Фильтрация фильтром Фурье и фильтром на основе ЧИС генератора хаоса дают практически идентичные уровни ошибок. При этом, например, при длительности импульса 40 нс фильтрация при помощи ЧИС генератора снижает отношение ошибок на два порядка для $E_B/N_0 = 18$ дБ по отношению к ситуации, когда фильтра нет.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложен и проанализирован метод линейной фильтрации хаотического сигнала в АГБШ канале. Предлагаемый метод фильтрации на базе ЧИС генератора хаоса упрощает разработку СШП приемников хаотических сигналов поскольку избавляет разработчиков от необходимости искать или разрабатывать фильтр с полосой пропускания, соответствующей ширине полосы хаотического сигнала.

Линейный фильтр с энергетическим приемом решает проблему приема сигналов в канале с многолучевым распространением, т.к. не требуют знания фазы сигнала и переходной характеристики канала.

Метод устраняет необходимость настройки параметров уже имеющихся генераторов хаоса под параметры фильтров, доступных на рынке.

Предложенный метод фильтрации не уступает по вероятности ошибки на бит фильтру, удаляющему шум вне полосы частот, содержащей 99% мощности полезного сигнала.

ЛИТЕРАТУРА

1. Liuqing Y.; Giannakis, G. B. // Ultra-wideband communications: An idea whose time has come. IEEE Signal Process. Mag. 2004, 6, 26–54.
2. Niemelä, V.; Haapola, J.; Hämäläinen, M.; Iinatti, J. // An Ultra Wideband Survey: Global Regulations and Impulse Radio Research Based on Standards. IEEE Commun. Surv. Tutorials 2017, 2, 874–890.

3. Breed, G. // A summary of FCC rules for ultra wideband communications. *High Freq. Electron.*, 2005, 1, 42–44.
4. *Chaotic Signals in Digital Communications*, 1st ed.; Eisenkraft, M., Attux, R., Suyama, R., Eds.; CRC Press: Boca Raton, FL, USA, 2014.
5. Kaddoum, G. *Wireless // Chaos-Based Communication Systems: A Comprehensive Survey*. *IEEE Access* 2016, 4, 2621–2648.
6. Andreyev, Yu.V.; Dmitriev, A.S.; Efremova, E.V.; Khilinsky, A.D.; Kuzmin, L.V. // Qualitative theory of dynamical systems, chaos and contemporary communications. *Int. J. Bifurc. Chaos* 2005, 11, 3639–3651.
7. Dmitriev, A.S.; Kuzmin, L.V.; Lazarev, V.A.; Ryshov, A.I.; Andreyev, Yu.V.; Popov, M.G. // Self-organizing ultrawideband wireless sensor network. In *Proceedings of the Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINKHROINFO)*, Kazan, Russia, 3–4 July 2017; pp. 1–6.
8. Molisch, A.F. // Ultra-Wide-Band Propagation Channels. *Proc. IEEE* 2009, 2, 353–371.
9. Ma, H.; Wang, X.; Lu, Y.; Tian, L. // UWB channel blind estimation method based on channel shortening. In *Proceedings of the 2017 IEEE International Conference on Smart Grid and Smart Cities (ICSGSC)*, Singapore, 23–26 July 2017; pp. 308–311.
10. Benotmane, N.B.; Elahmar, S.A.; Dayoub, I.; Hamouda, W. // Improved Eigenfilter Design Method for Channel Shortening Equalizer in TH-UWB. *IEEE Trans. Veh. Technol.* 2018, 8, 7749–7753.
11. Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Клецов А.В. // Усиление хаотических радиоимпульсов в многолучевой среде распространения, *Радиотехника и электроника*, 2007, т. 52, №7, с. 838–846.
12. Kurian, A.P.; Puthusserypady, S. // Chaotic synchronization: a nonlinear predictive filtering approach. *Chaos* 2006, 1, 403–408.
13. Butusov, D.; Karimov, T.; Voznesenskiy, A.; Kaplun, D.; Andreev, V.; Ostrovskii V. // Filtering Techniques for Chaotic Signal Processing. *Electronics* 2018, 7, 450.
14. Dmitriev, A.S.; Kassian, G.A.; Kuzmin, L.V. // Matched filtration of chaotic signals. In *Proceedings of the 11th Int. Workshop Nonlinear Dynamics of Electronic Systems (NDES-2003)*, Scuol, Switzerland, 18–22 May 2003; pp. 73–76.
15. Кузьмин Л.В. Установление хаотического синхронного отклика при наличии фазового фильтра в канале связи // *Письма в ЖТФ*. 2018, т. 44, вып. 4, с. 86–94.
16. Weng, M.-H.; Zheng, F.-Z.; Lai, H.-Z.; Liu, S.-K. // Compact Ultra-Wideband Bandpass Filters Achieved by Using a Stub-Loaded Stepped Impedance Resonator. *Electronics* 2020, 9, 209.
17. Proakis, J.G.; Masoud, S. *Digital communications*, 5th ed.; McGraw-Hill: New York, NY, USA, 2008; pp. 160–242.
18. Witrisal, K.; Leus, G.; Janssen, G.J.M.; Pausini, M.; Troesch, F.; Zasowski, T.; Romme, J. // Noncoherent ultra-wideband systems. *IEEE Signal Process. Mag.* 2009, 48–66.
19. Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Кузьмин Л.В. "Генерация последовательности хаотических импульсов при воздействии периодического сигнала на динамическую систему", *Письма в ЖТФ*, 2005, Т. 31, №22, С. 29–35.

REFERENCES

1. Liuqing Y.; Giannakis, G. B. // Ultra-wideband communications: An idea whose time has come. *IEEE Signal Process. Mag.* 2004, 6, 26–54.
2. Niemelä, V.; Haapola, J.; Hämmäläinen, M.; Iinatti, J. // An Ultra Wideband Survey: Global Regulations and Impulse Radio Research Based on Standards. *IEEE Commun. Surv. Tutorials* 2017, 2, 874–890.

