# RLNC*2024

## 16 – 18 апреля 2024 г.

**Сборник трудов**
**XXX Международной научно-технической конференции**
**«Радиолокация, навигация, связь»**

**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*
*XXX Международной научно-технической конференции*
*(г. Воронеж, 16–18 апреля 2024 г.)*

Т о м 3

Воронеж
Издательский дом ВГУ
2024

УДК 621.37
ББК 32
Р15

**Радиолокация, навигация, связь :** сборник трудов XXX Меж-
Р15 дународной научно-технической конференции (г. Воронеж, 16–18 апреля 2024 г.) : в 5 т. / Воронежский государственный университет ; АО «Концерн “Созвездие”». – Воронеж : Издательский дом ВГУ, 2024.
ISBN 978-5-9273-3964-8

Т. 3. – 2024. – 477 с.
ISBN 978-5-9273-3967-9

В сборник вошли материалы XXX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2024), прошедшие рецензирование членами программного комитета конференции. Основной целью конференции является организация взаимодействия научных и научно-технических коллективов для обмена опытом и новыми творческими успехами. Достижение этой цели также способствует внедрению перспективных разработок, имеющих практическое значение для дальнейшего развития промышленности, экономики и научно-технического потенциала России, а также развитию творческого потенциала талантливой молодежи, привлечению ее к решению наиболее актуальных производственных, технических и научных задач.

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

УДК 621.37
ББК 32

ISBN 978-5-9273-3967-9 (т. 3)
ISBN 978-5-9273-3964-8

© Воронежский государственный университет, 2024
© АО «Концерн “Созвездие”», 2024
© Оформление. Издательский дом ВГУ, 2024

# СОДЕРЖАНИЕ

## Том 1

### Пленарные доклады

НЕКОТОРЫЕ ЗНАЧИМЫЕ ДОСТИЖЕНИЯ РОССИЙСКИХ УЧЕНЫХ В ОБЛАСТИ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ
А. А. Зацаринный.....1

ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ УСТОЙЧИВОГО РАЗВИТИЯ ПРЕДПРИЯТИЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО КОМПЛЕКСА В 2020 - 2030 ГОДЫ
В. И. Борисов .....10

ФРАКТАЛЫ, МЕТАПОВЕРХНОСТИ, СИСТЕМЫ РСА И MIMO: ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ И СТРАТЕГИЯ ТЕХНОЛОГИЙ
А. А. Потапов.....19

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

СИГНАЛЫ ПЕРЕДАЧИ ДИСКРЕТНОЙ ИНФОРМАЦИИ С НЕПРЕРЫВНОЙ ФАЗОЙ
А. В. Зюльков..... 48

АДАПТИВНАЯ ЦИФРОВАЯ КОРРЕКЦИЯ СИГНАЛА В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ ДЛЯ ЛИНЕАРИЗАЦИИ АНАЛОГОВОГО РАДИОТРАКТА
Л. И. Аверина, В. А. Золотухин, В. Д. Шутов ..... 54

АДАПТИВНОЕ ФОРМИРОВАНИЕ ЛУЧА НА ОСНОВЕ ГЛУБОКОГО ОБУЧЕНИЯ В МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ ДЛИН ВОЛН.
Л. И. Аверина, Н. Е. Гутерман, М. С. Киреев..... 61

АЛГОРИТМ ПОФРАГМЕНТНОЙ АВТОФОКУСИРОВКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ
И. А. Кузьмин ..... 69

АЛГОРИТМ УМЕНЬШЕНИЯ ПИК-ФАКТОРА СИГНАЛОВ С ОРТОГОНАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕМ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ С ГИБРИДНЫМ ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЕМ
Л. И. Аверина, И. В. Завгородний, О. К. Каменцев ..... 78

АЛГОРИТМЫ ИДЕНТИФИКАЦИИ ПАРАМЕТРОВ АДАПТИВНЫХ ЦИФРОВЫХ КОРРЕКТОРОВ ДЛЯ ЛИНЕАРИЗАЦИИ АНАЛОГОВОГО ТРАКТА
Л. И. Аверина, В. А. Золотухин, А. Ю. Лафицкий..... 88

АЛГОРИТМЫ КОМПЕНСАЦИИ КВАДРАТУРНЫХ ЗАДЕРЖЕК В ПЕРЕДАТЧИКЕ В КОГЕРЕНТНЫХ ОПТИЧЕСКИХ ПРИЕМНИКАХ ДЛЯ ДАЛЬНЕМАГИСТРАЛЬНЫХ ВОЛС
Л. В. Ладыгина, А. В. Лужбинин, Г. Б. Сидельников ..... 95

АНАЛИЗ НЕЙРОСЕТЕВЫХ АРХИТЕКТУР ВЕРИФИКАЦИИ ДИКТОРОВ
А. Н. Голубинский, Н. П. Колмаков ..... 103

АНАЛИЗ ОСНОВНЫХ МОДЕЛЕЙ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ ИНФОРМАЦИОННЫМ АТАКАМ ТИПА DOS И DDOS
А. В. Лубенцов, А. И. Пузанкова ..... 112

АНАЛИЗ УЯЗВИМОСТЕЙ СИСТЕМЫ РАЗГРАНИЧЕНИЯ ДОСТУПА В МНОГОПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКИХ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ
В. А. Емельянов, Б. С. Козлов, Д. А. Кошелев, М. Г. Шульгин ..... 121

АППРОКСИМАЦИЯ ПОРОГА ОБНАРУЖЕНИЯ СЛАБЫХ УЗКОПОЛОСНЫХ РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ ПО ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ СПЕКТРОГРАММ
А. Б. Токарев, Д. В. Шатилов ..... 126

СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ ГРАНИЦ РАДИОСИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ОПЕРАТОРА МНОГОМЕРНОГО МАТРИЧНОГО ОКНА
М. Л. Артемов, М. П. Сличенко, С. П. Трушин ..... 134

РЕЗУЛЬТАТЫ ОБНАРУЖЕНИЯ ГРАНИЦ РАДИОСИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ОПЕРАТОРА МНОГОМЕРНОГО МАТРИЧНОГО ОКНА
М. Л. Артемов, М. П. Сличенко, С. П. Трушин ..... 140

АУТЕНТИФИКАЦИЯ СООБЩЕНИЙ НА ОСНОВЕ КЭШИРОВАНИЯ В ПРОМЫШЛЕННЫХ СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ
И. А. Сорокин, С. В. Шахтанов ..... 146

ВОССТАНОВЛЕНИЕ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ МЕТОДОМ ИНТЕРПОЛЯЦИИ ЕСТЕСТВЕННЫМ КУБИЧЕСКИМ СПЛАЙНОМ С АНАЛИЗОМ ГРАНИЧНЫХ УСЛОВИЙ
А. В. Лубенцов ..... 155

ВЫЯВЛЕНИЕ И БЛОКИРОВКА ZERO-DAY АТАК
О. И. Воротий, А. П. Мальцев, Д. К. Тузбеков, К. В. Яцук ..... 163

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ МОДЕЛИ УПРАВЛЕНИЯ СИСТЕМАМИ СВЯЗИ
А. И. Власова, А. В. Лубенцов ..... 168

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИСКУССТВЕННОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ ЭЭГ С ВОЛНОЙ Р300
А. Н. Голубинский, Д. В. Журавлёв, А. А. Резниченко ..... 175

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА ЭЛАСТОГРАФИИ БИОТКАНЕЙ НА ОСНОВЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ПОПЕРЕЧНЫХ ВОЛН
Д. А. Кравчук, А. И. Михралиева, Н. Н. Чернов ..... 180

ИССЛЕДОВАНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ НЕРАЗРУШАЮЩЕГО КОНТРОЛЯ ТРУБ ПРИ ПРОИЗВОДСТВЕ
Д. А. Кравчук, С. В. Лыков, А. В. Ряжкин ..... 184

К ВОПРОСУ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВРЕМЯ-ЧАСТОТНОГО СДВИГА ФКМ СИГНАЛА
Д. Н. Ивлев, А. В. Ширкаев ..... 189

КИБЕРАТАКИ И МЕТОДЫ БОРЬБЫ С НИМИ
О. И. Воротий, Д. Д. Горобцов, Д. А. Моисеев, К. В. Яцук ..... 196

КОМПЕНСАЦИЯ ФАЗОВЫХ ЗАДЕРЖЕК МНОГОКАНАЛЬНОГО АЦП
Н. А. Семенов ..... 202

МАТРИЧНАЯ ФОРМА ОПЕРАТОРА ДИФФЕРЕНЦИРОВАНИЯ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ФУНКЦИИ, ПРЕДСТАВЛЕННОЙ МОДИФИЦИРОВАННЫМ РЯДОМ КОТЕЛЬНИКОВА
А. Ю. Востров, И. С. Дмитриев, М. П. Сличенко ..... 209

МАТРИЧНАЯ ФОРМА ОПЕРАТОРА ФИЛЬТРАЦИИ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ФУНКЦИИ, ПРЕДСТАВЛЕННОЙ МОДИФИЦИРОВАННЫМ РЯДОМ КОТЕЛЬНИКОВА
А. Ю. Востров, И. С. Дмитриев, М. П. Сличенко ..... 212

МЕТОДИКА ДОСТАВКИ МНОГОПАКЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ ПО ДЕКАМЕТРОВЫМ КАНАЛАМ С ЗАДАННОЙ ОПЕРАТИВНОСТЬЮ
И. В. Соколовский, О. И. Сорокин ..... 216

МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ ШИРОКОПОЛОСНОГО ЦИФРОВОГО ПРИЕМНИКА
Б. В. Илларионов, Д. С. Малиев, В. В. Филоненко ..... 221

МОДЕЛЬ ПРИМЕНЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАЛЬНЫХ АППАРАТОВ В ЦЕЛЯХ ОБЕСПЕЧЕНИЯ БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВ УГОЛОВНО - ИСПОЛНИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ
А. В. Лубенцов, А. А. Ярцева ..... 227

НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ЦЕНТР БЕСПИЛОТНЫХ АВИАЦИОННЫХ СИСТЕМ И РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ КГТА ИМЕНИ В. А. ДЕГТЯРЁВА: ПРОЕКТЫ В ОБЛАСТИ СВЯЗИ, НАВИГАЦИИ И ТЕХНОЛОГИЙ БОРЬБЫ С ДРОНАМИ
А. Ю. Замятин, А. В. Толстиков ..... 233

О ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ КЛАССАХ БЕРНШТЕЙНА В ЗАДАЧАХ СИНТЕЗА АНТЕНН
А. В. Костин, Д. В. Костин ..... 243

ОБЕСПЕЧЕНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ КАНАЛА РАДИОУПРАВЛЕНИЯ БЛА ТЕХНИЧЕСКИМИ МЕТОДАМИ
С. П. Андикаев, Д. А. Кошелев, А. А. Ромашов ..... 248

ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЦЕЛОСТНОСТИ ИНФОРМАЦИОННОГО (ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОГО) ПОТОКА КАНАЛА РАДИОУПРАВЛЕНИЯ БЛА ПРИМЕНЕНИЕМ МЕТОДОВ ИМИТОЗАЩИТЫ
С. П. Андикаев, Д. А. Кошелев, А. А. Ромашов ..... 254

ОБНАРУЖЕНИЕ РАЗЛАДКИ ВИДА ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИИ УЗКОПОЛОСНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ ПРОИЗВОЛЬНОЙ ФОРМЫ
О. Н. Завалишина, Ю. Э. Корчагин, К. Д. Титов ..... 261

ОПЕРАЦИЯ ВЕКТОРНОГО СДВИГА С ЧИСЛАМИ В ПОЗИЦИОННОЙ СИСТЕМЕ СЧИСЛЕНИЯ С ВЕКТОРНЫМ МОДУЛЕМ
А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов ..... 269

ОПЕРАЦИЯ ВЕКТОРНОЙ ИНВЕРСИИ ЧИСЕЛ В ПОЗИЦИОННОЙ СИСТЕМЕ СЧИСЛЕНИЯ С ВЕКТОРНЫМ МОДУЛЕМ
А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов ..... 272

ОПТИМАЛЬНЫЙ АЛГОРИТМ КОМПЛЕКСНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ ЦЕЛЕЙ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЯХ С "ЛИНЕЙНОЙ" ТОПОЛОГИЕЙ
Т. Ч. Буй, В. И. Парфенов ..... 276

ОПТИМИЗАЦИЯ АППАРАТНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ АЛГОРИТМА СОРТИРОВКИ ДЛЯ ЗАДАЧ «МЯГКОГО» ДЕКОДИРОВАНИЯ БЛОЧНОГО КОДА
Д. Ю. Бухан, В. О. Голышев, А. А. Дягилев, А. А. Юрьева ..... 286

ПЕРИОДОГРАММНАЯ ОЦЕНКА СПЕКТРА НА ОСНОВЕ ОДНОБИТНОГО СТОХАСТИЧЕСКОГО КВАНТОВАНИЯ И РАВНОМЕРНОЙ ДИСКРЕТИЗАЦИИ СИГНАЛА
В. Н. Якимов ..... 292

ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ФИЛЬТРА СИГНАЛА С V-ОБРАЗНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ
И. М. Гаврилов, М. О. Лихоманов, А. Р. Рюмшин, Р. И. Рюмшин ..... 298

ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ТОЧНОСТЬ ПЕЛЕНГОВАНИЯ НЕМОНОИМПУЛЬСНЫМ ОБНАРУЖИТЕЛЕМ-ПЕЛЕНГАТОРОМ С АНТЕННОЙ СИСТЕМОЙ ПРОИЗВОЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ
И. С. Дмитриев, О. Н. Завалишина, М. П. Сличенко ..... 307

ПРЕДСТАВЛЕНИЕ АЗИМУТАЛЬНО-УГЛОМЕСТНОЙ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ МОДИФИЦИРОВАННЫМ РЯДОМ КОТЕЛЬНИКОВА
А. Ю. Востров, И. С. Дмитриев, М. П. Сличенко ..... 317

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЙРОСЕТЕВЫХ ТЕХНОЛОГИЙ В СИСТЕМАХ РАДИО- И РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ
Е. В. Кравцов, И. А. Сидоренко ..... 325

ПРИМЕНЕНИЕ ПОЗИЦИОННЫХ СИСТЕМ СЧИСЛЕНИЯ С ВЕКТОРНЫМ МОДУЛЕМ В СПЕКТРАЛЬНОЙ ТЕОРИИ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ НА КОНЕЧНЫХ ИНТЕРВАЛАХ
А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов ..... 331

ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛИНОМИАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ КЛАССОВ ВЫЧЕТОВ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ОТКАЗОУСТОЙЧИВОСТИ INVMIXCOLUMNS-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ
И. А. Проворнов ..... 334

ПРОБЛЕМЫ БЕЗОПАСНОСТИ В РАДИОСВЯЗИ И РАДИОЛОКАЦИИ. АУТЕНТИФИКАЦИЯ И ШИФРОВАНИЕ ДАННЫХ В РАДИОСИСТЕМАХ
Н. А. Бабин, М. В. Григорьев, Д. А. Иванов ..... 339

РАЗРАБОТКА И ОБУЧЕНИЕ МОДЕЛИ НЕЙРОСЕТИ ВЫЯВЛЯЮЩЕЙ ВЫЗВАННЫЕ ПОТЕНЦИАЛЫ МОЗГА ДЛЯ АСИНХРОННЫХ НЕЙРОИНТЕРФЕЙСОВ «МОЗГ-КОМПЬЮТЕР»
А. Н. Голубинский, Д. В. Журавлёв, Н. А. Летов ..... 344

СИСТЕМА РЕГИСТРАЦИИ, ОБРАБОТКИ И АНАЛИЗА ТУРБУЛЕНТНОСТИ СЕРДЕЧНОГО РИТМА ПОСЛЕ ПОДАВЛЕНИЯ ШУМА НА ОСНОВЕ КАРДИОДАТЧИКА HEARTYPATCH
Д. В. Журавлёв, Я. Ю. Шестакова ..... 351

СЛЕПАЯ ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ КАНАЛА В БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМАХ OFDM - ППРЧ
В. Г. Карташевский, А. С. Сазонов, Е. С. Семенов ..... 359

СОЗДАНИЕ РЕТРАНСЛЯТОРОВ РАДИОКАНАЛОВ НА БАЗЕ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ СЕМЕЙСТВА «КОВРОВЕЦ-01»
И. А. Байгутлина, А. Ю. Замятин ..... 370

СПОСОБ РАЦИОНАЛЬНОГО ФОРМИРОВАНИЯ ВЕСОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ В КАНАЛАХ ОБРАБОТКИ ШИРОКОПОЛОСНОЙ АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ
А. Н. Новиков ..... 380

СПОСОБЫ ПОНИЖЕНИЯ УРОВНЯ «ПОЛКИ» В ПРОСТРАНСТВЕННО-ОБЪЕДИНЕННЫХ КОДОВЫХ КОНСТРУКЦИЯХ
Д. Ю. Бухан, А. А. Дягилев, А. С. Кобзев, Г. Б. Сидельников, А. А. Юрьева ..... 386

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ВАРИАНТОВ ИСПОЛНЕНИЯ ЭЛЕКТРОДОВ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В АСИНХРОННЫХ НЕЙРОИНТЕРФЕЙСАХ «МОЗГ-КОМПЬЮТЕР»
А. Н. Голубинский, Д. В. Журавлёв, Н. А. Летов ..... 390

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ КОМПЛЕКСНЫХ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ
А. А. Калининский, В. И. Парфенов..... 398

СУЩЕСТВУЮЩИЕ ПРАКТИКИ, МОДЕЛИ И МЕТОДЫ ОЦЕНКИ КИБЕРБЕЗОПАСНОСТИ ЖИЗНЕННОГО ЦИКЛА РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ, ВКЛЮЧАЯ БЕСПИЛОТНЫЕ АВИАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ
И. А. Байгутлина, А. Ю. Замятин ..... 405

ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ ТЕХНОЛОГИЙ ПЕРЕДАЧИ И ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ
В. А. Емельянов, Б. С. Козлов, Д. А. Кошелев, М. Г. Шульгин ..... 416

УПРОЩЕННАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА КОМПЕНСАЦИИ ЭФФЕКТА ХРОМАТИЧЕСКОЙ ДИСПЕРСИИ В ДАЛЬНЕМАГИСТРАЛЬНЫХ ВОЛС
Г. Б. Сидельников..... 419

ХАРАКТЕРИСТИКИ КВАЗИПРАВДОПОДОБНОЙ ОЦЕНКИ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ЛЧМ КВАЗИРАДИОСИГНАЛА С НЕИЗВЕСТНЫМИ АМПЛИТУДОЙ И НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ
Ю. Э. Корчагин, К. Д. Титов, М. А. Ханина..... 427

# Том 2

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

ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ РАЗРЫВНОГО РАДИОСИГНАЛА С НЕИЗВЕСТНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ И НЕТОЧНО ИЗВЕСТНОЙ ФОРМОЙ ОГИБАЮЩЕЙ
М. Б. Беспалова, Ю. Э. Корчагин, М. В. Трифонов.....1

ХАРАКТЕРИСТИКИ ОЦЕНКИ ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ РАЗРЫВНОГО РАДИОИМПУЛЬСА И НЕТОЧНО ИЗВЕСТНОЙ ФОРМОЙ ОГИБАЮЩЕЙ
М. Б. Беспалова, Ю. Э. Корчагин, М. В. Трифонов.....11

ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА РАДИОСИГНАЛОВ
В. К. Клочко .....20

**Секция 2. Распознавание и обработка изображений.**

АЛГОРИТМ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ СЕЛЕКЦИИ ОБЪЕКТОВ В РАДИОЛОКАТОРЕ С ИНВЕРСНЫМ СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ НА ОСНОВЕ МЕТОДА ГЛАВНЫХ КОМПОНЕНТ
Г. Л. Павлов, А. Ю. Перов, В. Б. Сучков .....29

АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ И ОЦЕНКИ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЯ ПРИ НАЛИЧИИ ШУМА И ФОНА
В. Н. Верещагин, Ю. Э. Корчагин.....39

МЕТОД МИНИМИЗАЦИИ ОШИБКИ В ОЦЕНКЕ ВЕРОЯТНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЪЕКТА НА ТЕЛЕВИЗИОННОМ МОНОХРОМНОМ ИЗОБРАЖЕНИИ
М. В. Доскалов.....50

МОДЕЛЬ ВЫБОРА ОПТИМАЛЬНОГО РАЗРЕШЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЯ ТЕЛЕВИЗИОННОГО КАДРА ПО КРИТЕРИЮ МИНИМИЗАЦИИ ВРЕМЕНИ СЪЕМКИ РАЙОНА
М. В. Доскалов, И. А. Ковтун.....54

РАСПОЗНОВАНИЕ ОБЪЕКТОВ, В ТОМ ЧИСЛЕ, БЕСПИЛОТНЫХ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ, НА ОСНОВЕ БИБЛИОТЕК OPENCV И ОДНОПЛАТНЫХ КОМПЬЮТЕРОВ
Е. Ф. Гетманская, А. В. Грознов, А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля, М. Э. Мироненко.....60

РЕКОМЕНДАЦИИ ПО СИСТЕМЕ АЛГОРИТМА МАШИННОГО ЗРЕНИЯ ДЛЯ КОМПЛЕКСА БОРЬБЫ С МАЛОГАБАРИТНЫМИ БПЛА
Д. С. Качанов, Р. Е. Меркулов, В. В. Плеве, А. В. Силюнцев.....69

СЕГМЕНТАЦИЯ МЕДИЦИНСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДОВ КОМПЬЮТЕРНОГО ЗРЕНИЯ
Н. А. Андриянов, Д. И. Веселов .....75

СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ РАСПОЗНАВАНИЯ И ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ
А. Ю. Петрова, А. С. Путятин, А. В. Сезин. .....81

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

АДАПТИВНЫЙ АСИМПТОТИЧЕСКИ ОПТИМАЛЬНЫЙ ДЕМОДУЛЯТОР ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ С УЧЕТОМ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЧАСТИЧНО ПОЛЯРИЗОВАННЫХ ПОМЕХ
С. В. Овсянников .....84

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ФОРМИРОВАНИЯ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ ВЫБРАННЫХ КРИТЕРИЕВ
Т. В. Аветисян, И. Я. Львович, Я. Е. Львович, А. П. Преображенский, Ю. П. Преображенский .....91

АППРОКСИМАЦИЯ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРОЦЕССА ОБСЛУЖИВАНИЯ МУЛЬТИМЕДИЙНОГО ТРАФИКА НА ОСНОВЕ ЛОГНОРМАЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ
В. А. Зизевский, С. М. Одоевский, М. И. Рафальская .....96

ВЛИЯНИЕ ИНТЕРВАЛА ОЦЕНКИ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПЕРЕДАЧИ КАНАЛА НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА СИГНАЛОВ В РАДИОКАНАЛАХ MIMO
Н. В. Карпенко, Н. В. Киселев, В. Е. Тоискин, В. А. Цимбал .....106

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ПО РАДИОКАНАЛУ С УЧЕТОМ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЗЛОУМЫШЛЕННИКА
Г. С. Мартюшев, Д. С. Махов, А. В. Шумбар .....115

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ ФНЧ ПЕРЕДАТЧИКА РЕЧИ НА БИТОВУЮ ОШИБКУ ПРИЕМА И ЭКВИВАЛЕНТНОЕ ОТНОШЕНИЕ СИГНАЛ/ШУМ
А. С. Марков .....120

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ТЕРМИНАЛОВ ОСНОД САМОЛЁТОВ ОПЕРАТИВНО-ТАКТИЧЕСКОЙ АВИАЦИИ ПРИ СОВМЕСТНОМ ФУНКЦИОНИРОВАНИИ НЕСКОЛЬКИХ ГРУПП АБОНЕНТОВ В ОБЩЕЙ ПОЛОСЕ ЧАСТОТ
А. А. Мухопадов, А. В. Нестеров.....130

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ФОРМЫ ГЛАВНОГО ЛЕПЕСТКА АНТЕННЫ СПУТНИКА-РЕТРАНСЛЯТОРА ПРИ ОБСЛУЖИВАНИИ ЗАДАННОЙ ОБЛАСТИ
К. М. Занин.....136

МЕТОД ВОССТАНОВЛЕНИЯ ИСКАЖЕННЫХ СООБЩЕНИЙ
М. С. Амирьян, М. И. Андрейченко .....143

МЕТОД ВЫЯВЛЕНИЯ ПРОТОКОЛЬНЫХ БЛОКОВ ДАННЫХ КАНАЛА УПРАВЛЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКИМ ИЗМЕНЕНИЕМ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ АБОНЕНТСКИХ ТЕРМИНАЛОВ
А. В. Кудрин.....148

МЕТОДИКА АДАПТАЦИИ АСИМПТОТИЧЕСКИ ОПТИМАЛЬНОГО РАЗЛИЧИТЕЛЯ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЧАСТИЧНО ПОЛЯРИЗОВАННЫХ ПОМЕХ
С. В. Овсянников .....158

МЕТОДИКА ПОСТРОЕНИЯ ВЫСОКОПРОИЗВОДИТЕЛЬНОГО БЛОЧНОГО МНОГОУРОВНЕВОГО КОДА С НИЗКОЙ СЛОЖНОСТЬЮ ДЕКОДИРОВАНИЯ
И. В. Остроумов, И. В. Свиридова, М. В. Хорошайлова .....163

МЕТОДИКА ПРИЕМА И ДЕМОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ В СЕТИ ВОЗДУШНОЙ РАДИОСВЯЗИ С КОМПЕНСАЦИЕЙ НЕОРТОГОНАЛЬНЫХ ИМИТАЦИОННЫХ ПОМЕХ
М. С. Иванов, А. В. Леньшин, А. Д. Стрельников.....168

МЕТОДИКА СОВМЕСТНОГО КОДИРОВАНИЯ КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЯХ
М. В. Хорошайлова .....181

МОБИЛЬНАЯ АППАРАТНАЯ СИСТЕМА ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ С АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМОЙ ДИАГНОСТИКИ ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИХ ТРАКТОВ
О. А. Кудрявцев .....187

МОБИЛЬНАЯ АППАРАТНАЯ СИСТЕМА ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ С ПОВЫШЕННОЙ ЗАЩИТОЙ ОТ ВОЗДЕЙСТВИЯ ПОМЕХ
О. А. Кудрявцев .....193

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ С КАНАЛАМИ КОМПЕНСАЦИИ ФАЗОВЫХ ИСКАЖЕНИЙ
А. С. Коротков, А. В. Леньшин, Д. Д. Репин .....199

ОПРЕДЕЛЕНИЕ РАЗМЕРА ЗАГОЛОВКА ПРОПРИЕТАРНОГО ПРОТОКОЛА КАНАЛЬНОГО УРОВНЯ НА ОСНОВЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ОЦЕНИВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННОЙ ЭНТРОПИИ КАДРОВ В КАНАЛЕ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С КОММУТАЦИЕЙ ПАКЕТОВ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ
А. Г. Крылов, В. В. Кузьмин, К. В. Семенов ..... 209

ОСОБЕННОСТИ СОЗДАНИЯ АКТИВНЫХ ПОМЕХ КАНАЛАМ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ И ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ
М. Н. Ирмагамбетов, Н. С. Калина, А. В. Леньшин, Д. Д. Репин ..... 219

ОСОБЕННОСТИ УСТРАНЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРНОЙ НЕСТАБИЛЬНОСТИ В СИНТЕЗАТОРАХ ЧАСТОТ НА ОСНОВЕ ПЕТЛИ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ДЛЯ БОРТОВЫХ СРЕДСТВ СВЯЗИ
Н. С. Грицак, Н. М. Тихомиров ..... 229

ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ БЕСПРОВОДНЫХ ЛИНИЙ СВЯЗИ С АДАПТИВНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ В УСЛОВИЯХ ОПТИМИЗИРОВАННЫХ ПОМЕХ
В. О. Ключников, С. М. Одоевский, Р. С. Султанов ..... 238

ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ МНОГОКАНАЛЬНОГО ОБНАРУЖИТЕЛЯ ШУМОПОДОБНОГО СИГНАЛА ПРИ НАЛИЧИИ ЭФФЕКТА ДОПЛЕРА В ПРИНИМАЕМОМ СИГНАЛЕ
А. И. Мордовин, Ю. В. Сидоров, В. И. Шестопалов ..... 248

ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ
А. Ю. Петрова, А. С. Путятин, А. В. Сезин ..... 258

ПОДХОД К ОЦЕНИВАНИЮ ПРОТОКОЛОВ МАРШРУТИЗАЦИИ СЕТИ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
А. В. Писной ..... 261

ПОКАЗАТЕЛИ ЭФФЕКТИВНОСТИ И БЕЗОПАСНОСТИ СИСТЕМ БИОМЕТРИЧЕСКОГО РАСПОЗНАВАНИЯ АБОНЕНТА ПО ГОЛОСУ
А. В. Пономарев, А. П. Чернышов, Д. С. Юдаков ..... 266

ПРИМЕНЕНИЕ МНОГОКАНАЛЬНЫХ РЕТРАНСЛЯТОРОВ В ЗАДАЧАХ ПОВЫШЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ И КАЧЕСТВА СВЯЗИ
Д. С. Мацокин, А. А. Калинин, А. А. Пирогов, М. А. Ромащенко, А. Г. Халдобин ..... 272

ПРОБЛЕМА ОБЕСПЕЧЕНИЯ СВЯЗИ БПЛА
С. Д. Гончаренко, А. В. Останков ..... 277

ПРОБЛЕМА СИНТЕЗА ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ С КОРОТКИМ ЖИЗНЕННЫМ ЦИКЛОМ
А. А. Бречко .....284

РАДИОСИСТЕМА С ФИКСИРОВАННОЙ ДАЛЬНОСТЬЮ ДЕЙСТВИЯ НА ОСНОВЕ ВОЛН С НЕНУЛЕВЫМ ОРБИТАЛЬНЫМ УГЛОВЫМ МОМЕНТОМ
Ю. М. Мелёшин .....288

РАЗРАБОТКА АСИНХРОННОГО ИНТЕРФЕЙСА МОЗГ-КОМПЬЮТЕР НА ОСНОВЕ ДАННЫХ ЭЛЕКТРОЭНЦЕФАЛОГРАФИИ
А. Н. Голубинский, Д. В. Журавлёв, Р. М. Саминов .....293

РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВ РЕГИСТРАЦИИ ЭЭГ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В НЕЙРОИНТЕРФЕЙСАХ «МОЗГ-КОМПЬЮТЕР»
А. Н. Голубинский, Д. В. Журавлёв, Д. А. Кисленков .....298

РАСШИРЕНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ БОРТОВОЙ РАДИОСТАНЦИИ УКВ ДИАПАЗОНА С УСТРОЙСТВОМ СЕЛЕКТИВНОГО ВЫЗОВА НА ОСНОВЕ ШИФРОВАНИЯ КОДАМИ ГОППЫ
В. В. Лебедев, А. Д. Стрельников .....306

СИГНАЛ СИНХРОНИЗАЦИИ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЙ В ЦИФРОВЫХ ТРАНСПОРТНЫХ СЕТЯХ И ОБОРУДОВАНИИ
К. А. Батенков .....315

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СПУТНИКОВЫМИ СЕТЯМИ С ЭЛЕМЕНТАМИ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА
О. А. Симонина, А. Д. Скорик .....319

СПОСОБ УВЕЛИЧЕНИЯ СКОРОСТИ ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА В СЕТЯХ УКВ РАДИОСВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ OFDM СИГНАЛОВ
А. А. Мухопадов, А. В. Нестеров .....328

СТРУКТУРНО-ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ БЕЗОПАСНОСТИ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ПРИ ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЯХ
Е. О. Лепешкин, О. М. Лепешкин, О. А. Остроумов, И. С. Черных .....332

УСОВЕРШЕНСТВОВАННАЯ СИСТЕМА ДЕ**Ы**ПОНИРОВАНИЯ КЛЮЧЕЙ ШИФРОВАНИЯ
В. В. Алексеев, А. Д. Анисимов, А. А. Брюханов .....341

УСТРОЙСТВО ИЗМЕРЕНИЯ ДОПЛЕРОВСКОГО СДВИГА ЧАСТОТЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЭЛЕМЕНТОВ ГОЛОГРАФИЧЕСКОЙ ФОТОНИКИ
Б. А. Бараболя .....345

ФОРМИРОВАНИЕ МЕТРИКИ СВЕТОВОГО ПУТИ В СОВРЕМЕННЫХ ОПТИЧЕСКИХ СЕТЯХ СВЯЗИ
А. П. Бойко ..... 352

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

АНАЛИЗ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА АТМОСФЕРНОЙ ОПТИЧЕСКОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ OFDM-ТИПА В ТУРБУЛЕНТНОМ КАНАЛЕ
Р. П. Краснов ..... 358

АНАЛИЗ СИГНАЛА ЛАЗЕРНОЙ ЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ С ЦЕЛЬЮ КЛАССИФИКАЦИИ И РАСПОЗНАВАНИЯ ОБЪЕКТОВ
Е. А. Антонов, А. И. Калугин, Д. Н. Кочурова ..... 363

МАКЕТ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ИСКАЖЕНИЙ КАДРА СКАНИРОВАНИЯ
Е. А. Антонов, И. Е. Гусаров, А. И. Калугин ..... 368

ПРИМЕНИЕ ОПТОАКУСТИЧЕСКОГО ЭФФЕКТА ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ КРОВИ
Д. А. Кравчук ..... 375

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕНДЕНЦИИ ИЗМЕРЕНИЯ ГЛЮКОЗЫ В КРОВИ IN-VIVO.
Д. А. Кравчук, А. С. Остриков ..... 380

УВЕЛИЧЕНИЕ ВРЕМЕНИ РАБОТЫ ЛАЗЕРНОЙ УСТАНОВКИ МОНИТОРИНГА ЗАГРЯЗНЕНИЙ АКВАТОРИЙ ВОДОЕМОВ МИКРОПЛАСТИКОМ
В. А. Алексеев, М. Р. Зарипов ..... 383

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

АКТИВНАЯ МНОГОЛУЧЕВАЯ АНТЕННАЯ СИСТЕМА С ДИАГРАММОБРАЗУЮЩЕЙ СИСТЕМОЙ НА ОСНОВЕ ПЛОСКОЙ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА И НЕСИММЕТРИЧНЫМИ ИЗЛУЧАТЕЛЯМИ ВИВАЛЬДИ
Д. К. Проскурин ..... 391

АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ МОДЕЛЕЙ ДВИЖЕНИЯ МАНЕВРЕННЫХ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ В РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМАХ
Н. С. Чичкин ..... 395

ВЛИЯНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ ПРИЕМНИКА НА СИГНАЛЬНУЮ СОСТАВЛЯЮЩУЮ ПРИ ПРИЕМЕ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА
Г. А. Бакаева.....405

ИЗМЕРЕНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МЕТЕООСАДКОВ ПРИ ОБЛУЧЕНИИ РАВНОУДАЛЁННЫМИ ПОЛЯРИЗОВАННЫМИ РАДИОВОЛНАМИ
Д. К. Берестин, Е. Л. Шошин.....411

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ЗАКОНА ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ НА ПОТЕНЦИАЛЬНУЮ ТОЧНОСТЬ РАДИОВЫСОТОМЕРА НЕПРЕРЫВНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ
А. А. Тарасенков, А. А. Монаков.....421

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕМЕНТА АДАПТИВНОЙ ФАР И ПРОХОДНОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ ДЛЯ АППАРАТУРЫ СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ БОРТОВОГО БАЗИРОВАНИЯ
Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Д. К. Проскурин, С. М. Фёдоров, А. А. Шеверев.....429

К ВОПРОСУ О СНИЖЕНИИ НЕРАВНОМЕРНОСТИ ЭНЕРГОПОТРЕБЛЕНИЯ ПЕРЕДАЮЩИХ МОДУЛЕЙ В ИМПУЛЬСНЫХ РЛС С АФАР
Н. А. Кушнерев, Д. О. Попов, М. В. Родин.....436

ОБ УСЛОВИЯХ СУЩЕСТВОВАНИЯ РЕШЕНИЯ В ЗАДАЧЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА ПО ТРЕМ РЕПЕРНЫМ ТОЧКАМ ПРИ ПОМОЩИ АЗИМУТАЛЬНО-УГЛОМЕСТНОГО МЕТОДА
М. С. Иванова, Л. А. Минин, С. Н. Ушаков.....442

# Том 3

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

ОБНАРУЖЕНИЕ ДВИЖУЩИХСЯ ОБЪЕКТОВ НА ДАЛЬНОСТНО-СКОРОСТНЫХ ПОРТРЕТАХ РАДИОЛОКАТОРОВ С ПОМОЩЬЮ НЕЙРОННОЙ СЕТИ
В. Ю. Нестеров, А. А. Тучков, Н. И. Чиков.....1

ОПТИМИЗАЦИЯ АВТОНОМНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ КОМПЛЕКСА С БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ ПРИ РАЗЛИЧНОМ УРОВНЕ НЕОДНОРОДНОСТИ ВЫПОЛНЯЕМЫХ ОПЕРАЦИЙ
О. А. Лыкова, С. А. Мочалов.....12

ОПЫТ УПРОЩЕНИЯ КОНСТРУКЦИИ И УДЕШЕВЛЕНИЯ РАДИОЛОКАТОРОВ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ ДЛЯ БПЛА
В. К. Цветков.....20

ОЦЕНКА СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ОРИЕНТАЦИИ СЕКЦИЙ ИЗЛУЧАЮЩЕГО РАСКРЫВА
Д. С. Федоров.....26

ПОВЫШЕНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ОБНАРУЖЕНИЯ МАЛОРАЗМЕРНЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ
К. Н. Чугай .....34

ПОМЕХОУСТОЙЧИВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В МНОГОКАНАЛЬНОЙ ПРИЕМНОЙ СИСТЕМЕ С ВЗАИМНЫМ ВЛИЯНИЕМ И ОПТИМИЗАЦИЕЙ НАГРУЗОЧНЫХ ИМПЕДАНСОВ
М. В. Грачев, Е. А. Клименцова .....41

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЙ ОБНАРУЖИТЕЛЬ ТРАЕКТОРИЙ
А. С. Солонар, В. А. Кондратёнок, А. А. Михалковский, А. С. Храменков .....48

ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО РАЗРАБОТКЕ АДАПТИВНОГО К УСЛОВИЯМ НАБЛЮДЕНИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ОБНАРУЖИТЕЛЯ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ
Е. Н. Буйлов, А. С. Солонар.....53

ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМОВ АДАПТИВНОЙ КОРРЕКЦИИ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ
Т. К. Анфиногентова, Д. Б. Михайлов, А. В. Чадин .....63

РАЗРЕШЕНИЕ ДВУХ ТОЧЕЧНЫХ ИСТОЧНИКОВ СИГНАЛА В СИСТЕМЕ С ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ
А. А. Монаков .....67

РАССЕЯНИЕ ПЛОСКОЙ НЕГАРМОНИЧЕСКОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ НА ИМПЕДАНСНОМ КЛИНЕ
А. Ф. Крячко, А. И. Тюрина.....75

РЕЗУЛЬТАТЫ АНАЛИЗА ЭФФЕКТИВНОСТИ РАБОТЫ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ ТРАЕКТОРИЙ
А. С. Солонар, В. А. Кондратёнок, А. А. Михалковский, А. С. Храменков .....84

СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ДИАГРАММ ОБРАТНОГО ВТОРИЧНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ МАЛОРАЗМЕРНЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ
С. М. Костромицкий, Д. С. Нефёдов, А. С. Храменков, В. Г. Чигряй.....92

ЦИФРОВЫЕ ДВОЙНИКИ ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ И РАСЧЕТА ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ ОБЪЕКТОВ
Е. С. Емельянов, А. О. Кирьянов.....100

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

АДАПТИВНЫЙ МЕТОД ГОЛОГРАФИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В НЕРЕГУЛЯРНОМ ВОЛНОВОДЕ
В. М. Кузькин, Н. В. Ладыкин, А. С. Переселков, С. А. Переселков, П. В. Рыбянец .....109

АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ПОЛОЖЕНИЯ ОБЪЕКТА ПО ДАННЫМ ИНЕРЦИАЛЬНЫХ МЭМС-МОДУЛЕЙ НА ОСНОВЕ ВЫЯВЛЕНИЯ ХАРАКТЕРНЫХ УЧАСТКОВ ЕГО ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ТРАЕКТОРИИ
О. О. Лободинова.....114

ВЛИЯНИЕ ИМИТИРУЮЩИХ ПОМЕХ НА ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ВОС-СИГНАЛОВ
П. Д. Коратаев, В. В. Неровный, П. С. Облов .....124

ВОЗМОЖНОСТЬ ОЦЕНКИ ГЛУБИНЫ ИСТОЧНИКА ЗВУКА В МЕЛКОВОДНОМ ВОЛНОВОДЕ
С. А. Переселков, П. В. Рыбянец, С. А. Ткаченко, В. М. Кузькин, А. С. Переселков.....134

ИССЛЕДОВАНИЕ СТРУКТУРНО-ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ НА ФОРМИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ С ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ
В. Б. Васильчук, В. В. Неровный, Д. В. Степанов, Т. Ю. Урывская.....142

ИССЛЕДОВАНИЕ ТОЧНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ В УСЛОВИЯХ ИСКУССТВЕННОГО ЗАГРУБЛЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИЗЛУЧАЕМЫХ СИГНАЛОВ.
П. Д. Коратаев, Д. С. Крыгин, В. В. Неровный, А. Р. Храбров.....147

МЕТОД ОЦЕНКИ ДАЛЬНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ПОДВОДНОГО ГЛАЙДЕРА
И. М. Косенко, В. М. Кузькин, А. Ю. Малыхин, С. А. Переселков, П. В. Рыбянец .....153

МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ В УСЛОВИЯХ ПЛОТНОЙ ГОРОДСКОЙ ЗАСТРОЙКИ
А. Е. Макаров, И. В. Рябов.....161

МЕТОДИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ПОВЫШЕНИЮ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАЗВЕДЫВАТЕЛЬНО-УДАРНОГО КОНТУРА ЗА СЧЕТ ВНЕДРЕНИЯ В НЕГО СИСТЕМЫ ПОДДЕРЖКИ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЯ
А. В. Коровин, А. А. Курносов.....167

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ СЛЕЖЕНИЯ ЗА ЧАСТОТОЙ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГНСС В ПЛОТНОМ СПЕКТРЕ РАДИОСИГНАЛОВ
М. В. Авдеев, С. Н. Богомолов, В. В. Шамилин .....173

МОДЕЛЬ ПОДСИСТЕМЫ ГЕОЛОКАЦИИ АБОНЕНТСКИХ ТЕРМИНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ РАЗНОСТНО-СКОРОСТНОГО МЕТОДА
В. В. Адиатулин, Е. С. Антонышев, В. А. Кульпин, Р. Р. Саниев .....178

О МЕТОДЕ ГРУППОВОЙ НАВИГАЦИИ С ЛИДЕРОМ
В. М. Кузькин, Н. В. Ладыкин, Ю. В. Матвиенко, С. А. Переселков, А. Ф. Щербатюк.....191

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ С БОРТА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТРИОРТОГОНАЛЬНОЙ ВИБРАТОРНОЙ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ
А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов.....197

ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОНФИГУРАЦИИ СИСТЕМ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ С ПОМОЩЬЮ ГЕНЕТИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА
И. Ю. Еремеев, К. А. Неретина, В. В. Печурин.....205

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ОШИБОК ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ АВТОНОМНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ НА ТОЧНОСТЬ КООРДИНАТОМЕТРИИ УПРАВЛЯЕМЫХ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ
Ю. Л. Козирацкий, Р. Г. Хильченко, Е. М. Шутько.....213

ОЦЕНКА КАЧЕСТВА РАБОТЫ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ, ПРИМЕНЯЮЩИЕ ПЕРСПЕКТИВНЫЕ НАВИГАЦИОННЫЕ СИГНАЛЫ
М. В. Авдеев, С. Н. Богомолов, В. В. Шамилин .....223

ПЕРСПЕКТИВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ СИСТЕМЫ НАВИГАЦИОННОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПОЛЕТОВ АВИАЦИИ ВОЗДУШНО-КОСМИЧЕСКИХ СИЛ
А. В. Коровин, Н. И. Костыркин, Д. А. Устюжанин.....229

РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ НАПРАВЛЕНИЙ НА ПАССИВНЫЙ РАДИОМАЯК С ЗАДАННЫМИ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ РАССЕЯНИЯ
В. Л. Гулько, А. А. Мещеряков .....232