3. Breed, G. // A summary of FCC rules for ultra wideband communications. *High Freq. Electron.*, 2005, 1, 42–44.
4. *Chaotic Signals in Digital Communications*, 1st ed.; Eisenkraft, M., Attux, R., Suyama, R., Eds.; CRC Press: Boca Raton, FL, USA, 2014.
5. Kaddoum, G. *Wireless // Chaos-Based Communication Systems: A Comprehensive Survey*. *IEEE Access* 2016, 4, 2621–2648.
6. Andreyev, Yu.V.; Dmitriev, A.S.; Efremova, E.V.; Khilinsky, A.D.; Kuzmin, L.V. // Qualitative theory of dynamical systems, chaos and contemporary communications. *Int. J. Bifurc. Chaos* 2005, 11, 3639–3651.
7. Dmitriev, A.S.; Kuzmin, L.V.; Lazarev, V.A.; Ryshov, A.I.; Andreyev, Yu.V.; Popov, M.G. // Self-organizing ultrawideband wireless sensor network. In *Proceedings of the Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINKHROINFO)*, Kazan, Russia, 3–4 July 2017; pp. 1–6.
8. Molisch, A.F. // Ultra-Wide-Band Propagation Channels. *Proc. IEEE* 2009, 2, 353–371.
9. Ma, H.; Wang, X.; Lu, Y.; Tian, L. // UWB channel blind estimation method based on channel shortening. In *Proceedings of the 2017 IEEE International Conference on Smart Grid and Smart Cities (ICSGSC)*, Singapore, 23–26 July 2017; pp. 308–311.
10. Benotmane, N.B.; Elahmar, S.A.; Dayoub, I.; Hamouda, W. // Improved Eigenfilter Design Method for Channel Shortening Equalizer in TH-UWB. *IEEE Trans. Veh. Technol.* 2018, 8, 7749–7753.
11. Andreev, Y.V.; Dmitriev, A.S.; Kletsov, A.V. // Amplification of chaotic pulses in a multipath environment. *J. Commun. Technol. Electron.* 2007, 7, 779–787.
12. Kurian, A.P.; Puthusserypady, S. // Chaotic synchronization: a nonlinear predictive filtering approach. *Chaos* 2006, 1, 403–408.
13. Butusov, D.; Karimov, T.; Voznesenskiy, A.; Kaplun, D.; Andreev, V.; Ostrovskii V. // Filtering Techniques for Chaotic Signal Processing. *Electronics* 2018, 7, 450.
14. Dmitriev, A.S.; Kassian, G.A.; Kuzmin, L.V. // Matched filtration of chaotic signals. In *Proceedings of the 11th Int. Workshop Nonlinear Dynamics of Electronic Systems (NDES-2003)*, Scuol, Switzerland, 18–22 May 2003; pp. 73–76.
15. Kuzmin, L.V. // Establishment of a Chaotic Synchronous Response in the Presence of a Phase Filter in a Communication Channel. *Tech. Phys. Lett.* 2018, 2, 170–173.
16. Weng, M.-H.; Zheng, F.-Z.; Lai, H.-Z.; Liu, S.-K. // Compact Ultra-Wideband Bandpass Filters Achieved by Using a Stub-Loaded Stepped Impedance Resonator. *Electronics* 2020, 9, 209.
17. Proakis, J.G.; Masoud, S. *Digital communications*, 5th ed.; McGraw-Hill: New York, NY, USA, 2008; pp. 160–242.
18. Witrisal, K.; Leus, G.; Janssen, G.J.M.; Pausini, M.; Troesch, F.; Zasowski, T.; Romme, J. // Noncoherent ultra-wideband systems. *IEEE Signal Process. Mag.* 2009, 48–66.
19. Dmitriev, A.S.; Efremova, E.V.; Kuz'min, L.V. // Chaotic pulse trains generated by a dynamical system driven by a periodic signal. *Tech. Phys. Lett.* 2005, 11, 961–963.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ЗАЩИТЫ АКУСТИЧЕСКОЙ РЕЧЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ ОТ ЕЕ УТЕЧКИ ПО КАНАЛУ ЛАЗЕРНОГО МИКРОФОНА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВУАЛЕВЫХ ШТОР

А.В. Бердышев, Д. В. Пужкин, А. С. Щеголеватых

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. Представлены результаты экспериментальных исследований возможностей защиты акустической речевой информации (АРИ), циркулирующей в выделенном помещении, от ее утечки по лазерному каналу с помощью штор (занавесей), выполненных из вуалевых материалов. Лазерный канал перехвата АРИ моделировался тестовой мишенью, озвучиваемой акустической системой и макетом лазерного микрофона (с рабочей длиной волны 1,5 мкм). Исследования проведены на фиксированной акустической частоте 500 Гц. Съём, акустических колебаний мишени, проводился макетом лазерного микрофона через одно- двух- и трехслойную вуалевую штору. В результате исследований выявлено, что двух- и трехслойные колеблющиеся вуалевые шторы, перекрывающие лазерное излучение, могут обеспечить практически полную защиту АРИ в защищаемом помещении от ее прослушивания лазерными микрофонами.

Ключевые слова: экспериментальные исследования, утечка акустической речевой информации, лазерный канал перехвата, шторы из вуалевых материалов, объекты лазерного зондирования.

EXPERIMENTAL APPRAISALS THE POSSIBILITY OF ACOUSTIC SPEECH INFORMATION PROTECTION FROM IT LEAKAGES BY THE LASER CANAL MICROPHONE WITH USAGE THE VOILE SHADES

A.V. Berdyshev, D.V. Puzhkin, A.S. Schegolevatykh

JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russian Federation

Abstract. It is presented the experimental results of protection possibilities the acoustic speech information (ASI), circulating in pick out premises from it leakage by laser canal with the help of shades (blinds) made of voile materials. The intercept laser canal of ASI modeled by test target, sounding by acoustic system and laser microphone model in one-, two- or three-layer vibrating voile shades, blocking laser radiation. They able to protect ASI in defend house from laser microphone listening.

Keywords: experimental research, acoustic speech information leakage, intercept laser canal, voile material shades, laser sounding objects.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время наиболее опасным техническим каналом перехвата закрытой акустической речевой информации (АРИ), циркулирующей в защищаемом помещении, является оптический лазерный канал или канал лазерных микрофонов (ЛМ) [1-5].

Действие ЛМ основано на зондировании опорным лазерным лучом колеблющихся объектов-мишеней в защищаемом помещении и последующем приеме модулированного луча, отраженного от колеблющейся конструкции (стекло, рамы, подоконника), а также

предметов интерьера и других объектов-мишеней, находящихся в помещении и возбуждаемых информативной АРИ.

При этом на поверхности объектов-мишеней возбуждается информативная вибрация, которая дистанционно «снимается» с помощью ЛМ. Сам процесс «съема» информации может осуществляться скрытно, при использовании в ЛМ лазерного излучения, не видимого человеческим глазом. Конкретно при этом используется инфракрасный диапазон длин волн.

Для защиты АРИ от перехвата с помощью ЛМ используются как активные, так и пассивные методы, и средства защиты [1, 2, 4, 5]. В частности, используются: средства виброзащумления оконных стекол и рам [1, 4, 5], виброзащумляемые глухие пластиковые шторы [6] и металлические шторы [7], ослабляющие лазерное излучение оконные стекла и пленочные покрытия [8, 9], пассивные непрозрачные экраны, закрепляемые на оконных стеклах защищаемых помещений [10]. Указанные способы и средства защиты наряду со своей эффективностью обладают рядом недостатков, среди которых возникновение серьезного дискомфорта в ВП при использовании средств зашумления (оконных стекол, рам и стен), ухудшение или даже полное прекращение солнечного освещения в ВП, достаточно значительная стоимость всех активных и особенно пассивных средств защиты. Между тем, исследование возможностей использования для защиты АРИ от утечки по каналам ЛМ таких простых материалов как шторы из вуалей проводилось недостаточно.

Цель работы – на основе результатов натуральных экспериментальных исследований процесса съема макетом лазерного микрофона акустических колебаний с облучаемых тестовых мишеней, оценить возможность противодействия съему АРИ путем использования одно- и многослойных вуалевых штор на окнах защищаемых помещений.

2. МЕТОДИКА ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Экспериментальные исследования процесса съема акустических колебаний с тестовой-мишени с помощью ЛМ и противодействия ему, проводились натурным методом. Для этого тестовая-мишень (лист бумаги А4 или специальная натяжная мишень [11]) помещалась в поле акустической колонки, колебания поверхности которой исследовались макетом ЛМ, работающем в ИК-диапазоне длин волн (1,5 мкм). Съем акустических колебаний мишени фиксировались низкочастотным спектроанализатором (многоканальной измерительной системой «Пульс 3560С»), на который поступали сигналы от макета лазерного микрофона и измерительного микрофона. Регистрация тестовых интегральных уровней акустического шумового сигнала (от измерительного микрофона) и интегральных величин виброускорений (от макета ЛМ) проводилась с помощью спектроанализатора и ПЭВМ с установленными сервисным программным обеспечением (Pulse LabShop Version 6.1.5.65).

Измерения проводились следующим образом. Исследуемая тестовая мишень размещалась на демпфирующей подставке. Измерительный микрофон размещается на уровне зондируемой мишени. Зондирующий лазерный луч ЛМ фокусировался на поверхности мишени, добиваясь при этом максимального выходного сигнала ЛМ по его индикаторной шкале. Дальность зондирования мишени с помощью макета ЛМ составляла порядка 20 м. Далее включали акустическую колонку и генератором устанавливали в месте расположения тестовой мишени выбранный интегральный уровень громкости акустического поля, контролируемого измерительным микрофоном. Акустическую колонку размещали на расстоянии 1 м от тестовой мишени. Далее с помощью многоканальной измерительной системы «Пульс 3560С» и управляющей ПЭВМ фиксировали уровни октавных и интегральных величин виброускорений поверхности объекта и громкости акустического поля.



Рис. 1. Общий вид экспериментальной установки по определению влияния вуалей на регистрацию АРИ с тестовой мишени.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Экспериментальные исследования были проведены с тестовой мишенью, представляющей собой бумажный лист А4 закрепленный на деревянной рамке. Опыты проводились с одно-, двух- и трехслойными вуалевыми шторами-экранами, выполненными из белого вуалевого материала (квадратного плетения) с толщиной нити 100 мкм и промежутками между ними в 250 мкм. Все экспериментальные работы были проведены для одной акустической частоты облучения - 500 Гц.

На рисунке 2 представлены результаты регистрации макетом ЛМ колебаний (спектральной плотности виброскорости в дБ/ 1 мкм/с Гц^{1/2}) поверхностей тестовой мишени (верхний часть рисунка) и осциллограммы зарегистрированных отраженных сигналов (нижняя часть рисунка).

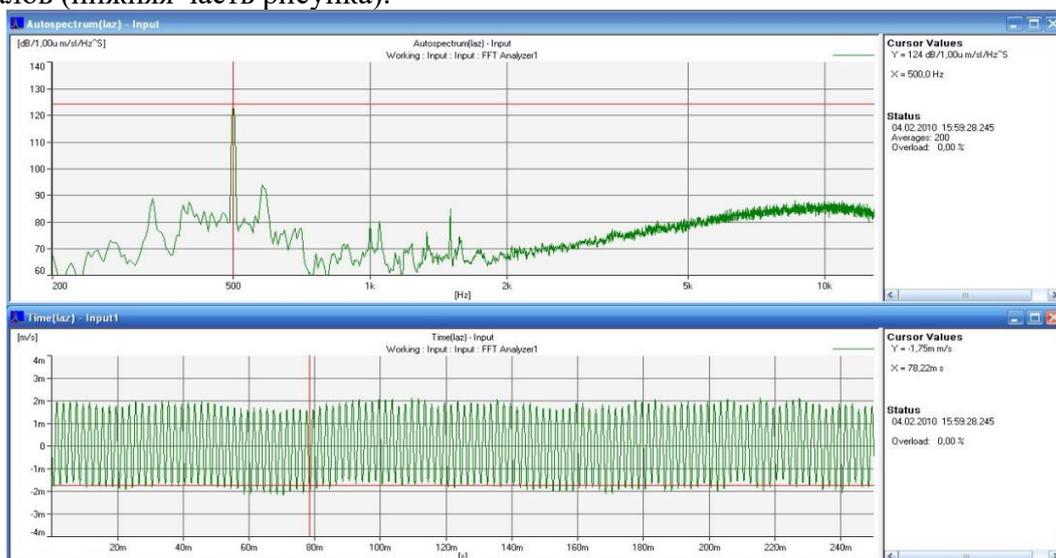


Рис. 2. Спектральная плотность виброскорости поверхности облучаемой тестовой мишени и осциллограмма отраженного сигнал.

Из результатов рисунка 2 следует, что выбранная мишень обеспечивает регистрацию сигнала тестового акустического поля 500 Гц с отношением «сигнал/шум» 43 дБ. При этом паразитная амплитудная модуляция незначительна.

3.1. Однослойные вуалевые шторы

В начале исследования помехового воздействия однослойного вуалевого экрана, как и для многослойных экранов, решалась задача оценки возможности съема АРИ ЛМ непосредственно с вуали. Для этой цели излучение фокусировалось на вуаль и регистрация велась при свободно висящей вуали, натянутой вуали или при свободно колеблющейся вуали. Анализ полученных результатов показал, что съем АРИ с однослойной вуалевой шторы-экрана вполне возможен при всех вариантах ее размещения. Зарегистрировано, что для сводно висящей и даже для свободно колеблющейся вуали отношение «сигнал/шум» составляет на исследуемой частоте 500 Гц величину 7-15 дБ, а для натянутой вуали – значительно большее – 35 дБ.

Оценка помехового для ЛМ воздействия однослойной вуалевой шторы-экрана при съеме акустических колебаний (АК) с тестовой мишени также показал, что съем АРИ также может быть осуществлен. На рисунке 3 представлен результат съема АК (500 Гц) с тестовой мишени перед, которой расположен свободновисящий однослойный вуалевый экран. Еще более качественный съем с мишени может быть осуществлен при съеме АК с мишени, перед которой находится экран из натянутой вуали