РЕАЛИЗАЦИЯ РАЗНОСТНО- ДОПЛЕРОВСКОГО МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ИРИ В ББ
И. О. Смольняков, А. Ю. Трущинский, И. О. Щипачкин.....237

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ НАВИГАЦИИ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СИСТЕМЫ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА
А. В. Коровин, Д. А. Устюжанин .....244

СРАВНЕНИЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ ЗАТРАТ ПРИ ПОИСКЕ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С ДВОЙНОЙ МЕАНДРОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ПРИ ПРИМЕНЕНИИ РАЗЛИЧНЫХ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ
Н. А. Неровная, В. В. Неровный, В. С. Радько, В. В. Филоненко.....251

СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛОВ В КАНАЛЕ ОЦЕНКИ ДИСПЕРСИИ ПОМЕХИ ОБНАРУЖИТЕЛЯ НАВИГАЦИОННЫХ МВОС-СИГНАЛОВ
П. Д. Коратаев, Н. А. Неровная, В. В. Неровный, П. С. Облов.....257

СЦЕНАРИИ РОЕВОГО УПРАВЛЕНИЯ РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫМИ БЕСПИЛОТНЫМИ СИСТЕМАМИ
А. А. Васильченко .....267

УЛУЧШЕНИЕ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ С ПОМОЩЬЮ УСТРОЙСТВА ДЛЯ РАБОТЫ С ГЛОБАЛЬНЫМИ НАВИГАЦИОННЫМИ СПУТНИКОВЫМИ СИСТЕМАМИ
В. Б. Васильчук, Т. Ю. Урывская .....274

УМЕНЬШЕНИЕ ПИК-ФАКТОРА НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ
Д. А. Киселев, П. Д. Коратаев, В. В. Неровный .....278

ФОРМИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ С ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ С ПОНИЖЕННЫМ УРОВНЕМ ВНЕПОЛОСНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ
В. Б. Васильчук, В. В. Неровный, Д. В. Степанов, Т. Ю. Урывская.....282

**Секция 7. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы. Теория фракталов.**

ВЛИЯНИЕ ГАУССОВСКИХ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ НА ТОЧНОСТЬ ОЦЕНКИ СРЕДНЕЙ ЧАСТОТЫ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХСИГНАЛОВ
Т. Т. Доан, П. А. Трифонов ..... 290

МОДЕЛЬ ГЕНЕРАТОРА С ИЗМЕНЯЕМОЙ ФОРМОЙ СКИ
А. М. Бобрешов, А. С. Величкина, А. Е. Елфимов, Г. К. Усков ..... 298

ОДНОВРЕМЕННОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДВУХ ОСНОВНЫХ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ДИЭЛЕКТРИКА МЕТОДОМ МИНИМИЗАЦИИ КВАДРАТА НОРМЫ НЕВЯЗКИ
А. М. Бобрешов, А. А. Кононов, К. В. Смусева, Г. К. Усков ..... 303

СОВРЕМЕННЫЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ
А. Ю. Петрова, А. С. Путятин, А. В. Сезин ..... 314

УВЕЛИЧЕНИЕ МОЩНОСТИ ДВУХТАКТНЫХ ОБОСТРИТЕЛЕЙ ИМПУЛЬСОВ НА ДИОДАХ С НАКОПЛЕНИЕМ ЗАРЯДА С ПРИМЕНЕНИЕМ ИСТОЧНИКА ИМПУЛЬСНОГО ЗАПИРАЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ
М. А. Назаров, Э. В. Семенов ..... 317

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

АКТИВНАЯ ПОЛНОАЗИМУТАЛЬНАЯ МНОГОЛУЧЕВАЯ АНТЕННАЯ СИСТЕМА НА ОСНОВЕ ПЛОСКОЙ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА И ПАТЧ-ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ
Д. К. Проскурин ..... 323

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ФОРМЫ ИМПУЛЬСА ВОЗБУЖДАЮЩЕГО ПОЛЯ НА ОСЕВОЕ ИЗЛУЧЕНИЕ ПЛОСКОЙ КРУГЛОЙ АПЕРТУРЫ
А. А. Волков ..... 330

АНТЕННА ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ С ЧАСТОТНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ БЕЗ ЭФФЕКТА НОРМАЛИ
А. В. Останков, Е. Г. Хрипунов, А. Ю. Чернышев ..... 336

АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С ЧАСТОТНЫМ РАЗНЕСЕНИЕМ
А. Я. Авраменко, В. Ю. Волков ..... 346

АНТЕННАЯ РЕШЕТКА, СОСТОЯЩАЯ ИЗ ДВУХЗАХОДНЫХ СПИРАЛЕЙ АРХИМЕДА, КОТОРЫЕ ВОЗБУЖДАЮТСЯ ШТЫРЯМИ СВЯЗИ, ПОГРУЖЕННЫМИ В ПРЯМОУГОЛЬНЫЙ ВОЛНОВОД
Ю. Г. Пастернак, Д. К. Проскурин, В. А. Пендюрин, К. С. Сафонов ..... 357

АНТЕННАЯ РЕШЕТКА, СОСТОЯЩАЯ ИЗ КРУГЛЫХ ВОЛНОВОДНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ ФАЗИРУЮЩИМИ ПЛАСТИНАМИ
Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Д. К. Проскурин, К. С. Сафонов.....367

АНТЕННАЯ СИСТЕМА С КОММУТАЦИОННЫМ СКАНИРОВАНИЕМ НА ОСНОВЕ ПЛОСКОЙ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА, СОСТОЯЩЕЙ ИЗ КОНЦЕНТРИЧЕСКИХ КОЛЕЦ И ТЕМ-РУПОРА С ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНЫМ ЗАКОНОМ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ВОЛНОВОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ В РАДИАЛЬНОМ НАПРАВЛЕНИИ
Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Д. К. Проскурин, Н. Б. Смольянов.....379

ВАРИАНТ СИНТЕЗА АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С СЕКТОРНОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ
В. В. Ковалевская, Ю. Г. Хренова, А. Ю. Чернышев, Н. Н. Щетинин.....386

ВАРИАЦИИ НАПРАВЛЕННЫХ И КОРРЕЛЯЦИОННЫХ СВОЙСТВ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ, ВЫЗВАННЫЕ СЛУЧАЙНЫМ СМЕЩЕНИЕМ ЭЛЕМЕНТОВ
Т. К.. Артёмова, Б. Э. Назаренко.....392

ВЕРОЯТНОСТЬ ПРОСТОЯ В MIMO СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С РАЗЛИЧНЫМИ ПРОСТРАНСТВЕННЫМИ СТРУКТУРАМИ ПРИ НАЛИЧИИ ПОМЕХ
Т. В. Нгуен, Ю. Н. Паршин.....400

ВИБРАТОРНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ С ДВУМЯ ОРТОГОНАЛЬНЫМИ ПОЛЯРИЗАЦИЯМИ ДЛЯ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ДЕЦИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН С ДВУХКООРДИНАТНЫМ ШИРОКОУГОЛЬНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ
Д. К. Проскурин.....408

ВЛИЯНИЕ КОНФИГУРАЦИИ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ НА ПЛОЩАДЬ ПОКРЫТИЯ И ПРОПУСКНУЮ СПОСОБНОСТЬ КАНАЛА СВЯЗИ В 5G
В. С. Чернов.....416

ВЛИЯНИЕ РАЗМЕРА ИЗЛУЧАЮЩЕЙ СИСТЕМЫ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ПРИ ПОГРЕШНОСТЯХ РЕАЛИЗАЦИИ ФОКУСИРУЮЩЕГО ФАЗОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ
И. П. Громов, О. В. Потапова.....423

ВЛИЯНИЕ ЧАСТИЧНОГО СОЛНЕЧНОГО ЗАТМЕНИЯ 25 ОКТЯБРЯ 2022 Г. НА МАКСИМАЛЬНО НАБЛЮДАЕМУЮ ЧАСТОТУ ПО ДАННЫМ НАКЛОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ДОЛГОТНЫХ ТРАСС СРЕДНЕЙ ПРОТЯЖЕННОСТИ
Г. Г. Вертоградов.....427

ВЫБОР ИЗЛУЧАЮЩЕГО ЭЛЕМЕНТА АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ СИСТЕМЫ MU-MIMO
Е. В. Аверина, А. Ю. Лафицкий, К. В. Смусева.....435

# Том 4

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

ВЫСОКОНАПРАВЛЕННАЯ ЛИНЕЙНАЯ ПЕРИОДИЧЕСКАЯ АНТЕННА ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ
Д. Ю. Крюков, А. В. Останков, Ю. Г. Пастернак.....1

ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТКЕРИСТИКИ ЗАСОЛЕННЫХ ПОЧВ
С. А. Варнаков, С. В. Кривальцевич, А. О. Никифорова, А. С. Ященко.....11

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ ЦИФРОВОЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОБРАБОТКИ УКВ-СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ТРОПОСФЕРНОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН
Ю. Б. Нечаев, И. В. Пешков.....16

ИНТЕГРАЦИЯ ОДНОРОДНОЙ ПОЛУСФЕРИЧЕСКОЙ ЛИНЗЫ И ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВОЙ АНТЕННЫ
С. И. Деревянкин, А. В. Останков.....22

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ОРГАНИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ В КАЧЕСТВЕ ВОЗМОЖНЫХ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ МЕЖДУ ЭЛЕМЕНТАМИ ПАТЧ-АНТЕНН
Н. А. Болдырев, А. В. Колосовский, А. С. Мазинов, А. В. Старосек, Д. К. Цапик.....28

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК РАСПРОСТРАНЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ ВДОЛЬ ПРОВОДНИКОВ ПРИЗЕМНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ АНТЕНН ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН
С. А. Варнаков, Ю. А. Костычов, С. В. Кривальцевич, А. С. Ященко.....33

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СИНУСОИДАЛЬНОЙ АНТЕННЫ МАЛЫХ ВОЛНОВЫХ РАЗМЕРОВ
В. Ю. Зондаи, Д. П. Табаков.....38

ИССЛЕДОВАНИЯ ВЛИЯНИЯ СОСТАВА И ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ АНТЕННЫХ СИСТЕМ С ЭКРАНАМИ ИЗ МЕТАМАТЕРИАЛА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ВЗАИМОДЕЙСТВУЮЩИХ АНТЕНН
А. Л. Бузов, М. А. Бузова, Н. А. Носов, А. В. Шляхов.....47

КОНСТРУКЦИЯ ВОЛНОВОДНОЙ ЛИНЗЫ РОТМАНА С ТЕМ- ВОЛНОЙ И ОСНОВНОЙ МАГНИТНОЙ ВОЛНОЙ ВОЛНОВОДНОГО ТИПА H10 МОБИЛЬНОГО ТЕРМИНАЛА СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ KU-ДИАПАЗОНА
Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Д. К. Проскурин, К. С. Сафонов.....53

КРУГЛАЯ МИКРОПОЛОСКОВАЯ ФИЛЬТР-АНТЕННА С ЛЕВОЙ КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ
М. С. Михайлов, Ф. Хабиб Раммах .....59

ЛИНЕЙНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ПИТАЕМАЯ С ПОМОЩЬЮ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ДЕЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ
Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Д. К. Проскурин, К. С. Сафонов.....66

МАСШТАБИРУЕМАЯ СИСТЕМА ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЯ ДЛЯ ЦИФРОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК
В. В. Задорожный .....75

МЕТОДИКА РАСЧЕТА МАТРИЦЫ ПОВЕРХНОСТНЫХ ИМПЕДАНСОВ ПОЛОСКОВОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ, РАСПОЛОЖЕННОГО НА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ШАРЕ
Д. С. Клюев, А. М. Нещерет, А. И. Половинкин, Ю. В. Соколова, И. В. Сушко, Д. С. Федоров ..84

МЕТОДЫ ВОССТАНОВЛЕНИЯ СПЕКТРОВ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ГРУНТА НА ОСНОВЕ ИЗМЕРЕНИЙ КОМПОНЕНТОВ МАТРИЦЫ РАССЕЯНИЯ ОТРЕЗКОВ ЛИНИЙ, ЧАСТИЧНО ЗАПОЛНЕННЫХ ИССЛЕДУЕМЫМ ВЕЩЕСТВОМ
П. П. Бобров, Ю. А. Костычов.....89

МИНИАТЮРИЗАЦИЯ УКВ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ ПРИ ПОМОЩИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ФРАКТАЛЬНОЙ ГЕОМЕТРИИ
А. Ю. Болгов, Д. П. Кондратьев, С. Е. Нескородов, Г. К. Усков .....97

МНОГОЛУЧЕВАЯ MIMO АНТЕННАЯ СИСТЕМА ПОЛНОАЗИМУТАЛЬНОГО ОБЗОРА ПРОСТРАНСТВА
Д. К. Проскурин.....101

МОДЕЛИРОВАНИЕ КРЕСТООБРАЗНОЙ ЩЕЛЕВОЙ АНТЕННЫ
В. П. Васильев, П. С. Арчаков, А. В. Иванов, М. А. Облогин, Д. А. Ницак .....107

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ АНТЕНН СО СНИЖЕНИЕМ ВЗАИМНОЙ СВЯЗИ ДЛЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ РАЗВЯЗКИ
В. Е. Кутепов, И. В. Пешков .....115

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАССЕЯНИЯ ГАУССОВА ПУЧКА НА НЕСФЕРИЧЕСКИХ ЧАСТИЦАХ
К. С. Артёмов, А. А. Афонин.....123

ОБЕСПЕЧЕНИЕ СТАБИЛЬНОСТИ ФАЗОВЫХ СДВИГОВ КОММУТИРУЕМЫХ КАНАЛОВ МЭМС ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ
А. Ф. Крячко, А. И. Тюрина.....130

ОПТИМИЗАЦИЯ КОНСТРУКЦИИ АНТЕННЫ BOW-TIE ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ КАНАЛА СВЯЗИ С БПЛА
Е. А. Ищенко, С. М. Федоров .....137

ОСОБЕННОСТИ И СПЕЦИФИКА СОЗДАНИЯ 3D ОСЛАБЛЯЮЩИХ СТРУКТУР ГИГАГЕРЦЕВОГО ДИАПАЗОНА
М. И. Аметов, Р. Г. Губайдуллин, А. С. Мазинов .....145

ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКТИВНОГО ИСПОЛНЕНИЯ БЛОКОВ АНТЕННЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ДКМВ ДИАПАЗОНА
Д. Х. Варэс, И. Ю. Хлопушин.....150

ОСОБЕННОСТИ УЧЕТА ЭФФЕКТОВ ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ АНТЕННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ В СИСТЕМАХ MASSIVE-MIMO
О. В. Бажанова, А. А. Кононов, К. В. Смусева, Г. К. Усков .....158

ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ И ОЦЕНИВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ OFDM СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ MIMO
И. Д. Веселов, И. В. Житков, К. А. Неретина.....168

ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ВИРТУАЛЬНЫХ МАГНИТНЫХ ДИПОЛЕЙ В УСЛОВИЯХ ШУМОВОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ
Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, С. М. Федоров .....177

ПАРАМЕТРЫ УЧАСТКА, СУЩЕСТВЕННОГО ПРИ ФОРМИРОВАНИИ РАДИОВОЛНЫ, ОТРАЖЁННОЙ ОТ ГЛАДКОЙ ГОРИЗОНТАЛЬНОЙ ПОВЕРХНОСТИ
А. М. Бобрешов, А. А. Кононов, К. В. Смусева, Г. К. Усков.....184

ПАТЧ-ЭЛЕМЕНТЫ ДЛЯ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ДЕЦИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН С ДВУХКООРДИНАТНЫМ ШИРОКОУГОЛЬНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ НА ДВУХ ОРТОГОНАЛЬНЫХ ПОЛЯРИЗАЦИЯХ
Д. К. Проскурин.....192

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ И СКОРОСТИ ПОЛНОГО ЦИКЛА ИЗГОТОВЛЕНИЯ ПЕЧАТНЫХ АНТЕНН С ПРИМЕНЕНИЕМ АДДИТИВНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ
А. М. Безрукавый, И. С. Бобылкин, Е. А. Ищенко, Р. М. Ляпунов, С. М. Федоров.....202

ПОСТРОЕНИЕ ЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН НА ОСНОВЕ СОЛНЕЧНЫХ ПАНЕЛЕЙ
И. С. Бобылкин, А. В. Володько, Е. Д. Егорова, Е. А. Ищенко, Р. М. Ляпунов, Д. К. Проскурин, С. М. Федоров .....212

РАЗРАБОТКА АНТЕННЫ КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ ДЛЯ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ GPS И ГЛОНАСС
А. Дайуб, А. А. Комаров .....219

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ПЛАНАРНОЙ АНТЕННЫ С ШИРОКОУГОЛЬНЫМ МЕХАНИЧЕСКИМ СКАНИРОВАНИЕМ
Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Д. К. Проскурин, Н. Б. Смольянов .....225

РАЗРАБОТКА ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ФАР НА ОСНОВЕ ГИБРИДНОГО МОСТА С УПРАВЛЯЕМЫМИ ЕМКОСТНЫМИ НАГРУЗКАМИ
Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, И. В. Попов, Д. К. Проскурин, К. С. Сафонов.....231

РЕАЛИЗАЦИЯ КОМПАКТНОЙ МНОГОЛУЧЕВОЙ АНТЕННЫ ДЛЯ БПЛА НА ОСНОВЕ АНТЕНН УДА-ЯГИ С ЕДИНЫМ КОНТУРОМ РЕФЛЕКТОРА
Е. А. Ищенко, С. М. Федоров, В. Ю. Шафоростова .....241

РЕЗУЛЬТАТЫ АНАЛИТИЧЕСКОГО РАСЧЕТА ЛУЧЕВЫХ ТРАЕКТОРИЙ В ПЛАВНО-НЕОДНОРОДНОЙ СРЕДЕ
В. В. Ахияров .....250

РЕКОНФИГУРИРУЕМАЯ ПЛАЗМЕННАЯ АНТЕННА С КРУГОВЫМ РЕФЛЕКТОРОМ
И. А. Баранников, С. М. Фёдоров.....258

РОЛЬ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ В РАЗВИТИИ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ БЕСПИЛОТНИКОВ ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ ТАНКОВ
Е. Д. Егорова, Е. А. Ищенко, И. А. Сафонов, С. М. Федоров .....265

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ АНТЕННЫХ СИСТЕМ ОСНОВАНЫХ НА ЛИНЗЕ ЛЮНЕБЕРГА
Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Д. К. Проскурин, Н. Б. Смольянов .....272

СПОСОБ ПЕЛЕНГАЦИИ ПО СОВПАДЕНИЮ НУЛЕЙ МНОЖЕСТВА ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ С АДАПТИВНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ФИЛЬТРАЦИЕЙ
Л. В. Винник, А. В. Литвинов, С. Е. Мищенко, В. В. Шацкий .....278

СПОСОБ ПОДАВЛЕНИЯ ПОМЕХ В АДАПТИВНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ СО СТАБИЛИЗАЦИЕЙ ОРИЕНТАЦИИ ГЛАВНОГО ЛУЧА
В. Г. Денисенко, А. В. Литвинов, С. Е. Мищенко, Н. С. Скворцова, В. В. Шацкий .....288

СРАВНЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ ИСТРЕБИТЕЛЕЙ ЧЕТВЕРТОГО И ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ
А. В. Володько, Е. А. Ищенко, Д. К. Проскурин, С. М. Федоров.....298

СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНОЙ ПОВЕРХНОСТИ С АСИММЕТРИЧНЫМИ КРЕСТООБРАЗНЫМИ АППЕРТУРАМИ
В. А. Киркица, В. В. Комаров .....305

ФАЗИРОВАННАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА, СОСТОЯЩАЯ ИЗ СЕГМЕНТНО-ПАРАБОЛИЧЕСКИХ АНТЕНН С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ КЛИНЬЯМИ
Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Д. К. Проскурин, К. С. Сафонов.....309

ФОРМИРОВАНИЕ ВЫСОКОНАПРАВЛЕННЫХ АНТЕНН ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С БПЛА НА ОСНОВЕ ТЕМ-РУПОРА
Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, Д. К. Проскурин, С. М. Федоров.....320

ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СПИРАЛЕВИДНОЙ ТРЕУГОЛЬНОЙ МЕТАПОВЕРХНОСТИ И ЕЕ ВЛИЯНИЕ НА ОСЛАБЛЕНИЕ ПАДАЮЩЕЙ ВОЛНЫ
Н. А. Болдырев, Е. В. Григорьев, А. С. Мазинов, М. М. Падалинский, И. Ш. Фитаев.....327

ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ ВОЛНОВОДНОГО СТУПЕНЧАТОГО ПЕРЕХОДА
В. В. Комаров, А. А. Шомин.....331

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ МАЛООТРАЖАЮЩЕЙ СПИРАЛЕВИДНОЙ МЕТАСТРУКТУРЫ В ДИАПАЗОНЕ 2,4 - 4,2 ГГЦ
Н. А. Болдырев, В. М. Васильченко, А. С. Мазинов, Д. А. Полетаев, И. В. Юрась.....335

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ОЦЕНКИ НАПРАВЛЕНИЙ ПРИХОДА СИГНАЛОВ В ИОНОСФЕРНОМ КАНАЛЕ
М. В. Кныш, С. Н. Разиньков.....339

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ИНДУКТИВНЫХ И ЕМКОСТНЫХ РЕШЕТОК 1. ОДНОМЕРНЫЕ РЕШЕТКИ
В. В. Ахияров.....346

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ИНДУКТИВНЫХ И ЕМКОСТНЫХ РЕШЕТОК 2. ДВУМЕРНЫЕ РЕШЕТКИ
В. В. Ахияров.....354

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ОТНОСИТЕЛЬНОГО ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОГО КОДИРОВАНИЯ ПРИ НАЛИЧИИ РАССЕИВАТЕЛЕЙ
Х. В. Нгуен, А. Ю. Паршин.....361

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

СИНТЕЗ МАРШРУТОВ МАЛОВЫСОТНОГО ПОЛЕТА АЭРОДИНАМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ
А. В. Богословский, С. Н. Разиньков, Д. Ю. Цуркан.....367

АНАЛИЗ СПОСОБОВ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ СПЕЦИАЛЬНОГО ДЕСТРУКТИВНОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ НА КАНАЛЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ
К. В. Никульшин, А. А. Тишковский.....375

АНАЛИЗ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ С ПОМОЩЬЮ РАССЕИВАНИЯ МИ
В. В. Глотов, К. А. Зубцов.....381

ИССЛЕДОВАНИЕ КОНДУКТИВНЫХ ПОМЕХ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ НА ПРИМЕРЕ ОБРАТНОХОДОВОГО AC/DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ
А. В. Гудков, М. А. Ромащенко .....386

КВАЗИОПТИМАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛА НА ФОНЕ КОМПЛЕКСА УЗКОПОЛОСНОЙ И ШИРОКОПОЛОСНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ ПОМЕХ
Б. К. Выонг, Ю. Н. Паршин .....392

МЕТОДИКА ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ГРУППОВЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ КОДОВОГО РАЗДЕЛЕНИЯ СИГНАЛОВ
Е. Е. Новикова.....401

НЕЙРОСЕТЕВОЙ АЛГОРИТМ ОЦЕНИВАНИЯ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНОЙ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОСИСТЕМОЙ С УЧЕТОМ ОГРАНИЧЕНИЙ ПО ДАЛЬНОСТИ ПРЯМОЙ ВИДИМОСТИ
Э. А. Кирсанов .....407

ОБЗОР СПОСОБОВ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭМС ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ УСТРОЙСТВ С ЭЛЕКТРОПИТАНИЕМ ОТ СЕТИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ЧАСТОТОЙ 50/60 ГЦ НАПРЯЖЕНИЕМ 380 В
И. А. Зиборов, А. В. Луканов, Т. Ф. Чаусова.....413

ОПТИЧЕСКИ ПРОЗРАЧНЫЕ ЭКРАНЫ СВЧ ДИАПАЗОНА С ШИРОКОПОЛОСНЫМ ЭФФЕКТОМ, ПОЛУЧЕННЫЕ ПРИ ПОМОЩИ САМООРГАНИЗАЦИИ
А. С. Воронин, И. В. Говорун, И. А. Дамарацкий, М. О. Макеев, П. А. Михалёв, Ю. В. Фадеев, С. В. Хартов .....418

ОРГАНИЗАЦИЯ НАТУРНЫХ ИСПЫТАНИЙ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ БОРТОВОГО ОБОРУДОВАНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ «КОВРОВЕЦ-01»
П. А. Замятин .....424

ОСНОВНЫЕ ВОПРОСЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ ПИТАНИЯ МОДУЛЕЙ СВЯЗИ И УПРАВЛЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ РОБОТИЗИРОВАННЫХ АППАРАТОВ
Д. В. Васильченко, М. А. Ромащенко, Д. А. Чученков.....435

ОСНОВНЫЕ ПОДХОДЫ К ПОДАВЛЕНИЮ ПОМЕХ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ И УПРАВЛЕНИЯ РОБОТИЗИРОВАННЫМИ АППАРАТАМИ
Д. В. Васильченко, Г. П. Золкин, М. А. Ромащенко .....439

ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ЭКРАНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ СВЯЗИ НАЗЕМНЫХ И ВОЗДУШНЫХ РОБОТИЗИРОВАННЫХ АППАРАТОВ
Д. В. Васильченко, М. А. Ромащенко, Р. С. Сухомлинов .....444

# Том 5

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

ОСОБЕННОСТИ ПОГЛОЩЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН НАНОТОЛЩИННЫМИ ПЛЕНКАМИ ПЕРМАЛЛОЯ
С. А. Вызулин .....1

ОЦЕНКА ВОЗДЕЙСТВИЯ СИГНАЛОПОДОБНЫХ ПОМЕХ НА КАНАЛ РАДИОСВЯЗИ С КВАДРАТУРНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ
Д. М. Наасо, А. А. Пономарев, В. В. Севидов, С. С. Тихонов.....9

ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МАГНИТОИНДУКЦИОННЫХ ДАТЧИКОВ ДЛЯ ПРИЁМА НИЗКОЧАСТОТНЫХ ПОБОЧНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ АКУСТИЧЕСКОЙ КОЛОНКИ
А. В. Бердышев, А. Ф. Петигин, Д. В. Пужкин, А. С. Щеголеватых .....12

ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ В НЕКОГЕРЕНТНОМ РЕЖИМЕ ПРИЕМА МЕАНДРОВЫХ СИГНАЛОВ С УМЕНЬШЕННЫМ УРОВНЕМ ВНЕПОЛОСНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ
В. В. Неровный, В. С. Радько, В. В. Филоненко, В. В. Цитиридис .....23

ПОЛЯРИЗАЦИОННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ СНЧ ДИАПАЗОНА
Ю. В. Коновалова .....29

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА OFDM-СИГНАЛА С ДВУХПОЗИЦИОННОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ ПОДНЕСУЩИХ НА ФОНЕ ГАУССОВСКОЙ ПОМЕХИ
Е. Р. Антипенский, А. А. Волков, К. Ю. Ложкин .....34

ПРЕОДОЛЕНИЕ СИСТЕМ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕНИЯ ПОСРЕДСТВОМ УСИЛЕНИЯ МОЩНОСТИ СИГНАЛА СВЯЗИ С БПЛА
Е. Е. Комиссаров, А. В. Подзоров .....41

ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМА НЕЧЁТКОГО ЛОГИЧЕСКОГО ВЫВОДА ДЛЯ ОЦЕНКИ ВОЗМОЖНОСТИ ВСКРЫТИЯ ОБЪЕКТА РАЗВЕДКИ
А. А. Петроченко, К. Н. Чугай.....47

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА ОЦЕНКИ БЛИЖНЕГО ПОЛЯ В ЗАДАЧАХ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭМС
Д. В. Васильченко, Д. А. Пухов, М. А. Ромащенко.....54

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ СОПРЯЖЕНИЯ И СИНХРОНИЗАЦИИ СРЕДСТВ РАДИОПОДАВЛЕНИЯ
Д. В. Канаев, Р. В. Лесной, В. П. Хоборова ..... 60

РАСШИРЕНИЕ МОДЕЛИ СЛОЖНОГО РАДИОЭЛЕКТРОННОГО КОНФЛИКТА
В. А. Головской.....63

РЕЗУЛЬТАТЫ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ СПОСОБОВ МОДУЛЯЦИИ И КОДИРОВАНИЯ ДАННЫХ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ ИНФОРМАЦИИ ПО КАНАЛУ СВЯЗИ СНЧ ДИАПАЗОНА
Ю. В. Коновалова .....69

РЕШАЮЩЕЕ ПРАВИЛО СПОСОБА СЕЛЕКЦИИ ВОЗДУШНЫХ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ МНОГОКАНАЛЬНЫМ ОБНАРУЖИТЕЛЕМ-ПЕЛЕНГАТОРОМ С ОБЪЕМНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ
Е. С. Артемова, М. П. Сличенко ..... 76

СУЩЕСТВУЮЩИЕ МЕТОДЫ ОЦЕНКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ
В. В. Глотов, А. И. Зимин, К. А. Зубцов.....83

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

АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МИКРОПОЛОСКОВОГО ФОТОННОГО КРИСТАЛЛА НА ВСТРЕЧНЫХ ШПИЛЬКОВЫХ РЕЗОНАТОРАХ
Д. В. Григорьев, Д. В. Пономарев, А. В. Скрипаль, М. Л. Шихалов .....90

ВЛИЯНИЕ ПОЭЛЕМЕНТНОГО ПРИВЕДЕНИЯ К СТАНДАРТНОМУ РЯДУ НОМИНАЛОВ ЗНАЧЕНИЙ ИНДУКТИВНОСТЕЙ И ЕМКОСТЕЙ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ БЕЗОТРАЖАТЕЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ
А. В. Гречишкин, Л. Э. Черноиванов.....96

ИДЕНТИФИКАЦИЯ ВИДА МОДУЛЯЦИИ РАДИОСИГНАЛОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИНТЕГРАЛЬНОГО КРИТЕРИЯ УЗКОПОЛОСНОСТИ
В. Д. Захарченко .....105

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ R-ФУНКЦИЙ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ОТРАЖАЮЩИХ И ОМИЧЕСКИХ ГРАНИЦ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ С ПОМОЩЬЮ МЕТОДА МОНТЕ КАРЛО
К. С. Жевнеров, И. С. Коровченко, К. А. Прохоров, Г. К. Усков..... 109

ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В СИНТЕЗАТОРЕ ЧАСТОТ С НЕЛИНЕЙНЫМ КОЛЬЦОМ ФАПЧ
А. В. Леньшин, Н. М. Тихомиров, Е. В. Шаталов .....119

ЛАБОРАТОРНАЯ УСТАНОВКА ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО НАВЕДЕНИЯ НА ВОЗДУШНУЮ ЦЕЛЬ
А. В. Володько, Д. К. Проскурин, С. О. Распопов, А. П. Тихонов, А. С. Тупицина .....127

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ТРАЕКТОРНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ БЕСПИЛОТНЫМИ СИСТЕМАМИ
А. А. Васильченко .....133

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВОЗМОЖНЫХ ВАРИАНТОВ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ И ИХ ВЕРОЯТНОСТНО-ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК
А. Н. Новиков, И. М. Полубояров..... 139

МИНИМИЗАЦИЯ КОНСТРУКТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ НАПРАВЛЕННЫХ ПЕЧАТНЫХ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКИХ ВИБРАТОРНЫХ АНТЕНН, РАБОТАЮЩИХ НА ЧАСТОТЕ 2.4 ГГЦ ДЛЯ УСТАНОВКИ НА БПЛА
А. А. Моисеенко .....149

МИНИМИЗАЦИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ ПОЛОСОВЫХ LC-ФИЛЬТРАХ
И. В. Забегайло ..... 155

НЕЙРОСЕТЕВАЯ КЛАССИФИКАЦИЯ БВС НА ОСНОВЕ РАДИОЧАСТОТНЫХ ДАННЫХ
С. Б. Брюков, М. А. Калиниченко, А. И. Кондратьева, А. В. Пименов, О. В. Струков, Е. С. Янакова.....161

ОБНАРУЖЕНИЕ И АНАЛИЗ СЕТЕЙ 802.16E
В. А. Козьмин, А. Б. Токарев, И. С. Фаустов .....171

ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ НА КЕРАМИКЕ ТИПА СКМ
Ю. И. Егошин, Т. С. Тимошенко, А. А. Тюменцева..... 180

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ НА КОЭФФИЦИЕНТЫ ПЕРЕДАЧИ ШЛЕЙФОВЫХ РАЗВЕТВЛЕНИЙ СВЧ-УСТРОЙСТВА НА СВЯЗАННЫХ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ВОЛНОВОДАХ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СЛОЯ, РАСПОЛОЖЕННОГО У БОКОВОЙ СТЕНКИ ЕГО ВТОРИЧНОГО КАНАЛА
А. А. Скворцов.....184

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РАДИОУСТРОЙСТВ ОТРАЖАТЕЛЬНОГО ТИПА С ЗАДАННЫМ КОЛИЧЕСТВОМ НЕОДИНАКОВЫХ КАСКАДОВ «НЕЛИНЕЙНАЯ ЧАСТЬ- СОГЛАСУЮЩИЙ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИК»
А. А. Головков, В. А. Головков .....188

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РАДИОУСТРОЙСТВ ОТРАЖАТЕЛЬНОГО ТИПА С ЗАДАННЫМ КОЛИЧЕСТВОМ НЕОДИНАКОВЫХ КАСКАДОВ «СОГЛАСУЮЩИЙ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИК- НЕЛИНЕЙНАЯ ЧАСТЬ»
А. А. Головков, В. А. Головков .....200

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РАДИОУСТРОЙСТВ ОТРАЖАТЕЛЬНОГО ТИПА С ЗАДАННЫМ КОЛИЧЕСТВОМ ОДИНАКОВЫХ КАСКАДОВ «НЕЛИНЕЙНАЯ ЧАСТЬ- СОГЛАСУЮЩИЙ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИК»
А. А. Головков, В. А. Головков .....211

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РАДИОУСТРОЙСТВ ОТРАЖАТЕЛЬНОГО ТИПА С ЗАДАННЫМ КОЛИЧЕСТВОМ ОДИНАКОВЫХ КАСКАДОВ «СОГЛАСУЮЩИЙ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИК - НЕЛИНЕЙНАЯ ЧАСТЬ»
А. А. Головков, В. А. Головков .....223

ПОВЫШЕНИЕ НАДЕЖНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ ПУТЕМ МИНИМИЗАЦИИ ПУСТОТ В ПАЯНЫХ СОЕДИНЕНИЯХ НА ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЕ
С. А. Проценко, Е. В. Турецкая, А. В. Турецкий .....238

ПОДХОД К ПОВЫШЕНИЮ ВРЕМЕНИ АВТОНОМНОЙ РАБОТЫ ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫХ КОМПЛЕКСОВ НА ОСНОВЕ ГИБРИДНОЙ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ С РАДИОАКТИВНЫМИ ИСТОЧНИКАМИ ПИТАНИЯ
М. А. Банкетов, И. А. Сафонов .....245

ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ИЗМЕРЕНИЯ ОСНОВНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ
И. А. Арзамасцев, А. А. Берлев, А. В. Гречишкин, С. В. Перова, Д. Н. Рахманин .....250

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ДИСКРЕТНЫХ LC-ФИЛЬТРОВ ВЧ/СВЧ ДИАПАЗОНА
Ю. И. Егошин, Т. С. Тимошенко, А. А. Тюменцева.....260

РАЗРАБОТКА КОНСТРУКЦИИ ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКА ДЛЯ РЕГИСТРАЦИИ ДАННЫХ С УСТРОЙСТВ, РАБОТАЮЩИХ В ВЕРХНИХ СЛОЯХ СТРАТОСФЕРЫ
О. В. Бойко, Н. Д. Клоков, А. С. Костюков, Д. В. Мязин, А. С. Нетяга .....264

РАСЧЕТ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ УСКОРЕННОГО РЕЖИМА СИНТЕЗАТОРА С КОЛЬЦОМ ФАПЧ С ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ ПАРАМЕТРОВ
А. В. Леньшин, В. Н. Тихомиров, Н. М. Тихомиров, Е. В. Шаталов.....270

СИНТЕЗ СОГЛАСУЮЩИХ ЦЕПЕЙ ДЛЯ ОДНОВРЕМЕННОЙ РАБОТЫ ДВУХ ПРИЕМО-ПЕРЕДАТЧИКОВ НА ОДНУ АНТЕННУ
И. А. Зиборов, А. В. Луканов, Т. Ф. Чаусова .....282

СПОСОБ ОБУЧЕНИЯ АЛГОРИТМА ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОГО ТИПА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО АНТЕННО-СОГЛАСУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА
И. А. Зиборов .....287

СТРУКТУРА МЕТОДИКИ ОПТИМИЗАЦИИ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРВИЧНОЙ СЕТИ РАДИОСВЯЗИ СОЕДИНЕНИЯ УСЛОВИЯМ ЕЕ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ
В. В. Кизилов, И. А. Ковтун .....294

УСКОРЕНИЕ ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА В СИНТЕЗАТОРЕ ЧАСТОТ С КОЛЬЦОМ ФАПЧ С ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫМИ ПОСТОЯННЫМИ ВРЕМЕНИ ПЕТЛЕВОГО ФИЛЬТРА
А. В. Леньшин, С. А. Попов, В. Н. Тихомиров, Н. М. Тихомиров.....298

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

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ СОБЫТИЯМИ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ ПО ОБНАРУЖЕНИЮ ВРЕДОНОСНОЙ АКТИВНОСТИ В СООТВЕТСТВИИ С БАЗОЙ ЗНАНИЙ О ТАКТИКАХ И ТЕХНИКАХ ЗЛОУМЫШЛЕННИКОВ MITRE ATT&CK
В. В. Алексеев, А. Д. Анисимов, А. А. Брюханов .....308

АНАЛИЗ УПРАВЛЕНИЯ АВИАЦИОННЫМИ ПРОТИВООБЛЕДЕНИТЕЛЬНЫМИ СИСТЕМАМИ
А. В. Мефедов, А. И. Хахин, М. С. Шишкин .....318

АСИНХРОННЫЙ ИНТЕРФЕЙС «МОЗГ-КОМПЬЮТЕР» ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИМИ СИСТЕМАМИ И КОМПЛЕКСАМИ
А. Н. Голубинский, Д. В. Журавлёв, А. А. Резниченко .....323

ВОПРОСЫ ПРИМЕНЕНИЯ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА В АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ ВОЙСКАМИ
Д. В. Канаев, Р. В. Лесной, В. П. Хоборова.....327

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ НЕЧЕТКОГО ЛОГИЧЕСКОГО ВЫВОДА ПРИ ОПТИМИЗАЦИИ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ИНТЕРОПЕРАБЕЛЬНОСТИ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ СИСТЕМ
В. А. Дроговоз.....334

НЕЙРОСЕТЕВОЙ ПОДХОД К ЧАСТОТНОМУ ПЛАНИРОВАНИЮ В СЛОЖНЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ОБЪЕКТАХ
А. Н. Голубинский, М. С. Данилов, М. Н. Данильченко, А. А. Тарабанько .....344

О ВЫЧИСЛИМОСТИ ВЕСОВОЙ ФУНКЦИИ ГРАФОВОЙ МОДЕЛИ КОГНИТИВНОЙ РАДИОСИСТЕМЫ
В. А. Головской ..... 355

О ПРИМЕНЕНИИ КОМПЛЕКСНОГО ПОДХОДА К СРАВНИТЕЛЬНОМУ АНАЛИЗУ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ СВЯЗЬЮ
В. С. Артамонов ..... 361

О РАЗРАБОТКЕ НЕЙРОСЕТЕВОГО КЛАССИФИКАТОРА ВИДА ПОМЕХ ДЛЯ СИСТЕМЫ КОГНИТИВНОГО РАДИО
А. Н. Голубинский, Н. М. Рябков ..... 369

ОБЗОР СОВРЕМЕННЫХ ДИФФУЗИОННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ
М. В. Ронкин, А. А. Толстых ..... 376

ОТБОР ПРИЗНАКОВ В ЗАДАЧАХ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ СИГНАЛЬНО-ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКИ
Д. И. Беликов, А. А. Сапрыкин ..... 383

ОЦЕНКА МЕР БЕЗОПАСНОСТИ В СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫМИ ДОКУМЕНТАМИ
В. В. Кунакбаев, С. В. Яковлев, К. В. Яцук ..... 391

ПОДДЕРЖКА ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ ПРИ УПРАВЛЕНИИ РАДИОЧАСТОТНЫМ РЕСУРСОМ КОРАБЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА СВЯЗИ
Д. Е. Зачатейский, М. П. Зубков, Д. В. Сысоев ..... 396

РАЗВИТИЕ ОНТОЛОГИИ ПРОЦЕССНОЙ ОСНОВЫ СОЗДАНИЯ ВЫСОКОТЕХНОЛОГИЧНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ
С. В. Козлов ..... 403

СПОСОБ РАДИОПОДАВЛЕНИЯ СИСТЕМЫ КОГНИТИВНОГО РАДИО
И. П. Боделан, М. В. Крылова, А. Н. Новиков, В. А. Щербаков ..... 412

СПОСОБЫ ПРЕАДАПТАЦИИ СЕТИ СВЯЗИ К ДИНАМИЧЕСКИ МЕНЯЮЩИМСЯ УСЛОВИЯМ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ
Б. М. Попов ..... 417

ТЕХНОЛОГИЯ «ИНТЕРНЕТ ВЕЩЕЙ» - ПЕРСПЕКТИВНОЕ НАПРАВЛЕНИЕ РАЗВИТИЯ И СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОГО СЕРВИСА
Н. Ф. Бух-Винер, В. А. Карпенко, Ю. А. Тамм ..... 423

# ОБНАРУЖЕНИЕ ДВИЖУЩИХСЯ ОБЪЕКТОВ НА ДАЛЬНОСТНО-СКОРОСТНЫХ ПОРТРЕТАХ РАДИОЛОКАТОРОВ С ПОМОЩЬЮ НЕЙРОННОЙ СЕТИ

В. Ю. Нестеров[1], А.А. Тучков[1], Н. И. Чиков[1]

[1]Ростовский-на-Дону Научно-Исследовательский Институт Радиосвязи (РНИИРС), Ростов-на-Дону, Российская Федерация

**Аннотация.** Предложен метод обнаружения движущихся объектов на дальностно-скоростных портретах импульсно-допплеровских РЛС, основанный на использовании модели обнаружителя YOLOv2. Для извлечения признаковой информации из изображения использована модель нейронной сети M-NET. С помощью имитационной модели радиолокационных сценариев сформирован массив данных обучающей выборки. Рассматриваются данные моделирования радиолокаторов как воздушного, так и наземного базирования с высокой и средней частотой повторения импульсов. Представлены графические примеры достоверного обнаружения объектов наблюдения. Вне зависимости от способа базирования предложенный алгоритм обеспечивает значительное повышение качества обнаружения по сравнению с пороговым алгоритмом.

**Ключевые слова:** импульсно-доплеровская радиолокация, обнаружение объектов, нейронные сети, компьютерное зрение, дальностно-скоростной портрет

# DETECTION OF MOVING OBJECTS IN RADAR RANGE-DOPPLER MAPS USING NEURAL NETWORK

V. Y. Nesterov[1], A. A. Tuchkov[1], N. I. Chikov[1]

[1]Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communication, Rostov-on-Don, Russian Federation

**Abstract.** The YOLOv2 based detection method for moving objects in range-Doppler maps of pulse-Doppler radar is proposed. Neural network M-NET is exploited as a backbone for images feature extraction. Training dataset is designed using the radiolocation scenarios simulation model and contains data for both airborne and ground-based radars with high and medium pulse repetition interval. Illustrations of successful detection are presented. Regardless of radar is a plane-based or ground-based average precision account for 89%.

**Keywords:** pulse-Doppler radiolocation, object detection, neural network, computer vision, range-Doppler map

## 1. Введение

Проблемы организации и управления воздушным движением требуют постоянного совершенствования технических средств и алгоритмов обработки данных наблюдения воздушного пространства. В целях предупреждения столкновений в воздухе и при посадке воздушных судов, в настоящее время востребованы высокотехнологичные радиолокационные станции (РЛС) как наземного, так и воздушного базирования. В частности, импульсно-допплеровские РЛС на основе активных фазированных антенных решёток (АФАР) являются современным решением при проектировании систем радиомониторинга. [1]

Создание алгоритмов обработки сигналов, принимаемых АФАР, и извлечения из них информации о наличии и координатах движущихся объектов, является трудоёмкой

задачей. Для бортовых РЛС эффективность классических пороговых методов радиолокационного обнаружения снижается в условиях интенсивных помех подстилающей поверхности. Значительного подавления пассивных помех можно добиться, используя адаптивные алгоритмы обработки [15]. В то же время, их применение может вызывать снижение предельно достижимого темпа обновления информации вследствие высоких вычислительных затрат. Для РЛС наземного базирования при наличии атмосферных неоднородностей повышается вероятность ложного обнаружения. В результате происходит траекторная обработка сигналов объектов, не являющихся объектами наблюдения, которая перегружает вычислительное устройство. Кроме того, пассивные помехи атмосферных метеообразований и Земной поверхности могут частично или полностью маскировать слабые эхо-сигналы воздушных объектов. В связи с этим актуальной задачей является разработка алгоритмов, позволяющих обеспечивать достоверное обнаружение сигналов с низким отношением сигнал-шум (ОСШ) на фоне пассивных помех различной природы, независимо от способа размещения РЛС.

Информация, получаемая об окружающем воздушном пространстве при функционировании импульсно-допплеровской РЛС и первичной обработке радиолокационных данных, представляет собой дальностно-скоростной портрет (ДСП). ДСП можно рассматривать как изображение, в котором яркость каждого пикселя кодирует ОСШ в соответствующем элементе разрешения по дальности и скорости. При использовании цифрового диаграммообразования может быть одновременно сформировано несколько диаграмм направленности (ДН) в режиме приёма, а соответствующие им ДСП могут быть представлены как каналы цветности единого радиолокационного изображения и обработаны совместно. Количество пикселей, занимаемых одним объектом на ДСП, определяется с одной стороны протяжённостью по дальности, с другой стороны шириной полосы спектра (ШПС) принимаемого сигнала. ШПС определяется допплеровским смещением частоты (ДСЧ), возникающим при движении центра масс объекта наблюдения и его составных частей. При отсутствии несущих винтов, объекты (самолёты, птицы, беспилотные летательные аппараты) занимают единицы пикселей на ДСП. Таким образом, независимо от способа размещения РЛС, задача обнаружения объектов на ДСП может быть сведена к задаче обнаружения точки на псевдоцветном изображении (TOD, tiny object detection – обнаружение малых объектов, англ.).

Многообещающим подходом к решению задачи TOD является применение методов компьютерного зрения, основанных на использовании моделей нейронных сетей. Количество и разнообразие публикаций по данной тематике свидетельствует о том, что с помощью нейронных сетей уже успешно решается широкий спектр задач радиолокации. Среди них – формирование ДН АФАР [2], обнаружение и распознавание классов объектов на изображениях радиолокаторов с синтезированной апертурой [3], фильтрация эхо-сигнала на фоне отражений от морской поверхности [4] и целый ряд других. Результаты стремительного развития графических процессоров позволяют предположить, что практическая реализация моделей нейронной сети может обеспечивать потоковую обработку радиолокационной информации.

Целью работы является повышение показателей качества обнаружения движущихся объектов на дальностно-скоростных портретах импульсно-допплеровских РЛС независимо от способа базирования

Решаемые задачи:

1. Разработка метода обнаружения движущихся объектов на дальностно-скоростных портретах с помощью нейронной сети;

2. Верификация метода на данных имитационного моделирования сеансов работы бортовых и наземных РЛС.

## 2. Описание имитационной модели и метода обнаружения

Модели обнаружителей объектов на изображениях, основанные на использовании нейронных сетей, в задачах компьютерного зрения принято разделять на две группы: одноэтапные (SSD [5], YOLO [6].) и двухэтапные (Fast-RCNN [7], Faster-RCNN [8]). В обоих случаях модель нейронной сети используется тем или иным способом для выделения признаков из входного изображения. Отличие двухэтапных моделей заключается в том, что в первую очередь решается задача классификации объекта на изображении, затем решается задача регрессии координат рамки, определяющей границы объекта. Регрессия осуществляется для предварительно сформированного набора рамок, вследствие чего двухэтапные модели считаются непригодными для потоковой обработки изображений. Для решения этих проблем были разработаны одностадийные модели, которые позволяют осуществлять обнаружение объектов, минуя этап формирования набора рамок, что повышает быстродействие и позволяет применять такие модели для потоковой обработки. В работе [9] представлен обзор существующих методов решения задачи TOD на изображениях, получаемых при анализе данных инфракрасных датчиков. По результатам работы можно сделать вывод, что предлагаемая в [9] модификация существующей структуры нейронной сети M-NET позволяет достоверно решать задачу обнаружения малых объектов (минимальный размер - 2x2 пикселя) на изображениях размером порядка 512x512 пикселей. Тем самым, результаты работы могут быть применены при разработке метода обнаружения движущихся объектов на ДСП, независимо от вида платформы-носителя, на котором размещается РЛС.

Рассмотрим поэтапно разработанный метод обнаружения, начиная с формирования ДСП и заканчивая выдачей информации о дальности и скорости движущихся объектов. Схема предлагаемого метода представлена на рис. 1.

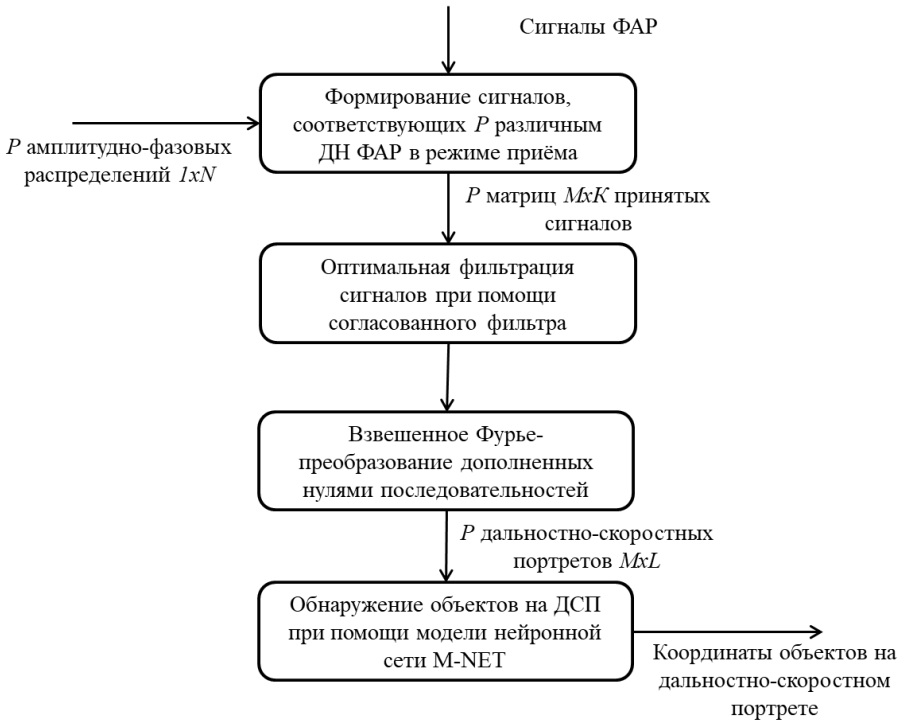



Рис. 1. Схема предлагаемого метода обнаружения

Пусть в составе РЛС имеется *N*-канальная АФАР, и в каждом канале происходит усиление, перенос на промежуточную частоту и аналогово-цифровое преобразование (АЦП) принимаемого сигнала. Тогда в вычислительном комплексе может быть реализовано цифровое диаграммообразование, под которым подразумевается суммирование сигналов, принимаемых каждым каналом, взвешенных соответствующим комплексным коэффициентом. Коэффициенты рассчитываются заранее для удовлетворения требований к форме ДН и представляют собой амплитудно-фазовое распределение (АФР) напряжений на входах излучателей АФАР. Пусть период повторения импульсов постоянен и связан с периодом дискретизации сигналов таким образом, что за один период принимается сигнал длительностью *M* отсчётов. В этом случае принимаемая пачка из *K* импульсов может быть представлена как матрица комплексных эхо-сигналов размера *MxK*. Тогда период дискретизации вдоль оси *K* равен периоду повторения импульсов, а вдоль оси *M* равен периоду АЦП. При наличии *P* различных ДН АФАР обработка производится независимо, таким образом на этом шаге формируется тензор данных размера *PxMxK*.

Следующим шагом обработки является оптимальная фильтрация при помощи согласованного фильтра («сжатие» по дальности) с целью обеспечения максимизации ОСШ. На выходе согласованного фильтра имеется набор из *M* последовательностей, представляющих собой суперпозицию сигналов принимаемых из одной изодали (области пространства, имеющей постоянную радиальную дальность относительно фазового центра АФАР).

На следующем шаге применяется быстрое преобразование Фурье (БПФ) вдоль оси *K* для получения спектров ДСЧ для каждой изодали. Для подавления боковых лепестков в спектре последовательность из *K* отсчётов дополняется нулями до размера *L* и умножается на спектральное окно. После выполнения указанных действий матрица сигналов имеет размер *MxL* и представляет собой ДСП зондируемого пространства за время излучения одной пачки импульсов.

Описанная процедура является стандартной при первичной обработке радиолокационной информации импульсно-допплеровской РЛС без применения адаптивных алгоритмов. [10].

На следующем шаге требуется осуществить принятие гипотезы о наличии или отсутствии объектов наблюдения для каждого элемента разрешения. Наиболее распространённым методом является пороговое обнаружение с адаптивным уровнем ложной тревоги, который определяется статистически при помощи скользящего окна (CA-CFAR – cell-averaging constant false alarm rate, англ.). Недостатком этого метода является снижение эффективности обнаружения при наличии протяжённых пассивных помех на ДСП, в результате воздействия которых порог обнаружения может увеличиваться на 50-60 дБ [11]. При работе РЛС неизбежно присутствуют отражения от Земной поверхности, кроме того при соответствующих погодных условиях могут возникать помехи, связанные с рассеянием на атмосферных неоднородностях. Характер спектра отражений от Земной поверхности будет принципиально отличаться в зависимости от размещения РЛС – при установке на летательный аппарат (ЛА) ширина полосы будет определяться ДСЧ, соответствующего собственной скорости ЛА, в то время как для стационарной РЛС помехи будут локализованы вблизи нулевого значения частоты. Следует отметить, что, несмотря на недостаточную для порогового обнаружения амплитуду эхо-сигнала объекта, зачастую на ДСП он заметен невооружённым глазом. В связи с этим было сделано предположение, что применение методов компьютерного зрения может позволить увеличить вероятность обнаружения объекта. В частности, модель обнаружителя YOLOv2 на основе нейронной сети M-NET,

описанная в [9], может быть использована вместо классических алгоритмов обнаружения, таких как CA-CFAR.

Для успешной работы модели нейронной сети требуется произвести её обучение на выборке, статистические характеристики которой соответствовали бы наблюдаемым данным при работе РЛС. Обучающая выборка представляет собой набор пар «исходное изображение» - «координаты рамки». Под «координатами рамки» понимаются координаты прямоугольника, содержащего внутри себя все пиксели эхо-сигнала обнаруживаемого объекта, и заданные в формате *XYWH* (*x*,*y* – левый верхний угол рамки, *w*,*h* – ширина и высота в пикселях). Под «исходным изображением» понимается радиолокационное псевдоцветное изображение, цветовыми каналами которого являются ДСП, полученные при обработке сигналов различных ДН АФАР. На основе «исходного изображения» в модели нейронной сети вычисляются предполагаемые координаты рамок, которые сравниваются с истинными. Затем вычисляется величина ошибки, которая равна среднеквадратичному отклонению предсказанных и истинных координат рамок, и минимизируется при помощи методов градиентного спуска. Процесс вычисления изображён на рис. 2.

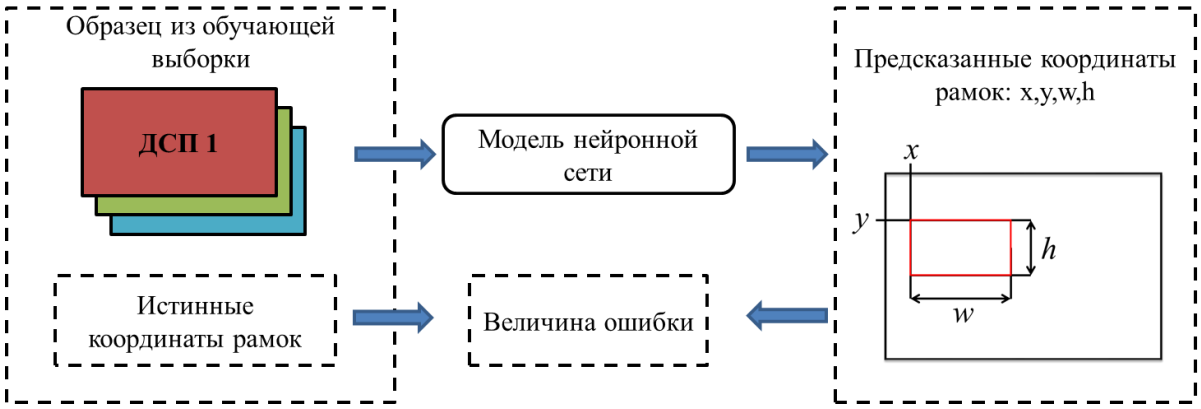



Рис. 2. Вычисление величины ошибки

Создание обучающей выборки по результатам измерений требует существенных финансовых и временных затрат на разработку и проектирование опытного образца РЛС, запись радиолокационных данных и выделение «координат рамок», содержащих объекты наблюдения. Современные вычислительные ресурсы и математические алгоритмы позволяют использовать модели сложных динамических процессов, учитывающие внешние и внутренние факторы системы. В таких моделях можно реализовать различные управляемые эксплуатационные сценарии при существенно меньших затратах.

Разработанная и описанная в предыдущих работах [12-14] модель позволяет проводить имитацию работы наземных и бортовых РЛС с учётом влияния подстилающей поверхности, метеообразований, платформы-носителя, и других факторов. Объектом моделирования является тензор комплексных сигналов, принимаемых АФАР из состава РЛС. Реализация модели представляет собой набор программных модулей, каждый из которых отражает отдельное элементарное явление радиолокационного процесса: «Модуль целей», позволяющий задавать траектории движущихся объектов, элементов подстилающей поверхности и метеообразований с учётом зависимости ЭПР от углов прихода зондирующего сигнала (ЗС); «Модуль ЗС и эхо-сигналов», предназначенный для формирования импульсных сигналов с различной формой модуляции; «Модуль АФАР», предназначенный для расчёта ДН АФАР по АФР напряжений на входах каждого излучающего элемента и выдачи величины приёмо-

передающего коэффициента усиления в направлении на каждый элементарный отражатель из «модуля целей»; «Модуль ЦОС», позволяющий выполнять обработку полученного тензора принятых комплексных сигналов.

В качестве обучающей выборки были смоделированы сигналы, принимаемые АФАР из состава двух РЛС - воздушного и наземного базирования. В каждом случае моделируемые сигналы соответствовали трём различным ДН в режиме приёма – одной карандашной и двум веерным. Для РЛС бортового базирования был использован режим излучения с высокой частотой повторения импульсов (ВЧПИ), обеспечивающий определение однозначной радиальной скорости в широких пределах. Однозначная наклонная дальность до объекта наблюдения в режиме ВЧПИ определяется за несколько пачек при помощи воббуляции периода. Для РЛС наземного базирования был использован режим излучения со средней частотой повторения импульсов (СЧПИ), обеспечивающий компромисс между пределами определяемой однозначно радиальности скорости и дальности. Процесс получения ДСП из тензора моделируемых сигналов описан выше и совпадает для обоих режимов излучения.

Обучение модели нейронной сети производилось с применением алгоритма «adam» (adaptive momentum – англ.) из семейства алгоритмов градиентного спуска. Обучающая выборка составила около 1600 пар «исходное изображение» - «координаты рамки». Каждому изображению соответствовало случайное количество движущихся объектов, со случайными эффективными поверхностями рассеяния (ЭПР), координатами и скоростями. Таким образом, на изображении могли находиться одна или несколько целей со случайной величиной ОСШ, которая могла оказаться как достаточной, так и недостаточной для обнаружения с помощью алгоритма CA-CFAR. Обучение происходило в течение 1200 «эпох», где под «эпохой» понимается полный перебор всех изображений обучающей выборки. Поскольку объём обучающей выборки может превышать объем памяти на видеопроцессоре, на каждой итерации обрабатывается один пакет данных (batch – англ.), состоящий из 12 изображений.

## 3. Описание результатов обработки данных РЛС

Рассмотрим результаты обработки радиолокационных изображений (РЛИ) с применением обученной модели нейронной сети. При обработке каждое изображение предварительно масштабируется до 512x512 пикселей в целях соответствия размерам входного слоя обнаружителя.

На рис. 3. представлено РЛИ, полученное при проведении имитационного моделирования одного сеанса работы наземной РЛС с СЧПИ. Каждому пикселю по горизонтальной оси изображения соответствует ячейка разрешения по ДСЧ в пределах от $-f_0/4$ до $f_0/4$, где $f_0$ – частота повторения импульсов. Каждому пикселю по вертикальной оси соответствует ячейка разрешения по дальности в пределах от $0$ до $R_{max}$, где $R_{max}$ – однозначно-измеряемая дальность. Вертикальная полоса в середине изображения занимает нулевое значение ДСЧ и показывает распределение амплитуды отражений от подстилающей поверхности при увеличении дальности. Шумы в верхней половине изображения обусловлены компрессией усилительного каскада приёмного тракта, которая возникает при воздействии отражений высокой интенсивности. Также на изображении можно наблюдать отражения от атмосферных метеообразований, которые имеют высокую протяжённость по дальности. Вблизи центра изображения расположена отметка эхо-сигнала цели. Зелёным цветом обозначена рамка, координаты которой предсказаны моделью нейронной сети. Надпись над рамкой обозначает предсказываемую вероятность принадлежности обнаруженного объекта к классу «цель» $P_к = 0.87$. Следует отметить, что вероятность $P_к$ показывает качество классификации обнаруженных на изображении объектов. При этом вероятность верного обнаружения

$P_{во}$ и вероятность ложной тревоги $P_{лт}$ должны быть оценены в результате анализа всей тестовой выборки.

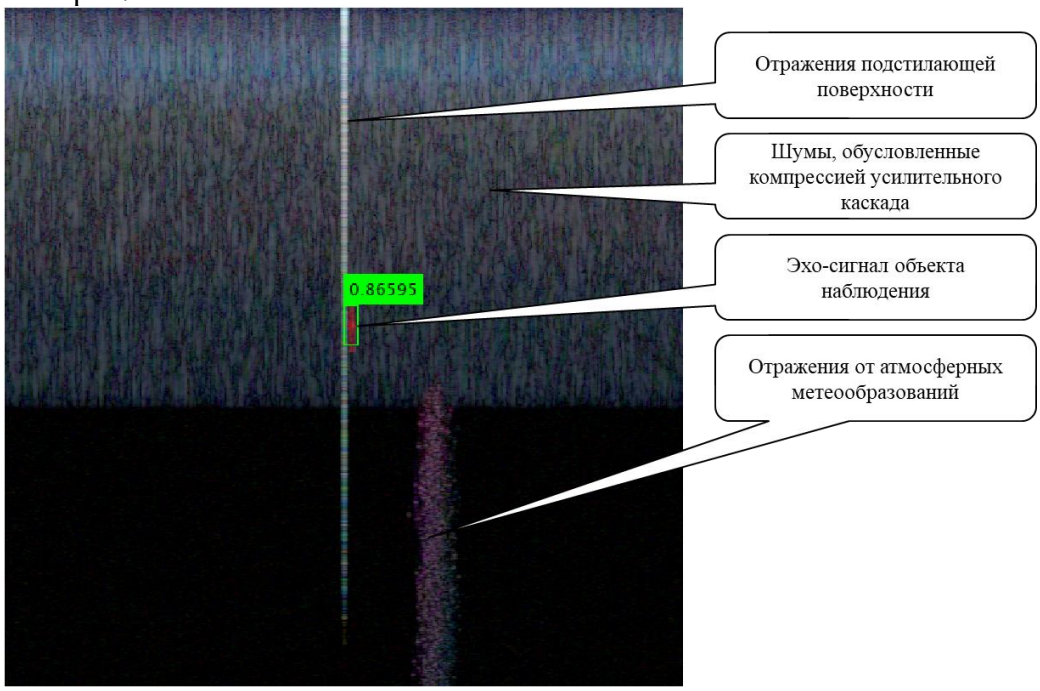



Рис. 3. РЛИ наземной РЛС и результаты его обработки

На рис. 4. представлено РЛИ, полученное при проведении имитационного моделирования одного сеанса работы бортовой РЛС с ВЧПИ. По осям изображения расположены элементы дальности и ДСЧ, аналогично предыдущему примеру. Как видно из рисунка, отличительной особенностью в РЛИ для бортовой РЛС является широкий спектр помех подстилающей поверхности с высокой интенсивностью. В данном примере на РЛИ присутствует две цели, также успешно обнаруживаемые с помощью модели нейронной сети. Вероятности принадлежности к классу «цель» составили $P_{к1} = 0.79$ и $P_{к2} = 0.81$ соответственно.

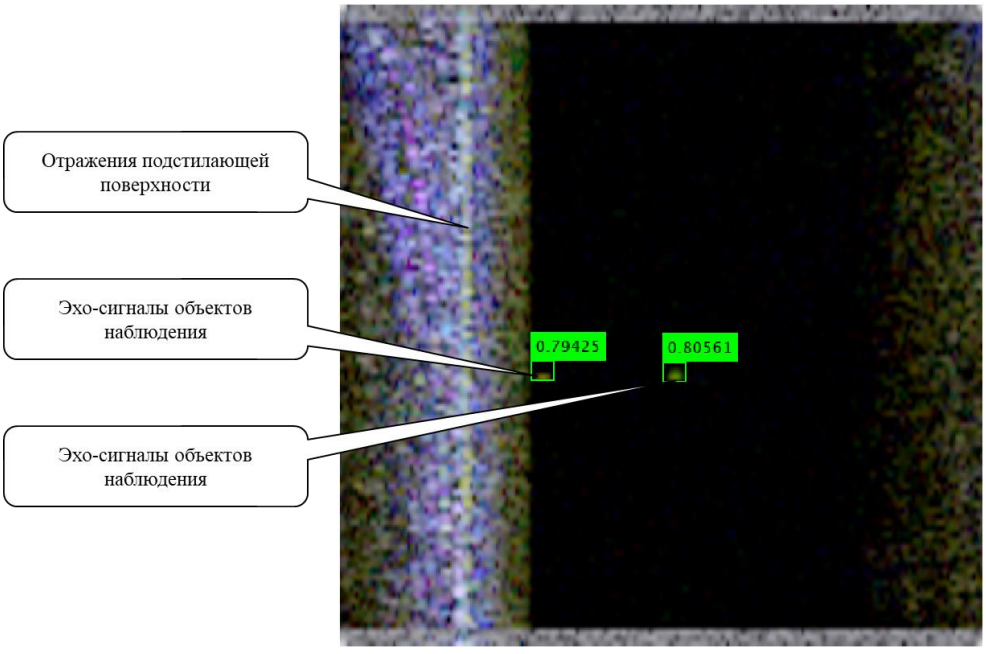



Рис. 4. РЛИ бортовой РЛС и результаты его обработки

Для количественного анализа работы моделей обнаружителей, основанных на использовании нейронных сетей, на практике применяют показатель качества Precision-Recall (Точность-полнота). Точность $P$ связана с количеством верных обнаружений $TP$ и ложных тревог $FP$ следующим образом:

$$P = \frac{TP}{TP + FP}$$

Полнота $R$ связана с количеством верных обнаружений $TP$ и пропусков цели $FN$:

$$R = \frac{TP}{TP + FN}$$

Полученная при обучении предложенной в работе модели кривая Precision-Recall изображена на рис. 5. Средняя точность на данных тестовой выборки составила 89%.

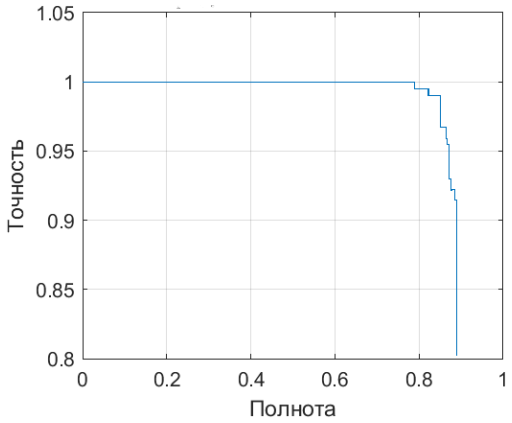



Рис. 5. Точность и полнота, характеризующие качество обучения нейронной сети

Приведём вероятности $P_{во}$ и $P_{лт}$, получаемые в результате обработки всех данных из тестовой выборки предлагаемым методом и методом CA-CFAR в таблице 1. Для предлагаемого метода вероятность ложной тревоги составила $9{,}75 \cdot 10^{-4}$ при вероятности верного обнаружения 0,85. При использовании CA-CFAR в первом случае величина порога выбиралась таким образом, чтобы обеспечить сопоставимую предлагаемому методу величину $P_{лт}$. Вероятность $P_{во}$ при этом составила 0,59. Во втором случае, величина порога подбиралась таким образом, чтобы обеспечить сопоставимую предлагаемому методу величину $P_{во}$. Вероятность $P_{лт}$ составила $7{,}90 \cdot 10^{-3}$ и превысила соответствующую вероятность для предложенного метода более чем в 8 раз.

Таблица 1. Вероятность ложной тревоги и верного обнаружения

| | $P_{лт}$ | $P_{во}$ |
|---|---|---|
| Предлагаемый метод | $9{,}75 \cdot 10^{-4}$ | 0,85 |
| CA-CFAR, завышенный порог | $8{,}60 \cdot 10^{-4}$ | 0,59 |
| CA-CFAR, стандартный порог | $7{,}90 \cdot 10^{-3}$ | 0,86 |

Способы повышения средней точности, и показателей качества радиолокационного обнаружения, основанные на данных эксперимента и достигаемые с применением предложенного метода, являются предметом дальнейшего исследования.

## 4. Заключение

Представленный метод обеспечивает повышение вероятности верного обнаружения на 26% относительно CA-CFAR с завышенным порогом и снижение вероятности ложного обнаружения в 8 раз относительно CA-CFAR со стандартным

порогом при обработке дальностно-скоростных портретов импульсно-допплеровских РЛС независимо от способа базирования.

Разработанный метод основан на применении модели обнаружителя YOLOv2 с использованием нейронной сети M-NET. После формирования сигналов, соответствующих различным ДН, оптимальной фильтрации и Фурье-преобразования, получаемые дальностно-скоростные портреты масштабируются до размера 512x512 и обрабатываются при помощи нейронной сети. В результате обработки возвращаются координаты рамок, содержащих обнаруженные на радиолокационном изображении объекты.

Верификация метода на данных имитационного моделирования свидетельствует о достоверном обнаружении движущихся объектов на дальностно-скоростных портретах.

**Литература**


1. Верба В. С., Гаврилов К. Ю., Ильчук А. Р., Татарский Б. Г., Филатов А. А. Радиолокация для всех, под ред. В.С. Вербы. – М.: Техносфера, 2020. – 504 с.
2. Sarayloo Z., Masoumi N., Shahi H. Alian E., Naeini S., Nili A. A Convolutional Neural Network Approach for Phased Array Calibration Using Power-Only Measurements. 2020. P. 1-6. 10.1109/ICEE50131.2020.9260769.
3. Казачков Е. А., Матюгин С. Н., Попов И. В., Шаронов В. В. Обнаружение и классификация малоразмерных объектов на изображениях, полученных радиолокационными станциями с синтезированной апертурой // Вестник Концерна ВКО Алмаз-Антей. 2018. №1 (24).
4. Shang S., Kang-Ning H., Zhao-Bin W., Tong Y., Ming L., Xiang L., "Sea Clutter Suppression Method of HFSWR Based on RBF Neural Network Model Optimized by Improved GWO Algorithm", Computational Intelligence and Neuroscience, vol. 2020, Article ID 8842390, 10 pages, 2020. https://doi.org/10.1155/2020/8842390
5. Liu W. et al. (2016). SSD: Single Shot MultiBox Detector. In: Leibe, B., Matas, J., Sebe, N., Welling, M. (eds) Computer Vision – ECCV 2016. ECCV 2016. Lecture Notes in Computer Science(), vol 9905. Springer, Cham. https://doi.org/10.1007/978-3-319-46448-0_2.
6. Redmon J., Divvala S., Girshick R. and Farhadi A. (2016) You Only Look Once: Unified, Real-Time Object Detection. In: Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, 779-788. https://doi.org/10.1109/CVPR.2016.91.
7. Girshick R., "Fast R-CNN," 2015 IEEE International Conference on Computer Vision (ICCV), Santiago, Chile, 2015, pp. 1440-1448, doi: 10.1109/ICCV.2015.169.
8. Ren S., He K., Girshick R. and Sun J., "Faster R-CNN: Towards Real-Time Object Detection with Region Proposal Networks," in IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, vol. 39, no. 6, pp. 1137-1149, 1 June 2017, doi: 10.1109/TPAMI.2016.2577031.
9. Wang K., Li S., Niu S. and Zhang K., "Detection of Infrared Small Targets Using Feature Fusion Convolutional Network," in IEEE Access, vol. 7, pp. 146081-146092, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2944661
10. Справочник по радиолокации /Под ред. М.И. Сколника. Пер. с англ. под общей ред. В.С. Вербы. В 2 книгах. Москва: Техносфера, 2014. – 672 с.
11. Дудник, П. И. Многофункциональные радиолокационные системы: учеб. Пособие для вузов / П.И. Дудник, А.Р. Ильчук, Б.Г. Татарский; под ред. Б.Г. Татарского. – М.: Дрофа, 2007. – 283с.
12. Gorbatenko N. N., Nesterov V. Y., Chikov N. I. and Pomysov A. S., "Software Development Simulation Model of the Radar Environment with Verification Based on Full-Scale Experiment," 2023 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves

(RSEMW), Divnomorskoe, Russian Federation, 2023, pp. 260-263, doi: 10.1109/RSEMW58451.2023.10202080
13. Горбатенко Н.Н., Нестеров В.Ю., Чиков Н.И. Имитационная модель радиолокационного комплекса и радиолокационной обстановки // Общие вопросы радиоэлектроники. г. Ростов-на-Дону: ФНПЦ «РНИИРС». 2023 г. Выпуск 1 (30) С. 6-16.
14. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023669112 Российская Федерация. Программа симуляции радиолокационных сценариев: № 2023668154: заявл. 01.09.2023: опубл. 08.09.2023 / Н. Н. Горбатенко, С. И. Карабутов, В. Ю. Нестеров, Н. И. Чиков; заявитель Федеральное государственное унитарное предприятие «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи».
15. Chen, X., Yu X., Huang Y., Guan, J. Adaptive Clutter Suppression and Detection Algorithm for Radar Maneuvering Target With High-Order Motions Via Sparse Fractional Ambiguity Function. IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing. 2020. PP. 1-1. 10.1109/JSTARS.2020.2981046.

## REFERENCES

1. Verba V. S., Gavrilov K. Yu., Ilchuk A. R., Tatarsky B. G., Filatov A. A. Radiolocation for everyone, ed. V.S. Verba. – M.: Tekhnosphere, 2020. – 504 p.
2. Sarayloo Z., Masoumi N., Shahi H. Alian E., Naeini S., Nili A. A Convolutional Neural Network Approach for Phased Array Calibration Using Power-Only Measurements. 2020. P. 1-6. 10.1109/ICEE50131.2020.9260769.
3. Kazachkov E. A., Matyugin S. N., Popov I. V., Sharonov V. V. Detection and classification of small-sized objects in images obtained by synthetic aperture radar stations // Vestnik concerna VKO Almaz-Anthey. 2018. №1 (24).
4. Shang S., Kang-Ning H., Zhao-Bin W., Tong Y., Ming L., Xiang L., "Sea Clutter Suppression Method of HFSWR Based on RBF Neural Network Model Optimized by Improved GWO Algorithm", Computational Intelligence and Neuroscience, vol. 2020, Article ID 8842390, 10 pages, 2020. https://doi.org/10.1155/2020/8842390
5. Liu W. et al. (2016). SSD: Single Shot MultiBox Detector. In: Leibe, B., Matas, J., Sebe, N., Welling, M. (eds) Computer Vision – ECCV 2016. ECCV 2016. Lecture Notes in Computer Science(), vol 9905. Springer, Cham. https://doi.org/10.1007/978-3-319-46448-0_2.
6. Redmon J., Divvala S., Girshick R. and Farhadi A. (2016) You Only Look Once: Unified, Real-Time Object Detection. In: Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, 779-788. https://doi.org/10.1109/CVPR.2016.91.
7. Girshick R., "Fast R-CNN," 2015 IEEE International Conference on Computer Vision (ICCV), Santiago, Chile, 2015, pp. 1440-1448, doi: 10.1109/ICCV.2015.169.
8. Ren S., He K., Girshick R. and Sun J., "Faster R-CNN: Towards Real-Time Object Detection with Region Proposal Networks," in IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, vol. 39, no. 6, pp. 1137-1149, 1 June 2017, doi: 10.1109/TPAMI.2016.2577031.
9. Wang K., Li S., Niu S. and Zhang K., "Detection of Infrared Small Targets Using Feature Fusion Convolutional Network," in IEEE Access, vol. 7, pp. 146081-146092, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2944661
10. Handbook on radar / Ed. M.I. Skolnik. In 2 books. M: Tekhnosphere, 2014. – 672 p.
11. Dudnik, P.I. Multifunctional radar systems: textbook. / P.I. Dudnik, A.R. Ilchuk, B.G. Tatarsky; edited by B.G. Tatarsky. – M.: Drofa, 2007. – 283p.
12. Gorbatenko N. N., Nesterov V. Y., Chikov N. I. and Pomysov A. S., "Software Development Simulation Model of the Radar Environment with Verification Based on

Full-Scale Experiment," 2023 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), Divnomorskoe, Russian Federation, 2023, pp. 260-263, doi: 10.1109/RSEMW58451.2023.10202080
13. Gorbatenko N.N., Nesterov V.Yu., Chikov N.I. Simulation model of a radar system and radar scenarios // General issues of radio electronics. Rostov-on-Don: FSPC "RNIIRS". 2023 Issue 1 (30) pp. 6-16.
14. Certificate of state registration of a computer program No. 2023669112 Russian Federation. Radar scenario simulation program: No. 2023668154: application. 09/01/2023: publ. 09/08/2023 / N. N. Gorbatenko, S. I. Karabutov, V. Yu. Nesterov, N. I. Chikov; Federal State Unitary Enterprise "Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communications".
15. Chen, X., Yu X., Huang Y., Guan, J. Adaptive Clutter Suppression and Detection Algorithm for Radar Maneuvering Target With High-Order Motions Via Sparse Fractional Ambiguity Function. IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing. 2020. PP. 1-1. 10.1109/JSTARS.2020.2981046.

# ОПТИМИЗАЦИЯ АВТОНОМНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ КОМПЛЕКСА С БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ ПРИ РАЗЛИЧНОМ УРОВНЕ НЕОДНОРОДНОСТИ ВЫПОЛНЯЕМЫХ ОПЕРАЦИЙ

С. А. Мочалов, О.А. Лыкова

Центральный научно-исследовательский институт Военно-воздушных сил Министерства обороны Российской Федерации (ЦНИИ ВВС Минобороны России), Москва, Россия

**Аннотация.** В статье рассматривается методика и приводятся примеры оптимизации автономности радиоэлектронного оборудования комплекса с беспилотными летательными аппаратами при выполнении однородных и неоднородных операций. Полученные ранее методические подходы к решению подобных задач систематизированы и доработаны в плане расширения области применения.

**Ключевые слова:** оптимизация, комплекс с беспилотными летательными аппаратами, радиоэлектронное оборудование, бортовая система управления, оператор, ситуация, неоднородность выполняемых операций.

# OPTIMIZATION OF AUTONOMY OF RADIO-ELECTRONIC EQUIPMENT OF A COMPLEX WITH UNMANNED AIRCRAFT VEHICLES AT DIFFERENT LEVEL OF HETEROGENEITY OF OPERATIONS PERFORMED

S. A. Mochalov, O. A. Lukova

Central Research Institute of the Air Force of the Ministry of Defense of the Russian Federation (CRI AF of Defense of Russia), Moscow, Russia

**Abstract.**. The article discusses the methodology and provides examples of optimizing the autonomy of radio-electronic equipment of a complex with unmanned aerial vehicles when performing homogeneous and heterogeneous operations. Previously obtained methodological approaches to solving similar problems are systematized and refined in terms of expanding the scope of application.

**Keywords:** optimization, complex with unmanned aerial vehicles, radio-electronic equipment, on-board control system, operator, situation, heterogeneity of operations performed.

## 1. Введение

В ранее опубликованных работах [1 - 5] был сделан вывод о важности решения задачи оптимизации уровня автономности радиоэлектронного оборудования (РЭО) комплекса с беспилотными летательными аппаратами (КБпЛА). Необходимость оптимизации уровня автономности вызвана разными возможностями бортовой системы управления (БСУ) и оператора пункта управления (ПУ) по выполнению большого числа операций в условиях неопределенности поступающей информации. Бортовая система управления, как правило, имеет более высокую производительность, оператор ПУ, вследствие имеющегося опыта, более устойчив к неопределенности поступающей информации. В автономных КБпЛА, кроме того, снижаются требования к пропускной способности и помехозащищенности линий радиосвязи. Таким образом, в зависимости

от количества и условий выполнения операций для повышения эффективности КБпЛА уровень его автономности должен быть различным. Под уровнем автономности при этом понимается относительное (к полному времени работы) время работы РЭО в автономном режиме и относительное (к полному количеству) количество выполненных операций РЭО в автономном режиме. В сложной помеховой обстановке при относительно малом числе выполняемых операций преимущество будет иметь принятие решений оператором ПУ, а в простых условиях при большом количестве операций – БСУ.

В работах [1 – 3] была предложена методика оптимизации уровня автономности РЭО КБпЛА для ситуаций, когда РЭО последовательно выполняет однородные операции. В работах [4, 5] методика получила дальнейшее развитие в плане оптимизации неоднородных операций. Под однородностью операций при этом понималась их одинаковая сложность и постоянство условий выполнения.

В данной статье представлен обобщенный материал, включивший в себя новые результаты, позволяющие расширить область применения разработанных ранее методик. Как и ранее, предполагалось, что КБпЛА решает задачу разведки.

## 2. Основные соотношения методики оптимизации автономности при однородности выполняемых операций

В [3, 4] задача оптимизации уровня автономности была сформулирована как поиск распределения интервалов времени $T_{\text{оп бсу}}$ и $T_{\text{оп пу}}$ работы в автономном и неавтономном режимах, а также количества операций $N_{\text{оп бсу}}$ и $N_{\text{оп пу}}$, выполняемых в этих режимах, при котором достигается максимальная эффективность РЭО КБпЛА (при условиях: $N_{\text{оп}} = N_{\text{оп бсу}} + N_{\text{оп пу}}$ и $T_{\text{оп}} = T_{\text{оп бсу}} + T_{\text{оп пу}}$).

Для случая выполнения однородных операций вероятность решения совокупности задач (выполнения совокупности операций) РЭО КБпЛА была представлена в виде произведения вероятностей решения части задач за время $T_{\text{оп бсу}}$ в автономном режиме и решения остальных задач за время $T_{\text{пу}} = T_{\text{оп}} - T_{\text{оп бсу}}$ в неавтономном режиме:

$$P_{\text{кбпла}} = P_{\text{кбпла бсу}} P_{\text{кбпла пу}}, \qquad (1)$$

а уровни автономности:

$$U_{\text{N}} = \frac{N_{\text{оп бсу}}}{N_{\text{оп}}}; \qquad U_{\text{T}} = \frac{T_{\text{оп бсу}}}{T_{\text{оп}}}, \qquad (2)$$

В свою очередь, вероятности решения задач КБпЛА в автономном и неавтономном режимах были представлены в виде произведения вероятностей:

$$P_{\text{кбпла бсу (пу)}} = P_{\text{упр кбпла бсу (пу)}} P_{\text{ио кбпла бсу (пу)}} P_{\text{бу бпла бсу (пу)}}, \qquad (3)$$

где $P_{\text{упр кбпла бсу (пу)}}$ – вероятность правильного управления полетом и функционированием БпЛА; $P_{\text{ио кбпла бсу (пу)}}$ – вероятность выработки КБпЛА данных информационного обеспечения (ИО) с требуемым качеством; $P_{\text{бу бпла бсу (пу)}}$ – вероятность обеспечения боевой устойчивости БпЛА. А два первых сомножителя выражения (3) – в виде произведения вероятностей ИО, выработки и отработки команд, обработки и приема соответствующих данных:

$$P_{\text{упр кбпла бсу}} = P_{\text{ио у}} P_{\text{к бсу}} P_{\text{отр к}}; \quad P_{\text{упр кбпла пу}} = P_{\text{ио у}} P_{\text{к пу}} P_{\text{отр к}} P_{\text{пр1}} P_{\text{пр2}}; \qquad (4)$$

$$P_{\text{ио кбпла бсу}} = P_{\text{ио бпла}} P_{\text{обр бсу}} P_{\text{пр 4}}; \quad P_{\text{ио кбпла пу}} = P_{\text{ио бпла}} P_{\text{обр пу}} P_{\text{пр 3}}, \qquad (5)$$

где $P_{\text{ио у}}$ – вероятность ИО данными об обстановке с требуемым для управления БпЛА качеством; $P_{\text{к бсу}}$, $P_{\text{к пу}}$, – вероятности выполнения операций выработки команд управления полетом и функционированием БпЛА БСУ и оператором ПУ; $P_{\text{отр к}}$ –

вероятность отработки команд управления полетом и функционированием БпЛА; $P_{\text{ио бпла}}$ – вероятность получения данных ИО с требуемым качеством бортовыми средствами БпЛА; $P_{\text{обр бсу}}$, $P_{\text{обр пу}}$ – вероятности выполнения операций обработки полученных данных ИО БСУ БпЛА и оператором ПУ; $P_{\text{пр1}}$, $P_{\text{пр2}}$ – вероятности приема данных об обстановке от БпЛА на ПУ и команд управления от ПУ на БпЛА; $P_{\text{пр3}}$, $P_{\text{пр4}}$ – вероятности приема данных о целях от БпЛА на ПУ без бортовой обработки и после бортовой обработки.

Среди сомножителей (4), (5) – вероятности $P_{\text{к бсу}}$, $P_{\text{к пу}}$, $P_{\text{обр бсу}}$, $P_{\text{обр пу}}$, которые, в первую очередь, и определяются тем, где, в БСУ или на ПУ принимаются решения. При предположении о распределении ошибок выполнения операций по закону Пуассона:

$$P_{\text{к (обр) бсу}} = \exp\left(-\lambda_{\text{к (обр) бсу}} T_{\text{оп к (обр) бсу}}\right);\ P_{\text{к (обр) пу}} = \exp\left(-\lambda_{\text{к (обр) пу}} T_{\text{оп к (обр) пу)}}\right). \quad (6)$$

где $\lambda_{\text{к (обр) бсу}}$, $\lambda_{\text{к (обр) пу}}$ – интенсивности ошибок БСУ и оператора ПУ при выполнении операций выработки команд и обработки данных; $T_{\text{оп к (обр) бсу}}$, $T_{\text{оп к (обр) пу}}$ – интервалы времени работы в автономном и неавтономном режимах при выработке команд и обработке данных (при выполнении операций). В дальнейшем для упрощения выражений будем считать, что вероятности и интенсивности ошибочных решений, как при выработке команд, так и при обработке данных одинаковы и примем обозначения $P_{\text{бсу}}$, $P_{\text{пу}}$, $\lambda_{\text{бсу}}$, $\lambda_{\text{пу}}$.