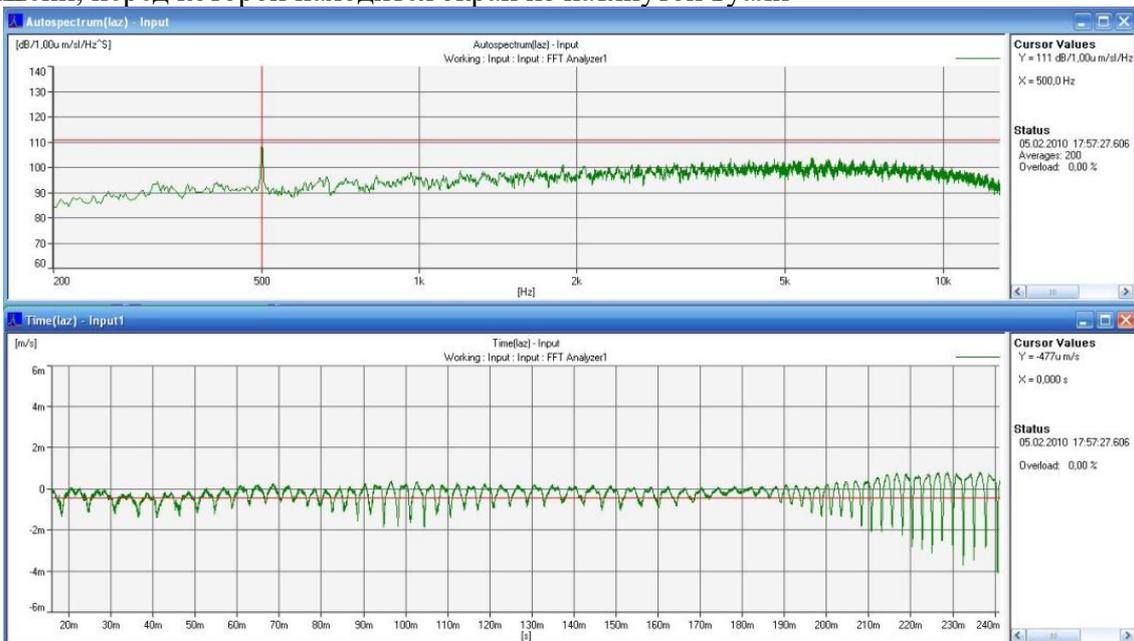


Рис. 3. Спектральная плотность виброскорости поверхности облучаемой тестовой мишени и осциллограмма отраженного сигнала.

Качество съема АК существенно зависит и от расстояния между защищаемой мишенью и шторой-экраном. По мере удаления мишени от вуалевого экрана из-за убывания эффекта одновременного приема ЛМ сигналов отраженных от мишени и от вуали проявляется результат приема сигнала только от мишени, как более мощного. Результаты съема АК (500 Гц) с тест-мишени при последовательном увеличении расстояния между мишенью и вуалевым экраном (от 10 см до 210 см) показал, что при расстоянии 10 см прием АК сигнала не осуществляется, а на расстоянии 210 см отношение «сигнал/шум» для АК 500 Гц составляет порядка 40 дБ.

Таким образом, проведенные исследования показывают, что для защиты АРИ, циркулирующей в ВП, использование однослойных вуалевых штор-экранов является недостаточным практически для любых условий их возможного использования, как для защиты АРИ от ее съема непосредственно с вуали, так и для защиты от съема АРИ с мишени (предмета), находящегося за однослойной вуалью.

3.2. Двуслойные вуалевые шторы-экраны

Для двухслойной вуалевой шторы-экрана также проводилась оценка возможности съема АК ЛМ непосредственно с вуали. Было установлено, что и в данном случае съем АК с неподвижной вуали также может быть реализован.

Съем АК с тестовой мишени возможен при неподвижной двойной вуалевой шторе. На рисунке 4 представлен результат съема АК (500 Гц) с тестовой мишени при расположении двуслойной свободностоящей вуали на расстоянии 120 см от мишени. Отношение «сигнал/шум» (500 Гц) – 22 дБ

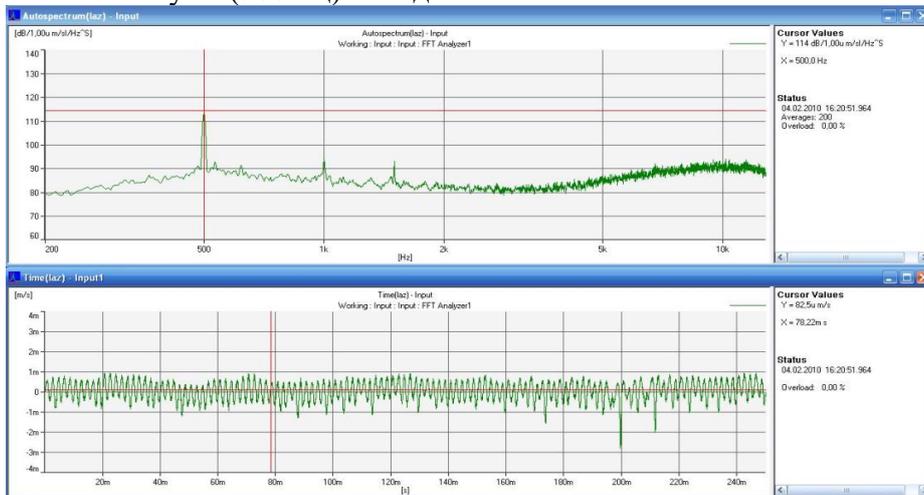


Рис. 4. Спектральная плотность виброскорости и осциллограмма сигнала отраженного от тестовой мишени при расположении двуслойной вуали на расстоянии 120 см от мишени. Отношение сигнал/шум (500 Гц) – 22 дБ.

Другая ситуация наблюдается при условии защиты облучаемой мишени двумя динамически перемещающимися относительно друг друга вуалями. Эффективность противодействия съему АК мишени с помощью двух динамически перемещающихся друг относительно друга (типа «гусеница» или типа «сдвиг») вуалей проверялась также на модельной трассе действия макета ЛМ при разных скоростях перемещения вуалей и разных уровнях звука в области расположения тестовой мишени.

На рисунке 5 представлен результат съема АК (500 Гц) с тест-мишени перед, которой (на расстоянии 120 см) был расположен динамический перемещающийся вуалевый экран, представляющий собой две вуали расположенные вертикально на расстоянии 5 см друг от друга и перемещающиеся друг относительно друга с различной скоростью (устройство типа «гусеница»)

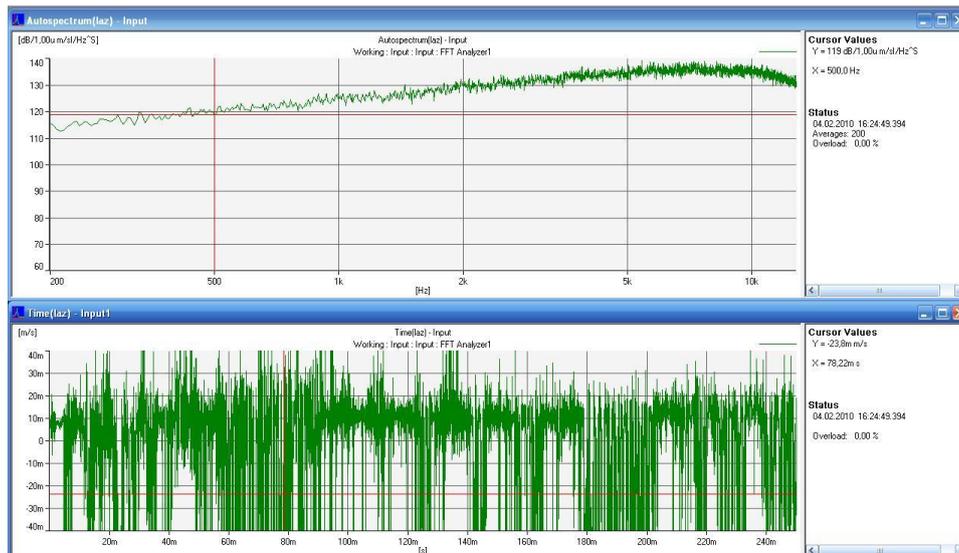


Рис. 5. Спектральная плотность виброскорости и осциллограмма сигнала, отраженного от тестовой мишени при расположении динамического двуслойной вуали-экрана на расстоянии 120 см от мишени. Отношение «сигнал/шум» (500 Гц) –0 дБ. Вариант № 1, скорость – 0,1 м/с.