Выражения для расчета $\lambda_{\text{к бсу}}$, $\lambda_{\text{к пу}}$ приведены в [1, 3] и учитывают производительность рассматриваемой системы и ее возможности по принятию правильных решений в условиях неопределенности. В общем виде они представляют собой функцию:

$$\lambda_{\text{бсу(пу)}} = f\left(N_{\text{оп}}, T_{\text{оп}}, K_{\text{оп бсу(пу)}}, \Delta A, \sigma_{\text{бсу(пу)}}, a_{\text{см бсу(пу)}}\right), \quad (7)$$

где $N_{\text{оп}}$ – количество операций, которые необходимо выполнить за время $T_{\text{оп}}$; $K_{\text{оп}}$ – коэффициент, характеризующий производительность БСУ и оператора ПУ, $\Delta A$ – интервал оценки события, при котором принимается одно и то же решение; $\sigma_{\text{бсу(пу)}}$ – среднеквадратическая ошибка (СКО) результатов оценки события $a$ ($\sigma_{\text{бсу}} > \sigma_{\text{пу}}$); $a_{\text{см бсу(пу)}}$ – смещение значения оценки события, например, вследствие воздействия имитирующей (дезинформирующей) или уводящей помехи ($a_{\text{см бсу}} > a_{\text{см пу}}$).

Определенный интерес вызывает также учет значений остальных вероятностей, входящих в выражения (4) и (5), связанных с получением информации $P_{\text{ио у}}$, $P_{\text{ио бпла}}$, отработкой команд управления $P_{\text{отр к}}$, а также с приемом данных $P_{\text{пр1}}$, $P_{\text{пр2}}$, $P_{\text{пр3}}$, $P_{\text{пр4}}$. Учитывая необходимость выполнения всех необходимых условий (получения всех порций информации, выполнения полного перечня команд и т.д.), такую зависимость можно представить в следующем виде:

$$P_{\text{ио у}} = P_{\text{ио у}}^{0\ N_{\text{ио у}}};\ P_{\text{ио бпла}} = P_{\text{ио бпла}}^{0\ N_{\text{ио бпла}}};\ P_{\text{отр к}} = P_{\text{отр к}}^{0\ N_{\text{отр к}}}; \quad (8)$$

$$P_{\text{пр1}} = P_{\text{пр1}}^{0\ N_{\text{пр1}}};\ P_{\text{пр2}} = P_{\text{пр2}}^{0\ N_{\text{пр2}}};\ P_{\text{пр3}} = P_{\text{пр3}}^{0\ N_{\text{пр3}}};\ P_{\text{пр4}} = P_{\text{пр4}}^{0\ Nnp4}, \quad (9)$$

где $P_{\text{иоу}}^{0}$, $P_{\text{ио бпла}}^{0}$ – вероятности получения информации для выполнения одной операции управления БпЛА или обработки; $P_{\text{отр к}}^{0}$ – вероятность отработки одной команды управления; $P_{\text{пр 1(2,3,4)}}^{0}$ – вероятности приема одного сообщения.

В свою очередь, количество необходимых к выполнению условий можно связать с количеством выполняемых операций с помощью соответствующих коэффициентов:

$$N_{\text{ио у}} = \kappa_{\text{ио у}} N_{\text{оп}};\ N_{\text{ио бпла}} = \kappa_{\text{ио бпла}} N_{\text{оп}}; \quad (10)$$

$$N_{\text{отр к}} = \kappa_{\text{отр к}} N_{\text{оп}}\,;\; N_{\text{пр1(2,3,4)}} = \kappa_{\text{пр1(2,3,4)}}\, N_{\text{оп}}\,. \qquad (11)$$

Рассмотрим примеры оптимизации уровня автономности РЭО КБпЛА для случая выполнения однородных операций. Предположим, что для решения поставленной задачи КБпЛА необходимо выполнить 10 операций за 40 секунд. При этом возможности автономного и неавтономного режимов характеризуются следующими значениями параметров: $\frac{\Delta A}{\sigma_{\text{бсу}}} = 13;\ 14;\ 15$; $\frac{a_{\text{см бсу}}}{\sigma_{\text{бсу}}} = 0{,}5$; $K_{\text{оп бсу}} = 0{,}12$; $\frac{\Delta A}{\sigma_{\text{пу}}} = 20$; $\frac{a_{\text{см пу}}}{\sigma_{\text{пу}}} = 0$; $K_{\text{оп пу}} = 0{,}22$. Сначала для исключения влияния дополнительных факторов значения вероятностей $P_{\text{ио у}}$, $P_{\text{ио бпла}}$, $P_{\text{отр к}}$, $P_{\text{пр1}}$, $P_{\text{пр2}}$, $P_{\text{пр3}}$, $P_{\text{пр4}}$, $P_{\text{бу бпла}}$ примем равными единице. Полученные зависимости вероятности решения задачи РЭО КБпЛА от

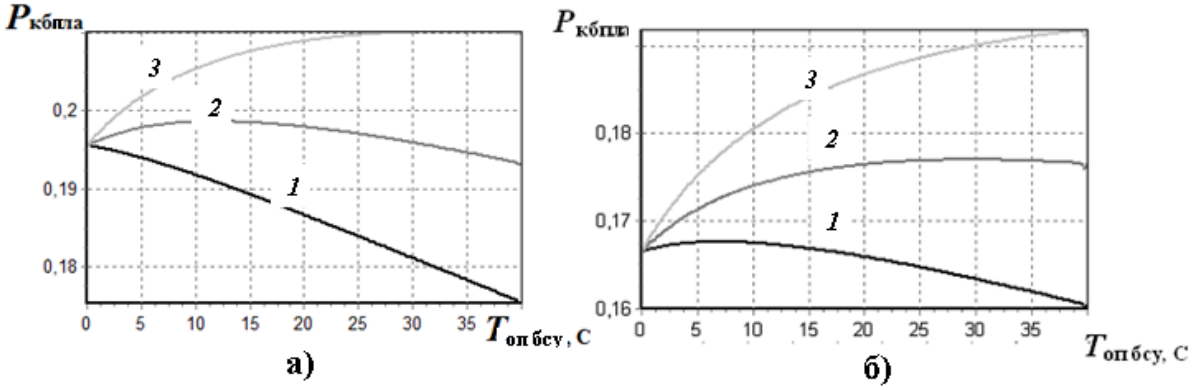



Рис. 1. Зависимости вероятности решения задач КБпЛА от длительности интервала работы в автономном режиме без (а) и с влиянием (б) дополнительных факторов при различных значениях:

$$1 - \frac{\Delta A}{\sigma_{\text{бсу}}} = 13; \quad 2 - \frac{\Delta A}{\sigma_{\text{бсу}}} = 14; \quad 3 - \frac{\Delta A}{\sigma_{\text{бсу}}} = 15$$

длительности интервала работы РЭО в автономном режиме приведены на рисунке 1 (а).

Из рисунка видно, что в зависимости от ошибок определения параметров события в автономном режиме изменяется целесообразное значение продолжительности работы в этом режиме. При увеличении ошибок в автономном режиме ($\frac{\Delta A}{\sigma_{\text{бсу}}} < 13$) целесообразно минимизировать работу РЭО КБпЛА в этом режиме. А при $\frac{\Delta A}{\sigma_{\text{бсу}}} = 14$ существует оптимум распределения времени работы РЭО КБпЛА в автономном ($T_{\text{оп бсу}} = 12$ с) и неавтономном ($T_{\text{оп пу}} = 40 - 12 = 28$ с) режимах.

Посмотрим, как изменится ситуация при учете влияния дополнительных факторов, то есть при значениях вероятностей: $P_{\text{ио у}} = P_{\text{ио бпла}} = P_{\text{отр к}} = P_{\text{пр4}} = 0{,}98$; $P_{\text{пр1}} = P_{\text{пр2}} = P_{\text{пр3}} = 0{,}97$; $P_{\text{бу бла}} = 0{,}99$. Так, на рисунке 1 (б) приведены полученные зависимости вероятности решения задачи РЭО КБпЛА для такой ситуации. Видно, что значение вероятности решения той - же задачи несколько снизилось. При $\frac{\Delta A}{\sigma_{\text{бсу}}} = 14$ оптимум распределения времени работы РЭО КБпЛА сместился вправо: $T_{\text{оп бсу}} = 30$ с; $T_{\text{оп пу}} = 40 - 30 = 10$ с, появился новый оптимум и при $\frac{\Delta A}{\sigma_{\text{бсу}}} = 13$.

## 3. Методика оптимизации автономности при неоднородных операциях

В работах [4, 5] приведена классификация неоднородных операций и предложены методы оптимизации автономности РЭО КБпЛА, основанные на сведении этих операций к совокупности операций однородных. К таким неоднородным операциям и методам оптимизации отнесены:

а) группы неоднородных операций с постоянным в пределах каждой группы значением интенсивности ошибок принятия решений РЭО КБпЛА, которые должны быть выполнены за заданный для каждой группы интервал времени $T_{\text{гр } i}$ ( $i = 1 \ldots I$ ). Оптимизацию автономности предложено осуществлять для каждой группы с использованием приведенной выше методики для однородных операций;

б) те же группы неоднородных операций (а), для выполнения которых задан только общий интервал времени $T_{\text{оп}}$. Предлагаемый вариант оптимизации автономности для этого случая отличается от варианта (а) выполнением одновременной оптимизации длительности групп $T_{\text{гр } i}$;

в) неоднородные операции, каждая из которых должна быть выполнена за заданный интервал времени $T_{\text{оп } j}$ ( $j = 1 \ldots J$ ), причем относительное расположение операций на временной оси не важно. Предлагаемый вариант оптимизации автономности отличается от варианта (а) выполнением предварительного формирования квазиоднородных групп путем перемещения операций;

г) те же операции (в), для выполнения которых задан только общий интервал времени $T_{\text{оп}}$. Вариант оптимизации автономности отличается от варианта (в) осуществлением предварительного расчета ошибок выполнения операций при одинаковых $J$ временных интервалах $T_{\text{оп } j} = \dfrac{T_{\text{оп}}}{J}$;

д) те же операции (в), но с требованием сохранения относительного расположения операций на временной оси. Предлагаемый вариант оптимизации автономности отличается от варианта (в) предварительным формированием квазиоднородных групп операций по мере близости значений интенсивности ошибочных решений без их перемещения.

е) те же операции (г), но с требованием сохранения относительного расположения операций на временной оси. Оптимизация автономности отличается от варианта (г) предварительным формированием квазиоднородных групп операций по мере близости значений интенсивности ошибочных решений без их перемещения.

Общую эффективность РЭО КБпЛА и уровень автономности в рассмотренных ситуациях можно найти как:

$$P_{\text{кбла}} = \prod_{i=1}^{I} P_{\text{кбла бсу } i} P_{\text{кбла пу } i}\ ;\ U_{\text{Т}} = \frac{\sum_{i=1}^{I} T_{\text{оп бсу } i}}{T_{\text{оп}}}\ ;\ U_{\text{N}} = \frac{\sum_{i=1}^{I} N_{\text{оп бсу } i}}{N_{\text{оп}}}, \qquad (12)$$

где $I$ – количество групп операций.

Необходимо отметить, что предлагаемые варианты оптимизации автономности (а) - (е) возможны если существуют однородные группы или возможно их формирование из неоднородных групп. Вместе с тем, нередки случаи, когда формирование групп невозможно или нецелесообразно из-за возникающих больших ошибок принятия решений. Прежде всего, это случаи, характеризующиеся существенным отличием сложности или условий выполнения операций.

Задача оптимизации уровня автономности РЭО КБпЛА в данных ситуациях для исключения больших ошибок должна решаться на основе анализа эффективности вариантов принятия решений в автономном и неавтономном режимах применительно к

каждой выполняемой операции. Общая эффективность РЭО КБпЛА и уровень автономности в этом случае:

$$P_{\text{кбпла}} = \prod_{j=1}^{J_{\text{а}}} P_{\text{кбпла бсу } j} \prod_{j=1}^{J_{\text{на}}} P_{\text{кбпла пу } j}\ ;\ U_{\text{T}} = \frac{\sum_{j=1}^{J_{\text{а}}} T_{\text{оп бсу } j}}{T_{\text{оп}}}\ ;\ U_{\text{N}} = \frac{\sum_{j=1}^{J_{\text{а}}} N_{\text{оп бсу } j}}{N_{\text{оп}}}, \qquad (13)$$

где $J_{\text{а}}$, $J_{\text{на}}$ – количество операций, выполняемых в автономном и неавтономном режима, соответственно.

Для иллюстрации вышеизложенного была произведена оптимизация уровня автономности РЭО КБпЛА для случая наличия двух групп неоднородных операций, соответствующая ситуации (б). В соответствии с предложенным выше подходом, одновременно с оптимизацией уровня автономности РЭО выполнялась оптимизация длительности групп операций.

На рисунке 2 приведены полученные зависимости вероятности выполнения первой (а) и второй (б) группы операций РЭО КБпЛА от длительности первой группы.

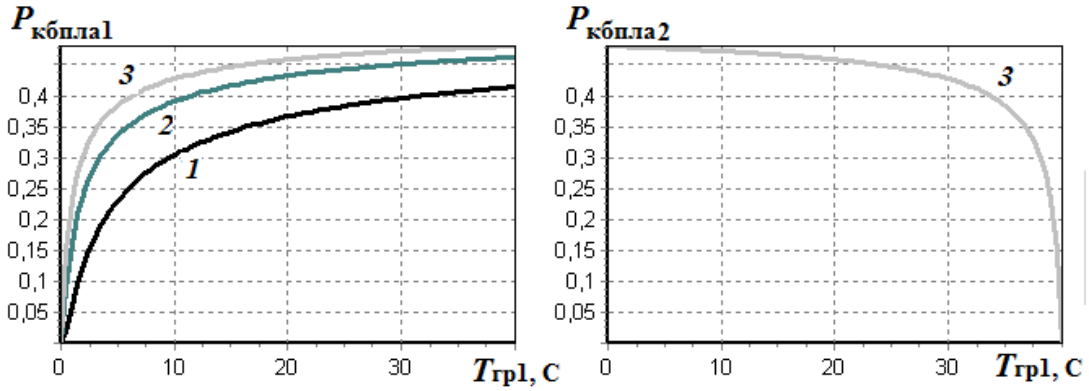



Рис. 2. Зависимости вероятности выполнения первой (а) и второй (б) группы операций РЭО КБпЛА от длительности первой группы
1, 2 – более высокая сложность операций в первой группе, чем во второй,
3 - одинаковая сложность операций в обеих группах

На рисунке 3 приведены результирующие зависимости вероятности решения задачи РЭО КБпЛА от длительности первой группы операций.

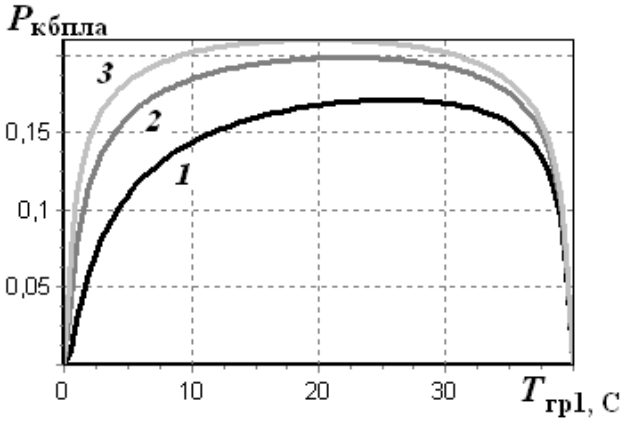



Рис. 3. Зависимости вероятности выполнения задачи РЭО КБЛА от длительности первой группы операций
1, 2 – более высокая сложность операций в первой группе, чем во второй,
3 - одинаковая сложность операций в обеих группах

При расчетах принимались следующие исходные данные. Предполагалось, что для решения поставленной задачи КБпЛА необходимо выполнить за 40 секунд две группы по 5 операций. При этом рассматривались три случая. В первом и втором случае первая группа содержала операции, имеющие большую сложность, чем во второй группе. В третьем случае операций по сложности в первой и второй группах принимались однородными. Увеличение сложности операций обеспечивалось увеличением коэффициента $K_{\text{оп бсу}}$, характеризующего производительность системы в автономном режиме по выполнению операций заданной сложности. Этот коэффициент в первой группе операций для БСУ был увеличен с 0,12 до 0,15 и 0,22 (разные кривые на рисунке). Относительный интервал принятия решений: $\frac{\Delta A}{\sigma_{\text{бсу}}}=15$, остальные характеристики БСУ и оператора ПУ принимались такими - же, как при рассмотрении оптимизации автономности для случая однородных операций. Вероятности приема данных, обеспечения боевой устойчивости БпЛА, а также вероятности ИО и отработки команд управления принимались равными единице.

Из рисунке 3 видно, что при одинаковой сложности операций оптимальным является одинаковая длительность групп (по 20 секунд каждая). По мере усложнения операций первой группы максимум кривой смещается вправо, что соответствует увеличению длительности первой группы и, соответственно, уменьшению длительности второй группы операций. Видно также, что при этом результирующая вероятность решения задачи КБпЛА снижается.

## 4. Заключение

Таким образом, предложена методика и приводятся примеры оптимизации уровня автономности РЭО КБпЛА при выполнении однородных и неоднородных операций. Полученные ранее методические подходы к решению подобных задач систематизированы и доработаны в плане расширения области их применения. Основная сложность реализации представленных результатов состоит в получении используемых характеристик производительности РЭО КБпЛА при работе в автономном и неавтономном режимах при выполнении различных операций и прогнозировании уровня неопределенности условий принятия решений. Решению этих проблем планируется посвятить последующие работы.

## Литература

1. Мочалов С.А., Тихонов А.В. Методика сравнительной оценки эффективности радиоэлектронного оборудования автономного и неавтономного вариантов БпЛА // Труды 24 Всероссийской научно-практической конференции «Актуальные проблемы защиты и безопасности», 2021 г., т. 3, СПб. - С.44-50.
2. Мочалов С.А., Тупиков В.А. Методический подход к оптимизации процесса обработки изображений в комплексе с БЛА на основе информационных показателей // Сборник научных трудов ВУНЦ ВМФ «ВМА», 2021 г., вып. 1, СПб. – С. 103-107.
3. Мочалов С.А., Тихонов А.В. Методика оптимизации уровня автономности радиоэлектронного оборудования корабельного комплекса с беспилотными летательными аппаратами // Сборник трудов 27 Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», 2021 г., т.2, Воронеж. - С. 276-284.
4. Мочалов С.А. Оптимизация уровня автономности радиоэлектронного оборудования комплекса с беспилотными летательными аппаратами при неоднородности

выполняемых операций // Сборник трудов 28 Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», 2022 г., т.3., Воронеж – С 127-134.
5. Мочалов С.А., Пилипов А.А. Развитие методики оптимизации уровня автономности радиоэлектронного оборудования комплекса с беспилотными летательными аппаратами при неоднородности выполняемых операций // Сборник научных статей Международной научно-практической конференции «Академические Жуковские чтения». 2023 г. Воронеж, ВУНЦ ВВС «ВВА».

**REFERENCES**

1. Mochalov S.A., Tikhonov A.V. Methodology for comparative assessment of the effectiveness of radio-electronic equipment of autonomous and non-autonomous UAV variants // Proceedings of the 24th All-Russian Scientific and Practical Conference “Current Problems of Protection and Security”, 2021, vol. 3, St. Petersburg. - P.44-50.
2. Mochalov S.A., Tupikov V.A. A methodological approach to optimizing the image processing process in combination with UAVs based on information indicators // Collection of scientific papers of the VUNC Navy “VMA”, 2021, vol. 1, St. Petersburg. – pp. 103-107.
3. Mochalov S.A., Tikhonov A.V. Methodology for optimizing the level of autonomy of radio-electronic equipment of a ship complex with unmanned aerial vehicles // Collection of proceedings of the 27th International Scientific and Technical Conference “Radar, Navigation, Communications”, 2021, vol. 2, Voronezh. - pp. 276-284.
4. Mochalov S.A. Optimization of the level of autonomy of radio-electronic equipment of a complex with unmanned aerial vehicles with heterogeneity of operations // Collection of proceedings of the 28th International Scientific and Technical Conference “Radar, Navigation, Communications”, 2022, vol. 3., Voronezh - P. 127-134.
5. Mochalov S.A., Pilipov A.A. Development of a methodology for optimizing the level of autonomy of radio-electronic equipment of a complex with unmanned aerial vehicles with heterogeneity of operations // Collection of scientific articles of the International Scientific and Practical Conference “Academic Zhukovsky Readings”,. 2020 Voronezh, VUNTS Air Force "VVA".

# ОПЫТ УПРОЩЕНИЯ КОНСТРУКЦИИ И УДЕШЕВЛЕНИЯ РАДИОЛОКАТОРОВ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ ДЛЯ БПЛА

В.К. Цветков

Национальный исследовательский университет «МИЭТ», Москва, Россия

**Аннотация.** Сотрудниками НИУ МИЭТ и предприятий-партнёров проведен ряд НИОКР по созданию малогабаритных радиолокаторов с синтезированной апертурой (РСА) для беспилотных летательных аппаратов (БПЛА), в том числе созданию алгоритмов обработки сигналов и радиолокационных изображений. Несмотря на значительные успехи в развитии направления, все еще актуальна проблемы сложности эксплуатации, оперативности получения изображений, а также высокой стоимости оборудования. Данные факторы сдерживают рост рынка РСА для БПЛА, в то время как известны примеры постановки на вооружение странами Запада десятков беспилотных комплексов с РСА, расширения их коммерческого применения. Для снижения конструктивной сложности, упрощения алгоритмов обработки сигналов, снижения потоков и объема данных при радиолокационной съемке, снижения стоимости РСА для БПЛА предложена архитектура РСА с отказом от аналого-цифровых преобразователей в пользу двухуровневой компараторной схемы детектирования. В качестве вычислителя предложена система на модуле (SoM) на базе микросхемы Zynq Ultrascale. Стоимость модуля при этом как правило даже ниже, чем стоимость микросхемы, выступающей в качестве его ядра. Предложенная архитектура позволяет при потерях радиометрической чувствительности порядка 2-3 дБ получить снижение информационного потока и требований к объему данных в 8 раз по сравнению с РСА на базе 8-разрядных АЦП, снизить стоимость (обеспечить стоимость серийного изделия менее 1 млн. рублей по состоянию на февраль 2024 года).

**Ключевые слова:** РСА; БПЛА; детектирование; компаратор; однобитный РСА, синтез апертуры.

# EXPERIENCE IN SIMPLIFYING THE DESIGN AND REDUCING THE COST OF SYNTHETIC APERTURE RADARS FOR UAVS

V.K. Tsvetkov

MIET, Moscow, Russia

**Abstract.** Employees of NRU MIET and partner enterprises have carried out a number of R&D activities to create small-sized radar systems for UAVs, including the creation of signal processing algorithms and radar images. Despite significant progress in the development of the direction, the problems of the complexity of operation, the speed of obtaining images, as well as the high cost of equipment are still relevant. These factors restrain the growth of the SAR market for UAVs, while there are known examples of dozens of unmanned complexes with RSA being put into service by Western countries and their commercial application expanding. To reduce the design complexity, simplify signal processing algorithms, reduce data flows and volume during radar shooting, and reduce the cost of SAR for UAVs, a SAR architecture is proposed with the abandonment of analog-to-digital converters in favor of a two-level comparator detection scheme. A module-based system (SoM) based on the Zynq Ultrascale chip is proposed as a computer. The cost of the module is usually even lower than the cost of the chip acting as its core. The proposed architecture makes it possible, with losses of radiometric sensitivity of the order of 2-3 dB, to reduce the information flow and data

volume requirements by 8 times compared to the SAR based on 8-bit ADCs, to reduce the cost (to ensure the cost of a serial product of less than 1 million rubles as of February 2024)..

**Keywords:** SAR, UAV, detecting, comparator; single-bit SAR, aperture synthesis.

## 1. Введение

Важной сдерживающей проблемой развития рынка РСА для БПЛА является высокая стоимость оборудования и сложность его эксплуатации. Переход к модульным серийным и относительно дешевым решениям позволил обеспечил бы толчок развития отрасли. Концепций перехода предложено множество. Среди них наиболее интересной с научной и инженерной точек зрения видится отказ от аналого-цифровых преобразователей [1, 2], либо работа на единственном его разряде [3, 4]. Таким образом поток данных и объем хранимых данных сокращается кратно разрядности АЦП, а скорость обработки сигналов возрастает, вычислительная нагрузка алгоритмов снижается [5, 6], что позволит в перспективе обеспечить синтез «в реальном времени» с использованием рыночно доступных компонентов.

Ожидается возможность перехода к относительно простым вычислителям на платформе System On Module – завершенных модулях на печатных платах, ядром которых является микросхема FPGA или Zynq (или аналоги). Анализ рынка показывает важную особенность таких модулей – рыночная стоимость ZynQ Ultrascale микросхем выше, чем стоимость SoM, в качестве ядра которого выступает та же микросхема. К тому же, при использовании SoM отпадает необходимость проектирования модуля с FPGA. При данном подходе мы, безусловно, ограничены уже существующим форм-фактором и функционалом модуля, но освобождены от затрат на его разработку, что зачастую составляет ощутимую стоимость готового изделия. С точки зрения функционала выбранный SoM (KRIA  K26) отвечал предъявляемым требованиям к вычислителю РСА. На вычислитель также возложены задачи устройства управления РСА.

При проектировании РСА данным подходом все же остаются задачи создания ВЧ-интерфейса (приемопередатчика), антенн, устройства сопряжения вычислителя (материнской платы) с периферией, конструирования.

## 2. Создание РСА на базе SoM

Архитектура РСА представлена на Рис.1. В качестве детектирующего устройства предложена компараторная схема детектирования: высокоскоростной логический компаратор сравнивает получаемое на один из входов значение с опорным уровнем на другом входе (как правило ноль вольт). Таким образом детектор по принципу работы сравним с одноразрядным АЦП, на выходе которого на каждый сэмпл сигнала приходится один бит данных, отсюда название предлагаемой архитектуры – однобитный РСА.

Характеристики разрабатываемого радиолокатора:

1. Диапазон рабочих частот: X
2. Разрешение получаемых изображений: 37,5 х 25 см
3. Размер зоны обзора: 1024 м х 3150 м.
4. Радиометрическая чувствительность: 15 дБ;
5. Радиометрическое разрешение: 3 дБ;
6. Тип зондирующего сигнала: ФКМ код Лежандра или М-последовательность;
7. Выходная мощность: до 10 Вт;
8. Поляризация: линейная.
9. Масса изделия: 1.1 кг;

10. Габариты блока радиолокатора: 120x70x50 мм
11. Габариты антенны: 240x70x10 мм.
12. Высота полета носителя: от 120 м до 1 км.

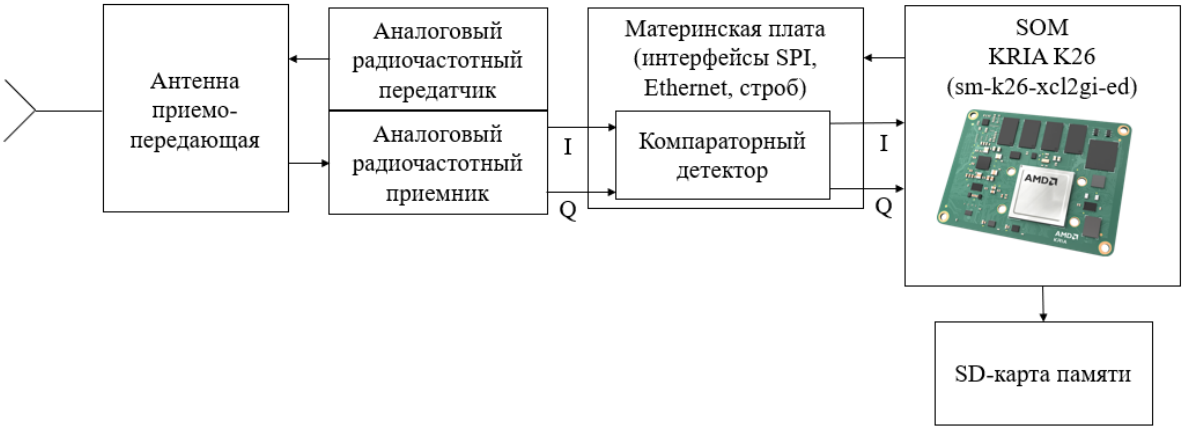



Рис. 1. Архитектура однобитного РСА

Результатом проектирования стал экспериментальный образец однобитного РСА (рис.2).

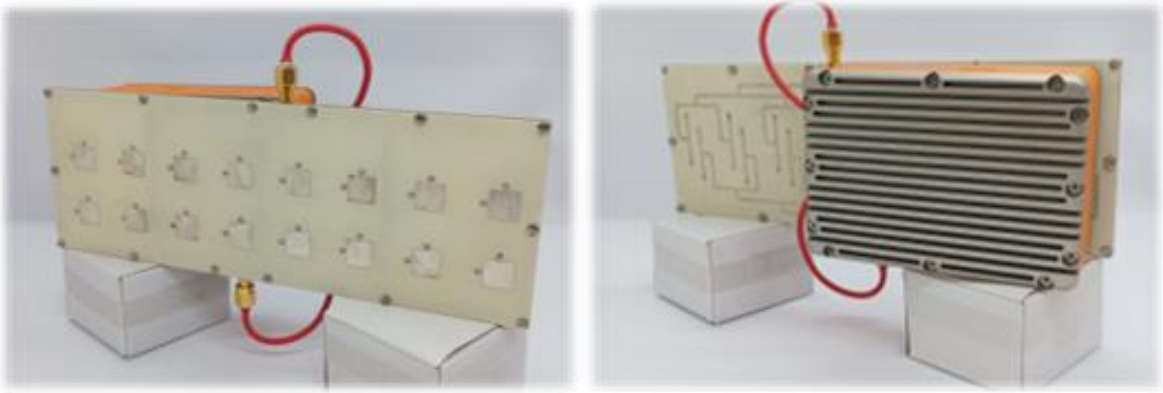


Рис. 2. Внешний вид экспериментального образца однобитного РСА

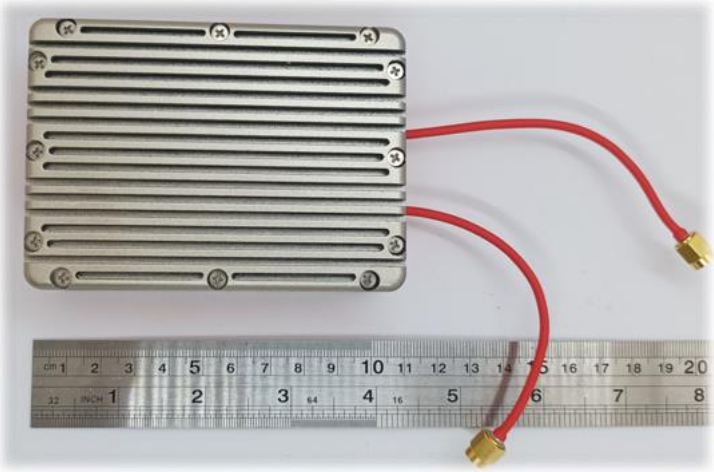


Рис. 3. Блок радиолокатора

В ходе выполнения НИОКР проведен ряд испытаний, в том числе наземных с получением радиолокационных изображений. Экспериментальный образец

радиолокатора размещен на крышу легкового автомобиля, выполнен проезд со съемкой местности. Полученные результаты (разрешение порядка 50 см) представлены на рисунке 4.

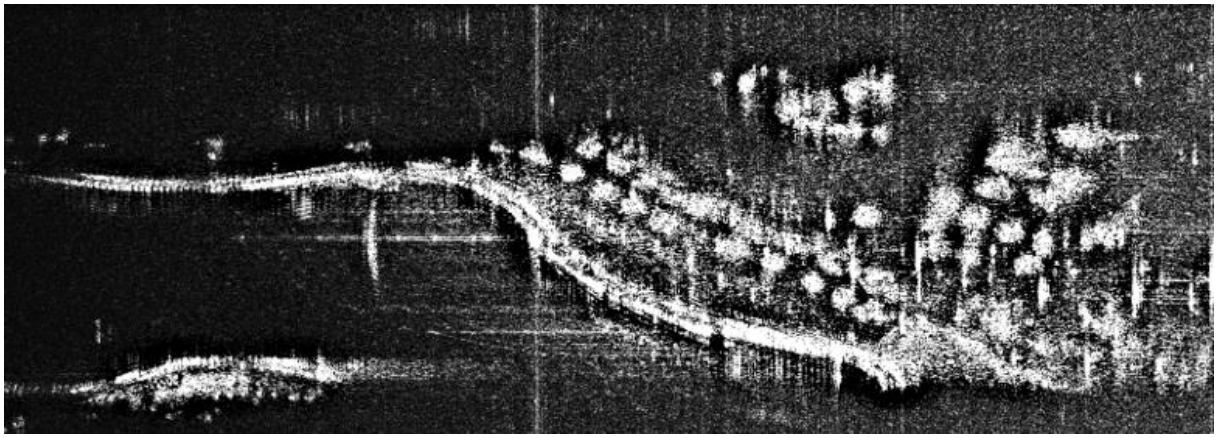


Рис. 4. Результаты Съемки с однобитным РСА с автомобиля

Выполнены полетные испытания. В качестве носителя выбран серийный БПЛА доступный массовому потребителю, к тому же не предназначенный в целом для выведения полезной нагрузки, Mavic Pro 2. Для этого разработана специальная оснастка для крепления РСА к борту, выведены сигналы для включения РСА по командам бортовой аппаратуры БПЛА. Несмотря на малые габариты изделия, БПЛА, снаряжённый таким РСА подвержен значительным траекторным нестабильностям, воздействию ветровой нагрузки.

Проводились также испытания оборудования на БПЛА, способных поднимать нагрузку до 1.5 кг на высоту свыше 1 км. В предполагаемых условиях применения высота полета носителя будет варьироваться от 120 м до 1 км.

Рис. 4. Однобитный РСА установленный на Mavic Pro 2

По результатам выполнения полётных заданий получена серия радиолокационных изображений (рис.5), позволяющая сделать вывод в целом о применимости экспериментального образца радара для получения радиолокационных изображений заданного качества. Разрешение изображений составляет 37,5 х 25 см.

В ходе выполнения заданий установлено, что существует ряд факторов, негативно влияющих на качество радиолокационного изображения, в т.ч. сильная траекторная нестабильность, «качение» БПЛА вокруг оси траектории, компенсирующее рысканье. В ходе дальнейшей работы целесообразно исследование возможностей компенсации указанных факторов при конструировании радиолокатора, создании алгоритмов синтеза и фокусировки радиолокационных изображений.

В перспективе также работы по обеспечению получения изображений «в реальном времени», при этом рассматривается вариант снижения разрешения до 1 м.

Рис. 4. Радиолокационные изображения, полученные однобитным РСА

## 3. Заключение

По результатам НИОКР создан радиолокатор с синтезированной апертурой, в котором детектирование сигналов обеспечивается компараторной схемой сравнения уровня принимаемого сигнала с нулем вольт. Отказ от АЦП позволил при конкурентных значениях разрешения, радиометрической чувствительности и радиометрического разрешения снизить стоимость изделия ниже 1 млн. рублей (по состоянию на февраль 2024 года). В качестве основного узла предложен вычислитель на базе SoM (KRIA K26 или аналог), в основе которого задействована микросхема ZynQ. В сравнении с РСА на базе 8-битного АЦП в приёмном устройстве получаем снижение потока данных в 8 раз, снижение требований к устройству хранения голограмм в 8 раз, а также снижение сложности алгоритмов обработки сигналов.

## Литература


1. Liu, S.; Zhao, B.; Huang, L.; Li, B.; Bao, W. Lightweight SAR: A Two-Bit Strategy. Remote Sens. 2023, 15, 310. https://doi.org/10.3390/rs15020310
2. Аппаратные и алгоритмические решения при проектировании РСА / А. Л. Переверзев, А. А. Бирюк, В. И. Орешкин [и др.] // Наноиндустрия. – 2019. – № S(89). – С. 149-155. – DOI 10.22184/NanoRus.2019.12.89.149.155. – EDN ZHEXED
3. C. Schaefer, C. Fischer and M. Voelker, "One-Bit Digitization for DBF-SAR: Too Good to be True," 7th European Conference on Synthetic Aperture Radar, Friedrichshafen, Germany, 2008, pp. 1-4.
4. B. Zhao, L. Huang and W. Bao, "One-Bit SAR Imaging Based on Single-Frequency Thresholds," in IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 57, no. 9, pp. 7017-7032, Sept. 2019, doi: 10.1109/TGRS.2019.2910284.
5. H. Han, F. Liu, Z. Wang, Y. Yin and Y. Jia, "Adaptive One-bit Quantization for SAR Imaging," 2019 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), Guangzhou, China, 2019, pp. 1-3, doi: 10.1109/ICMMT45702.2019.8992433.
6. Liu, S.; Zhao, B.; Huang, L.; Li, B.; Bao, W. Lightweight SAR: A Two-Bit Strategy. Remote Sens. 2023, 15, 310. https://doi.org/10.3390/rs15020310


## References


1. Liu, S.; Zhao, B.; Huang, L.; Li, B.; Bao, W. Lightweight SAR: A Two-Bit Strategy. Remote Sens. 2023, 15, 310. https://doi.org/10.3390/rs15020310
2. Hardware and algorithmic solutions in SAR design/ A. L. Pereverzev, A. A. Biryuk, V. I. Oreshkin // NanoRus. – 2019. – № S(89). – С. 149-155. – DOI 10.22184/NanoRus.2019.12.89.149.155. – EDN ZHEXED
3. C. Schaefer, C. Fischer and M. Voelker, "One-Bit Digitization for DBF-SAR: Too Good to be True," 7th European Conference on Synthetic Aperture Radar, Friedrichshafen, Germany, 2008, pp. 1-4.
4. B. Zhao, L. Huang and W. Bao, "One-Bit SAR Imaging Based on Single-Frequency Thresholds," in IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 57, no. 9, pp. 7017-7032, Sept. 2019, doi: 10.1109/TGRS.2019.2910284.
5. H. Han, F. Liu, Z. Wang, Y. Yin and Y. Jia, "Adaptive One-bit Quantization for SAR Imaging," 2019 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), Guangzhou, China, 2019, pp. 1-3, doi: 10.1109/ICMMT45702.2019.8992433.
6. Liu, S.; Zhao, B.; Huang, L.; Li, B.; Bao, W. Lightweight SAR: A Two-Bit Strategy. Remote Sens. 2023, 15, 310. https://doi.org/10.3390/rs15020310

# ОЦЕНКА СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ОРИЕНТАЦИИ СЕКЦИЙ ИЗЛУЧАЮЩЕГО РАСКРЫВА

Д. С. Федоров

Федеральное государственное унитарное предприятие «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи», Федеральный научно-производственный центр (ФГУП «РНИИРС» ФНПЦ), Ростов-на-Дону, Россия

**Аннотация.** В докладе рассматриваются вопросы оценивания параметров взаимной ориентации и положения секций активной фазированной антенной решетки после развертывания антенны. Основой предложенного алгоритма является параметрический способ обработки данных измерений. В качестве измеряемых параметров используются значения фазы сигнала на выходах антенных элементов АФАР.

**Ключевые слова:** активная фазированная антенная решетка; многосекционный излучающий раскрыв; среднеквадратическая погрешность оценивания.

# ESTIMATION OF THE ROOT MEAN SQUARE ERROR IN DETERMINING THE ORIENTATION PARAMETERS OF THE RADIATING APERTURE SECTIONS

D. S. Fedorov

Federal State Unitary Enterprise "Rostov-on-Don Scientific Research Institute of Radio Communications", Federal Research and Production Centre, FSUE «RNIIRS» FRPC, Rostov-on-Don, Russia

**Abstract.** The report discusses the issues of estimating the parameters of the relative orientation and position of sections of an active phased array antenna after deployment of the antenna. The basis of the proposed algorithm is the parametric method of processing measurement data. The measured parameters are the signal phase values at the outputs of antenna elements of an active phased array antenna.

**Keywords:** active phased array antenna; multi-section radiating aperture; root mean square estimation error.

## 1. Введение

Крупногабаритные активные фазированные антенные решетки находят широкое применение в качестве антенных систем радиотехнических комплексов различного назначения. В случае стационарного размещения и функционирования плоскость излучающего раскрыва антенной решетки комплекса формируется непосредственно в процессе монтажа аппаратуры и калибруется в ходе пусконаладочных работ, обеспечивая дальнейшее эффективное формирование диаграммы направленности с заданными характеристиками. При использовании крупногабаритных АФАР в составе мобильных, подвижных комплексов зачастую излучающий раскрыв реализуют в виде многократно разворачиваемой/сворачиваемой конструкции. При этом наиболее актуальной становится задача оценки ошибок взаимной ориентации отдельных подвижных секций АФАР, размещаемой на космическом аппарате, после развертывания относительно исходной плоскости с целью компенсации погрешностей развертывания и восстановления заданной диаграммы направленности [1-4]. В этом случае

единственным техническим решением для определения параметров ориентации и положения секций АФАР является измерение фаз сигналов, излучаемых наземным пунктом.

Целью работы является снижение среднеквадратических погрешностей (СКП) оценок параметров взаимной ориентации и положения секций АФАР.

Решаемые задачи включают:

1. Вывод основных соотношений, связывающих СКП измерений фазы сигналов на выходе антенных элементов (АЭ) и СКП оценок параметров ориентации и положения секций АФАР при наличии локально плоских искажений геометрии излучающего раскрыва.

2. Исследование с использованием разработанной модели взаимосвязи СКП измерений фазы сигналов и СКП оценок параметров ориентации и положения секций АФАР.

## 2. Вывод основных соотношений, связывающих СКП измерений фазы сигналов и СКП оценок параметров ориентации и положения секций АФАР

При штатном развертывании излучающего раскрыва АФАР оси $O_m x_m$, $O_m y_m$ и $O_m z_m$ имеют в системе координат *OXYZ* проекции $\{1, 0, 0\}$, $\{0, 1, 0\}$ и $\{0, 0, 1\}$ соответственно, а координаты точки $O_m$ – начала системы координат, связанной с $m$-й секцией – $\left\{X_m^{(0)}, Y_m^{(0)}, Z_m^{(0)}\right\}$. Соответствующие штатному развертыванию АФАР значения фазы на выходе каждой подрешетки (без учета погрешностей измерений) могут быть записаны следующим образом

$$\Phi_{m,sm,s}^{(0)} = \sin\theta_m^{(0)} \cdot \cos\varphi_m^{(0)} \cdot x_{m,s} + \sin\theta_m^{(0)} \cdot \sin\varphi_m^{(0)} \cdot y_{m,s} + \cos\theta_m^{(0)} \cdot z_{m,s}, \quad (m = 1, ..., M,\ s = 1, ..., S_m), \tag{1}$$

где $\theta_m^{(0)}$, $\varphi_m^{(0)}$ - углы, определяющие направление прихода сигнала в системе координат $O_m x_m y_m z_m$ при штатном развертывании антенны.

Обозначим при нештатном развертывании АФАР проекции осей $O_m x_m$, $O_m y_m$ и $O_m z_m$ следующим образом:

– для оси $O_m x_m$ – $\left\{1 - \Delta\alpha_m^{(x)}, \Delta\alpha_m^{(y)}, \Delta\alpha_m^{(z)}\right\}$;

– для оси $O_m y_m$ – $\left\{\Delta\beta_m^{(x)}, 1 - \Delta\beta_m^{(y)}, \Delta\beta_m^{(z)}\right\}$;

– для оси $O_m z_m$ – $\left\{\Delta\gamma_m^{(x)}, \Delta\gamma_m^{(y)}, 1 - \Delta\gamma_m^{(z)}\right\}$,

а координаты точки $O_m$ – $\left\{X_m^{(0)} + \Delta X_m, Y_m^{(0)} + \Delta Y_m, Z_m^{(0)} + \Delta Z_m\right\}$.

Учтем, что введенные двенадцать неизвестных не являются независимыми. Оси $O_m x_m$, $O_m y_m$ лежат в одной плоскости и являются ортогональными. Это определяет первое уравнение связи на введенные составляющие погрешности развертывания в виде

$$\left(1 - \Delta\alpha_m^{(x)}\right) \cdot \Delta\beta_m^{(x)} + \Delta\alpha_m^{(y)} \cdot \left(1 - \Delta\beta_m^{(y)}\right) + \Delta\alpha_m^{(z)} \cdot \Delta\beta_m^{(z)} = 0. \tag{2}$$

Следующие три уравнения связи возникают из условия ортогональности оси $O_m z_m$ к плоскости $m$-й секции, определяемой осями $O_m x_m$ и $O_m y_m$

$$\Delta\gamma_m^{(x)} = \Delta\alpha_m^{(y)} \cdot \Delta\beta_m^{(z)} - \Delta\alpha_m^{(z)} \cdot \left(1 - \Delta\beta_m^{(y)}\right),$$
$$\Delta\gamma_m^{(y)} = \Delta\alpha_m^{(z)} \cdot \Delta\beta_m^{(y)} - \left(1 - \Delta\alpha_m^{(x)}\right) \cdot \Delta\beta_m^{(z)}, \qquad (3)$$
$$1 - \Delta\gamma_m^{(z)} = \left(1 - \Delta\alpha_m^{(x)}\right) \cdot \left(1 - \Delta\beta_m^{(y)}\right) - \Delta\alpha_m^{(y)} \Delta\beta_m^{(x)}.$$

Таким образом, положение каждой секции в системе координат *OXYZ* при нештатном развертывании может быть определено семью параметрами: пятью параметрами, характеризующими ориентацию осей локальной системы координат и тремя параметрами, устанавливающими положение точки $O_m$.

Значения фазы на выходе каждой подрешетки при нештатном развертывании АФАР (без учета погрешностей измерений) могут быть записаны следующим образом

$$\Phi_{m,s} = \sin\theta_m \cdot \cos\varphi_m \cdot x_{m,s} + \sin\theta_m \cdot \sin\varphi_m \cdot y_{m,s} + \cos\theta_m \cdot z_{m,s}, \quad (m = 1,...,M,\ s = 1,...,S_m), \qquad (4)$$

где $\theta_m$, $\varphi_m$ - углы, определяющие направление прихода сигнала в системе координат $O_m x_m y_m z_m$ при нештатном развертывании антенны.

Углы $\theta_m$, $\varphi_m$ связаны с углами $\theta_m^{(0)}$, $\varphi_m^{(0)}$ следующими соотношениями

$$\sin\theta_m \cdot \cos\varphi_m = \left(1 - \Delta\alpha_m^{(x)}\right) \cdot \sin\theta_m^{(0)} \cdot \cos\varphi_m^{(0)} + \Delta\alpha_m^{(y)} \cdot \sin\theta_m^{(0)} \cdot \sin\varphi_m^{(0)} + \Delta\alpha_m^{(z)} \cdot \cos\theta_m^{(0)},$$

$$\sin\theta_m \cdot \sin\varphi_m = \Delta\alpha_m^{(x)} \cdot \sin\theta_m^{(0)} \cdot \cos\varphi_m^{(0)} + \left(1 - \Delta\alpha_m^{(y)}\right) \cdot \sin\theta_m^{(0)} \cdot \sin\varphi_m^{(0)} + \Delta\alpha_m^{(z)} \cdot \cos\theta_m^{(0)},$$

$$\begin{aligned}\cos\theta_m = {} & \left(\Delta\alpha_m^{(y)} \cdot \Delta\beta_m^{(z)} - \Delta\alpha_m^{(z)} \cdot \left(1 - \Delta\beta_m^{(y)}\right)\right) \cdot \sin\theta_m^{(0)} \cdot \cos\varphi_m^{(0)} + \\ & + \left(\Delta\alpha_m^{(z)} \cdot \Delta\beta_m^{(y)} - \left(1 - \Delta\alpha_m^{(x)}\right) \cdot \Delta\beta_m^{(z)}\right) \cdot \sin\theta_m^{(0)} \cdot \sin\varphi_m^{(0)} + \\ & + \left(\left(1 - \Delta\alpha_m^{(x)}\right) \cdot \left(1 - \Delta\beta_m^{(y)}\right) - \Delta\alpha_m^{(y)} \Delta\beta_m^{(x)}\right) \cdot \cos\theta_m^{(0)}.\end{aligned} \qquad (5)$$

Соотношения (4) и (5) определяют (без учета погрешностей измерений) выражения для значений фазы принимаемого сигнала в виде

$$\begin{aligned}\Phi_{m,s} = {} & \delta\Phi_{m,s} + k\left\{\left(\left(1 - \Delta\alpha_m^{(x)}\right)\sin\theta_m^{(0)}\cos\varphi_m^{(0)} + \Delta\alpha_m^{(y)}\sin\theta_m^{(0)}\sin\varphi_m^{(0)} + \Delta\alpha_m^{(z)}\cos\theta_m^{(0)}\right) x_{m,s} + \right. \\ & \left. + \left(\Delta\alpha_m^{(x)}\sin\theta_m^{(0)}\cos\varphi_m^{(0)} + \left(1 - \Delta\alpha_m^{(y)}\right)\sin\theta_m^{(0)}\sin\varphi_m^{(0)} + \Delta\alpha_m^{(z)}\cos\theta_m^{(0)}\right) y_{m,s}\right\}.\end{aligned} \qquad (6)$$

В соотношении (6) $\delta\Phi_{m,s}$ $(m = 1,...,M,\ s = 1,...,S_m)$ обозначают погрешности измерений фазы на выходе $s$-й подрешетки $m$-й секции.

С учетом возникающих при измерении погрешностей соотношения (1) - (6) позволяют для определения $\Delta\alpha_m^{(x)}$, $\Delta\alpha_m^{(y)}$, $\Delta\alpha_m^{(z)}$, $\Delta\beta_m^{(x)}$, $\Delta\beta_m^{(y)}$ и $\Delta X_m$, $\Delta Y_m$, $\Delta Z_m$ сформировать систему линейных алгебраических уравнений (СЛАУ)

$$\mathbf{H} \cdot \mathbf{\Delta P} = \mathbf{\Delta\Phi} + \mathbf{\delta\Phi} \qquad (7)$$

где $\mathbf{H}$ – матрица размерности $S_m \times 8$; $\mathbf{\Delta P}$ – матрица-столбец размерности $8 \times 1$, элементами которого являются подлежащие определению $\Delta\alpha_m^{(x)}$, $\Delta\alpha_m^{(y)}$, $\Delta\alpha_m^{(z)}$, $\Delta\beta_m^{(x)}$, $\Delta\beta_m^{(y)}$ и $\Delta X_m$, $\Delta Y_m$, $\Delta Z_m$; $\mathbf{\Delta\Phi}$ и $\mathbf{\delta\Phi}$ – матрицы-столбцы размерности $S_m \times 1$, для первого из которых элементы определяются как $\mathbf{\Delta\Phi}_s = \Phi_{m,s} - \Phi_{m,s}^{(0)}$, для второго $\mathbf{\delta\Phi}_s = \delta\Phi_{m,s}$.

Вид $s$-го ($s=1,...,S_m$) уравнения в (7) для определения восьми неизвестных может быть представлен следующим образом

$$\begin{aligned}
&-\sin\theta_m^{(0)}\cos\varphi_m^{(0)}x_{m,s}\cdot\Delta\alpha_m^{(x)}+\sin\theta_m^{(0)}\sin\varphi_m^{(0)}x_{m,s}\cdot\Delta\alpha_m^{(y)}+\cos\theta_m^{(0)}x_{m,s}\cdot\Delta\alpha_m^{(z)}+\\
&+\sin\theta_m^{(0)}\cos\varphi_m^{(0)}y_{m,s}\cdot\Delta\beta_m^{(x)}-\sin\theta_m^{(0)}\sin\varphi_m^{(0)}y_{m,s}\cdot\Delta\beta_m^{(y)}+\\
&+\cos\theta_m^{(0)}y_{m,s}\cdot\left(\Delta\alpha_m^{(x)}+\Delta\alpha_m^{(x)}\right)\Big/\Delta\alpha_m^{(z)}+\sin\theta_m^{(0)}\cos\varphi_m^{(0)}\cdot\Delta X_m+\\
&+\sin\theta_m^{(0)}\sin\varphi_m^{(0)}\cdot\Delta Y_m+\cos\theta_m^{(0)}\cdot\Delta Z_m=\left(\Phi_{m,s}-\Phi_{m,s}^{(0)}+\delta\Phi_{m,s}\right)\Big/k.
\end{aligned}\tag{8}$$

Таким образом, коэффициенты матрицы $\mathbf{H}$ имеют вид

$$\begin{gathered}
h_{s,1}=-\sin\theta_m^{(0)}\cos\varphi_m^{(0)}x_{m,s};\ h_{s,2}=\sin\theta_m^{(0)}\sin\varphi_m^{(0)}x_{m,s};\ h_{s,3}=\cos\theta_m^{(0)}x_{m,s};\\
h_{s,4}=\sin\theta_m^{(0)}\cos\varphi_m^{(0)}y_{m,s};\ h_{s,5}=-\sin\theta_m^{(0)}\sin\varphi_m^{(0)}y_{m,s};\\
h_{s,6}=\sin\theta_m^{(0)}\cos\varphi_m^{(0)};\\
h_{s,7}=\sin\theta_m^{(0)}\sin\varphi_m^{(0)};\ h_{s,8}=\cos\theta_m^{(0)}\cdot\Delta Z_m.
\end{gathered}\tag{9}$$

Полученная система уравнений для определения $\Delta\alpha_m^{(x)}$, $\Delta\alpha_m^{(y)}$, $\Delta\alpha_m^{(z)}$, $\Delta\beta_m^{(x)}$, $\Delta\beta_m^{(y)}$ и $\Delta X_m$, $\Delta Y_m$, $\Delta Z_m$ ($m=1,...,M$) является переопределенной при условии $S_m>8$, что на практике всегда выполняется для развертываемых антенн. Эффективность (переопределенность) такой системы равна $S_m-8$. В частности, для рассматриваемой в [4] развертываемой АФАР число подрешеток в каждой секции составляет 13 ($S_m=13$).

Решение СЛАУ (7) может быть получено путем перехода к системе нормальных уравнений в следующем виде

$$\mathbf{\Delta P}=\left(\mathbf{H}^T\cdot\mathbf{H}\right)^{-1}\mathbf{H}^T\left(\mathbf{\Delta\Phi}+\mathbf{\delta\Phi}\right).\tag{10}$$

С использованием полученного решения для подлежащих определению параметров $\Delta\alpha_m^{(x)}$, $\Delta\alpha_m^{(y)}$, $\Delta\alpha_m^{(z)}$, $\Delta\beta_m^{(x)}$, $\Delta\beta_m^{(y)}$ и $\Delta X_m$, $\Delta Y_m$, $\Delta Z_m$ ($m=1,...,M$) проведем анализ точности получаемых оценок указанных параметров. При этом будем считать, что измерения фазы во всех подрешетках являются равноточными. К характеристикам получаемых оценок ориентации и положения секций излучающего раскрыва будем относить [5-7]:

– дисперсию ошибки отдельного измерения фазы $\sigma_\Phi^2=\dfrac{\sum_{s=1}^{S_m}\left(\delta\Phi_{m,s}\right)^2}{S_m-7}$;

– вес вектора $\mathbf{\Delta P}$ подлежащих определению параметров ориентации и положения секций АФАР, определяемый матрицей $Q=\left(\mathbf{H}^T\cdot\mathbf{H}\right)$;

– обратный вес вектора оцениваемых параметров $\mathbf{\Delta P}$

$$Q^{-1}=\begin{pmatrix}1 & r_{1,2} & \dots & r_{1,7}\\ r_{2,1} & 1 & \dots & r_{2,7}\\ \dots & \dots & \dots & \dots\\ r_{7,1} & r_{7,2} & \dots & 1\end{pmatrix};$$

– веса каждого из параметров, определяющих ориентацию и положение секции излучающего раскрыва $\mathbf{\Delta P}_p = 1/Q_{pp} = 1$ ( $p = 1,...,8$ );

– дисперсия вектора параметров $\mathbf{\Delta P}$

$$D = \begin{pmatrix} \sigma_1^2 & \sigma_1\sigma_2 r_{1,2} & ... & \sigma_1\sigma_8 r_{1,8} \\ \sigma_2\sigma_1 r_{2,1} & \sigma_2^2 & ... & \sigma_2\sigma_8 r_{2,8} \\ ... & ... & ... & ... \\ \sigma_8\sigma_1 r_{8,1} & \sigma_8\sigma_2 r_{8,2} & ... & \sigma_8^2 \end{pmatrix};$$

– дисперсия параметров ориентации и положения секции излучающего раскрыва $\sigma_p^2 = \sigma_{\Delta\Phi}^2 \cdot Q$.

В таблицах 1-4 приведены оценки параметров ориентации и положения секции, полученные при разном числе подрешеток (значений измерений фазы). Исследования проводились для первой секции при следующих значениях параметров: $\Delta\alpha_1^{(x)} = -0,44$; $\Delta\alpha_1^{(y)} = 0,023$; $\Delta\beta_1^{(x)} = 0,03$; $\Delta\beta_1^{(y)} = -0,024$; $\Delta X_1 = 0,01\lambda$, $\Delta Y_1 = -0,03\lambda$, $\Delta Z_1 = 0,02\lambda$. Направления прихода относительно излучающего раскрыва варьировались. Среднеквадратическая погрешность измерения фазы составляла 0,1 рад.

Таблица 1. Оценки характеристик ориентации и положения секции при направлении прихода сигнала $\theta_0 = 10°$, $\varphi_0 = 10°$

| Оценки параметров | Число подрешеток | | |
|---|---|---|---|
| | 8×6 | 20×6 | 8×20 |
| $\Delta\alpha_1^{(x)}$ | -0,046 | -0,045 | -0,045 |
| $\Delta\alpha_1^{(y)}$ | 0,017 | 0,016 | 0,017 |
| $\Delta\beta_1^{(x)}$ | 0,006 | 0,008 | 0,008 |
| $\Delta\beta_1^{(y)}$ | -0,03 | -0,028 | -0,029 |
| $\Delta X_1/\lambda$ | 0,008 | 0,009 | 0,01 |
| $\Delta Y_1/\lambda$ | -0,002 | -0,003 | -0,003 |
| $\Delta Z_1/\lambda$ | 0,017 | 0,018 | 0,021 |

Таблица 2. Оценки характеристик ориентации и положения секции при направлении прихода сигнала $\theta_0 = 10°$, $\varphi_0 = 80°$

| Оценки параметров | Число подрешеток | | |
|---|---|---|---|
| | 8×6 | 20×6 | 8×20 |
| $\Delta\alpha_1^{(x)}$ | -0,046 | -0,045 | -0,045 |
| $\Delta\alpha_1^{(y)}$ | 0,008 | 0,008 | 0,008 |
| $\Delta\beta_1^{(x)}$ | 0,001 | 0,001 | 0,001 |
| $\Delta\beta_1^{(y)}$ | -0,028 | -0,028 | -0,029 |
| $\Delta X_1/\lambda$ | 0,002 | 0,004 | 0,07 |
| $\Delta Y_1/\lambda$ | -0,005 | -0,006 | -0,007 |
| $\Delta Z_1/\lambda$ | 0,015 | 0,019 | 0,020 |

Таблица 3. Оценки характеристик ориентации и положения секции при направлении прихода сигнала $\theta_0 = 60°$, $\varphi_0 = 10°$

| Оценки параметров | Число подрешеток | | |
|---|---|---|---|
| | 8×6 | 20×6 | 8×20 |
| $\Delta\alpha_1^{(x)}$ | -0,034 | -0,03 | -0,028 |
| $\Delta\alpha_1^{(y)}$ | 0,017 | 0,016 | 0,017 |
| $\Delta\beta_1^{(x)}$ | 0,033 | 0,031 | 0,021 |
| $\Delta\beta_1^{(y)}$ | -0,013 | -0,015 | -0,018 |
| $\Delta X_1/\lambda$ | 0,008 | 0,009 | 0,01 |
| $\Delta Y_1/\lambda$ | -0,002 | -0,002 | -0,004 |
| $\Delta Z_1/\lambda$ | 0,007 | 0,008 | 0,012 |

Таблица 4. Оценки характеристик ориентации и положения секции при направлении прихода сигнала $\theta_0 = 60°$, $\varphi_0 = 80°$

| Оценки параметров | Число подрешеток | | |
|---|---|---|---|
| | 8×6 | 20×6 | 8×20 |
| $\Delta\alpha_1^{(x)}$ | -0,014 | -0,017 | -0,016 |
| $\Delta\alpha_1^{(y)}$ | 0,033 | 0,031 | 0,025 |
| $\Delta\beta_1^{(x)}$ | 0,003 | 0,007 | 0,005 |
| $\Delta\beta_1^{(y)}$ | -0,031 | -0,029 | -0,024 |
| $\Delta X_1/\lambda$ | 0,005 | 0,006 | 0,007 |
| $\Delta Y_1/\lambda$ | -0,021 | -0,016 | -0,027 |
| $\Delta Z_1/\lambda$ | 0,009 | 0,0012 | 0,0013 |

Приведенные результаты показывают возможность использования предложенного способа для оценивания параметров ориентации и положения секции в составе излучающего раскрыва после развертывания АФАР. При этом наиболее высокая точность оценивания достигается для параметров, определяющих ориентацию и положение секции в близком по отношению к приходу сигнала направлении. Последнее определяет необходимость проведения совокупности измерений фаз сигналов, принимаемых антенными подрешетками, при разных направлениях прихода сигнала по отношению к секции излучающего раскрыва.

## 3. Заключение

1. Предложенные соотношения, связывающие СКП измерений фазы сигналов на выходе антенных элементов (АЭ) и СКП оценок параметров ориентации и положения секций АФАР, позволили разработать алгоритм оценивания взаимного положения секций излучающего раскрыва в условиях орбитального полета, включающий:

– формирование по результатам измерений фазы принимаемых каждым ППМ сигналов функционала, представляющего собой сумму квадратов разностей измеренных значений фазы сигнала на выходе каждого ППМ при текущей геометрии излучающего раскрыва и значений фазы сигнала на выходе каждого ППМ, соответствующих некоторому известному набору параметров, определяющих развертывание антенны в тех же точках положения КА;

– определение текущей геометрии излучающего раскрыва с использованием набора параметров, соответствующих минимуму сформированного квадратичного функционала

позволил определить основные соотношения, связывающие СКП измерений фазы сигналов на выходе антенных элементов при наличии локально плоских искажений геометрии излучающего раскрыва.

Проведенный анализ возможных технических решений, используемых в условиях орбитального полета для определения взаимного положения секций излучающего раскрыва, показал, что с технической точки зрения определение взаимного положения секций необходимо проводить путем измерения относительных значений фазы гармонического сигнала известной частоты, излучаемого источником на наземном пункте, на выходе приемного канала каждого ППМ.

2. Выполненный с использованием численного моделирования на основе параметрического способа обработки результатов измерений анализ взаимосвязи СКП определения параметров развертывания секций излучающего раскрыва АФАР и СКП измерений фазы показал, что предложенный алгоритм позволяет оценивать параметры ориентации и положения секции в излучающем раскрыве АФАР.

Полученные с использованием разработанной модели взаимосвязи СКП измерений фазы сигналов и СКП оценок параметров ориентации и положения секций АФАР показывают:

– наиболее высокая точность оценивания достигается для параметров, определяющих ориентацию и положение секции в близком по отношению к приходу сигнала направлении;

– необходимость проведения измерений для определения параметров ориентации и положения секции на основе измерений фаз сигналов, приходящих под различными углами по отношению к секции излучающего раскрыва.

Полученные с использованием численного моделирования результаты подтвердили возможность использования разработанного способа для определения взаимного положения секций излучающего раскрыва в условиях орбитального полета.

## Литература


1. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования // Под ред. В.С. Вербы. – М.: Радиотехника, 2010. – 680 с.
2. *Неронский Л.Б., Михайлов В.Ф., Брагин И.В.* Микроволновая аппаратура дистанционного зондирования поверхности Земли и атмосферы: Радиолокаторы с синтезированной апертурой антенны. – СПб.: С.-Петерб. гос. ун-т аэрокосмич. Приборостроения, 1999. – 220 с.
3. Фомин А. Н., Тяпкин В. Н., Дмитриев Д. Д. Теоретические и физические основы радиолокации и специального мониторинга: учебник // Под общ. ред. *И. Н. Ищука*. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2016. – 292 с.
4. Габриэльян Д.Д., Демченко В.И., Занин К.М., Косогор А.А., Кузнецов Ю.В., Лебедев Р.А., Лутченко О.В., Михайлов Н.А., Шлаферов А.Л. Принципы построения аппаратуры БРЛК КА «Метеор-М» №№ 2-3, 2-4 и верификации ее характеристик на орбите // Материалы 21-й Международной конференции «Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса». Москва: ИКИ РАН, 2023. С. 120. DOI 10.21046/21DZZconf-2023a.
5. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике (для научных работников и инженеров) – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1977. – 832 с.

6. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. – 4-е изд. - М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1988. – 552 с.
7. Мазмишвили А.И. Теория ошибок и метод наименьших квадратов. – М.: Недра, 1978. - 311 с.

**REFERENCES**

1. Verba V. S., Neronsky L. B., Osipov I. G., Turuk V. E. Space-based land survey radar systems // Ed. V.S. Willows. – M.: Radio engineering, 2010. – 680 p.
2. Neronsky L.B., Mikhailov V.F., Bragin I.V. Microwave equipment for remote sensing of the Earth's surface and atmosphere: Radars with a synthetic aperture antenna. – SPb.: St. Petersburg state Aerospace University Instrument Engineering, 1999. – 220 p.
3. Fomin A. N., Tyapkin V. N., Dmitriev D. D. Theoretical and physical foundations of radar and special monitoring: textbook // Under general ed. I. N. Ishchuk. – Krasnoyarsk: Sib. federal univ., 2016. – 292 p.
4. Gabrielyan D. D., Demchenko V. I., Zanin K. M., Kosogor A. A., Kuznetsov Yu.V., Lebedev R. A., Lutchenko O. V., Mikhailov N. A., Shlaferov A. L. Principles of constructing the BRLK equipment of the Meteor-M spacecraft №№ 2-3, 2-4 and verifying its characteristics in orbit // Materials of the 21st International Conference “Modern problems of remote sensing of the Earth from space”. Moscow: IKI RAS, 2023. P. 120. DOI 10.21046/21DZZconf-2023a.
5. Korn G., Korn T. Handbook of mathematics (for scientists and engineers) - M.: Science. Ch. ed. physics and mathematics lit., 1977. – 832 p.
6. Gantmakher F.R. Matrix theory. – 4th ed. – M.: Science. Ch. ed. physics and mathematics lit., 1988. – 552 p.
7. Mazmishvili A. I. Error theory and least squares method. – M.: Nedra, 1978. - 311 p.

# ПОВЫШЕНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ОБНАРУЖЕНИЯ МАЛОРАЗМЕРНЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

К. Н. Чугай[1]

[1]НИИ Вооруженных Сил, Минск, Республика Беларусь

**Аннотация.** В докладе рассматриваются вопросы применения частотного метода обзора в интересах повышения возможностей обнаружения малоразмерных беспилотных летательных аппаратов. Приводятся результаты моделирования принятого сигнала и его обработки при применении широкополосного зондирующего сигнала.

**Ключевые слова:** широкополосный сигнал, малоразмерный беспилотный летательный аппарат, частотный метод обзора.

# IMPROVING THE DETECTION CAPABILITIES OF SMALL-SIZED UNMANNED AERIAL VEHICLES

K.N. Chugay[1]

[1]Research Institute of the Armed Forces, Minsk, Belarus

**Abstract.** The report examines the application of the frequency survey method in order to improving the detection capabilities of small-sized unmanned aerial vehicles. The results of modeling the received signal and its processing when using a broadband probing signal are presented.

**Keywords:** broadband signal, small-sized unmanned aerial vehicle, frequency survey method.

## 1. Введение

В настоящее время, несмотря на наличие достаточно эффективных радиолокационных систем, способных обнаруживать сложные аэродинамические воздушные объекты, существуют проблемы, связанные с обнаружением малоразмерных беспилотных летательных аппаратов (МБПЛА). Данное обстоятельство обусловлено малой радиолокационной заметностью МБПЛА, которая находится в пределах от 0,001 до 0,1 м$^2$ и слабой визуальной заметностью [1-3].

Учитывая широкий спектр применения МБПЛА и большое разнообразие подобных летательных аппаратов, способных выполнить поставленные задачи в различных условий обстановки, проблемы их обнаружения приобретают особую значимость [2, 4]. Особенностью решения задачи обнаружения МБПЛА является необходимо их обнаружения на предельно малых высотах, начиная практически с 10 м от поверхности земли на фоне многочисленных подвижных наземных объектов в сложной помеховой обстановке. При этом существующие демаскирующие признаки МБПЛА в радиочастотном, оптическом и других диапазонах свидетельствуют об их малой степени заметности, что так же существенно усложняет решение задачи их обнаружения [5, 6].

## 2. Основные направления совершенствования методов активной радиолокации

В качестве наиболее перспективного направления, обеспечивающего решение задачи обнаружения МБПЛА с учетом существующих тенденций [3] следует рассматривать совершенствование методов активной радиолокации в интересах повышения качества обнаружения МБПЛА.

Решение задачи обнаружения МБПЛА методами активной радиолокации осуществляется на фоне подстилающей поверхности, с интенсивными мешающими отражениями от объектов естественного и искусственного происхождения.

В настоящее время существует достаточно большой спектр методов решения задач обнаружения воздушных объектов, однако не все они с одинаковой эффективность подходят для обнаружения МБПЛА. Нецелесообразно использовать поляризационные методы выделения воздушного объекта и методы нелинейной радиолокации, по причине их низкой эффективности [7-10] в сложившейся обстановке.

Отдельно следует отметить методы типа Track-before-detect (траекторные алгоритмы обнаружения) [11], которые основываются на много-итерационной пост обработке при достаточно большом увеличении времени наблюдения [11, 12], что в ряде случаев существенно ограничивает возможности по оперативности решения задачи обнаружения.

В качестве основного метода решения задачи обнаружения МБПЛА на фоне пассивных помех сформированного на основе метода классической радиолокации, следует рассматривать метод селекции движущихся целей.

В качестве направлений совершенствования метода основанного на эффекте Доплера, и повышения качества обнаружения МБПЛА, выделяют следующие:

увеличение средней мощности сигнала, излучаемого передатчиком;

улучшение характеристик антенн и повышение чувствительности приемного тракта;

применение широкополосного (сверхширокополосного) зондирующего сигнала.

При этом следует отметить, что предел увеличения коэффициента усиления антенны в большинстве случаев определяется ограничениями на габариты РЛС и возрастанием количества элементов разрешения, что требует дополнительных возможностей по обработке принятого сигнала, поэтому данная мера не всегда подходит для увеличения дальности обнаружения. Увеличение средней мощности излучения выступает как дополнительный демаскирующий признак и снижает скрытность работы РЛС, что в современных условиях играет существенную роль. Кроме этого, учитывая особенности формирования принятого сигнала, увеличение мощности выходных каскадов не приносит большого выигрыша, так как влияние увеличения мощности излучения РЛС так же способствует увеличению мощности мешающих отражений, что предъявляет дополнительные требования к устройству их компенсации, которые реализовать порой проблематично не затрагивая полезный сигнал.

Наиболее предпочтительным, является применение широкополосного (сверхширокополосного) зондирующего сигнала [13], применение, которого позволит обеспечить повышение:

помехоустойчивости и скрытности;

точности координат и параметров наблюдаемых объектов;

характеристик обнаружения малоразмерных и малоскоростных целей;

возможностей по селекции целей на фоне пассивных помех.

В качестве метода, позволяющего наилучшим образом реализовать применение широкополосного сигнала, рассматривается частотный метод обзора, реализация которого достигается посредством использования в качестве зондирующего сигнала

линейно-частотно-модулированных радиоимпульсов (ЛЧМ) соответствующей длительности [14, 15].

При этом следует отметить, что в целях повышения эффективности выделения малоскоростных объектов с учетом работы системы селекции движущихся целей с коэффициентом подавления пассивных помех не мене 40 дБ для уменьшения зоны режекции до единиц м/с, существенно возрастает роль квазинепрерывных (непрерывных) сигналов. Данный тип сигналов позволяет обеспечить, более лучшие характеристики по выделению сигналов от малоскоростных объектов на фоне пассивных помех по сравнению с классическими импульсными сигналами. В результате предполагается использовать квазинепрерывный сигнал, представляющий собой последовательность ЛЧМ радиоимпульсов (рисунок 1).

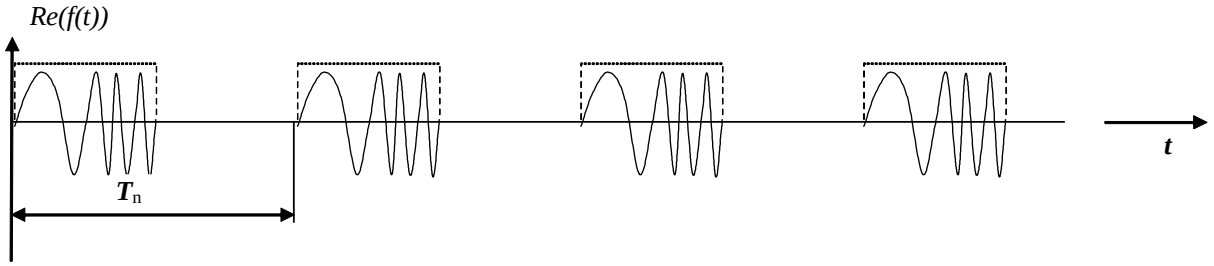



Рис. 1. Квадратурные составляющие квазинепрерывной последовательности ЛЧМ радиоимпульсов

### 3. Структура радиолокатора, реализующего частотный метод обзора

Рассмотрим вариант построения радиолокатора, реализующего частотный метод обзора. Его структура (рисунок 2) включает приемно-передающий тракт с элементами формирования, преобразования и обработки радиоимпульсов.

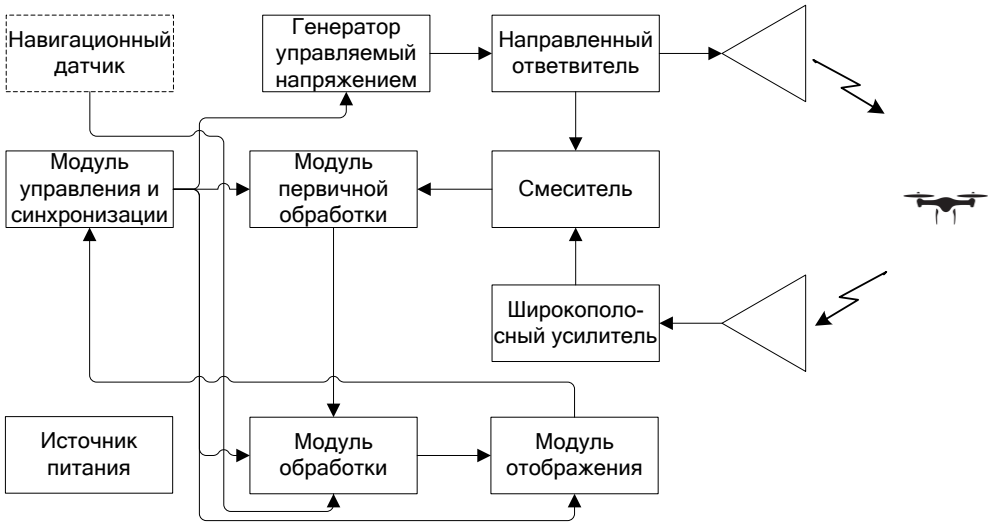



Рис. 2. Структурная схема радиолокатора, реализующего частотный метод обзора

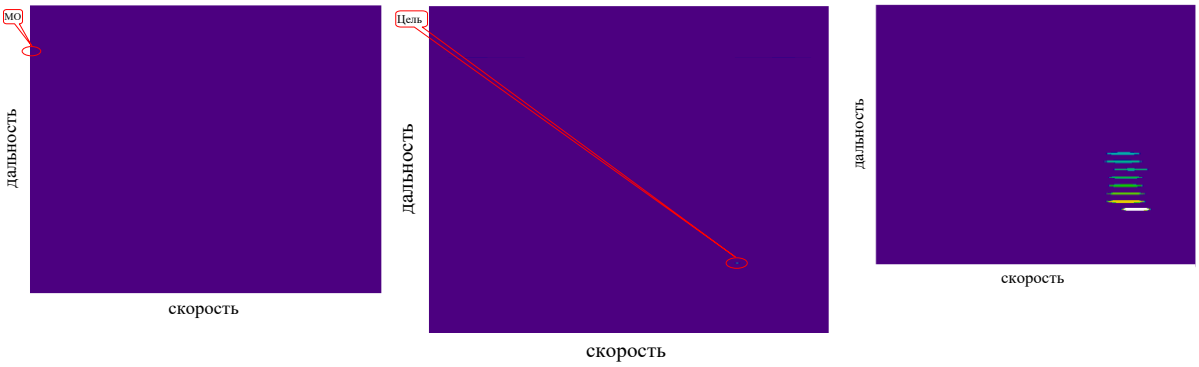
Генератор, управляемый напряжением, обеспечивает формирование ЛЧМ радиоимпульсов на заданной частоте, представляющих собой зондирующий сигнал. Он подводится к передающей антенне и излучается в исследуемую среду, а часть мощности через направленный ответвитель поступает на вход смесителя, где используется в качестве прямого (гетеродинного) напряжения. Сигнал, отраженный от объекта, принимается приемной антенной и поступает на вход широкополосного усилителя и

далее на вход смесителя, где осуществляется его преобразование в соответствии с частотным методом обзора [14, 15], который заключается в выделении разностной частоты биений между прямым и отраженным сигналами, пропорциональной расстоянию до наблюдаемого объекта. В модуле первичной обработки осуществляется его перевод в цифровой формат посредством аналого-цифрового преобразователя и формирование матрицы «дальность - азимут». Далее в модуле обработки решается задача компенсации помех (мешающих отражений) и, в последующем, формирование матрицы «дальность - скорость». Модуль обработки позволяет реализовать алгоритмы цифровой фильтрации и применить адаптивные методы обработки, позволяющие наиболее эффективно решить задачу обнаружения и измерения информативных параметров МБПЛА с учетом условий наблюдения.

## 4. Результаты моделирования

Для подтверждения правильности выбранного подхода по решению задачи обнаружения МБПЛА было проведено моделирование, характеризующее процесс обработки принятого сигнала в рассматриваемом радиолокаторе. Условия моделирования: $\Delta\varepsilon = 21$ *град* - ширина диаграммы антенны по углу места; $\Delta\beta = 4$ *град* - ширина диаграммы антенны азимуту; $f_0 = 8.0$ *ГГц* - частота зондирующего сигнала; $\Delta f = 150$ *МГц* - девиация частоты зондирующего сигнала; $T_s = 5\,c$ - период обзора; $F_n = 2.736 \cdot 10^3$ *Гц* - частота повторения зондирующего сигнала; $M$ =8 – количество обзоров; $\sigma_t = 0.1\,(0.01, 0.001)$ $м^2$ - ЭПР цели; $rn$=5000(2000, 1000) м – начальная радиальная дальность; $V_P$=40 м/с скорость цели; $\alpha$s=$10^{-3}$ м$^2$/м$^2$ – удельная эффективная отражающая поверхность поверхностно распределенных отражателей.

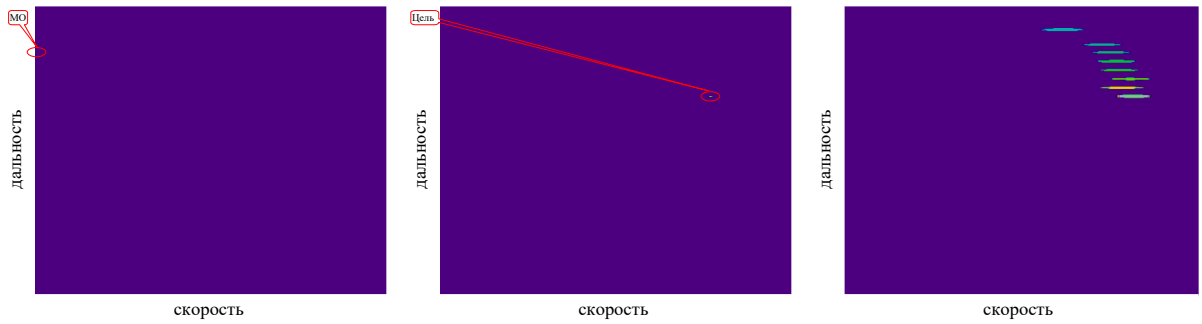
Для случая, если $\sigma_t = 0.1$ $м^2$, $rn$=5000 м при наличии сосредоточенных мешающих отражениями на дальности $r$N=1000 м, результаты моделирования представлены на рисунке 3.




а) без компенсации б) с компенсацией б) результаты формирования стробов обнаружения

Рис. 3. Результаты формирования матрицы «дальность - скорость»

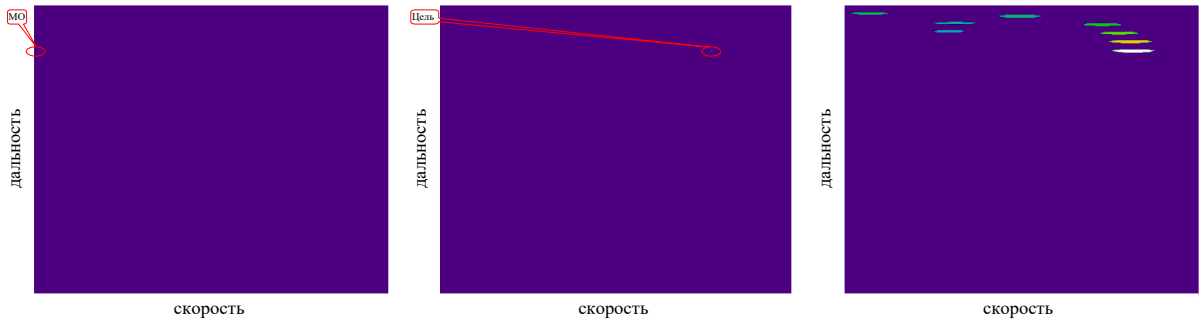
Для случая, если $\sigma_t = 0.01$ $м^2$, $rn$=2000 м при наличии сосредоточенных мешающих отражениями на дальности $r$N=1000 м, результаты моделирования представлены на рисунке 4.




а) без компенсации б) с компенсацией б) результаты формирования стробов обнаружения

Рис. 4. Результаты формирования матрицы «дальность - скорость»

Для случая, если $\sigma_t = 0.001\ м^2$, $rn$=1000 м при наличии сосредоточенных мешающих отражениями на дальности $r\mathrm{N}$=1000 м, результаты моделирования представлены на рисунке 5.




а) без компенсации б) с компенсацией б) результаты формирования стробов обнаружения

Рис. 5. Результаты формирования матрицы «дальность - скорость»

Полученные результаты моделирования позволяют подтвердить возможность применения выбранного типа зондирующего сигнала для решения задачи обнаружения малоразмерных динамических объектов на фоне мешающих отражений с требуемым качеством. Так же полученные результаты моделирования показывают, что дальность обнаружения воздушного объекта с требуемым качеством составляет: для цели с ЭПР $\sigma_t = 0.1\ \ м^2$ порядка 5000 м; для цели с ЭПР $\sigma_t = 0.01\ \ м^2$ порядка 2000 м; для цели с ЭПР $\sigma_t = 0.001\ \ м^2$ порядка 1000 м.

## 5. Заключение

В докладе рассмотрен вариант построения радиолокатора, реализующего частотный метод обзора, позволяющего максимально результативно обработать принятый сигнал, представляющий собой аддитивную смесь помех, шумов и полезного сигнала. Представленные результаты моделирования подтверждают возможность обнаружения МБПЛА на фоне интенсивных мешающих отражений с требуемым качеством.

## Литература

1. Макаренко С.И. Противодействие беспилотным летательным аппаратам. Монография. – СПб.: Наукоемкие технологии. 2020 – 204 с.

2. Когтин А.В., Шайдуров Г.Я. Перспективы развития малых беспилотных летательных аппаратов и проблема их обнаружения // Военная мысль. 2023. - № 1. – С.61-65.
3. Чугай К.Н., Косачев И.М. Проблемы борьбы войск ПВО с малоразмерными беспилотными летательными аппаратами // Радиолокация, навигация, связь: Материалы XXVIII международной научно-технической конференции, Воронеж, 27-29 сентября 2022 г. / Воронежский госуниверситет. – Воронеж, 2022. Том № 3 – С. 177 – 182.
4. Жаров М. Создание автоматизированной системы боевого управления вооруженными силами США / Зарубежное военное обозрение 2023. – №11. – С.9-15.
5. Peto T. The radar cross section of small propellers on unmanned aerial vehicles / T. Peto, S. Bilicz, L.Szucs, S. Gyimóthy, J. Pávó, // 10th Eur. Conf. AntennasPropag. (EuCAP): – 2016. – P.4.
6. Косачев И.М., Чугай К. Н. Перспективы создания зенитного ракетного комплекса ближнего действия пятого поколения // Наука и военная безопасность – 2021. – № 1. – С 2–6.
7. Козлов А.И., Татаринов В.Н., Татаринов С.В., Кривин, Н.Н. «Поляризационный след» при рассеянии электромагнитных волн составными объектами / Научный вестник Московского государственного технического университета гражданской авиации. 2013. - №189. – С.66-73.
8. Бабанов, Н.Ю. О применении ЛЧМ-зондирующих сигналов в нелинейной радиолокации / Н.Ю. Бабанов, В.В. Дмитриев, И.Н. Замятина// Вестник НГИЭИ. - 2018. - N 3 (82). – С.18-27.
9. Иванов М.М., Железняк В.К., Чертков В.М. Обзор методов обнаружения нелинейных элементов с помощью нелинейного радиолокатора // Вестник Полоцкого государственного университета. - 2017. - №12. – С.10-16.
10. Щербаков Г.Н., Шлыков Ю.А., Николаев А.В., Бровин А.В., К оценке фундаментальных пределов в нелинейной радиолокации // Спецтехника и связь. – 2008. - № 2. – С.21-25.
11. Elazar, M. Search radar track-before-detect using the hough transform / M. Elazar // Naval postgraduate school Monterey CA. - 1995. – 122 p.
12. Семенов, А.В. Обнаружение радиолокационных целей с помощью преобразования Хафа / А.В. Семенов // Наука и образование. МГТУим. Н.Э.Баумана. - 2014. - №12. – С. 619-632.
13. Шепета А.П. Особенности применения сверхширокополосных сигналов в современных РЛС / Радиотехника и связь. – 2016. №3. – С.18-23.
14. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации: Учебник для вузов. - 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1983. - 536 с.
15. Чердынцев В.А. Радиотехнические системы: Учеб, пособие для вузов. - Мн.: Вышая школа, 1988 – 369 с.

## REFERENCES

1. Makarenko S.I. Countering unmanned aerial vehicles. Monograph. – St. Petersburg: High-tech technologies. 2020 – 204 p.
2. Kogtin A.V., Shaidurov G.Ya. Prospects for the development of small unmanned aerial vehicles and the problem of their detection // Military thought. 2023. - No. 1. – pp.61-65.
3. Chugay K.N., Kosachev I.M. Problems of fighting air defense forces with small-sized unmanned aerial vehicles // Radar, navigation, communications: Materials of the XXVIII International Scientific and Technical Conference, Voronezh, September 27-29, 2022 /

Voronezh State University. – Voronezh, 2022. Volume No. 3 – pp. 177-182.
4. Zharov M. Creation of an automated combat control system for the US Armed Forces / Foreign Military Review 2023. – No.11. – pp.9-15.
5. Peto T. The radar cross section of small propellers on unmanned aerial vehicles / T. Peto, S. Bilicz, L.Szucs, S. Gyimóthy, J. Pávó, // 10th Eur. Conf. AntennasPropag. (EuCAP): – 2016. – P.4.
6. Kosachev I.M., Chugay K.N. Prospects for the creation of a short–range anti–aircraft missile system of the fifth generation // Science and military security – 2021. - No. 1. - From 2-6.
7. Kozlov A.I., Tatarinov V.N., Tatarinov S.V., Krivin, N.N. "Polarization trace" during scattering of electromagnetic waves by composite objects / Scientific Bulletin of the Moscow State Technical University of Civil Aviation. 2013. - No.189. – pp.66-73.
8. Babanov, N.Yu. On the application of LFM probing signals in nonlinear radar / N.Yu. Babanov, V.V. Dmitriev, I.N. Zamyatina// Bulletin of the NGIEI. - 2018. – No. 3 (82). – C.18-27.
9. Ivanov M.M., Zheleznyak V.K., Chertkov V.M. Review of methods for detecting nonlinear elements using a nonlinear radar // Bulletin of the Polotsk State University. - 2017. - No.12. – pp.10-16.
10. Shcherbakov G.N., Shlykov Yu.A., Nikolaev A.V., Brovin A.V., On the assessment of fundamental limits in nonlinear radar // Special Equipment and communications. – 2008. - No. 2. – pp.21-25.
11. Elazar, M. Search radar track-before-detect using the hough transform / M. Elazar // Naval postgraduate school Monterey CA. - 1995. – 122 p.
12. Semenov, A.V. Detection of radar targets using the Hough transform / A.V. Semenov // Science and Education. Bauman Moscow State Technical University. - 2014. - No.12. – pp. 619-632.
13. Shepeta A.P. Features of the use of ultra–wideband signals in modern radars / Radio Engineering and communications. – 2016. No.3. - pp.18-23.
14. Finkelstein M.I. Fundamentals of radar: Textbook for universities. - 2nd ed., reprint. and additional - M.: Radio and communications, 1983. - 536 p.
15. Cherdyntsev V.A. Radio engineering systems: Textbook, handbook for universities. - Mn.: Higher school, 1988 – 369 p.

# ПОМЕХОУСТОЙЧИВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В МНОГОКАНАЛЬНОЙ ПРИЕМНОЙ СИСТЕМЕ С ВЗАИМНЫМ ВЛИЯНИЕМ И ОПТИМИЗАЦИЕЙ НАГРУЗОЧНЫХ ИМПЕДАНСОВ

Е.А. Клименцова, М.В. Грачев

Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина (РГРТУ), Рязань, Россия

**Аннотация.** Цифровые антенные решетки в многоканальных приемных системах позволяют проводить более гибкую обработки сигналов, адаптировать алгоритмы обработки к сигнально-помеховой обстановке. Между элементами антенной решетки наблюдается взаимное влияние, которое приводит к уменьшению отношения сигнал-помеха. В качестве одного из этапов обработки сигналов в многоканальной приемной системе предложено проведение оптимизации нагрузочных импедансов, которая является сложной задачей при наличии помех в системе, так как целевая функция является многомерной, многоэкстримальной и недеффиринцируемой. Проведено исследование эффективности обработки сигналов в многоканальной приемной системе с взаимным влиянием путем оптимизации нагрузочных импедансов в сложной сигнально-помеховой обстановке. В качестве меры увеличения выходного отношения сигнал-помеха за счет оптимизации нагрузочных импедансов предложено использование алгоритмов оптимизации на основе искусственного интеллекта.

**Ключевые слова:** цифровая антенная решетка; взаимное влияние; оптимизация нагрузочных импедансов; методы искусственного интеллекта; помехоустойчивая обработка сигналов, отношение сигнал-помеха.

# INTERFERENCE-RESISTANT SIGNAL PROCESSING IN A MULTICHANNEL RECEIVING SYSTEM WITH MUTUAL COUPLING AND OPTIMIZATION OF LOAD IMPEDANCES

E.A. Klimentsova, M.V. Grachev

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin (RSREU), Ryazan, Russia

**Abstract.** Digital antenna arrays in multichannel receiving systems allow for more flexible signal processing, and adapt processing algorithms to signal-interference conditions. There is a mutual influence between the elements of the antenna array, which leads to a decrease in the signal-to-noise ratio. As one of the stages of signal processing in a multichannel receiving system, it is proposed to optimize load impedances, which is a difficult task in the presence of interference in the system, since the objective function is multidimensional, multiextremal and non- differentiable. The efficiency of signal processing in a multichannel receiving system with mutual influence is studied by optimizing load impedances in a complex signal-interference environment. As a measure of increasing the output signal-to-noise ratio by optimizing load impedances, the use of optimization algorithms based on artificial intelligence is proposed.

**Keywords:** digital antenna array; mutual coupling; optimization of load impedances; artificial intelligence methods; interference-resistant signal processing, signal-to-noise ratio.

## 1. Введение

Возможность интеграции цифровых сигнальных процессоров и аналогово-цифровых, цифро-аналоговых преобразователей в одном модуле или даже чипе

способствовала развитию цифровых антенных решеток. При этом возможно модифицировать и оптимизировать архитектуру и функциональные возможности радиоэлектронной аппаратуры под непосредственно выполняемые задачи [1]. Цифровые антенные решетки в многоканальных приемных системах позволяют проводить более гибкую обработку сигналов, адаптировать алгоритмы обработки к сигнально-помеховой обстановке. При реализации многоканальных приемных систем с цифровыми антенными решетками их элементы должны быть расположены в определенном порядке. Одновременно с этим в настоящее время при проектировании многоканальных приемных систем накладываются требования на массогабаритные показатели, тип используемых антенных элементов, характеристикам приемной системы. Для повышения эффективности приема сигналов параметры антенной системы зачастую определяются при проектировании путем решения обратной задачи [2, 3]. Применение цифровых антенных решеток и алгоритмов адаптивной пространственной обработки сигналов позволяют существенно повысить информационную эффективность радиосистем [1, 4].

Ограничения на размеры антенной решетки приводит к эффекту взаимного влияния, который, как правило, приводит к ухудшению эффективности оптимального согласования нагрузки. В работе [4] предложена модель многоканальной приемной системы, где в качестве одного из этапов обработки сигнала используется оптимизация нагрузочных импедансов. Зачастую целевая функция при решении этой задачи является недифференцируемой, комплексной, многомерной или она задана в параметрической форме, особенно это заметно при воздействии помех на приемную систему. В таком случае традиционно используются численные методы [5]. Однако для повышения эффективности решения оптимизационной задачи в последнее время все чаще находят применение оптимизационные алгоритмы на основе искусственного интеллекта, такие как генетические алгоритмы, роевые алгоритмы, алгоритмы оптимизации с использованием искусственных нейронных сетей [5, 6].

Целью данной работы является повышение эффективности помехоустойчивой обработки сигналов в многоканальной приемной системе с взаимным влиянием путем оптимизации нагрузочных импедансов.

## 2. Постановка задачи

Структура многоканальной приемной системы представлена на рисунке 1 и содержит $N$ приемных антенн с матрицей взаимных импедансов $\mathbf{Z}_{\text{А}}$ [7], вектор нагрузочных импедансов $\mathbf{Z}_{\text{Н}} = \{R_{\text{Н}}(n) + jX_{\text{Н}}(n),\ n = 1,\ldots,N\}$. В каждом канале содержится малошумящий усилитель (МШУ) с коэффициентом шума $K_{\text{Ш}}$, блок пространственной обработки с весовым вектором $\mathbf{w}$.

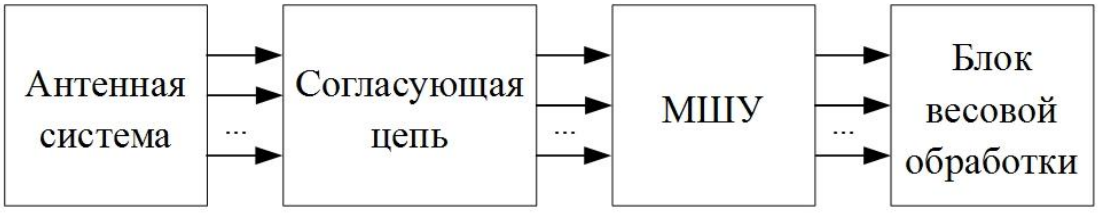



Рис. 1. Структурная схема многоканальной радиосистемы.

Для реализации нагрузочных импедансов в работе предлагается использовать трансформаторы напряжения без потерь с диагональной матрицей коэффициентов трансформации $\mathbf{K}_{\text{тр}} = \{K_{\text{тр}}(n,n),\ n = 1,\ldots,N\}$ для согласования активной части

матрицы взаимных импедансов с входным сопротивлением МШУ. В результате активная составляющая нагрузки каждого пространственного канала равна $R_{\text{Н}}(n)=\dfrac{R_{\text{МШУ}}}{K_{\text{тр}}^2(n)}$, $n=1,\ldots,N$, $R_{\text{МШУ}}$ – входное сопротивление МШУ. Для компенсации реактивной составляющей импеданса антенны последовательно на входе трансформатора в каждом канале включено реактивное сопротивление, задаваемое диагональной матрицей $\mathbf{X}_{\text{Н}}=\{X_{\text{Н}}(n,n),\ n=1,...,N\}$. Помимо этого при прохождении сигнала и помех через многоканальную приемную систему с взаимным влиянием и нагрузочными импедансами изменяются их корреляционные свойства. Преобразование сигнала и помех, принимаемых антенной системой, в многоканальном приемном тракте учитывает взаимное влияние в антеннах, а также влияние нагрузочных импедансов. Пересчет напряжений со входов антенной решетки в напряжения на входах МШУ имеет вид:

$$\mathbf{S}_{\text{вых}}=\mathbf{Q}\mathbf{S}_{\text{вх}}, \tag{1}$$

где $\mathbf{Q}$ - матрица преобразований сигнала, помех и шума антенны ко входу МШУ с учетом цепей согласования и трансформатора.

Шумовые свойства МШУ, пересчитанные к входу, задаются дисперсиями шумовых источников напряжения и тока $\overline{v_{\text{ш}}^2}$, $\overline{i_{\text{ш}}^2}$ соответственно, комплексной проводимостью $Y=\dfrac{\overline{i_{\text{ш}}v_{\text{ш}}^*}}{\overline{v_{\text{ш}}^2}}$, характеризующей корреляцию шумовых источников напряжения и тока. Знак $^*$ означает комплексное сопряжение. Эти параметры взаимооднозначно определяют набор шумовых параметров усилителя. Отношение сигнал-помеха на выходе многоканального приемной системы при действии гауссовской помехи и при оптимальной пространственной обработке с помощью весового вектора $\mathbf{w}=\mathbf{S}^{\text{Н}}\mathbf{R}_{\text{П+Ш}}^{-1}$ равно [8]:

$$q=\mathbf{S}_{\text{вых}}^{\text{Н}}\mathbf{R}_{\text{П+Ш}}^{-1}\mathbf{S}_{\text{вых}}, \tag{2}$$

где $\mathbf{S}_{\text{вых}}$ - вектор сигнала на входе МШУ определяется выражением (1), $\mathbf{R}_{\text{П+Ш}}=\mathbf{R}_{\text{А}}+\mathbf{R}_{\text{МШУ}}+\mathbf{R}_{\text{П}}$ матрица пространственной корреляции шума антенн, МШУ и помех, пересчитанные к входу МШУ [9]. В работе [10] показано, что шумы на выходе многоканальной приемной системы шумы становятся коррелированными, а в их угловом спектре мощности появляются виртуальные помехи с конечной мощностью и протяженностью по угловой координате.

В работах [5, 9] при расчетах эффективности обработки сигнала в многоканальной приемной системе с взаимным влиянием по сравнению с системой без взаимного влияния использовался метод самосогласования, когда нагрузочные импедансы во всех каналах выбираются одинаковыми и равными $Z_{\text{Н}}=Z_{\text{А11}}^*$. Видно, что при изменении значения нагрузочных импедансов $\mathbf{Z}_{\text{Н}}$ в каждом канале, изменяется значение коэффициента $\mathbf{Q}$, значение коэффициента трансформации $\mathbf{K}_{\text{тр}}=\left\{K_{\text{тр}}(n,n)=\sqrt{\dfrac{R_{\text{МШУ}}}{R_{\text{Н}}(n)}},\ n=1,...,N\right\}$ и,

следовательно, значение выходного отношения сигнал-помеха (2). В результате, оптимизационная задача формулируется следующим образом:

$$\mathbf{Z}_{НОРТ} = \arg \max_{\mathbf{Z}_Н} q. \quad (3)$$

Затем определяются значения элементов реконфигурируемой системы:

$$\mathbf{X}_{НОРТ} = \mathrm{Im}\,\mathbf{Z}_{НОРТ},\ \mathbf{R}_{НОРТ} = \mathrm{Re}\,\mathbf{Z}_{НОРТ}. \quad (4)$$

Для получения достижимых значений импедансов нагрузки необходимо ввести ограничение на неотрицательность действительной части импеданса. Для этого могут быть использованы ограничения на оптимизируемые значения вектора $\mathbf{Z}_Н$ либо модификация целевой функции:

$$f(\mathbf{Z}) = \mathbf{S}^{H}_{вых}\mathbf{R}^{-1}_{П+Ш}\mathbf{S}_{вых} - \beta \times \mathrm{Re}\,\mathbf{Z}^{T}_{Н} \times \chi(-\mathrm{Re}\,\mathbf{Z}_Н), \quad (5)$$

где коэффициент $\beta$ должен быть минимальным и также должен гарантировать для найденного оптимального значения неотрицательность действительной части, $\chi(\bullet)$ – это функция Хэвисайда. Чтобы найти оптимальное значение (3), наиболее приближенное к глобальному оптимуму, значение, полученное на предыдущем этапе вычисления, выбирается в качестве начального значения на данном шаге итерации.

На рисунке 2 показан вид целевой функции (отношения сигнал-помеха на выходе многоканальной приемной системы), рассчитанной при $N = 2$, $M = 1$, $d/\lambda = 0{,}1$, $\gamma_{П1} = -4°$, $\gamma_С = 0$, $K_Ш = 4$ дБ, $\frac{\overline{v_ш}^2}{\overline{i_ш}^2} = 100$ Ом$^2$, $R_{МШУ} = 50$ Ом, $q_С = 30$ дБ, $q_П = 40$ дБ в зависимости от значения нагрузочного импеданса. Расчет производился для случая, когда нагрузочные импедансы в обоих каналах одинаковы.

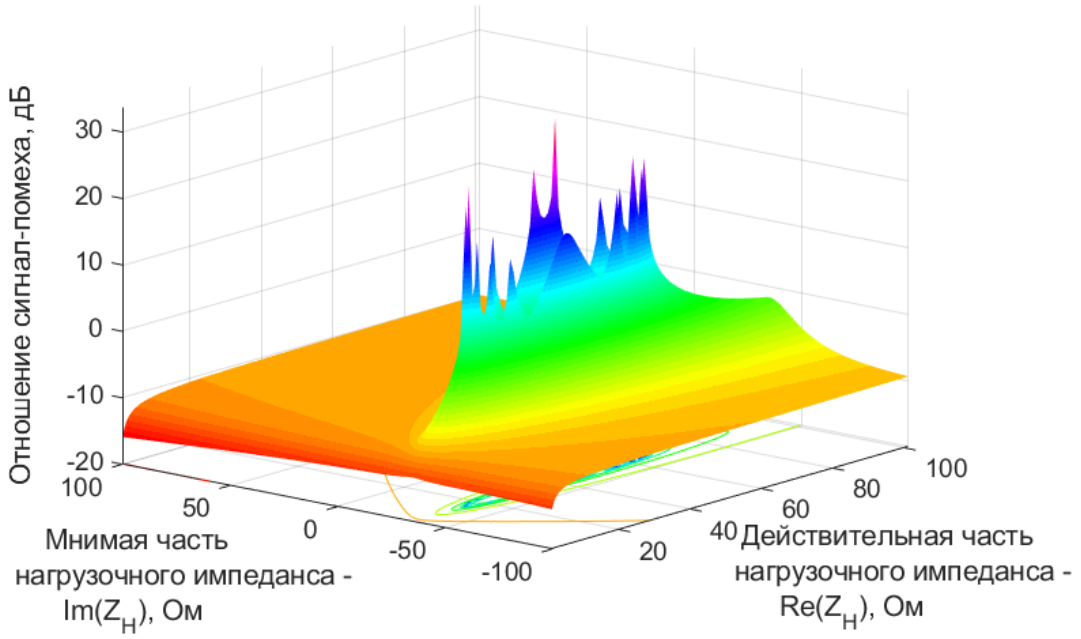



Рис. 2. Зависимость отношения сигнал-помеха от нагрузочных импедансов.

Как видно из зависимости, показанной на рисунке 2, отношение сигнал-помеха в ряде случаев является недифференцируемой, многомерной и многоэкстремальной функцией. Особенно сильно эти особенности целевой функции проявляются при увеличении степени взаимного влияния. Ее оптимизация аналитическими методами не

дает хороших результатов, целесообразно использовать численные методы, в том числе на основе искусственного интеллекта для оптимизации нагрузочных импедансов.

### 3. Полученные результаты

Рассмотрим линейную антенную решетку в виде тонких вибраторов длиной $\lambda/2$, расположенных на расстоянии $d$ друг от друга. Сопротивление излучения тонкого вибратора равно $Z_{A11} = 73{,}1 - j42{,}5$ Ом. Обработка производится при различном числе помех $M$, угловые координаты помех $\gamma_{\Pi m}$, $m = 1,...,M$, отношении сигнал-шум на входе $q_C = \dfrac{P_C / 73{,}1}{kT\Delta f}$ отношении помеха-шум на входе $q_\Pi = \dfrac{P_\Pi / 73{,}1}{kT\Delta f}$. Угловое положение источника сигнала $\gamma_C = 0^\circ$. На рисунке 3 показаны зависимости отношения сигнал-помеха от углового положения источника помехи при $N = 2$, $M = 1$, $d/\lambda = 0{,}2$, $K_Ш = 4$ дБ для случая многоканальной приемной системы без взаимного влияния и $Z_Н = 73{,}1 - j42{,}5$ Ом, с учетом взаимного влияния и $Z_{НОРТ} = 73{,}1 - j42{,}5$ Ом, с учетом взаимного влияния и значений нагрузочных импедансов полученных в ходе оптимизации симплекс методом $Z_Н = Z_{НОРТ}$.

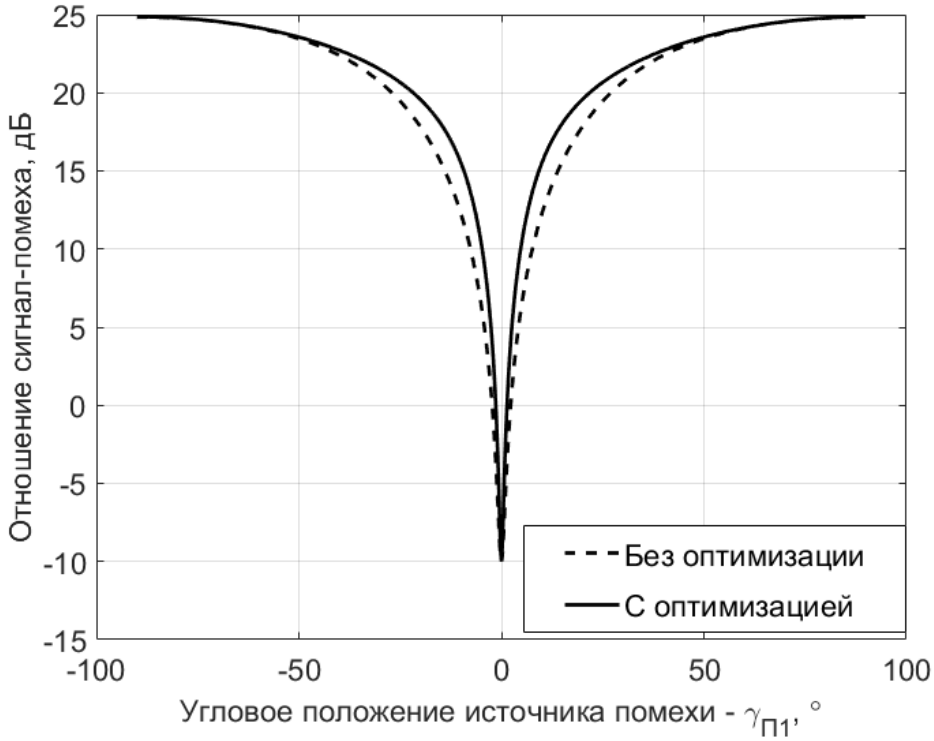



Рис. 3. Зависимость отношения сигнал-помеха от углового положения источника помехи.

Когда угловые положения источника сигнала и помехи равны, отношение выходного сигнала к помехе минимально, а оптимизация импедансов нагрузки не влияет на помехоустойчивость. Когда угловое положение помехи отличается от углового положения источника сигнала, влияние импедансов нагрузки на выходное значение отношение сигнал-помеха возрастает. Величина выигрыша, получаемого в результате оптимизации, существенно зависит от направления прихода помехи. Максимальный выигрыш для зависимостей, представленных на рисунке 3, равен 4 дБ

при $\gamma_{\text{ПП}} = \pm 3...4^{\circ}$. Как видно из полученных зависимостей применение симплекс метода для оптимизации нагрузочных импедансов позволяет получить существенные выигрыши в выходном отношении сигнал-помеха. Однако возможно дальнейшее повышение эффективности обработки сигналов в многоканальной приемной системе с взаимным влиянием путем применения методов оптимизации на основе искусственного интеллекта, которые являются высокоэффективными для решения многоэкстремальных задач.

## 4. Заключение

В данной работе были рассмотрены возможности подхода к улучшению характеристик многоканальной приемной системы с помощью согласования импедансов нагрузки. Показано, что функция отношения сигнал-помеха при близком угловом расположении источника сигнала и помехи имеет множество экстремумов, является недиффиринцируемой. Оптимизация нагрузочных импедансов симплекс методом позволяет получить значительный выигрыш в выходном отношении сигнал-помеха, до 4 дБ, который особенно заметен при наличии сильного взаимного влияния антенн. Из полученных зависимостей виден потенциал дальнейшего повышения эффективности обработки сигналов в многоканальной приемной системе с взаимным влиянием каналов путем оптимизации нагрузочных импедансов методами на основе искусственного интеллекта, например, нейронных сетей, которые могут обучаться на большом объеме сигнально-помеховых обстановок. Это позволит находить сложные закономерности оптимальных значений нагрузочных импедансов и достигать высокой эффективности обработки сигналов в цифровых антенных решетках.

## 5. Благодарности

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, грант РНФ 24-29-00850, https://rscf.ru/en/project/24-29-00850/ в Рязанском государственном радиотехническом университете имени В.Ф. Уткина.

## Литература

1. Slyusar V. I., Ermolaev S. Y. Antenna synthesis based on the ant colony optimization algorithm. // International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT-2009), 2009. - Pp. 298-300.
2. Разиньков С. Н., Богословский А. В., Борисов Д. Н., Сёмка Э. В. Обобщенный алгоритм анализа характеристик антенных решеток беспилотных авиационных комплексов. // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета, 2022, № 79. – С. 3-11.
3. Богословский А.В. Аналитические методы синтеза антенных решеток мобильных радиотехнических комплексов. // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета, 2023, № 84. – С. 15-24.
4. Грачев М. В., Паршин Ю. Н. Эффективность оптимального согласования нагрузки многоканального радиотракта в условиях действия пространственно коррелированных шумов. // Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXIV Международной научно-технической конференции, 2018, Т. 5. – С. 295-300.
5. Клименцова Е. А. Анализ методов оптимизации на основе искусственного интеллекта для решения радиотехнических задач. // Новые информационные технологии в научных исследованиях: материалы XXIII Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов, 2023, Т. 2. - С. 15-16.

6. Орлянская И. В. Современные подходы к построению методов глобальной оптимизации. https://cyberleninka.ru/article/n/sovremennye-podhody-k-postroeniyu-metodov-globalnoy-optimizatsii, 09.03.2024.
7. Марков Г. Т., Сазонов Д. М. Антенны. М.: Энергия, 1975. - 528 с.
8. Monzingo R. A., Miller T.W. Introduction to Adaptive Array. // The Aeronautical Journal, 1981, Volume 85 , Issue 847. - Pp. 349.
9. Warnick, K. F., Woestenburg B., Belostotski L., Russer P. Minimizing the noise penalty due to mutual coupling for a receiving array. // IEEE Transactions on antennas and propagation, 2009, Vol. 57, № 6. – Pp. 1634–1644.
10. Грачев М. В., Паршин Ю. Н. Исследование углового спектра мощности шумов многоканальной приемной системы с взаимным влиянием каналов и оптимизации нагрузочных импедансов. // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета, 2022, №82. - С. 3-12.

**REFERENCES**

1. Slyusar V.I., Ermolaev S.Y. Antenna synthesis based on the ant colony optimization algorithm. // International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT-2009), 2009. - Pp. 298-300.
2. Razinkov S. N., Bogoslovsky A. V., Borisov D. N., Semka E. V. Generalized algorithm for analyzing the characteristics of antenna arrays of unmanned aircraft complexes. // Bulletin of the Ryazan State Radio Engineering University, 2022, No. 79. – Pp. 3-11.
3. Bogoslovsky A. V. Analytical methods of synthesis of antenna arrays of mobile radio engineering complexes. // Bulletin of the Ryazan State Radio Engineering University, 2023, No. 84. – Pp. 15-24.
4. Grachev M. V., Parshin Yu. N. Efficiency of optimal load matching of a multichannel radio path in conditions of spatially correlated noise. // Radar, navigation, communications: Proceedings of the XXIV All-Russian Scientific and Technical International Conference, 2018, Vol. 5. – Pp. 295-300.
5. Klimentsova E. A. Analysis of optimization methods based on artificial intelligence for solving radio engineering problems. // New information technologies in scientific research: materials of the XXIII All-Russian Scientific and Technical Conference of students, young Scientists and specialists, 2023, Vol. 2. - Pp. 15-16.
6. Orlyanskaya I. V. New approaches to the construction of global optimization methods. https://cyberleninka.ru/article/n/sovremennye-podhody-k-postroeniyu-metodov-globalnoy-optimizatsii, 09.03.2024.
7. Markov G. T., Sazonov D. M. Antennas. M.: Energia, 1975. – 528 p.
8. Monzingo R. A., Miller T.W. Introduction to Adaptive Array. // The Aeronautical Journal, 1981, Volume 85, Issue 847. - Pp. 349.
9. Warnick, K. F., Woestenburg B., Belostotski L., Russer P. Minimizing the noise penalty due to mutual coupling for a receiving array. // IEEE Transactions on antennas and propagation, 2009, Vol. 57, № 6. – Pp. 1634–1644.
10. Grachev M. V., Parshin Yu. N. Investigation of the angular spectrum of noise power of a receiving multichannel system with mutual influence of channels and optimization of load impedances. // Bulletin of the Ryazan State Radio Engineering University, 2022, No. 82. - Pp. 3-12.

# ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЙ ОБНАРУЖИТЕЛЬ ТРАЕКТОРИЙ

А. С. Солонар[1], В. А. Кондратёнок[1], А. А. Михалковский[1], А. С. Храменков[2]

[1]Открытое акционерное общество «КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы радиолокации», Минск, Республика Беларусь
[2] Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь», Минск, Республика Беларусь

**Аннотация.** В докладе представлена структурная схема последовательного обнаружителя траекторий с фиксированной условной вероятностью ложного обнаружения и его решающее правило.

**Ключевые слова:** последовательный обнаружитель траекторий.

# SEQUENTIAL TRAJECTORY DETECTOR

A. S. Solonar[1], V.A. Kondratyonok[1], A. A. Mikhalkouski[1], A.S. Khramiankou[2]

[1]Joint-Stock Company “KB Radar” – Managing Company of “Radar Systems” Holding Minsk, Republic of Belarus
[2]Military academy of the Republic of Belarus Minsk, Republic of Belarus

**Abstract.** The paper presented the structural scheme of a sequential trajectory detector with fixed conditional false discovery probability and its decisive rule.

**Keywords:** sequential trajectory detector.

## 1. Введение

Задача обнаружения траекторий является одной из основных в траекторной обработке [1–10]. Решение задачи последовательного обнаружения траекторий с использованием подхода, предложенного в [1, 2], предполагает формирование двух условных плотностей вероятности первичной радиолокационной информации (РЛИ): при условии наличия цели ( $p\left(\mathbf{f}'_{k_{\max}}|h_1\right)$) и ее отсутствия ( $p\left(\mathbf{f}'_{k_{\max}}|h_0\right)$). Длительность процедуры принятия решения об обнаружении ограничена значением $k_{\max}$. Выбранные пороги разделяют конечное пространство гипотез на две области, обеспечивая при этом возможность принятия решения об обнаружении и необнаружении с условными вероятностями ложного обнаружения и пропуска траектории не ниже заданных ($F_{\text{тр}}$ и $\tilde{D}_{\text{тр}}$).

В интересах обеспечения максимального соответствия обнаружителя траекторий требуемым показателям качества ($F_{\text{тр}}$ и $\tilde{D}_{\text{тр}}$) в нем все конечное пространство гипотез разбивается на две непересекающиеся области. При этом такой обнаружитель должен максимизировать условную вероятность правильного обнаружения при фиксированной условной вероятности $F_{\text{тр}}$, что соответствует критерию Неймана-Пирсона [4, 5, 7].

## 2. Последовательный обнаружитель траекторий с фиксированной условной вероятностью ложного обнаружения

В докладе был представлен синтез последовательного обнаружителя, базирующегося на численном представлении условной плотности распределения первичной РЛИ при отсутствии цели ( $p\left(\mathbf{f}'_{k_{\max}}|h_0\right)$) и анализе данной плотности [1]:

$$p\left(\mathbf{f}'_{k_{\max}}\middle|h_0\right)=\sum_{l=1}^{N_{\text{гип}}(k_{\max})}\delta(l)P\left(\mathbf{f}'^{(l)}_{k_{\max}}\middle|h_0\right),\ \sum_{l=1}^{N_{\text{гип}}(k_{\max})}P\left(\mathbf{f}'^{(l)}_{k_{\max}}\middle|h_0\right)=1, \quad (1)$$

где $\delta(l)$ – дельта-функция;

$P\left(\mathbf{f}'^{(l)}_{k_{\max}}\middle|h_0\right)=\prod_{s=1}^{k_{\max}}P\left(\tilde{\mathbf{f}}_s^{(l)}\middle|h_0\right)$ – вероятность $l$-й гипотезы на $k_{\max}$-м обзоре при условии отсутствия траектории;

$P\left(\tilde{\mathbf{f}}_s^{(l)}\middle|h_0\right)$ – вероятность появления $s$-го события в $l$-й гипотезе при условии отсутствия траектории;

$N_{\text{гип}}(k_{\max})=2^{k_{\max}-1}$ – число возможных гипотез.

Такое дискретное представление плотности вероятности (1) приведено в работе [1]. В соответствии с ним, для заданной продолжительности $k_{\max}$ формируется конечное множество упорядоченных гипотез (вариантов сочетаний) событий $\left\{\tilde{\mathbf{f}}'^{(l)}_{k_{\max}}\right\}_{l=1}^{N_{\text{гип}}(k_{\max})}$. Каждая $l$-я гипотеза $\tilde{\mathbf{f}}'^{(l)}_{k_{\max}}=\left\{\tilde{\mathbf{f}}_s^{(l)}\right\}_{s=1}^{k_{\max}}$ представляет собой вектор решений $\hat{A}_s$, принимаемых с первого по $k_{\max}$-й обзор [1], элементами вектора являются значения «1», если $\hat{A}_s=\hat{A}_1^*$, и «0», если $\hat{A}_s=\hat{A}_0^*$. Вероятность появления $s$-го события в $l$-й гипотезе при условии $h_0$ представляется в следующем виде:

$$P\left(\tilde{\mathbf{f}}_{s=1}^{(l)}|h_0\right)=1,\ P\left(\tilde{\mathbf{f}}_s^{(l)}|h_0\right)=\begin{cases}F^l_{\text{стр}(s)} & \text{при}\ \ \tilde{\mathbf{f}}_s^{(l)}=1,\\ 1-F^l_{\text{стр}(s)} & \text{при}\ \ \tilde{\mathbf{f}}_s^{(l)}=0,\end{cases}\ s=\overline{1,\ k_{\max}}, \quad (2)$$

где $F^l_{\text{стр}(s)}=1-\left(1-F\right)^{N^l_{\text{стр}(s)}}$ – условная вероятность ложной тревоги в стробе подтверждения траектории для $l$-й гипотезы на $s$-м шаге;

$F$ – оценка условной вероятности ложной тревоги в одном элементе разрешения РЛС, может быть получена в устройстве мониторинга помеховой обстановки [3];

$N^l_{\text{стр}(s)}$ – количество элементов разрешения РЛС, попадающих в строб подтверждения траектории для $l$-й гипотезы на $s$-м шаге.

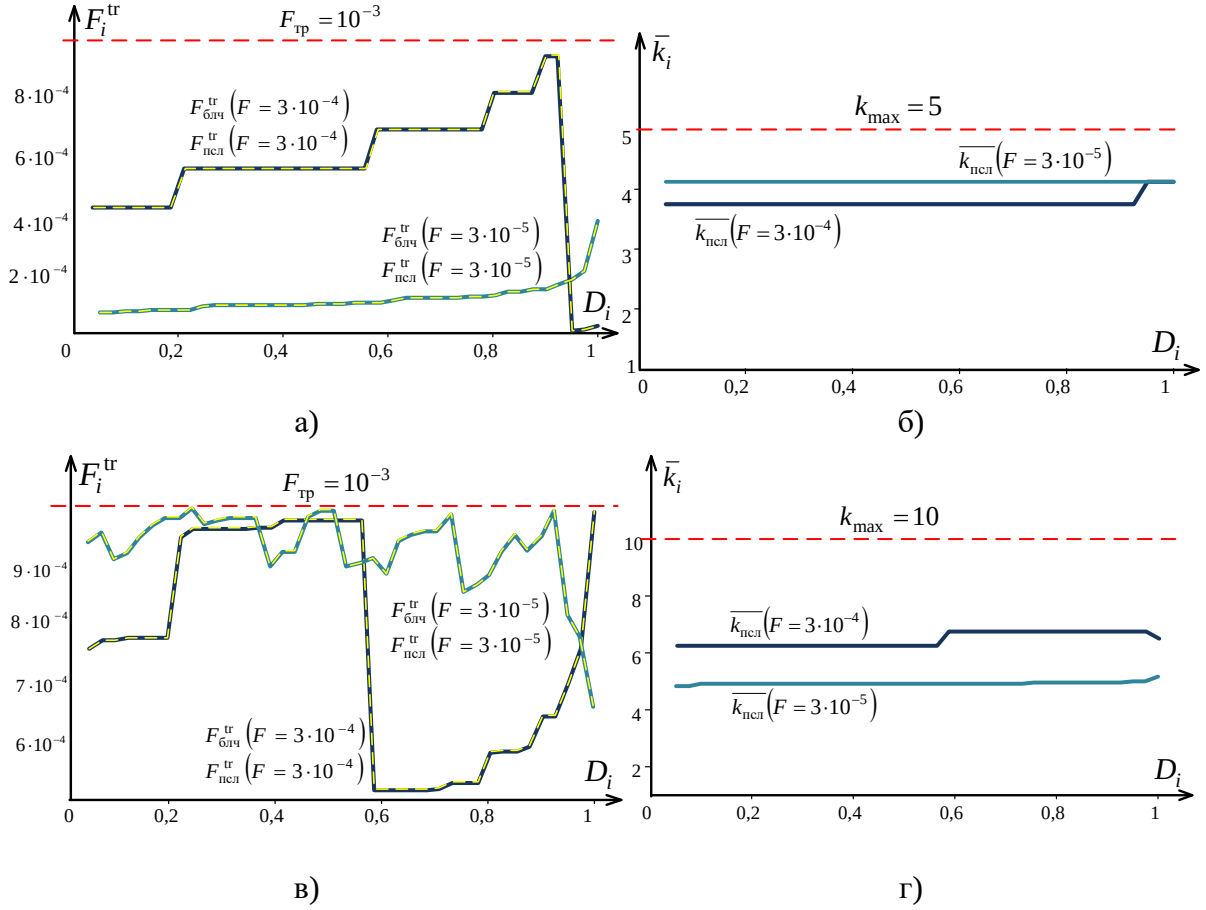
Также в докладе было приведено решающее правило и показана структурная схема последовательного обнаружителя траекторий, обеспечивающие выполнение требований к фиксированной условной вероятности ложного обнаружения ($F_{\text{тр}}$) при максимальной длительности процедуры принятия решения $k_{\max}$ обзоров.

Для принятия решения в обнаружителе используется две решающие статистики (РС): об обнаружении ($Z'_{h1(k+1)}$) и необнаружении ($Z'_{h0(k+1)}$) – которые на каждом шаге процедуры принятия решения рекуррентно пересчитываются и сопоставляются с соответствующими порогами $Z_1^*$ и $Z_0^*$. Значения РС определяются скоростью роста принятия решения об обнаружении ($\Delta V_1$) и необнаружении ($\Delta V_0$). Скорость роста принятия решения и пороги обнаружения (необнаружения) определяются на основании единственной граничной гипотезы [8].

Решение об обнаружении траектории принимается при условии, если значение РС $Z'_{h1(k+1)}$ превысит порог $Z_1^*$ и входная последовательность первичной РЛИ $\mathbf{f}'_{k+1}$ будет находиться левее граничной гипотезы [8]. Решение о необнаружении будет принято, если значение РС $Z'_{h0(k+1)}$ превысит порог $Z_0^*$ и входная последовательность первичной РЛИ $\mathbf{f}'_{k+1}$ будет находиться правее граничной гипотезы [8].

В докладе были представлены результаты математического моделирования. Исходными данными для него были: продолжительность процедуры обнаружения траектории ($k_{max}$), условные вероятности ложной тревоги в одном элементе разрешения РЛС ($F$) и правильного обнаружения цели ($D$), заданная условная вероятность ложного обнаружения ($F_{тр}$) траектории.

На рисунке 1 представлены зависимости вероятностей ложного обнаружения траекторий и средней длительности процедуры принятия решения сопоставляемых обнаружителей от вероятности правильного обнаружения цели $D_i = D_{min} + i\Delta D$, $D_{min} = 0{,}05$, $i = \overline{0, N_D - 1}$, $N_D = 40$, $\Delta D = 0{,}024$, для длительностей $k_{max} = 5$ и $k_{max} = 10$, а также условных вероятностей ложной тревоги $F = 3 \cdot 10^{-4}$ и $F = 3 \cdot 10^{-5}$, при заданной $F_{тр} = 3 \cdot 10^{-3}$.




*а* – условная вероятность ложного обнаружения траекторий при $k_{max} = 5$; *б* – средняя длительность процедуры принятия решения при $k_{max} = 5$; *в* – условная вероятность ложного обнаружения траекторий при $k_{max} = 10$;
*г* – средняя длительность процедуры принятия решения при $k_{max} = 10$

Рис. 1. Результаты сопоставления блочного и последовательного обнаружителей траекторий.

Таким образом, представленные результаты подтверждают эффективность разработанного последовательного обнаружителя траекторий с фиксированной условной вероятностью ложного обнаружения.

## 3. Заключение

В докладе представлен синтез и получена структура последовательного обнаружителя траекторий с фиксированной условной вероятностью ложного обнаружения, а также приведено правило принятия решения. Решение об обнаружении (необнаружении) траектории в таком обнаружителе принимается при одновременном выполнении двух условий: значение решающей статистики об обнаружении (необнаружении) превысит соответствующий порог и входная последовательность первичной РЛИ будет находиться левее (правее) граничной гипотезы.

Использование для различных условий наблюдения синтезированного последовательного обнаружителя позволяет обеспечить выигрыш от 30 до 50 % в сокращении средней длительности процедуры принятия решения, по сравнению с блочным алгоритмом обнаружения траекторий, что подтверждается результатами математического моделирования.

## Литература


1. Солонар, А. С. Представление условных плотностей распределения первичной радиолокационной информации при фиксированных вероятностях ложной тревоги и правильного обнаружения цели / А. С. Солонар, А. А. Михалковский, А. С. Храменков // Вестн. Воен. акад. Респ. Беларусь. – 2023. – № 1 (78). – С. 87–96.
2. Солонар, А. С. Представление условных плотностей распределения первичной радиолокационной информации для меняющихся вероятностей ложной тревоги / А. С. Солонар, А. А. Михалковский, А. С. Храменков // Вестн. Воен. акад. Респ. Беларусь. – 2023. – № 3 (80). – С. 59–70.
3. Солонар, А. С. Методика расчета вероятности обнаружения ложной отметки в ограниченной области пространства радиолокационного наблюдения / А. С. Солонар, А. А. Михалковский, П. А. Хмарский // Вестн. Воен. акад. Респ. Беларусь. – 2019. – № 3 (64). – С. 60–71.
4. Кузьмин, С. З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию / С. З. Кузьмин. – Киев : Изд-во КВіЦ, 2000. – 428 с.
5. Коновалов, А. А. Основы траекторной обработки радиолокационной информации : в 2 ч. / А. А. Коновалов. – СПб. : Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2013. – Ч. 1. – 164 с.
6. Неуймин, А. С. Двухэтапное многообзорное обнаружение цели по критерию «*l*/*n* – *d*» с идентификацией отметок по максимуму решающей статистики / А. С. Неуймин, С. Я. Жук // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 2014. – № 7. – С. 32–42.
7. Фарина, А. Цифровая обработка радиолокационной информации. Сопровождение целей / А. Фарина, Ф. Студер. – М. : Радио и связь, 1993. – 320 с.
8. Blackman, S. Design and analysis of modern tracking systems / S. Blackman, R. Popoli. – Boston ; London : Artech House, 1999. – 1230 p.
9. Bar-Shalom, Y. Estimation with applications to tracking and navigation / Y. Bar-Shalom, X.-Rong Li, T. Kirubarajan. – New York : A Wiley-Interscience Pub., 2001. – 558 p.
10. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория. Справочник / под ред. Я. Д. Ширмана. – М. : Радиотехника, 2007. – 510 с.


## References


1. Solonar, A. S. Representation of conditional densities of primary radar information distribution at fixed probabilities of false alarm and correct target detection / A. S. Solonar, A. A. Mikhalkouski, A. S. Khramiankou // Vestnik. Military Academy. Republic of Belarus. – 2023. – № 1 (78). – С. 87–96. (in Russian)

2. Solonar, A. S. Representation of the conditional distribution densities of the primary radar information for changing probabilities of false alarm / A. S. Solonar, A. A. Mikhalkouski, A. S. Khramiankou // Vestnik. Military Academy. Rep. Belarus. – 2023. – № 3 (80). - C. 59–70. (in Russian)
3. Solonar, A. S. Methodology for calculating the probability of false mark detection in a limited area of radar surveillance space / A. S. Solonar, A. A. Mikhalkouski, P. A. Khmarsky // Vestnik. Military Academy. Resp. Belarus. – 2019. – № 3 (64). – C. 60–71. (in Russian)
4. Kuzmin, S. Z. Digital radar. Introduction to the theory / S. Z. Kuzmin. – Kiev : Izd-vo KVIC, 2000. – 428 c. (in Russian)
5. Konovalov, A. A. Fundamentals of radar information trajectory processing : in 2 parts / A. A. Konovalov. – SPb. : Izd-vo SPbGETU "LETI", 2013. – Ч. 1. – 164 c. (in Russian)
6. Neuimin, A. S. Two-stage multispectral target detection by the criterion of "l/n - d" with mark identification by the maximum of the solving statistics / A. S. Neuimin, S. Y. Zhuk // Izv. of Vuzov. Radioelectronics. – 2014. – № 7. – C. 32–42. (in Russian)
7. Farina, A. Digital processing of radar information. Target tracking / A. Farina, F. Studer. – Moscow : Radio and Communications, 1993. – 320 c. (in Russian)
8. Blackman, S. Design and analysis of modern tracking systems / S. Blackman, R. Popoli. Blackman, R. Popoli. – Boston ; London : Artech House, 1999. – 1230 p.
9. Bar-Shalom, Y. Estimation with applications to tracking and navigation / Y. Bar-Shalom, X.-Rong Li, T. Kirubarajan. – New York : A Wiley-Interscience Pub., 2001. – 558 p.
10. Radio-electronic systems. Fundamentals of construction and theory. Reference book / edited by Y. D. Shirman. – Moscow: Radiotekhnika, 2007. – 510 c. (in Russian)

# ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО РАЗРАБОТКЕ АДАПТИВНОГО К УСЛОВИЯМ НАБЛЮДЕНИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ОБНАРУЖИТЕЛЯ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ

Е. Н. Буйлов[1], А. С. Солонар[2]

[1]Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь», Минск, Республика Беларусь
[2]ОАО«КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы радиолокации», Минск, Республика Беларусь

**Аннотация.** Рассматривается адаптивный к условиям наблюдения алгоритм определения порога обнаружения в энергетическом обнаружителе, обеспечивающий стабилизацию уровня ложных тревог при быстром изменении шума наблюдения. Особенностью данного алгоритма является совместное применение кольцевого буфера и устройства оценки статистических характеристик фона, что позволяет в реальном масштабе времени строить гистограмму распределения оценок мощности фона и рассчитывать его параметры. Для обеспечения требуемого уровня вероятности ложных тревог в обнаружителе применяется треугольная аппроксимация «хвоста» закона распределения фона совместно со сглаживанием оценок порога обнаружения. Проведен сопоставительный анализ результатов расчета порога обнаружения с использованием алгоритма, адаптивного к условиям наблюдения и критерия Неймана – Пирсона.