Зафиксированные результаты противодействия съему акустических колебаний ЛМ с тест-мишени двумя динамически перемещающимися друг относительно друга вуалями (устройство типа «гусеница») для различных скоростей относительного перемещения и интегрального уровня звука представлены в таблице 1.

Таблица 1 Результаты определения эффекта противодействия съему АК ЛМ двумя динамически перемещающимися друг относительно друга вуалями

Интегральный уровень звука, дБ	Скорость подачи 0,1 м/с	Скорость подачи 0,15 м/с	Скорость подачи 0,2 м/с	Скорость подачи 0,3 м/с
74	Срыв прослушивания	Срыв прослушивания	Срыв прослушивания	Срыв прослушивания
84	Срыв прослушивания	Срыв прослушивания	Срыв прослушивания	Срыв прослушивания
94	Срыв прослушивания	Срыв прослушивания	Срыв прослушивания	Срыв прослушивания

Таким образом, установлено, что

-съем АК с неподвижных двуслойных вуалевых штор-экранов возможен особенно при условии их жесткого закрепления;

-две динамически перемещающиеся друг относительно друга вуали эффективно препятствуют съему АК с тест-мишени и поэтому могут быть использованы для защиты АРИ в ВП от утечки по каналу ЛМ;

- возникающий при статическом и динамическом использовании двух вуалей световой муар, может также препятствовать оптической разведке объектов в ВП по оптико-визуальному каналу.

3.3. Трехслойные вуалевые шторы-экраны

Были проведены также исследования возможностей противодействия съему АК с тестовой мишени при использовании трехслойных вуалевых штор-экранов. С этой целью трехслойную вуалевую шторку-экран расположили на расстоянии 120 см от мишени и

исследовали возможность с помощью макета ЛМ осуществить с нее съем АК. На рисунке 6 представлен полученный при этом результат, который свидетельствует о полном отсутствии возможности съем АК в данном случае. Аналогичный результат был получен и для вариантов свободно колеблющейся трехслойной вуалевой шторы-экрана.

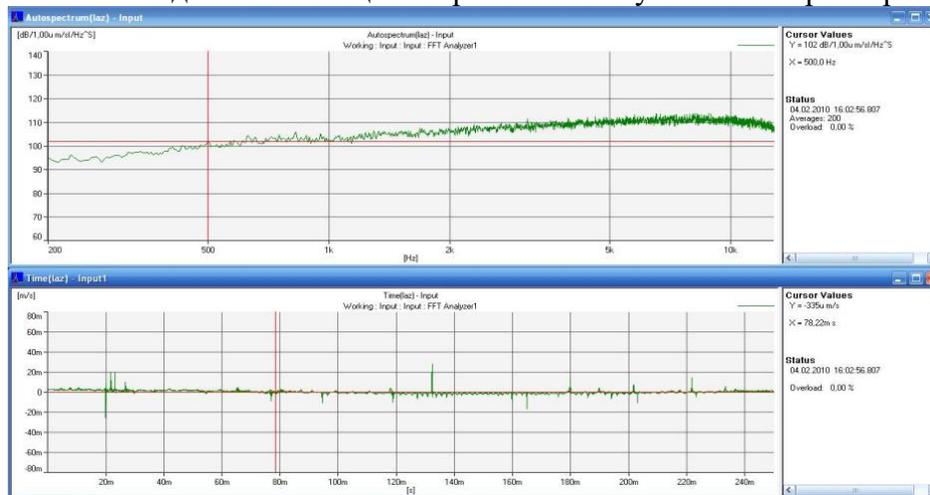


Рис. 6. Спектральная плотность виброскорости и осциллограмма сигнала, отраженного от тестовой мишени для неподвижной трехслойной вуалевой шторы-экрана расположенной на расстоянии 120 см от мишени.
Отношение сигнал/шум (500 Гц) – 0 дБ.

Следует отметить, что использование большего числа вуалей для создания штор-экранов не представляется целесообразным, т.к., во-первых, для эффективного срыва съема АК с мишеней в ВП достаточно двух динамически перемещающихся друг относительно друга вуалей, во-вторых, уже трехслойные вуалевые шторы значительно (более чем в 3 раза) ослабляют дневное освещение тем самым снижая комфорт использования данного типа средств защиты от ЛМ. Отметим также, что съем АК с самих трехслойных вуалевых штор-экранов возможен только для неподвижных штор.

Таким образом, установлено, что

- съем АК с неподвижных трехслойных вуалевых штор-экранов возможен особенно при условии их жесткого закрепления;
- съем АК с тестовой мишени при использовании для ее защиты трехслойных вуалевых штор-экранов не возможен, как для случая неподвижного размещения шторы, так и для свободно колеблющейся трехслойной вуалевой шторы – экрана;
- возникающий при использовании трехслойных вуалевых штор-экранов световой муар, может также препятствовать оптической разведке объектов, находящихся в ВП;
- использование более трех вуалей для создания штор-экранов представляется не целесообразным из-за значительного (более чем в 3 раза) ослабления ими проходящего дневного освещения

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Анализ полученных данных показал следующее:

1. Съём циркулирующей в ВП АРИ с помощью ЛМ непосредственно с неподвижных и, особенно, жестко закрепленных одно- и многослойных вуалевых штор-экранов возможен.

2. Для защиты АРИ циркулирующей в ВП использование однослойных вуалевых штор - экранов является недостаточным для любых вариантов их использования.

3. Две динамически перемещающиеся друг относительно друга типовые вуали эффективно препятствуют съему АК с облучаемых мишеней и поэтому могут быть эффективно использованы для защиты АРИ в ВП от утечки по каналу ЛМ.

4. Съем АК с тестовых мишеней в ВП при использовании для защиты АРИ трехслойных вуалевых штор-экранов не возможен, как для случая неподвижного размещения трехслойных штор-экранов, так и для варианта их свободно колеблющегося подвеса-размещения.

5. Возникающий при статическом и динамическом использовании двух и трехслойных вуалевых штор-экранов световой муар, может препятствовать оптической разведке объектов, находящихся в ВП.