**Ключевые слова:** источник радиоизлучения, энергетический обнаружитель, адаптивный к условиям наблюдения, порог обнаружения стабилизация вероятности ложных тревог.

# PROPOSALS FOR THE DEVELOPMENT OF AN ENERGY RADIO SOURCE DETECTOR ADAPTIVE TO OBSERVATION CONDITIONS

Y. N. Builou[1], A. S. Solonar[2]

[1]Educational institution military academy of the Republic of Belarus, Minsk, Republic of Belarus
[2]JSC «KB Radar» – Managing Company of «Radar Systems» Holding, Minsk, Republic of Belarus

**Abstract.** An algorithm for determining the detection threshold in an energy detector, adaptive to observation conditions, is considered, ensuring stabilization of the level of false alarms with a rapid change in observation noise. A special feature of this algorithm is the combined use of a ring buffer and a device for estimating the statistical characteristics of the background, which makes it possible in real time to construct a histogram of the distribution of background power estimates and calculate its parameters. To ensure the required level of probability of false alarms, the detector uses a triangular approximation of the “tail” of the background distribution law together with smoothing of detection threshold estimates. A comparative analysis of the results of calculating the detection threshold using an algorithm adaptive to observation conditions and the Neyman-Pearson criterion was carried out.

**Keywords:** radio emission source, energy detector, adaptive to observation conditions, detection threshold stabilization of the probability of false alarms.

## 1. Введение

Обнаружение источников радиоизлучения (ИРИ) на фоне помех является одной из важнейших задач систем радиотехнической разведки. Реальные радиотехнические системы всегда функционируют в условиях априорной неопределенности относительно вероятностей появления обнаруживаемых сигналов, а также о их количестве, мощности и неизвестном шуме [1].

Для решения задачи обнаружения широкое распространение получил энергетический обнаружитель. Данный обнаружитель обеспечивает измерение энергии принятого сигнала за время наблюдения, сравнение уровня полученной энергии с заданной пороговой величиной и на основании этого определяет наличие или отсутствие неизвестного сигнала [2]. Для оценки порога обнаружения используется критерий Неймана – Пирсона [3]. Согласно критерию при заданной вероятности ложной тревоги максимизируется вероятность правильного обнаружения.

Однако при непараметрической априорной неопределенности неизвестен вид закона распределения принятого сигнала, который нельзя описать конечным числом параметров. При этом класс допустимых распределений может включать большое количество нормированных функций, которые нельзя однозначно сопоставить с какой-либо областью пространства [4]. Кроме того, главным недостатком энергетического обнаружителя является зависимость порога обнаружения от неизвестной, в общем случае, спектральной плотности мощности шума наблюдения, что не гарантирует постоянного уровня ложных тревог при изменяющейся интенсивности помех [5, 6].

Целью данного доклада является разработка адаптивного к условиям наблюдения алгоритма оценивания порога обнаружения в энергетическом обнаружителе, структура и параметры которого могут изменяться по результатам анализа принятого сигнала.

## 2. Предпосылки по разработке адаптивного к условиям наблюдения алгоритма определения порога обнаружения

На рисунке 1 представлен пример реализации энергетического обнаружителя источника радиоизлучения. Следует отметить, что его главными элементами являются квадратичный детектор (КД) и накопитель.

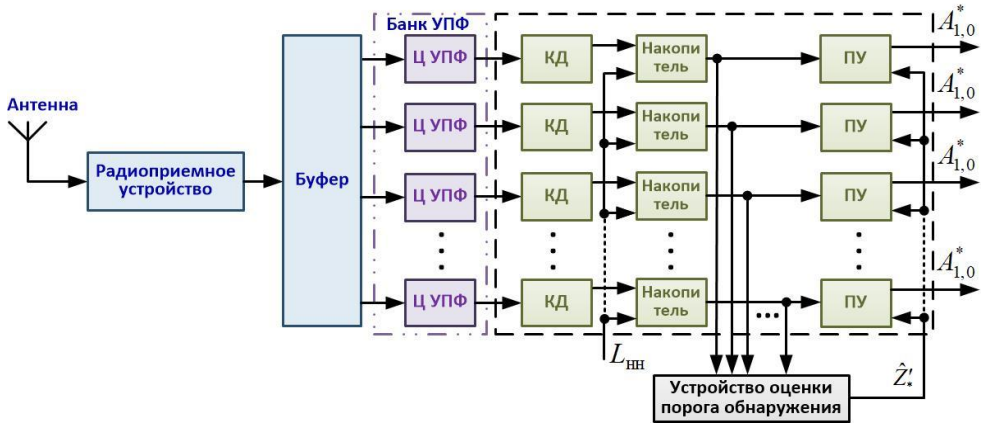



Рис. 1. Структура энергетического обнаружителя источника радиоизлучения

В радиоприемном устройстве в аналоговом виде осуществляется предварительная фильтрация сигнала, его усиление, преобразование частоты сигнала на промежуточную частоту. Далее сигнал подвергается аналого-цифровому преобразованию с последующей реализацией цифровой обработки и записью в буфер.

После аналого-цифрового преобразования сигнал $u_k$ поступает на банк цифровых узкополосных фильтров (Ц УПФ), т. е. спектроанализатор. Оценка мгновенного спектра

сигнала может быть реализована с помощью дискретного либо быстрого преобразования Фурье размерностью $N_{\text{бпф}}$ [1, 2].

Для уменьшения уровня боковых лепестков рекомендуется использовать весовую обработку ($w$ – весовая функция). Выражение для оценки мгновенного спектра сигнала имеет вид

$$S_i = \frac{1}{N_{\text{бпф}}} \sum_{k=0}^{N_{\text{бпф}}-1} \left[ w_k u_k \exp\left(-j2\pi k i / N_{\text{бпф}}\right) \right], \quad (1)$$

где $i$ – номер отсчета частоты; $k$ – номер временного отсчета.

Усреднение (накопление) мгновенного спектра за время наблюдения улучшает характеристики обнаружения при низком отношении сигнал/шум:

$$Z_{\text{н}\,i} = \frac{1}{L} \sum_{s=0}^{L-1} | S_{i,s} |^2 , \quad (2)$$

где $L$ – число выборок мгновенного спектра размером $N_{\text{бпф}}$.

Дальнейшая обработка предполагает сравнение мощности принятого сигнала $Z$ с порогом обнаружения $\hat{Z}'_*$ и принятие решение о наличии $A_1^*$, либо отсутствии $A_0^*$ ИРИ (пороговое устройство (ПУ)):

$$A_{1,0}^* = \begin{cases} 1, \text{ если } Z \geq Z'_*, \\ 0, \text{ если } Z < Z'_*. \end{cases} \quad (3)$$

Однако на практике априорная неопределенность о количестве сигналов, их мощности, неизвестном шуме наблюдения, изменение характеристик антенного и радиоприемного устройств затрудняют использование классических подходов в оценке порога обнаружения $\hat{Z}'_*$. В связи с этим в настоящем докладе предлагается разработать адаптивный к условиям наблюдения алгоритм оценки порога обнаружения.

Следует отметить, что в процессе решения данной задачи возникло ряд трудностей, которые заключались в следующем. Во-первых, в необходимости выделения условно-шумовых отсчетов мгновенного спектра и оценка их статистических характеристик. Во-вторых, в выборе способа оценки порога обнаружения с сохранением требуемого уровня ложных тревог при изменении условий наблюдения. Ниже рассмотрены предложения по разработке адаптивного к условиям наблюдения энергетического обнаружителя ИРИ и пути решения вышеизложенных трудностей.

## 3. Предложения по выделению условно-шумовых отсчетов мгновенного спектра и оценке их статистических характеристик

Одним из вариантов выделения фона является использование ПУ 1 (рисунок 2). Значение $\hat{Z}'_*$ определяется рассчитанной оценкой в устройстве оценки порога обнаружения (рисунок 1). Пороговый уровень $\hat{Z}'_*$ будет одинаковым для всех частотных каналов банка УПФ.

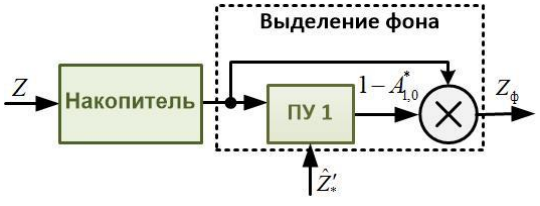



Рис. 2. Устройство выделения фона

Пороговое устройство (ПУ 1) блока выделения фона подает свое решение $A_{1,0}^*$ на

умножитель (рисунок 2). На его второй вход поступает усредненная оценка мощности принятого сигнала $Z$. Через умножитель проходят отсчеты спектра, не превысившие порог (ПУ 1), а остальные обнуляются:

$$Z_{\text{ф}} = \begin{cases} 0, & \text{если } A_1^* \\ Z, & \text{если } A_0^*. \end{cases} \tag{4}$$

Для оценки статистических характеристик фона используется кольцевой буфер (рисунок 3), обеспечивающий хранение оценок мощности фона $Z_{\text{ф}}$ не превысившие порог $Z_*$. Заполнение буфера идет последовательно. Опрос частотных каналов осуществляется поочередно до момента пока не будет достигнут последний канал.

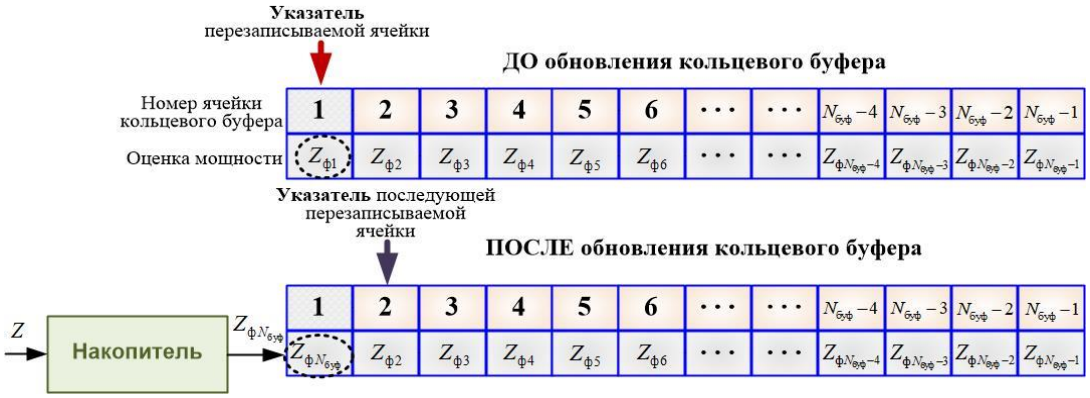



Рис. 3. Пояснение принципа обновления кольцевого буфера

Размер кольцевого буфера обратно пропорционален вероятности ложных тревог $F_{\text{лт}}$ и определяется в соответствии с выражением $N_{\text{буф}} = k_h / F_{\text{лт}}$, где $k_h \le 10$ – коэффициент, обеспечивающий достаточный размер выборки для оценки статистических характеристик фона (математического ожидания и дисперсии).

Как правило, на практике вероятность ложных тревог составляет $F_{\text{лт}} = 10^{-3}...10^{-6}$. В таком случае, например, для $F_{\text{лт}} = 10^{-3}$ и $k_h = 10$ размер кольцевого буфера $N_{\text{буф}} = 10^4$.

Заполнение буфера происходит в момент включения обнаружителя оценками мощности принятого сигнала. В последующем его обновление происходит путем перезаписи наиболее старой оценки на новую и запоминанием указателя номера ячейки для дальнейшего обновления.

Ввиду большого размера выборки (кольцевого буфера оценок мощности фона) в соответствии с теоремой Чебышева оценку математического ожидания $\hat{m}_{\text{ф1}}$ можно определить по выборочному среднему (рисунок 4) [7]:

– на этапе включения (кольцевой буфер не заполнен):

$$\hat{m}_{\text{ф1}} = \frac{1}{N_{\text{буф}}} \sum_{i=0}^{N_{\text{буф}}-1} Z_{\text{ф}\,i}; \tag{5}$$

– на этапе инициализации (кольцевой буфер заполнен):

$$\hat{m}_{\text{ф1}} = m_{\text{ф1}\,old} + \left( Z_{\text{ф}} - Z_{\text{буф}\,old} \right) / N_{\text{буф}}. \tag{6}$$

Дисперсия мощности фона $\hat{\sigma}_{\text{ф}}^2$ определяется выражением выборочной оценки дисперсии (рисунок 4) [7]:

$$\hat{\sigma}_{\text{ф}}^2 = \hat{m}_{\text{ф2}} - (\hat{m}_{\text{ф1}})^2, \tag{7}$$

где $m_{\text{ф2}}$ – математическое ожидание квадрата оценки мощности фона:

– на этапе включения (кольцевой буфер не заполнен):

$$\hat{m}_{\text{ф}2} = \frac{1}{N_{\text{буф}}} \sum_{i=0}^{N_{\text{буф}}-1} (Z_{\text{ф}\,i})^2 ; \tag{8}$$

– на этапе инициализации (кольцевой буфер заполнен):

$$\hat{m}_{\text{ф}2} = m_{\text{ф}2\,old} + \left[ (Z_{\text{ф}})^2 - (Z_{\text{буф}\,old})^2 \right] / N_{\text{буф}} . \tag{9}$$

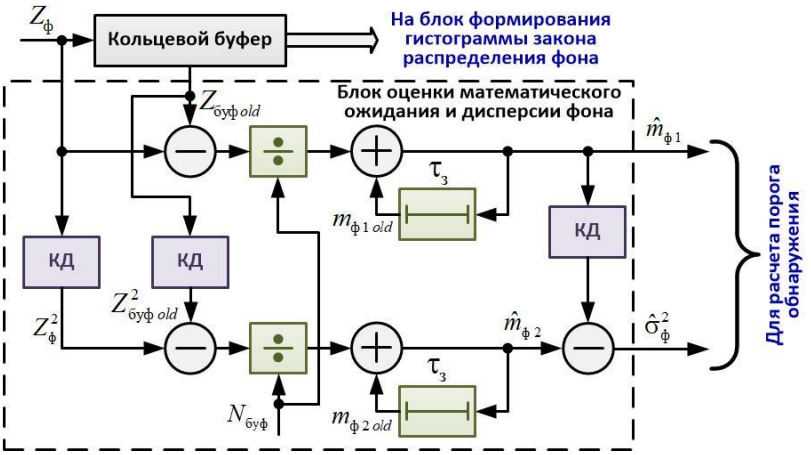



Рис. 4. Структура оценки статистических характеристик

Такой подход (рисунок 4) позволяет в реальном масштабе времени обновлять оценки математического ожидания и дисперсии, а также сократить количество операций, что значительно уменьшает нагрузку на вычислительное устройство.

В таком случае на этапе инициализации порог обнаружения будет определяться в соответствии с выражением

$$\hat{Z}'_{*} = \hat{m}_{\text{ф}1} + 3\sqrt{\hat{\sigma}^2_{\text{ф}}} . \tag{10}$$

При включении обнаружителя $\hat{Z}'_{*} = 0$. В таком случае, заполнение кольцевого буфера осуществляется оценками мощности не только шума, но и сигнала (при их наличии). После оценки статистических характеристик (выражения (6) и (7)) уровень порога обнаружения определяется (10). Следует отметить, что продолжительность этапа инициализации может достигать 10–15 итераций (ввиду возможного присутствия в принятом сигнале сигналов от ИРИ), вызванных необходимостью максимального приближения уровня порога обнаружения $\hat{Z}'_{*}$ к потенциально требуемому.

Условие (4) позволяет выделить шумовые отсчеты из принятого сигнала (рисунок 2) с последующей записью в кольцевой буфер (рисунок 3). Данные отсчеты фона используются для его выборочной оценки математического ожидания и дисперсии (выражения (6) и (7), рисунок 4) в реальном масштабе времени, что позволяет уменьшить нагрузку на вычислительное устройство.

## 4. Предложения по оценке порога обнаружения с сохранением требуемого уровня ложных тревог при изменении условий наблюдения

Для оценки порога обнаружения по заданной вероятности ложных тревог $F_{\text{лт}}$ будем использовать подход, связанный с построением гистограммы достаточной статистики при условии справедливости гипотезы $H_0$ (порог обнаружения не превышен, т.е. $Z_{\text{ф}} < \hat{Z}'_{*}$). В таком случае для оценки порога обнаружения $\hat{Z}'_{*}$ необходимо выполнить несколько этапов.

Определение числа интервалов $N_{\text{инт}}$, на которые следует группировать оценки мощности фона. Выбор $N_{\text{инт}}$ будет зависеть от размера статистического ряда. Так, например, при малом числе интервалов свойства распределения описываются статистическим рядом слишком грубо, а при большом – становится невыразительным.

Определение максимального $Z_{\text{ф min}}$ и минимального $Z_{\text{ф max}}$ значений оценки мощности фона и расчет ширины интервала $\Delta Z_{\text{ф}} = \left(Z_{\text{ф max}} - Z_{\text{ф min}}\right) / N_{\text{инт}} = Z_{\text{ф max}} / N_{\text{инт}}$. При расчете полагается, что $Z_{\text{ф min}} = 0$, так как в качестве входной выборки выступают оценки мощности фона с выхода квадратичного детектора (рисунок 1).

Расчет числа попаданий значений оценок мощности фона $N_{0m}$ в $m$-й интервал и определение частоты попадания $p_{0m} = N_{0m} / N_{\text{инт}}$.

Построение гистограммы распределения оценок мощности фона и определение порога обнаружения $\hat{Z}'_*$ (рисунок 5) в соответствии с выражением

$$\hat{Z}'_* = Z_{\text{ф}\,(N_{\text{инт}} - M)} + \Delta Z_{\text{ф}}, \tag{11}$$

где $M$ – число интервалов, при котором выполняется условие (рисунок 5)

$$\sum_{i=N_{\text{инт}}-M}^{N_{\text{инт}}-1} P(Z_{\text{ф}i}) \approx F_{\text{лт}}. \tag{12}$$

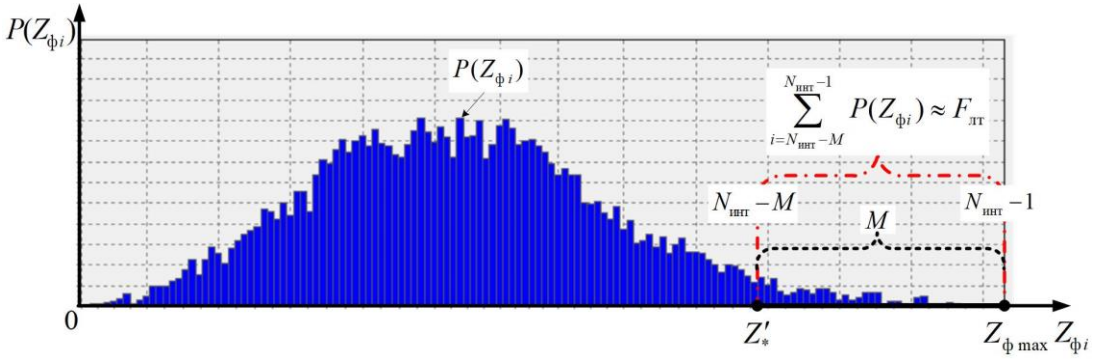



Рис. 5. Гистограмма распределения оценок мощности фона

Однако нестабильность фона (например, изменение характеристик приемного устройства, воздействие внешних помех) не обеспечивает постоянного уровня ложных тревог, что, в свою очередь, ухудшает характеристики обнаружения.

Устранение данного недостатка возможно за счет аппроксимации гистограммы теоретическим видом закона распределения. Для его установления по статистическим характеристикам строится эмпирическая кривая плотности распределения и по внешнему виду либо исходя из физической сущности анализируемого процесса определяется вид теоретического распределения, к которому она приближается. Далее проверяется сходимость теоретических и эмпирических данных по соответствующим критериям согласия [7]. Однако реализация данных операций на практике требует больших вычислительных затрат.

Более простым вариантом обеспечения постоянного уровня ложных тревог является использование треугольной аппроксимации «хвоста» закона распределения фона (рисунок 6) ввиду его наименьшей зависимости от шума наблюдения.

Главным отличием данного способа оценки порога обнаружения от рассмотренного выше (выражение (11)) заключается в следующем. После выполнения (12) фиксируется количества интервалов $M$. Данный участок гистограммы аппроксимируем треугольником. Причем размер нижнего катета будет соответствовать

величине $M\Delta Z_{\text{ф}}$, а вертикальный – $P(Z_{\text{ф}(N_{\text{инт}}-M)})$. Площадь треугольника $S_{\Delta 1}$ будет близка к требуемой вероятности ложных тревог $F_{\text{лт}}$ и соответствовать выражению

$$S_{\Delta 1} = \sum_{i=N_{\text{инт}}-M}^{N_{\text{инт}}-1} P(Z_{\text{ф}i}) \approx F_{\text{лт}}. \qquad (13)$$

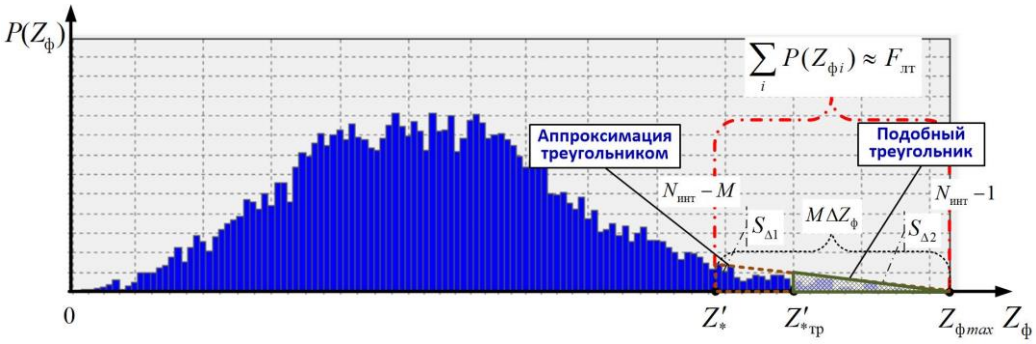



Рис. 6. Аппроксимации «хвоста» гистограммы распределения оценок мощности фона

Следует отметить, что истинная площадь аппроксимированного треугольника $S_{\Delta 1}$ будет отличаться от рассчитанной (выражение (13)) ввиду того, что плотность вероятности оценок мощности фона на разных интервалах может как превышать гипотенузу, так и не достигать ее (рисунок 6). В таком случае требуется найти истинные размеры треугольника (подобный треугольник, рисунок 6), у которого площадь $S_{\Delta 2}$ будет равна требуемой вероятности ложных тревог $F_{\text{лт}}$, т. е $S_{\Delta 1} = F_{\text{лт}}$. Для этого воспользуемся теоремой подобия треугольников. С учетом этого истинное значение порога обнаружения $\hat{Z}'_{*\text{тр}}$ можно определить в соответствии с выражением

$$\hat{Z}'_{*\text{тр}} = \sqrt{S_{\Delta 2}\hat{Z}'^2_* / S_{\Delta 1}} = \sqrt{F_{\text{лт}}M^2 / \sum_{i=N_{\text{инт}}-M}^{N_{\text{инт}}-1} P(Z_{\text{ф}i})}. \qquad (14)$$

Заключительным этапом в оценке порога обнаружения является использование экспоненциального сглаживания (рисунок 7).

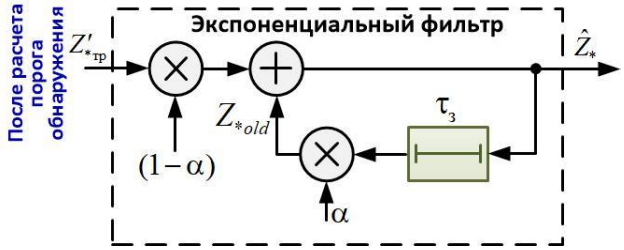



Рис. 7. Структура экспоненциального фильтра

Алгоритм работы экспоненциального фильтра имеет следующий вид:

$$\hat{Z}_* = (1-\alpha)Z'_{*\text{тр}} + \alpha Z_{*old}, \qquad (15)$$

где $\alpha = (0,4....0,8)$ – коэффициент усиления фильтра. Выбор требуемого значения уточняется на этапе практической реализации.

В таком случае результирующее выражение для оценки порога обнаружения можно представить в следующем виде:

$$\hat{Z}_* = (1-\alpha)\sqrt{F_{\text{лт}}M^2 / \sum_{i=N_{\text{инт}}-M}^{N_{\text{инт}}-1} P(Z_{\text{ф}i})} + \alpha Z_{*old}. \qquad (16)$$

В случае воздействия постановщика активной шумовой помехи порог

обнаружения не обновляется, т. е. $\hat{Z}_* = \text{const}$. Для выявления признака действия постановщика помехи предлагается использовать следующее условие:

$$\sum_{i=0}^{N_f-1} A^*_{1\,i} \geq 0{,}9N_f\,, \qquad (17)$$

где $N_f$ – количество УПФ (рисунок 1). То есть, когда количество превышений порога обнаружения ($A^*_{1,0} = 1$) в частотных каналах превышает 90 % от общего количества ($N_f$), то принимается решение о фиксировании $\hat{Z}_* = \text{const}$ и предупреждении оператора о действии постановщика активной шумовой помехи. В ином случае – порог обнаружения обновляется.

Таким образом, предложенный алгоритм оценки порога обнаружения включает следующие этапы: адаптивное выделение фона, обновление кольцевого буфера, выборочную оценку статистических характеристик, формирование гистограммы распределения мощности фона, вычисление порога обнаружения с использованием треугольной аппроксимации «хвоста» закона распределения и экспоненциальное сглаживание оценок порога обнаружения. Совокупность данных этапов позволяет стабилизировать вероятность ложных тревог при изменении условий наблюдения.

## 5. Результаты разработки адаптивного к условиям наблюдения алгоритма формирования порога обнаружения

По результатам проведенных исследований разработана структура устройства формирования адаптивного к условиям наблюдения порога обнаружения (рисунок 8), позволяющая стабилизировать вероятность ложных тревог.

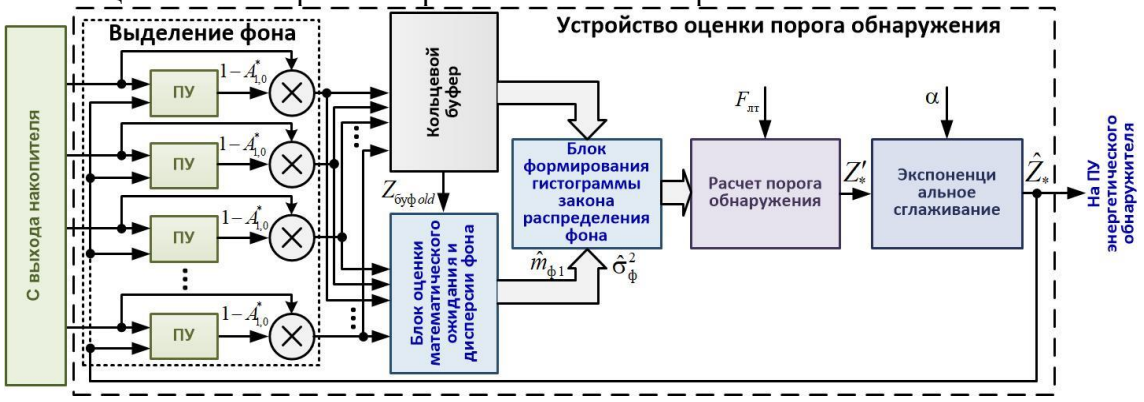



Рис. 8. Структура устройства формирования адаптивного порога обнаружения

Для оценки показателей качества разработанного алгоритма оценки порога обнаружения проводилось математическое моделирование в соответствии со схемой, представленной на рисунке 9. Полагалось, что вероятность ложных тревог $F_{\text{лт}} = 10^{-3}$, число УПФ $N_f = 32$, частота дискретизации сигнала $f_{\text{д}} = 30$ МГц, коэффициент усиления экспоненциального фильтра $\alpha = 0{,}7$. Число независимых опытов, по которым оценивалась вероятность ложных тревог, составляла $N_{\text{оп}} = 10\,000$.

На рисунке 10 представлен результат оценки порога обнаружения по статистическим характеристикам $Z'_{*\text{мо}}$ (выражение (10)), по гистограмме $Z'_*$ (выражение (11)), при использовании критерия Неймана – Пирсона $Z'_{*\text{НП}}$ [8] и треугольной аппроксимации гистограммы с последующим сглаживанием $Z'_{*\text{тр}}$ (выражение (16)). При моделировании полагалось, что амплитуда шума наблюдения

увеличилась на 5 %, например, за счет изменения характеристик антенного и радиоприемного устройств.

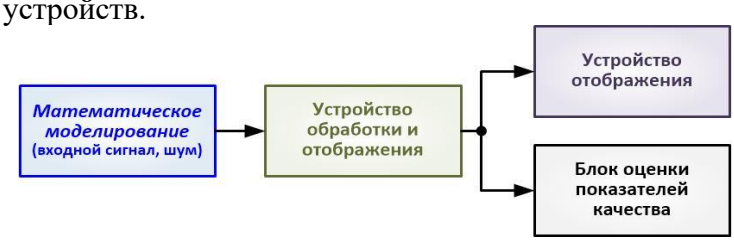



Рис. 9. Схема проверки показателей качества

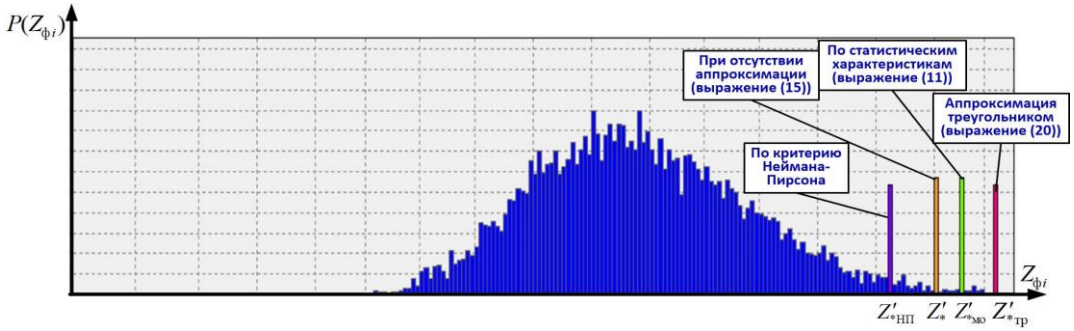



Рис. 10. Пример гистограммы распределения оценок мощности фона при увеличении амплитуды шума наблюдения на 5 %

Результаты моделирования показали, что применение выражений (10) и (11) приводит к постоянной подстройке порога обнаружения. При этом наблюдался рост вероятности ложных тревог до уровня $F_{лт} = 10^{-2}$, что способствовало ложному срабатыванию обнаружителя. При использовании критерия Неймана – Пирсона измеренная вероятность ложных тревог составила $F_{лт} = 0,0154$, что превышает требуемое значение в 15 раз. Дальнейший рост шума наблюдения приводит, например, к повышению $F_{лт}$ в 63 раза ($F_{лт} = 0,063$). Использование треугольной аппроксимации «хвоста» закона распределения оценок мощности фона и последующее экспоненциальное сглаживание порога обнаружения способствовало сохранению $F_{лт}$ на требуемом уровне за все время наблюдения, т .е. $F_{лт} = 10^{-3}$.

## 6. Заключение

1. Адаптивный к условиям наблюдения алгоритм оценки порога обнаружения, включает следующие этапы: адаптивное выделение фона, обновление кольцевого буфера, выборочную оценку математического ожидания и дисперсии, формирование гистограммы распределения мощности фона, вычисление порога обнаружения с использованием треугольной аппроксимации «хвоста» закона распределения и экспоненциальное сглаживание оценок порога обнаружения.

2. Результаты проведения математического моделирования показали, что при изменении условий наблюдения (априорная неопределенность о количестве сигналов, их мощности, неизвестный шум наблюдения, изменение характеристик антенного и радиоприемного устройств) применение критерия Неймана – Пирсона для оценки порога обнаружения приводит к варьированию вероятности ложных тревог. Так, например, увеличение амплитуды шума наблюдения на 5 % наблюдается рост измеренной вероятности ложных тревог с $F_{лт} = 10^{-3}$ до $F_{лт} = 0,0154$, т. е. в 15 раз. Использование (16) для оценки порога обнаружения способствовало сохранению $F_{лт} = 10^{-3}$ на требуемом уровне на протяжении всего времени наблюдения.

**Литература**


1. Рембовский А. М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / Рембовский А. М., Ашихмин А. В., Козьмин В. А.; под ред. Рембовского А. М.. – 3-е изд., перераб. и доп. – М. : Горячая линия – Телеком, 2012. – 640 с.
2. Солонар А. С. Основы радиопеленгации. Основы теории измерения параметров сигналов: пособие / Солонар А. С., Латушкин В. В., Габец С. А. – Минск: Воен. акад. Респ. Беларусь, 2023. – 200 с.
3. Анализ вероятностных характеристик матричного приемника с учетом неоднозначности определения частоты на стыках каналов / Подстригаев А. С. [и др.] // Доклады ТУСУРа. – 2015. – № 4 (38). – С. 17-25.
4. Сидоров Ю. Е. Исследование непараметрического обнаружителя сигналов / Сидоров Ю. Е., Шумилов А. Е. // Научно-технические ведомости СПбГПУ. – 2008. – № 6. – С. 78-85.
5. Еременков А. И. Исследование адаптивного спектрального обнаружителя сигналов / Еременков А. И., Жураковский В. Н.// Междунар. науч. журнал «Символ науки». – 2016. – № 4. – С. 57-63.
6. Потапов А. А. Определение порогов обнаружения радиосигналов для метода энергетического детектора [Электронный ресурс] / Потапов А. А. // Журнал радиоэлектроники. – 2021. – № 9. – Режим доступа: https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.9.3. – Дата доступа: 25.10.2023.
7. Вентцель Е. С. Теория вероятности: учебник для вузов / Вентцель Е. С. – 7-е изд. – М.: Высш. шк., 2001. – 575 с.
8. Охрименко А. Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. Ч. 1 Основы радиолокации / Охрименко А. Е. – М.: Воен. изд-во, 1983. – 456 с.


**References**


1. Rembovsky A.M. Radio monitoring: tasks, methods, tools / Rembovsky A.M., Ashikhmin A.V., Kozmin V. A.; ed. Rembovsky A. M. – 3rd ed., reprint. and additional. – M. : Hotline – Telecom, 2012. – 640 p.
2. Solonar A. S. Fundamentals of radio direction finding. Fundamentals of the theory of measuring signal parameters: a manual / Solonar A. S., Latushkin V. V., Gabets S. A. – Minsk: Military. acad. Rep. Belarus, 2023. – 200 p.
3. Analysis of the probabilistic characteristics of a matrix receiver, taking into account the ambiguity of determining the frequency at the junctions of channels / Podstrigaev A. S. [et al.] // Reports of TUSUR. – 2015. – № 4 (38). – P. 17-25.
4. Sidorov Yu. E. Investigation of a nonparametric signal detector / Sidorov Yu. E., Shumilov A. E. // Scientific and technical bulletin of SPbGPU. – 2008. – No. 6. – P. 78-85.
5. Eremenkov A. I. Investigation of an adaptive spectral signal detector / Eremenkov A. I., Zhurakovsky V. N. // International scientific journal "Symbol of Science". - 2016. – No. 4. – P. 57-63.
6. Potapov A. A. Determination of thresholds for detecting radio signals for the energy detector method [Electronic resource] / Potapov A. A. // Journal of Radioelectronics. – 2021. – No. 9. – Access mode: https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.9.3 . – Access date: 10/25/2023.
7. Wentzel E. S. Probability theory: textbook for universities / Wentzel E. S. – 7th ed. – M.: Higher School, 2001. – 575 p.
8. Okhrimenko A. E. Fundamentals of radar and electronic warfare. Part 1 Fundamentals of radar / Okhrimenko A. E. – M.: Military publishing House, 1983. – 456 p.

# ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМОВ АДАПТИВНОЙ КОРРЕКЦИИ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

Д. Б. Михайлов, А. В. Чадин, Т. К. Анфиногентова

ФГБУ «ГНМЦ» Минобороны России, Мытищи, Россия

**Аннотация.** Рассмотрен метод повышения точности измерений эффективной площади рассеяния с помощью радиолокационных измерительных комплексов, путем применения алгоритмов адаптивной коррекции.

**Ключевые слова:** радиолокационный измерительный комплекс; эффективная площадь рассеяния; метрологическое обеспечение, эталон.

# APPLICATION OF ADAPTIVE CORRECTION ALGORITHMS TO IMPROVE THE ACCURACY OF RADAR MEASURMENTS

D. B. Mihailov, A. V. Chadin, V. K. Anfinogentova

FSBI «MSMC» of the Ministry of Defense of the Russian Federation, Mytishchi, Russia

**Abstract.** A method of increasing the accuracy of measurements of the effective scattering area using radar systems by applying an adaptive correction algorithm is considered.

**Keywords:** radar measuring complex; effective scattering area; metrological support, standard.

## 1. Введение

В радиолокационных измерительных комплексах открытого типа оценка эффективной площади рассеяния (ЭПР) объекта производится по результатам сравнения относительной мощности радиолокационных сигналов на входе измерительного канала, отраженных от исследуемого объекта и образцового отражателя из состава комплекта типовых радиолокационных отражателей (рисунок 1) с известными значениями ЭПР. Эта мощность связана с непосредственно измеряемым значением параметра сигнала на выходе приемной системы радиолокационного канала и его системы регистрации градуировочной функцией:

$$S_{об} = S_{эт} \frac{P_{об}}{P_{эт}} \left( \frac{R_{об}}{R_{эт}} \right)^4, \qquad (1)$$

где $S_{об}, S_{эт}$ – оцениваемые значения ЭПР объекта, известное значение ЭПР эталонного отражателя соответственно; $P_{об}, P_{эт}$ – соответствующие им значения относительной мощности на входе радиолокационного канала соответственно; $R_{об}, R_{эт}$ – текущие значения дальности до объекта и дальность до эталонного отражателя соответственно.

В качестве эталонов меры ЭПР могут выступать сфера и двугранный уголковый отражатель. Сфера представляет собой одно из тел простой формы, для которого задача рассеяния и дифракции плоской электромагнитной волны решается совершенно строго. По этой причине металлические сферы широко используются в качестве эталонов ЭПР.

Кроме того, сфера обладает одним уникальным свойством: это единственное тело, рассеивающее энергию во все стороны равномерно [1].

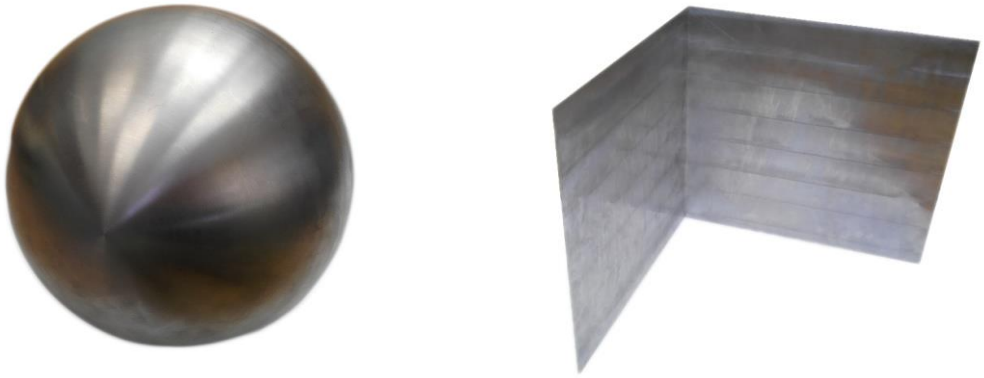


Рис 1. Типовой комплект эталонных отражателей

Двугранные уголковые отражатели являются широкоугольными отражателями только в одной плоскости. Основная особенность двугранных уголковых отражателей, благодаря которой они применяются в качестве эталонов ЭПР, состоит в том, что двугранные уголки создают кросс-поляризованное рассеянное поле.

## 2. Обоснование метода адаптивной коррекции

С точки зрения решения задачи повышения точности результатов измерений ЭПР объектов наибольший интерес представляет этап калибровки радиолокационного измерительного комплекса. Особенностью данного этапа является то, что ЭПР калибровочных мер считается постоянной. Тогда задача повышения точности измерений ЭПР на этапе калибровки сводится к задаче выбора метода формирования оценки, обеспечивающего её наименьшую смещённость относительного неизвестного истинного значения.

При градуировке измерительного радиолокационного канала (РЛК) последовательно решаются основные задачи:

определение значений градуировочной функции (нелинейность градуировочной функции приводит к появлению систематической погрешности в оценке ЭПР объектов, снижение которой возможно путем повторных измерений данного градуировочного уровня, либо исключением попадающих в данный участок градуировки данных обработки);

анализ соответствующих градуировочной функции значений погрешности и выбор рабочего участка динамического диапазона РЛК, пригодного для проведения измерений.

Для снижения погрешности оценивания ЭПР, обусловленных нелинейностью и нестабильностью градуировочной функции, на основе математической статистики и теории информации разработана методика, включающая ряд алгоритмов, которые адаптированы к решению задач, требующих сочетания различных методов обработки результатов радиолокационных измерений и высокой точности. Основным содержанием методики является:

- выбор метода формирования значений градуировочной функции, обеспечивающее минимальное значение систематической погрешности, обусловленной выбором метода формирования оценок $S_{об}$;

- использование определенного динамического диапазона $S_{об(\min)}...S_{об(\max)}$ полученных значений градуировочной функции радиолокационного измерительного комплекса, обеспечивающего максимально возможное снижение систематической погрешности, обусловленной методом формирования оценки $S_{об}$;

- фильтрация входной измерительной информации, определяющей характеристики рассеяния объекта, относительно амплитудного «окна» $S_{об(\min)}...S_{об(\max)}$;

- уточнение оценок для расчета значений градуировочной функции, используемой для оценки ЭПР, на основании определения уровня фоновых шумов (помех) измерений.

Для каждой полученной оценки определяется невязка $d(j)$, характеризующая степень соответствия $P_{вх}(j)$ заданному значению градуировочного уровня $P_{кал}(j)$:

$$d(j) = |(P_{вх}(j) - P_{кал}(j)|. \qquad (2)$$

Полученные оценки, невязки которых не превышают порогового значения погрешности измерений, используются для уточнения градуировочной кривой. Для остальных оценок либо производится их повторные измерения, либо они исключаются из обработки.

Определяются допустимые участки динамического диапазона, в пределах которого измерительная информация допускается в обработку. По полученным уточненным оценкам рассчитываются значения градуировочной функции, используемые для оценки ЭПР.

Процедура адаптивной коррекции результатов измерений состоит из следующих задач:

- построение гистограмм распределения экспериментальных данных различных градуировочных уровней на этапе калибровки;

- нахождение робастных оценок [2] градуировочных функций для различных уровней;

- измерения радиолокационных характеристик объектов.

Алгоритм построения гистограмм распределения экспериментальных данных различных градуировочных уровней на этапе калибровки основан на использовании трех следующих подходов.

В **первом** в качестве критерия оценивания размерности вариационного ряда или определения числа интервалов группирования экспериментальных данных (измеренных значений амплитуд радиолокационного сигнала) в эмпирическое распределение используется критерий максимальной энтропии (МЭ). Размерность вариационного ряда, определяемая по критерию МЭ, может быть рассмотрена как решение первой вариационной задачи теории информации.