В заключении выражаем глубокую благодарность В.А.Пензякову за помощь в проведении экспериментальных исследований.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ярочкин В.И. Информационная безопасность: Учебник для вузов. М. Академический проект. Гаудеамус, 2-е изд. – 2004. – 544 с.
2. Зайцев А.П. и др. Технические средства и методы защиты информации: Учебное пособие для вузов. М. Горячая линия – Телеком, 2009 – 616 с
3. . Хорев А.А. Оценка возможностей средств акустической (речевой) разведки // Специальная техника. – 2009. – №4. – с.49-63.
4. Лысов А. В. Оптические системы зондирования акустически возбужденных поверхностей (лазерные системы акустической разведки). – СПб: Медиапапир, 2020. – 512 с.
5. Бузов Г.А. Защита от утечки информации по техническим каналам / Г.А. Бузов, С.В. Калинин, А.В. Кондратьев. Учебное пособие. – М.: Горячая линия – Телеком, 2005. – 416 с.
6. Виброзашумляемые глухие пластиковые шторы [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.zaonet.ru
7. Металлические шторы «Камертон» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.proanna.ru
8. Ильин С. Интеллектуальные стекла для информационной и электромагнитной безопасности» / С. Ильин, В. Лучинин // Наноиндустрия. – М., 2015. – № 3. – с. 52-59.
9. Нагмутдинова А.И. Современные световозвращающие элементы и методы улучшения их технологических и эксплуатационных свойств / А.И. Нагмутдинова, И.С. Мифтахов, Э.Ф. Вознесенский // Вестник Казанского технологического университета. – 2016. – Т. 19. – № 11. – с. 79-82.
10. Экран защитный «Пелена-256». [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.pelena-256.ru.
11. Авдеев В.Б. и др. Исследование коэффициентов акустиковибрационного преобразования речевых сигналов на объектах в лазерном канале перехвата информации // Телекоммуникации, 2020, № 7.

REFERENCES

1. Belavin O.V. Radio navigation foundations. M.: Soviet Radio, 1967, 472 p.
2. Sheloukhin O.I. Nearest Radio systems. M.: Radio and Communication, 1989, 238 p.

3. Svistov V.M. Radar signals and it processing. Soviet Radio, 1977, 448 p.
4. Lysov A.V. Optical sounding systems of excited surfaces (laser systems of acoustic reconnaissance). St.Petersburg: Mediapapir, 2020. 512 p.
5. Buzov G.A. et al. Leakage information protection by technical canals: Textbook. Hot line. Telecom, 2005. 416 p.
6. Vibranoise deaf plasnic blinds. [Electronic resource]. Access regim. www.zaozet.ru
7. Metallic shades “Camertone” [Electronic resource]. Access regim. www.npoanna.ru
8. Il’in S. et al. Intellectual glasses for information and electromagnetic security. M.: Nanoindustry. 2015. – № 3. p. 52-59.
9. Nagmutdinova A.I. Present day light return elements and technology and exploit improve methods. Kazan Technology University Bulletin. 2016. V. 19. – № 11. p. 79-82.
10. Saving screen “Pelena-256” [Electronic resource]. Access regim: www.pelena-256.ru.
11. Avdeev V.B. et al. Investigation of acoustovibration speech signal transformation factors objects in intercept information laser canals//Telecommunications. 2020, № 7.

АДАПТИВНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ОПЕРАТИВНОЙ РЕГИСТРАЦИИ И МОДОВОГО АНАЛИЗА СВЧ-КВЧ ПОЛЯ В РАСКРЫВАХ ВОЛНОВЕДУЩИХ СТРУКТУР

Б. И. Власов¹, А. В. Золотухин², А. С. Кунаев¹

¹ФГБОУ ВО «ВГУ», Воронеж, Россия

²АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Приводятся описания алгоритма функционирования и технические характеристики адаптивного комплекса, предназначенного для автоматизации экспериментальных исследований и стендовых испытаний волноведущих структур (ВС).

Ключевые слова: адаптивный комплекс; волноведущие структуры; дифракционные процессы; модовый анализ; модулированный зонд-рассеиватель.

ADAPTIVE COMPLEX FOR OPERATIONAL DETECTION AND MODAL ANALYSIS OF THE MW-EHF FIELD IN THE OPENINGS OF WAVEGUIDE STRUCTURES

B. I. Vlasov¹, A. V. Zolotukhin², A. S. Kunaev¹

¹FSBEI HE «VSU», Voronezh, Russia

²JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract. Descriptions of the functioning algorithm and technical characteristics of the adaptive complex, designed to automate experimental studies and bench tests of waveguide structures (WS), are given.

Keywords: adaptive complex; waveguide structures; diffraction processes; modal analysis; modulated diffuser probe.

1. ВВЕДЕНИЕ

Вопросы распространения электромагнитных волн (ЭМВ) в направляющих и излучающих электродинамических структурах представляют собой фундаментальный и прикладной интерес для современной радиофизики и техники сверхвысоких частот-крайневысоких частот (СВЧ-КВЧ).

Многообразие назначений и применений волноведущих структур (ВС), математическая сложность описания и необходимость опытного изучения происходящих в них дифракционных процессов стимулируют развитие теоретических [1] и экспериментальных [2, 3] исследований. Технические требования, обусловленные миниатюризацией аппаратуры и реализацией функциональных задач на высоких уровнях мощности, ставят функционирование элементной базы в условиях многомодового взаимодействия.

С другой стороны, декомпозиционный метод расчета трактовых параметров, основанный на решении ряда внутренних краевых задач, возможен при известных первичных полях возбуждения.

Актуальным является рассмотрение возможностей экспериментальных методов регистрации и модового анализа полей в терминальных плоскостях сшивания (ВС), позволяющих оптимизировать электродинамические характеристики радиоэлектронных линий (РЭЛ) в целом.

2. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС

Методика модового анализа распространяемых колебаний состоит в измерении ортогональных компонент поля в раскрыве ВС и решении систем алгебраических уравнений относительно комплексных амплитуд мод [4, 5].

Для измерения адаптивных фазированных решеток (АФР) компонент используется устройство с электронным возбуждением пассивного зонда-рассеивателя в полупроводниковой слоистой структуре, когда при синхронном сканировании зонда и луча отображающего устройства осуществляется функционально искаженное отображение пространственной зависимости измеряемой величины (квадратур информационного сигнала) [6].

Гибкость и оперативность управления траекторией движения и конфигурацией модулированного зонда-рассеивателя позволяет реализовать алгоритм обработки сигналов для формирования очищенных аппаратурных искажений массивов экспериментальных данных и визуализации полученных результатов, проводить сопряжение электронного преобразователя радиоизображения с растровым дисплеем в широком диапазоне изменения скоростей разверток, получить оптимальную сетку отчетов (это существенно сокращает количество вычислений при численном решении задачи модового анализа).

Приведенная на рис. 1 и частично описанная в работе [7] схема адаптивно измерительного комплекса (АИК) представляет развитие работ [2–7] содержит модулятор 1 электронно-лучевого сканера, возбуждаемый электронным лучом в полупроводниковой слоистой структуре рассеиватель 2, содержащую диэлектрический слой в виде планарного волновода экранную структуру 3, исследуемый многоволновый волновод 4, амплифазометры 5 трактов обработки ортогонально поляризованных сигналов, сумматоры 6, направленный поляризованный разделитель 7, синхронные детекторы 8, фазовращатели 9, волноводный переключатель 10, аттенюаторы 11, генератор 12 СВЧ-КВЧ, блок 13 — ЭВМ с программным обеспечением алгоритмов регистрации и модового анализа.

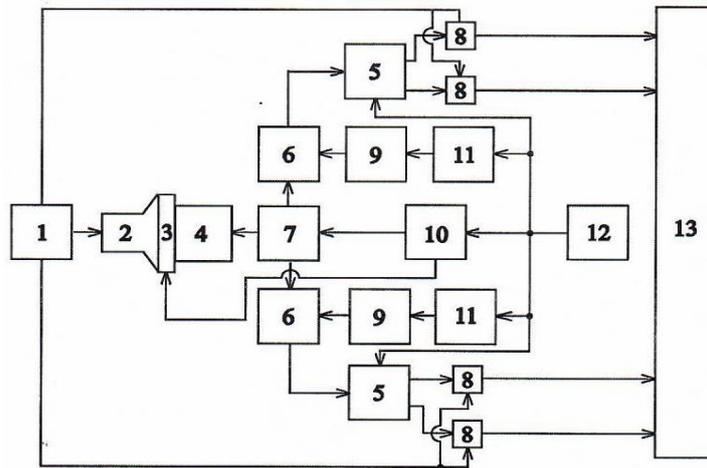


Рис. 1. Блок-схема адаптивно измерительного комплекса (АИК)

3. РАБОТА С КОМПЛЕКСОМ

Режим автоматизированных измерений осуществляется с помощью вычислительного блока 13, в состав которого входят программы, приведённые на рис. 1а.



Рис. 1а. Состав программ вычислительного блока 13

Задача решается в общем случае в пять этапов.

Результаты каждого этапа могут отображаться на экране в виде графических зависимостей и двумерных рельефов, модовый спектр — в виде диаграммы (таблицы), при этом можно возвращаться для исправления ошибок и введения корректив в исходные данные.

Яркостная двумерная картина рис. 2 отражает особенности нарушения осевой симметрии тангенциальной составляющей электрического поля в терминальном раскрыве круглого сверхразмерного волновода $\varnothing 50$ мм длина волны $\lambda=8,48$ мм, а графики на рис. 3а, 3б, 3в показывают эволюцию формы квазисесимметричного распределения поля этого раскрыва в зависимости от положения элемента подстройки в виде осесимметричного проводящего тонкостенного цилиндра $\varnothing 15$ мм, установленного на общей оси и отстоящего на расстоянии $L=0, 50, 100$ мм от плоскости, возбуждаемой волноводом $\varnothing 40$ мм с волной H_{01} . Нарушение осевой симметрии распределения поля обусловлено неидеальностью юстировки системы.

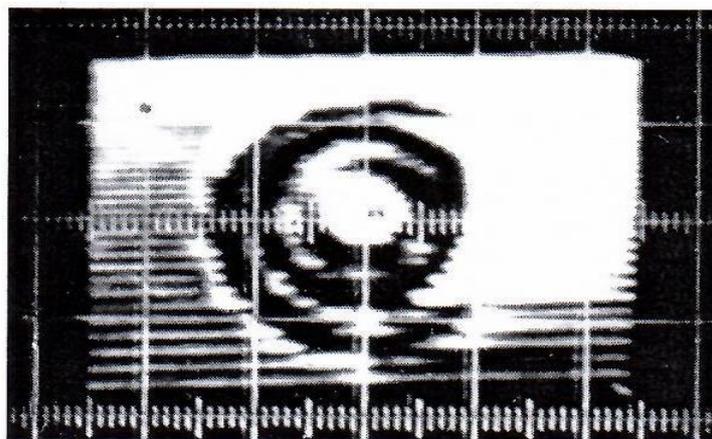


Рис. 2. Яркостная двумерная картина радиоизображения

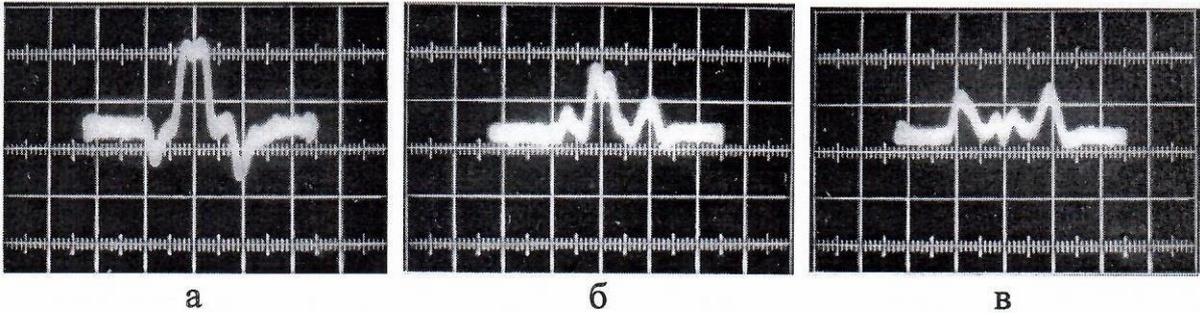


Рис. 3. Эволюция формы осесимметричного распределения поля в круглом волноводе \varnothing 50 мм в зависимости от положения элемента фильтрации
а) – $L=0$ мм, б) – $L=50$ мм, в) – $L=100$ мм

На рис. 4а представлены очищенные от мультипликативных искажений осциллограммы квадратурных сигналов последетекторной обработки.

На рис. 4б и рис. 4в — график апертурного распределения и модовый состав поля, образованного суперпозицией $\sum H_{m0}$ (при $m=1 \div 6$), тестового прямоугольного волновода

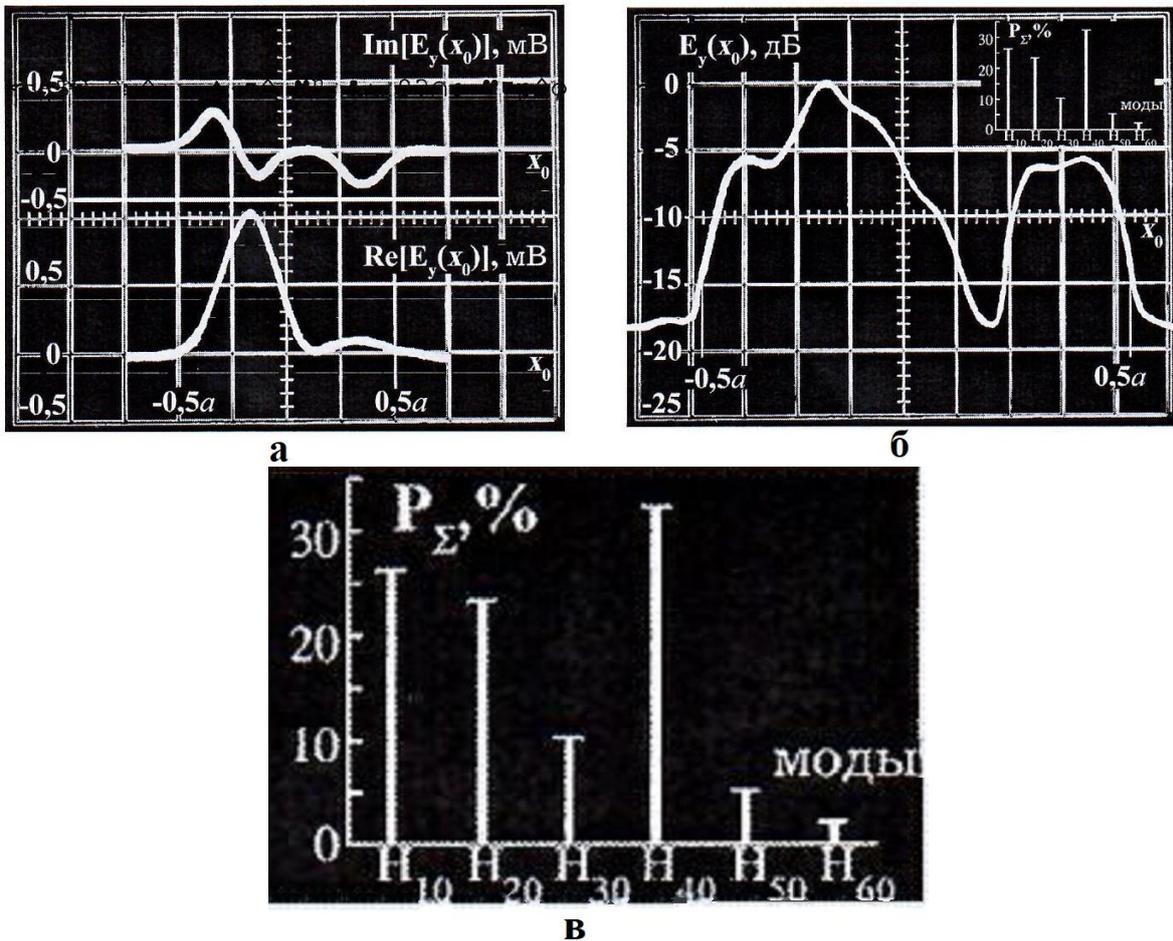


Рис. 4. Осциллограммы и график
а) графические зависимости квадратурных сигналов обработки,
б) апертурное распределение и модовый состав поля тестовой структуры,
в) модовый состав поля тестовой структуры

4. ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КОМПЛЕКСА

Апертура анализа — круг диаметром 100 мм; разрешающая способность не хуже двух линий на 1 мм; погрешность измерения 5-7 %, фазы 9-11 % время опроса аналогового распределения, линейная скорость перемещения зонда, время перехода к следующему значению фазы опорного канала регулируется в широких пределах алгоритмами, определяемыми пользователем.

Приведенный иллюстративный материал характеризует возможность АИК, предназначенного для автоматизации экспериментальных исследований и стендовых испытаний направляющих электродинамических структур, функциональных узлов аппаратуры и аппаратурных излучателей (модулей ФАР) СВЧ-КВЧ диапазона.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложена экспериментальная реализация алгоритма, ориентированного на снижение собственных методов пассивного зондирования мультипликативных искажений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Давыдов А.Г., Пименов Ю.В. Програмный комплекс EDEM3D для исследования электродинамических характеристик идеально проводящих трехмерных объектов // Электродинамика СВЧ и КВЧ.-1992.-Т.7.- №2.- С. 24-26.
2. Брант Э.А., Власов Б.И., Обтеперанский Ю.С., Чайковский В.Е. Устройство для измерения амплитудно-фазового распределения электромагнитного поля в зоне раскрытия многомодового тракта / А. с. №1469473, Б. И. №12, 1989.
3. Власов Б.И., Обтеперанский Ю.С., Шарков В.М., Шульженко С.Н. Способ регистрации пространственного распределения электромагнитного поля в раскрытие многоволнового волновода / А.с. №1597786, Б.И. №37, 1990.
4. Борисов Д.Н., Власов Б.И., Нечаев Ю.Б. Методика измерения модового спектра распространяющихся в волноведущей структуре типов колебаний //Электродинамика и техника СВЧ, КВЧ и оптических частот. -2002.- Т.10. - №2 (34).-С. 163-168.
5. Борисов Д.Н., Власов Б.И., Золотухин А.В. Определение относительных парциальных уровней многомодового потока мощности по дискретным отчетам в апертуре КВЧ тракта // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. - 2003. Т.6. - №2. - С. 34-38.
6. Борисов Д.Н., Власов Б.И., Кустов В.Ю. Анализ погрешности измерения амплитудно-фазового распределения поля многомодового волновода // Физика волновых процессов и радиотехнические системы — 2001.- Т.4.- ;№1.-С.44-48.
7. Борисов Д.Н., Власов Б.И., Нечаев Ю.Б., и др. Адаптивный комплекс для оперативной регистрации и модового анализа КВЧ поля в раскрытие волноведущих структур // Наука — производству, - 2005, №6 (86).- С.- 53-55.

REFERENCES

1. Davydov A.G., Pimenov Yu.V. EDEM3D software package for the study of the electrodynamic characteristics of ideally conducting three-dimensional objects // Electrodynamics of microwave and microwave frequencies.-1992.-Т.7.- №2.- Pp. 24-26.
2. Brant E.A., Vlasov B.I., Obtemperansky Yu.S., Chaikovskiy V.E. A device for measuring the amplitude-phase distribution of the electromagnetic field in the opening zone of a multimode path / A. S. No. 1469473, B. I. No. 12, 1989.

3. Vlasov B.I., Obtemperansky Yu.S., Sharkov V.M., Shulzhenko S.N. A method for registering the spatial distribution of an electromagnetic field in a multiwave waveguide opening / A.S. No. 1597786, B.I. No. 37, 1990.
4. Borisov D.N., Vlasov B.I., Nechaev Yu.B. Technique for measuring the mode spectrum of the types of oscillations propagating in the waveguide structure // *Electrodynamics and technology of microwave, EHF and optical frequencies*. -2002.- Vol.10. - No. 2 (34).- Pp. 163-168.
5. Borisov D.N., Vlasov B.I., Zolotukhin A.V. Determination of the relative partial levels of a multimode power flow from discrete reports in the aperture of the EHF path // *Physics of Wave Processes and Radio Engineering Systems*. - 2003. V.6. - No. 2. - Pp. 34-38.
6. Borisov D.N., Vlasov B.I., Kustov V.Yu. Analysis of the error in measuring the amplitude-phase distribution of the field of a multimode waveguide // *Physics of wave processes and radio engineering systems* - 2001.- T .4.-; No. 1.- Pp. 44-48.
7. Borisov D.N., Vlasov B.I., Nechaev Yu.B. Adaptive complex for operational registration and modal analysis of the EHF field in the opening of waveguide structures // *Nauka — proizvodstvo*, - 2005, No. 6 (86)..- Pp. 53-55.

Научное издание

**РАДИОЛОКАЦИЯ,
НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ**

Сборник трудов

*XXIX Международной научно-технической конференции,
посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ
(г. Воронеж, 18–20 апреля 2023 г.)*

Т о м 3

Издано в редакции программного комитета

Подписано в печать 06.04.2023. Формат 60×84/16.
Усл. п. л. 26,2. Тираж 50 экз. Заказ 240

Издательский дом ВГУ
394018 Воронеж, пл. Ленина, 10
Отпечатано с готового оригинал-макета
в типографии Издательского дома ВГУ
394018 Воронеж, ул. Пушкинская, 3



Контакты для справок по работе конференции:

**Всю необходимую информацию
Вы можете найти на сайте конференции:
<https://rlnc.ru>**

**и в группе ВКонтакте:
<https://vk.com/rlncru>**

**e-mail конференции:
info@rlnc.ru**