Во **втором** подходе для нахождения способа представления результатов измерений в виде эмпирического распределения, для которого количество информации,

содержащейся в наблюдаемых реализациях измеряемой случайной величины $y_i$ за заданное время $t$, остается гарантированным, используются результаты решения второй вариационной задачи теории информации. При этом указанное значение количества информации не может быть меньше величины, определяемой следующим выражением:

$$I = \left[ \log n + \sum_{j=1}^{n} P(y_j) \cdot \log P(y_j) \right] - - > \min . \qquad (3)$$

В **третьем** подходе для нахождения способа представления результатов измерений в виде эмпирического распределения, для которого равноценны шенноновский и хартлиевский способы представления информации $I$, содержащейся в наблюдаемых реализациях случайной величины $y_i$ за заданное время $t$, остается гарантированным, используются результаты решения третьей вариационной задачи теории информации. Ее применение при обработке радиолокационной информации позволяет найти такой способ представления результатов измерений в виде эмпирического распределения, для которого количество информации $I$, содержащейся в наблюдаемых реализациях случайной величины $y_i$ за заданное время $t$, не зависит от числа интервалов $n$, поскольку количество заложенной в сообщение информации не зависит от способов представления ее на приемной стороне. Тогда:

$$\frac{\log(n+1+\sum_{j=1}^{n+1} P(y_j) \cdot \log P(y_j)}{\log(n+1+\sum_{j=1}^{n} P(y_j) \cdot \log P(y_j)} = 1 . \qquad (4)$$

Из выражения (4) следует, что при увеличении числа интервалов группирования экспериментальных данных количество информации, заложенной в них, не возрастает.

## 3. Заключение

Представленный подход к оцениванию размерности вариационного ряда позволяет по результатам радиолокационных измерений сформировать такие эмпирические распределения, которые характеризуются следующими свойствами: устойчивостью получаемого распределения; гарыантированным отношением сигнал/шум, что позволяет повысить точность измерений эффективной площади рассеяния.

## Литература

1. Кобак В. О. Радиолокационные отражатели. / Под ред. О. Н. Леонтьевского. М.: Сов. радио, 1975. – 248 с.
2. Шуленин В. П. Робастные методы математической статистики. Томск: НТЛ, 2016. – 260 с.

## References

1. Kobak, V. O. Radar reflectors. / Edited by O. N. Leontievsky. M.: Soviet Radio, 1975. – 248 p.
2. Shulenin, V. P. Robust methods of mathematical statistics. Tomsk: NTL, 2016. – 260 p.

# РАЗРЕШЕНИЕ ДВУХ ТОЧЕЧНЫХ ИСТОЧНИКОВ СИГНАЛА В СИСТЕМЕ С ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ

А. А. Монаков

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

**Аннотация.** В статье синтезирован простой алгоритм максимального правдоподобия для разрешения по углу двух точечных когерентных источников сигнала в системе с антенной решеткой. Алгоритм основан на итерационном приближении к искомым оценкам пространственных частот источников путем решения линейной системы двух уравнений с двумя неизвестными. Точность алгоритма значительно лучше, чем у известного IQLM (*Iterative Quadratic Maximum Likelihood*) алгоритма. Алгоритм может быть применен, когда выборочная корреляционная матрица принятого сигнала имеет неполный ранг.

**Ключевые слова:** оценки максимального правдоподобия, близко расположенные источники сигналов, оценки угловых координат.

# RESOLUTION OF TWO POINT SIGNAL SOURCES IN SYSTEM WITH ANTENNA ARRAY

A. A. Monakov

Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation (SUAI), Saint-Petersburg, Russian Federation

**Abstract.** The article synthesizes a simple maximum likelihood algorithm for angular resolution of two closely spaced coherent signal sources in a system with an antenna array. The algorithm is based on iterative approach to the desired estimates of the spatial frequencies of sources by solving a linear system of two equations with two unknowns. The accuracy of the algorithm is significantly better than the well-known IQLM (Iterative Quadratic Maximum Likelihood) algorithm. The algorithm can be applied when the sample correlation matrix of the received signal has an incomplete rank.

**Keywords:** maximum likelihood estimation; closely spaced signal sources; direction finding.

## 1. Введение

Разрешение источников сигналов в многоканальных системах является актуальной проблемой в радиолокации, радионавигации, акустике, телекоммуникации, медицине, астрономии и сейсмологии. История этой задачи началась в 60-х годах прошлого века с пионерских работ [1-5]. Типичными примерами практических задач на разрешение являются оценка угловых координат источников сигналов в системах с антенными решетками и оценка частот колебаний отдельных гармоник в составе полигармонического сигнала на входе спектрального анализатора.

Существующие методы разрешения источников в многоканальных системах можно разделить на две группы: МФП-методы, которые используют алгоритмы максимизации функции правдоподобия, и СА-методы, в которых применяются алгоритмы параметрического спектрального анализа.

МПФ-методы были предложены первыми [6-11]. Эти методы основаны на хорошо обоснованных принципах математической статистики и позволяют получить

асимптотически эффективные оценки неизвестных параметров. Кроме того, МПФ-методы позволяют решить задачу разрешения источников в случае, когда выборочная корреляционная матрица принимаемых сигналов имеет неполный ранг. В тоже же время вычислительная сложность МПФ-методов высока, поскольку их реализация, как правило, связана с решением нелинейной задачи многомерной оптимизации.

Вычислительная сложность СА-методов значительно меньше, поскольку в них не используются итерационные процедуры многомерного поиска [12-20]. Однако их применение возможно только в том случае, когда выборочная корреляционная матрица принятых сигналов имеет полный ранг. Это сильно затрудняет использование СА-методов даже в тех случаях, когда временная выборка принятых пространственных сигналов имеет достаточный объем, но сигналы источников сильно коррелированы между собой.

В настоящей статье рассмотрен простой итерактивный алгоритм оценки пространственных частот двух когерентных источников сигналов, основанный на линеаризации функции правдоподобия и решения системы двух уравнений с двумя неизвестными, которые являются поправками для уточнения начального приближения для оценок. Алгоритм позволяет получить угловые координаты источников, когда выборочная корреляционная матрица имеет неполный ранг.

Статья организована следующим образом. В разделе 2 приведен синтез алгоритма разрешения. В разделе 3 представлены результаты сравнения точности предлагаемого алгоритма с IQML-алгоритмом, предложенным в [6], и границей Крамера-Рао. Сравнение выполнено на основе компьютерного моделирования. Выводы по работе сделаны в Заключении.

## 2. Алгоритм разрешения

Пусть на антенную решетку (АР), содержащую $M$ эквидистантно расположенных вдоль оси $X$ элементов приходят две плоские волны от двух источников сигналов. Принятый сигнал в элементах АР может быть записан в векторном виде:

$$\mathbf{r} = \dot{a}_1\mathbf{v}_1 + \dot{a}_2\mathbf{v}_2 + \mathbf{w}, \qquad (1)$$

где $\dot{a}_j, j=1,2$ - комплексные амплитуды сигналов; $\mathbf{v}_j = \frac{1}{\sqrt{M}}\left(\exp\left[-imu_j\right]\right)_{m=0}^{M-1}, j=1,2$ - единичные векторы волнового фронта сигналов; $u_j = kd\sin\theta_j, j=1,2$ - пространственные частоты сигналов; $k$ - волновое число; $d$ - расстояние между элементами АР; $\theta_j, j=1,2$ - угловые координаты источников сигналов; $\mathbf{w}$ - вектор шумов в элементах, который мы будем считать реализацией белого шума с комплексным нормальным распределением $\mathrm{CN}\left(\mathbf{0},\mathbf{R}_w\right)$ с нулевым математическим ожиданием и корреляционной матрицей (КМ) $\mathbf{R}_w = P_w\mathbf{I}_M$; $P_w$ - средняя мощность шумов; $\mathbf{I}_M$ - единичная матрица размера $M\times M$. Будем считать неизвестными комплексные амплитуды $\dot{a}_1,\dot{a}_2$ и пространственные частоты $u_1,u_2$ источников. Тогда логарифм функции правдоподобия равен

$$\ln L\left(\dot{a}_1,\dot{a}_2,u_1,u_2\middle|\mathbf{r}\right) = C - \frac{1}{P_{\text{ш}}}\left(\mathbf{r}-\dot{a}_1\mathbf{v}_1-\dot{a}_2\mathbf{v}_2\right)^H\left(\mathbf{r}-\dot{a}_1\mathbf{v}_1-\dot{a}_2\mathbf{v}_2\right), \qquad (2)$$

где $C$ - постоянная, не зависящая от неизвестных, $(\cdot)^H$ - оператор эрмитового сопряжения.

Найдем оценки комплексных амплитуд $\dot{a}_1, \dot{a}_2$. Для этого продифференцируем (2) по $\dot{a}_1^*$ и $\dot{a}_2^*$ ($*$ - комплексное сопряжение) и приравняем производные нулю:

$$\begin{cases} \dfrac{\partial}{\partial \dot{a}_1^*} \ln L\left(\dot{a}_1, \dot{a}_2, u_1, u_2 \middle| \mathbf{r}\right) = -\dfrac{1}{P_{\text{ш}}} \mathbf{v}_1^H \left(\mathbf{r} - \dot{a}_1 \mathbf{v}_1 - \dot{a}_2 \mathbf{v}_2\right) = 0 \\ \dfrac{\partial}{\partial \dot{a}_1^*} \ln L\left(\dot{a}_1, \dot{a}_2, u_1, u_2 \middle| \mathbf{r}\right) = -\dfrac{1}{P_{\text{ш}}} \mathbf{v}_2^H \left(\mathbf{r} - \dot{a}_1 \mathbf{v}_1 - \dot{a}_2 \mathbf{v}_2\right) = 0 \end{cases}. \tag{3}$$

Тогда оценки комплексных амплитуд источников

$$\begin{cases} \dot{a}_1 = \dfrac{s_1 - \dot{\rho} s_2}{1 - \rho^2} \\ \dot{a}_2 = \dfrac{s_2 - \dot{\rho}^* s_1}{1 - \rho^2} \end{cases}, \tag{4}$$

где $s_1 = \mathbf{v}_1^H \mathbf{r}$, $s_2 = \mathbf{v}_2^H \mathbf{r}$, $\dot{\rho} = \mathbf{v}_1^H \mathbf{v}_2$, $\rho^2 = \left|\dot{\rho}\right|^2$. Подставляя (4) в (2) и учитывая (3), получим

$$\ln L\left(\dot{a}_1, \dot{a}_2, u_1, u_2 \middle| \mathbf{r}\right) = C - \frac{1}{P_{\text{ш}}} \mathbf{r}^H \left(\mathbf{r} - \dot{a}_1 \mathbf{v}_1 - \dot{a}_2 \mathbf{v}_2\right) = C + \frac{\left(s_1 - \dot{\rho} s_2\right) s_1^* + \left(s_2 - \dot{\rho}^* s_1\right) s_2^*}{P_{\text{ш}} \left(1 - \rho^2\right)}. \tag{5}$$

Следовательно, оценки пространственных частот следует искать, максимизируя функцию

$$Q\left(u_1, u_2\right) = \frac{\left|s_1\right|^2 + \left|s_2\right|^2 - 2\,\mathrm{Re}\left[\dot{\rho} s_2 s_1^*\right]}{1 - \rho^2} = \frac{\mathbf{v}_1^H \mathbf{r}\mathbf{r}^H \mathbf{v}_1 + \mathbf{v}_2^H \mathbf{r}\mathbf{r}^H \mathbf{v}_2 - 2\,\mathrm{Re}\left[\dot{\rho} \mathbf{v}_2^H \mathbf{r}\mathbf{r}^H \mathbf{v}_1\right]}{1 - \rho^2}. \tag{6}$$

Уравнение (6) можно переписать в виде

$$\begin{aligned} Q\left(u_1, u_2\right) &= \frac{\left(1 - \rho^2\right) \mathbf{v}_1^H \mathbf{r}\mathbf{r}^H \mathbf{v}_1 + \left(\mathbf{v}_2^H - \dot{\rho}^* \mathbf{v}_1^H\right) \mathbf{r}\mathbf{r}^H \left(\mathbf{v}_2 - \dot{\rho} \mathbf{v}_1\right)}{1 - \rho^2} = \mathbf{v}_1^H \mathbf{r}\mathbf{r}^H \mathbf{v}_1 + \mathbf{u}_1^H \mathbf{r}\mathbf{r}^H \mathbf{u}_1 = \\ &= \frac{\left(1 - \rho^2\right) \mathbf{v}_2^H \mathbf{r}\mathbf{r}^H \mathbf{v}_2 + \left(\mathbf{v}_1^H - \dot{\rho} \mathbf{v}_2^H\right) \mathbf{r}\mathbf{r}^H \left(\mathbf{v}_1 - \dot{\rho}^* \mathbf{v}_2\right)}{1 - \rho^2} = \mathbf{v}_2^H \mathbf{r}\mathbf{r}^H \mathbf{v}_2 + \mathbf{u}_2^H \mathbf{r}\mathbf{r}^H \mathbf{u}_2, \end{aligned} \tag{7}$$

где

$$\mathbf{u}_1 = \frac{\mathbf{v}_2 - \dot{\rho} \mathbf{v}_1}{\sqrt{1 - \rho^2}}, \mathbf{u}_2 = \frac{\mathbf{v}_1 - \dot{\rho}^* \mathbf{v}_2}{\sqrt{1 - \rho^2}} \tag{8}$$

Не сложно показать, что векторы $\mathbf{u}_1$ и $\mathbf{u}_2$ - единичные и ортогональны соответственно векторам $\mathbf{v}_1$ и $\mathbf{v}_2$, т. е. $\mathbf{u}_j^H \mathbf{u}_j = 1$ и $\mathbf{v}_j^H \mathbf{u}_j = 0, j = 1,2$.

Оценки частот $u_1$ и $u_2$ соответствуют максимуму функции $Q\left(u_1, u_2\right)$ и являются решением системы уравнений

$$\begin{cases} \dfrac{\partial Q\left(u_1, u_2\right)}{\partial u_1} = \dfrac{\partial}{\partial u_1} \left(\mathbf{u}_2^H \mathbf{r}\mathbf{r}^H \mathbf{u}_2\right) = 2\,\mathrm{Re}\left[\dfrac{\partial \mathbf{u}_2^H}{\partial u_1} \mathbf{r}\mathbf{r}^H \mathbf{u}_2\right] = 0 \\ \dfrac{\partial Q\left(u_1, u_2\right)}{\partial u_2} = \dfrac{\partial}{\partial u_2} \left(\mathbf{u}_1^H \mathbf{r}\mathbf{r}^H \mathbf{u}_1\right) = 2\,\mathrm{Re}\left[\dfrac{\partial \mathbf{u}_1^H}{\partial u_2} \mathbf{r}\mathbf{r}^H \mathbf{u}_1\right] = 0 \end{cases}. \tag{9}$$

При выводе (9) было использован тот факт, что при полном равноправии записей функции $Q\left(u_1, u_2\right)$ в (7) слагаемое $\mathbf{v}_1^H \mathbf{r}\mathbf{r}^H \mathbf{v}_1$ не зависит от $u_2$, а $\mathbf{v}_2^H \mathbf{r}\mathbf{r}^H \mathbf{v}_2$ - от $u_1$.

Система (9) является нелинейной и требует для решения итерационной процедуры. Поэтому необходимо найти простой способ организации такой процедуры. Для этого

предположим, что на текущем шаге получены приближенные решения $\hat{u}_1$ и $\hat{u}_2$. Тогда систему (9) можно переписать в виде:

$$\begin{cases} \dfrac{\partial}{\partial u_1}\left[\dfrac{\left(\mathbf{v}_1-\dot{\rho}^*\mathbf{v}_2\right)^H \mathbf{r}\mathbf{r}^H\left(\mathbf{v}_1-\dot{\rho}^*\mathbf{v}_2\right)}{1-\rho^2}\right]=0 \\ \dfrac{\partial}{\partial u_2}\left[\dfrac{\left(\mathbf{v}_2-\dot{\rho}\mathbf{v}_1\right)^H \mathbf{r}\mathbf{r}^H\left(\mathbf{v}_2-\dot{\rho}\mathbf{v}_1\right)}{1-\rho^2}\right]=0 \end{cases}. \qquad (10)$$

Пусть $u_1=\hat{u}_1+x_1$ и $u_2=\hat{u}_2+x_2$, где $x_1$ и $x_2$ - малые поправки, уточняющие оценки $\hat{u}_1$ и $\hat{u}_2$. Разложим входящие в (10) величины по степеням малых параметров $x_1$, $x_2$ и ограничимся членами первого порядка малости:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_1 &= \frac{1}{\sqrt{M}}\left\{\exp\left[-im\left(\hat{u}_1+x_1\right)\right]\right\}_{m=0}^{M-1} \approx \frac{1}{\sqrt{M}}\left\{e^{-im\hat{u}_1}\left(1-imx_1\right)\right\}_{m=0}^{M-1} = \hat{\mathbf{v}}_1 + x_1\hat{\mathbf{w}}_1, \\ \mathbf{v}_2 &= \frac{1}{\sqrt{M}}\left\{\exp\left[-im\left(\hat{u}_2+x_2\right)\right]\right\}_{m=0}^{M-1} \approx \frac{1}{\sqrt{M}}\left\{e^{-im\hat{u}_2}\left(1-imx_2\right)\right\}_{m=0}^{M-1} = \hat{\mathbf{v}}_2 + x_2\hat{\mathbf{w}}_2, \\ \dot{\rho} &= \mathbf{v}_1^H\mathbf{v}_2 \approx \left(\hat{\mathbf{v}}_1+x_1\hat{\mathbf{w}}_1\right)^H\left(\hat{\mathbf{v}}_2+x_2\hat{\mathbf{w}}_2\right) \approx \hat{\mathbf{v}}_1^H\hat{\mathbf{v}}_2 + x_1\hat{\mathbf{w}}_1^H\hat{\mathbf{v}}_2 + x_2\hat{\mathbf{v}}_1^H\hat{\mathbf{w}}_2, \\ \dot{\rho}^* &= \mathbf{v}_2^H\mathbf{v}_1 \approx \left(\hat{\mathbf{v}}_2+x_2\hat{\mathbf{w}}_2\right)^H\left(\hat{\mathbf{v}}_1+x_1\hat{\mathbf{w}}_1\right) \approx \hat{\mathbf{v}}_2^H\hat{\mathbf{v}}_1 + x_1\hat{\mathbf{v}}_2^H\hat{\mathbf{w}}_1 + x_2\hat{\mathbf{w}}_2^H\hat{\mathbf{v}}_1, \\ \rho^2 &= \dot{\rho}\dot{\rho}^* \approx \hat{\mathbf{v}}_1^H\hat{\mathbf{v}}_2\hat{\mathbf{v}}_2^H\hat{\mathbf{v}}_1 + 2x_1\,\mathrm{Re}\left[\hat{\mathbf{v}}_1^H\hat{\mathbf{v}}_2\hat{\mathbf{v}}_2^H\hat{\mathbf{w}}_1\right] + 2x_2\,\mathrm{Re}\left[\hat{\mathbf{v}}_2^H\hat{\mathbf{v}}_1\hat{\mathbf{v}}_1^H\hat{\mathbf{w}}_2\right], \end{aligned} \qquad (11)$$

где $\hat{\mathbf{v}}_j=\frac{1}{\sqrt{M}}\left(\exp\left[-im\hat{u}_j\right]\right)_{m=0}^{M-1}$, $\hat{\mathbf{w}}_j=\frac{1}{\sqrt{M}}\left(-im\exp\left[-im\hat{u}_j\right]\right)_{m=0}^{M-1}$ $j=1,2$. Для упрощения записи введем параметры $\hat{\dot{\rho}}=\hat{\mathbf{v}}_1^H\hat{\mathbf{v}}_2$ и $\dot{\delta}=\hat{\mathbf{w}}_1^H\hat{\mathbf{v}}_2$. Не сложно показать, что $\hat{\mathbf{v}}_1^H\hat{\mathbf{w}}_2=-\dot{\delta}$. Поэтому

$$\begin{aligned} \dot{\rho} &\approx \hat{\dot{\rho}} + \dot{\delta}\left(x_1-x_2\right), \\ \dot{\rho}^* &\approx \hat{\dot{\rho}}^* + \dot{\delta}^*\left(x_1-x_2\right), \\ \rho^2 &\approx \hat{\rho}^2 + \left(\hat{\dot{\rho}}\dot{\delta}^* + \hat{\dot{\rho}}^*\dot{\delta}\right)\left(x_1-x_2\right). \end{aligned}$$

Тогда

$$\begin{cases} \left(\mathbf{v}_1-\dot{\rho}^*\mathbf{v}_2\right)^H\mathbf{r} = \left(\hat{\mathbf{v}}_1^H + x_1\hat{\mathbf{w}}_1^H - \left(\hat{\dot{\rho}}+\dot{\delta}\left(x_1-x_2\right)\right)\left(\hat{\mathbf{v}}_2^H + x_2\hat{\mathbf{w}}_2^H\right)\right)\mathbf{r} = \\ \qquad = \left(s_1-\hat{\dot{\rho}}s_2\right) + x_1\left(d_1-\dot{\delta}s_2\right) + x_2\left(\dot{\delta}s_2-\hat{\dot{\rho}}d_2\right) = A_1 + B_1x_1 + C_1x_2 \\ \left(\mathbf{v}_2-\dot{\rho}^*\mathbf{v}_1\right)^H\mathbf{r} = \left(\hat{\mathbf{v}}_2^H + x_2\hat{\mathbf{w}}_2^H - \left(\hat{\dot{\rho}}^*+\dot{\delta}^*\left(x_1-x_2\right)\right)\left(\hat{\mathbf{v}}_1^H + x_1\hat{\mathbf{w}}_1^H\right)\right)\mathbf{r} = \\ \qquad = \left(s_2-\hat{\dot{\rho}}^*s_1\right) - x_1\left(\dot{\delta}^*s_1+\hat{\dot{\rho}}^*d_1\right) + x_2\left(d_2+\dot{\delta}^*s_1\right) = A_2 + B_2x_1 + C_2x_2 \end{cases}, \qquad (12)$$

где

$$\begin{aligned} A_1 &= \left(s_1-\hat{\dot{\rho}}s_2\right), \quad B_1 = \left(d_1-\dot{\delta}\,s_2\right), \quad C_1 = \left(\dot{\delta}\,s_2-\hat{\dot{\rho}}\,d_2\right), \\ A_2 &= \left(s_2-\hat{\dot{\rho}}^*s_1\right), \quad B_2 = -\left(\dot{\delta}^*s_1+\hat{\dot{\rho}}^*d_1\right), \quad C_2 = \left(d_2+\dot{\delta}^*s_1\right). \end{aligned} \qquad (13)$$

При этом система (10) запишется в виде

$$\begin{cases} \dfrac{\partial}{\partial x_1}\left[\dfrac{\left(A_1+B_1x_1+C_2x_2\right)\left(A_1+B_1x_1+C_1x_2\right)^*}{1-\hat{\rho}^2-D\left(x_1-x_2\right)}\right]=0 \\ \dfrac{\partial}{\partial x_2}\left[\dfrac{\left(A_2+B_2x_1+C_2x_2\right)\left(A_2+B_2x_1+C_2x_2\right)^*}{1-\hat{\rho}^2-D\left(x_1-x_2\right)}\right]=0 \end{cases}, \tag{14}$$

где $D=\left(\hat{\rho}\,\dot{\delta}^*+\hat{\rho}^*\,\dot{\delta}\right)$. Дифференцируя по $x_1$ и $x_2$ дроби в квадратных скобках, получим систему уравнений

$$\begin{cases} \left[B_1\left(A_1^*+B_1^*x_1+C_1^*x_2\right)+B_1^*\left(A_1+B_1x_1+C_1x_2\right)\right]\left[1-\hat{\rho}^2-D\left(x_1-x_2\right)\right]+ \\ +D\left(A_1+B_1x_1+C_2x_2\right)\left(A_1^*+B_1^*x_1+C_1^*x_2\right)=0 \\ \left[B_2\left(A_2^*+B_2^*x_1+C_2^*x_2\right)+B_2^*\left(A_2+B_2x_1+C_2x_2\right)\right]\left[1-\hat{\rho}^2-D\left(x_1-x_2\right)\right]- \\ -D\left(A_2+B_2x_1+C_2x_2\right)\left(A_2^*+B_2^*x_1+C_2^*x_2\right)=0 \end{cases} \tag{15}$$

Пренебрегая членами второго порядка малости, получим линейную систему уравнений

$$\begin{cases} a_1x_1+b_1x_2=c_1 \\ a_2x_1+b_2x_2=c_2 \end{cases}, \tag{16}$$

где

$$\begin{aligned} a_1&=\left(1-\hat{\rho}^2\right)\left\langle B_1,B_1\right\rangle, \\ b_1&=\left(1-\hat{\rho}^2\right)\left\langle B_1,C_1\right\rangle+D\left\langle A_1,B_1\right\rangle+D\left\langle A_1,C_1\right\rangle, \\ c_1&=-\left(1-\hat{\rho}^2\right)\left\langle A_1,B_1\right\rangle-D\left\langle A_1,A_1\right\rangle, \\ a_2&=\left(1-\hat{\rho}^2\right)\left\langle C_2,B_2\right\rangle-D\left\langle A_2,C_2\right\rangle-D\left\langle A_2,B_2\right\rangle, \\ b_2&=\left(1-\hat{\rho}^2\right)\left\langle C_2,C_2\right\rangle, \\ c_2&=-\left(1-\hat{\rho}^2\right)\left\langle A_2,C_2\right\rangle+D\left\langle A_2,A_2\right\rangle, \end{aligned}$$

и $\left\langle x,y\right\rangle=\mathrm{Re}\left[x^*y\right]$. Решение системы (16) дает искомые поправки

$$\begin{cases} x_1=\dfrac{c_1b_2-c_2b_1}{a_1b_2-a_2b_1} \\ x_1=\dfrac{a_1c_2-a_2c_1}{a_1b_2-a_2b_1} \end{cases}. \tag{17}$$

Полученные поправки можно использовать на следующем шаге, уточнив приближенные решения $\hat{u}_1\to\hat{u}_1+x_1$ и $\hat{u}_2\to\hat{u}_2+x_2$. Процедура повторяется до тех пор, пока поправки $x_1$ и $x_2$ не станут меньше установленной величины ошибок оценивания.

### 3. Результаты математического моделирования

В целях проверки алгоритма в работе было проведено математическое моделирование при следующих сценарных параметрах: количество элементов в АР $M=8$; пространственные частоты источников $u_1=0.2\,\Delta u$ и $u_2=-0.3\,\Delta u$, где $\Delta u=2\pi/M$ - ширина диаграммы направленности сфокусированной АР; комплексные амплитуды сигналов источников $\dot{a}_1=\exp\left[i\varphi_1\right]$ и $\dot{a}_2=\exp\left[i\varphi_2\right]$, $\varphi_1$ и $\varphi_2$ - случайные

фазы с равномерным в интервале $[-\pi,\pi]$ распределением, размер выборки $N=1$. Для сравнительного анализа был выбран IQML-алгоритм (*Iterative Quadratic Maximum Likelihood*), предложенный в [6]. Этот алгоритм также, как и алгоритм, рассмотренный в данной статье, способен разрешать источники сигналов в случае, когда выборочная корреляционная матрица принятых сигналов имеет неполный ранг.

Зависимости смещения $b$ и СКО $\sigma$ оценок, нормированных к ширине луча сфокусированной АР $\delta=2\pi/M$, от отношения сигнал/шум (ОСШ) $q^2$, которые были получены в результате математического моделирования представлены на рис. 1. Номера кривых в легенде рисунков соответствуют номеру источника сигнала. Зависимости смещения и СКО для алгоритма из [6] обозначены в легенде абревиатурами IQML. Сравнение смещения оценок предлагаемого алгоритма и IQML-алгоритма свидетельствуют о несмещенности полученных в работе оценок пространственных частот источников. Смещение оценок IQML-алгоритма при ОСШ $q^2 \le 40$ дБ не допустимо большое. СКО оценок для рассмотренных алгоритмов монотонно уменьшается при увеличении ОСШ $q^2$. Соответствующие кривые идут параллельно границе Крамера-Рао (ГКР). Однако проигрыш по величине СКО для ошибок IQML-алгоритма по отношению к ГКР составляет -25.9 дБ при ОСШ $q^2=40$ дБ. Для предлагаемого алгоритма этот показатель равен -0.09 дБ. Следовательно, предлагаемый алгоритм является значительно более точным по сравнению с IQML-алгоритмом.

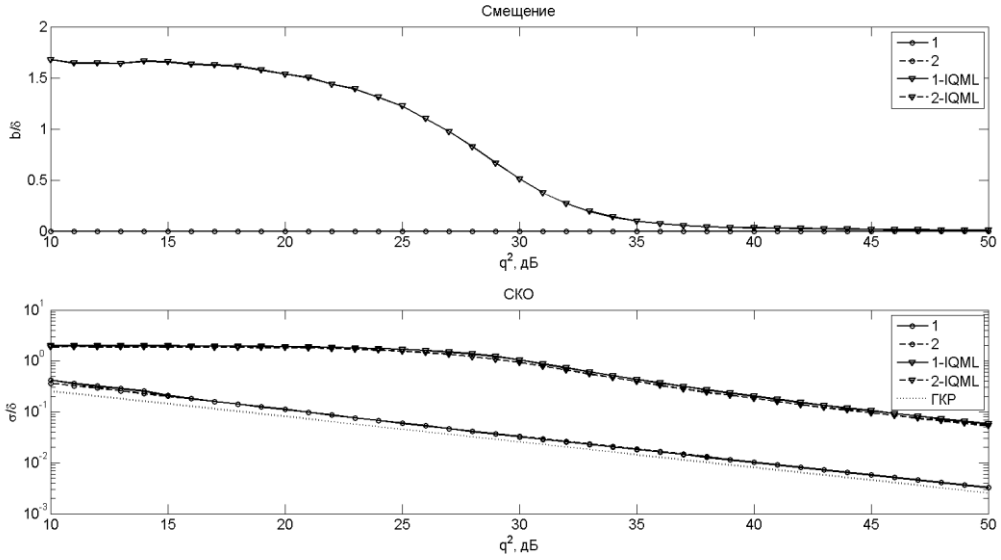



Рис. 1. Зависимости смещения и СКО оценок от ОСШ.

## 4. Заключение

В статье предлагается простой итерационный алгоритм максимального правдоподобия для разрешения по пространственной частоте двух точечных когерентных источников сигнала. Алгоритм основан на последовательном приближении к искомому значению оценок максимального правдоподобия путем решения линейной системы двух уравнений с двумя неизвестными. Сравнение точности предлагаемого алгоритма и IQML-алгоритма свидетельствует о значительном превосходстве первого. Так при антенной решетке, состоящей из 8 элементов, и отношении сигнал/шум 40 дБ проигрыш по отношению к границе Крамера-Рао для IQML-алгоритма равен -25.9 дБ, а для предлагаемого алгоритма и тех же условий этот показатель равен -0.09 дБ.

**Литература**


1. Pollon G. E. On the angular resolution multiple targets // IEEE Trans. Aerospace Electron. Syst, 1967, Vol. 3, №1. - Pp. 145-148.
2. Schweppe F. C. Sensor array data processing for multiple signal sources // IEEE Trans. Inf. Theory, 1968, Vol. 14. - Pp. 294–305.
3. Ksienski A. A., McGhee R. B. A decision theoretic approach to the angular resolution and parameter estimation problem for multiple targets // IEEE Trans. Aerospace Electron. Syst., 1968, Vol. 4, № 3. - Pp. 443-455.
4. Pollon G. E., Lank G. W. Angular tracking of two closely spaced radar targets // IEEE Trans. Aerospace Electron. Syst., 1968, Vol. 4, № 6. - Pp. 845-854.
5. Peebles P. Z., Berkowitz R. S. Multple-target monopulse radar processing technliques // IEEE Trans. Aerospace Electron. Syst., 1968, Vol. 4, № 4. - Pp. 541-550.
6. Bresler Y., Makovski A. Exact maximum likelihood parameter estimation of super imposed exponential signals in noise // IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process, 1986, Vol. 34, № 5. - Pp. 307–310.
7. Ziskind I., Wax M. Maximum likelihood localization of multiple sources by alternating projection // IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process, 1988, Vol. 36, № 10. - Pp. 1553-1560.
8. Weiss A. J., Willsky A. S., Levy B. C. Maximum likelihood array processing for the estimation of superimposed signals // Proc. IEEE, 1988, Vol. 76, № 2. - Pp. 203–204.
9. Stoica P., Nehorai A. Performance study of conditional and unconditional direction-of-arrival estimation // IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process., 1990, Vol. 38, № 10. - Pp. 1783-1795.
10. Stoica P., Sharman K. C. Maximum likelihood methods for direction-of-arrival estimation // IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process., 1990, Vol. 38, № 7. - Pp. 1132-1143.
11. Vincent F., Besson O., Chaumette E. Approximate maximum likelihood estimation of two closely spaced sources // Signal Processing, 2014, Vol. 97. Pp. 83-90.
12. Capon J. High-resolution frequency wavenumber spectrum analysis // Proc. IEEE, 1969, Vol. 57. - Pp. 1408–1418.
13. Bienvenu G., Kopp L. Adaptivity to background noise spatial coherence for high resolution passive methods // Proc. ICASSP, 1980. - Pp. 307–310.
14. Schmidt R.O. Multiple emitter location and signal parameter estimation // RADC Spectral Estimation Workshop, 1979. - Pp. 243–258.
15. Barabell A.J. Improving the resolution performance of eigenstructure based direction finding algorithms // Proc. ICASSP, 1983. - Pp. 336–339.
16. Rao B. D., Hari K. V. S. Performance analysis of root-MUSIC // IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process., 1989, Vol. 37, № 12. - Pp. 1939–1949.
17. Roy R., Kailath T. ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques // IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process., 1989, Vol. 37, № 7. - Pp. 984–995.
18. Kumaresan R., Tufts D. W. Estimating the angles of arrival of multiple plane waves // IEEE Trans. Aerospace Electron. Syst., 1983, Vol. 19, № 1. - Pp. 134–139.
19. Pesavento M., Gershman A. B., Haardt M. Unitary root-MUSIC with a real-valued eigen decomposition: a theoretical and experimental study // IEEE Trans. Signal Process., 2000, Vol. 48, № 5. - Pp. 1306–1314.
20. Haardt M., Nossek J. Unitary ESPRIT: how to obtain increased estimation accuracy with a reduced computational burden // IEEE Trans. Signal Process., 1995, Vol. 43, № 5. - Pp. 1232–1242.

**REFERENCES**


1. Pollon G. E. On the angular resolution multiple targets // IEEE Trans. Aerospace Electron. Syst, 1967, Vol. 3, №1. - Pp. 145-148.
2. Schweppe F. C. Sensor array data processing for multiple signal sources // IEEE Trans. Inf. Theory, 1968, Vol. 14. - Pp. 294–305.
3. Ksienski A. A., McGhee R. B. A decision theoretic approach to the angular resolution and parameter estimation problem for multiple targets // IEEE Trans. Aerospace Electron. Syst., 1968, Vol. 4, № 3. - Pp. 443-455.
4. Pollon G. E., Lank G. W. Angular tracking of two closely spaced radar targets // IEEE Trans. Aerospace Electron. Syst., 1968, Vol. 4, № 6. - Pp. 845-854.
5. Peebles P. Z., Berkowitz R. S. Multple-target monopulse radar processing technliques // IEEE Trans. Aerospace Electron. Syst., 1968, Vol. 4, № 4. - Pp. 541-550.
6. Bresler Y., Makovski A. Exact maximum likelihood parameter estimation of super imposed exponential signals in noise // IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process, 1986, Vol. 34, № 5. - Pp. 307–310.
7. Ziskind I., Wax M. Maximum likelihood localization of multiple sources by alternating projection // IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process, 1988, Vol. 36, № 10. - Pp. 1553-1560.
8. Weiss A. J., Willsky A. S., Levy B. C. Maximum likelihood array processing for the estimation of superimposed signals // Proc. IEEE, 1988, Vol. 76, № 2. - Pp. 203–204.
9. Stoica P., Nehorai A. Performance study of conditional and unconditional direction-of-arrival estimation // IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process., 1990, Vol. 38, № 10. - Pp. 1783-1795.
10. Stoica P., Sharman K. C. Maximum likelihood methods for direction-of-arrival estimation // IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process., 1990, Vol. 38, № 7. - Pp. 1132-1143.
11. Vincent F., Besson O., Chaumette E. Approximate maximum likelihood estimation of two closely spaced sources // Signal Processing, 2014, Vol. 97. Pp. 83-90.
12. Capon J. High-resolution frequency wavenumber spectrum analysis // Proc. IEEE, 1969, Vol. 57. - Pp. 1408–1418.
13. Bienvenu G., Kopp L. Adaptivity to background noise spatial coherence for high resolution passive methods // Proc. ICASSP, 1980. - Pp. 307–310.
14. Schmidt R.O. Multiple emitter location and signal parameter estimation // RADC Spectral Estimation Workshop, 1979. - Pp. 243–258.
15. Barabell A.J. Improving the resolution performance of eigenstructure based direction finding algorithms // Proc. ICASSP, 1983. - Pp. 336–339.
16. Rao B. D., Hari K. V. S. Performance analysis of root-MUSIC // IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process., 1989, Vol. 37, № 12. - Pp. 1939–1949.
17. Roy R., Kailath T. ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques // IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process., 1989, Vol. 37, № 7. - Pp. 984–995.
18. Kumaresan R., Tufts D. W. Estimating the angles of arrival of multiple plane waves // IEEE Trans. Aerospace Electron. Syst., 1983, Vol. 19, № 1. - Pp. 134–139.
19. Pesavento M., Gershman A. B., Haardt M. Unitary root-MUSIC with a real-valued eigen decomposition: a theoretical and experimental study // IEEE Trans. Signal Process., 2000, Vol. 48, № 5. - Pp. 1306–1314.
20. Haardt M., Nossek J. Unitary ESPRIT: how to obtain increased estimation accuracy with a reduced computational burden // IEEE Trans. Signal Process., 1995, Vol. 43, № 5. - Pp. 1232–1242.

# РАССЕЯНИЕ ПЛОСКОЙ НЕГАРМОНИЧЕСКОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ НА ИМПЕДАНСНОМ КЛИНЕ

А. Ф. Крячко[1], А. И. Тюрина[1]

1 Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения (ГУАП), Санкт-Петербург, Россия

**Аннотация.** В докладе рассмотрен способ теоретического расчета сверхширокополосных (СШП) характеристик кромок и изломов конструкции объектов сложной геометрической формы, вносящих определяющий вклад в эффективную поверхность рассеяния (ЭПР), при наличии тепловых или радиопоглощающих покрытий и материалов. На основе известного решения задачи дифракции для случая установившихся гармонических колебаний с использованием частотного метода решена задача дифракции на импедансном клине плоской электромагнитной волны, изменяющейся по негармоническому закону. Детально исследовано влияние спектральных характеристик СШП-импульса, электрофизических и геометрических параметров импедансного клина на тонкую структуру и энергию отраженного импульса, величину обобщенной ЭПР рассмотренных угловых областей. Предложены рекомендации по уменьшению кромочного рассеяния в негармоническом случае.

**Ключевые слова:** электромагнитное поле, сверхширокополосный импульс, радиолокационная станция, тангенс диэлектрических потерь, поверхностная волна, диэлектрическая проницаемость, магнитная проницаемость, обобщенная эффективная поверхность рассеяния.

# SCATTERING OF A PLANE NONHARMONIC ELECTROMAGNETIC WAVE BY AN IMPEDANCE WEDGE

A. F. Kryachko[1], A. I. Tyurina[1]

[1]St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation of organization (SUAI), Saint-Petersburg, Russia

**Abstract.** The report discusses a method for theoretically calculating ultra-wideband (UWB) characteristics of the edges and fractures of the structure of objects of complex geometric shape, which make a decisive contribution to the effective scattering surface (ESS), in the presence of thermal or radio-absorbing coatings and materials. Based on the well known solution to the diffraction problem for the case of steady-state harmonic oscillations, using the frequency method, the problem of diffraction on an impedance wedge of a plane electromagnetic wave varying according to a non-harmonic law is solved. The influence of the spectral characteristics of the UWB pulse, the electrophysical and geometric parameters of the impedance wedge on the fine structure and energy of the reflected pulse, and the value of the generalized ESS of the considered angular regions was studied in detail. Recommendations are proposed for reducing edge scattering in the nonharmonic case.

**Keywords:** electromagnetic field, ultra-wideband pulse, radar station, dielectric loss tangent, surface wave, dielectric constant, magnetic permeability, generalized effective scattering surface.formatting; style; formulas; (other keywords).

## 1. Введение

Уже на протяжении полувека заметной тенденцией в радиолокации, позволяющей улучшить характеристики радиолокационных станций (РЛС) является использование

сигналов с большой относительной шириной спектра-сверхширокополосных (СШП) сигналов [1]. Их использование в РЛС позволяет получать радиолокационные изображения и распознавать объекты локации Как показывают исследования [2] задачи рассеяния импульсов с показателем широкополосности $\mu < 0{,}25$ с достаточной степенью точности могут быть сведены к рассмотрению дифракции гармонических электромагнитных волн. Для импульсов с показателем широкополосности $\mu > 0{,}25$ применение такого подхода недопустимо и требует отдельного рассмотрения. Кроме того, используемые в классической теории радиолокации понятия, такие как эффективная поверхность рассеяния цели (ЭПР) в негармоническом случае требуют уточнения.

Следует отметить, что для повышения эффективности обнаружения целей, сверхширокополосные РЛС целесообразно использовать в связке с узкополосными, в частности с лазерно-радиолокационными станциями, работающими в оптическом диапазоне волн. С другой стороны уровень развития радиофотоники на сегодняшний день позволяет использовать для передачи излучаемых или принятых антенными элементами СШП радиосигналов и их обработки оптоволоконный интерфейс.

В наиболее оптимистичных прогнозах радиофотонные технологии могут быть реализованы в РЛС с использованием принципов квантовой запутанности, как во внутриаппаратных интерфейсах, так и для локации пространства (так называемые квантовые РЛС). Предполагается, что квантовые РЛС будут обладать повышенной способностью обнаружения объектов с низкой отражательной способностью на фоне сильного теплового излучения. Для создания квантового радара в качестве запутанных частиц предполагается использование фотонов микроволнового диапазона.

При СШП локации особое значение приобретает анализ рассеяния зондирующего сигнала на отдельных локальных центрах объекта локации, в частности острых кромках и изломах его поверхностей, «блестящих точках», позволяющее проводить распознавание цели, получение ее радиолокационного образа.

Таким образом, задача учета кромочного рассеяния при теоретической оценке сверхширокополосных радиолокационных характеристик объекта сложной формы, в частности управляемого или беспилотного летательного аппарата или корабля является актуальной.

## 2. Решение задачи дифракции плоской электромагнитной волны на импедансном клине

Найдем решение задачи дифракции плоской электромагнитной волны (ЭМВ) для негармонического случая. Пусть на импедансном клине с углом раскрыва Ф (рис. 1,а), образованном двумя полубесконечными гранями, которые в случае Н-поляризации характеризуются нормированными импедансами Z ±/Zo (Zo-сопротивление свободного пространства), рассеивается сверхширокополосный импульс (СШПИ), приходящий под углом $\varphi_0$. Точка наблюдения расположена под углом $\varphi$ на расстоянии r и, в общем случае, не совпадает с направлением прихода зондирующего сигнала (случай много-позиционной локации).

Под Н, Е-поляризацией будем понимать случай, когда соответствующий вектор падающего электромагнитного поля параллелен ребру клина. Легко показать, что случай произвольного падения электромагнитной волны на клин может быть сведен к рассмотрению этих двух задач. В случае Н-поляризации грани характеризуются нормированными импедансами $Z_{\pm}/Z_0 = Sin\theta_{\pm}^{\dot{i}}$, $Z_0$-сопротивление свободного пространства. (В «электрическом случае» $Z_0/Z_{\pm} = Sin\theta_{\pm}^{\dot{Y}}$). Параметры $\theta_{\pm}^{\dot{i}}$, $\theta_{\pm}^{\dot{Y}}$ имеют

физический смысл комплексных углов скольжения Брюстера [3]. $\theta_{\pm}^{\prime} = \xi_{\pm}^{'} - i\xi_{\pm}^{''}, \xi_{\pm}^{''} > 0$, $\theta_{\pm}^{\prime\prime} = \xi_{\pm}^{'} + i\xi_{\pm}^{''}$. Параметры $\xi_{\pm}^{'}, \xi_{\pm}^{''}$ определяются электрофизическими характеристиками соответствующих граней клина [4]. Требуется определить временную зависимость дифрагированного поля в точке наблюдения M (r, φ). Ось Z цилиндрической системы координат совмещена с ребром клина.

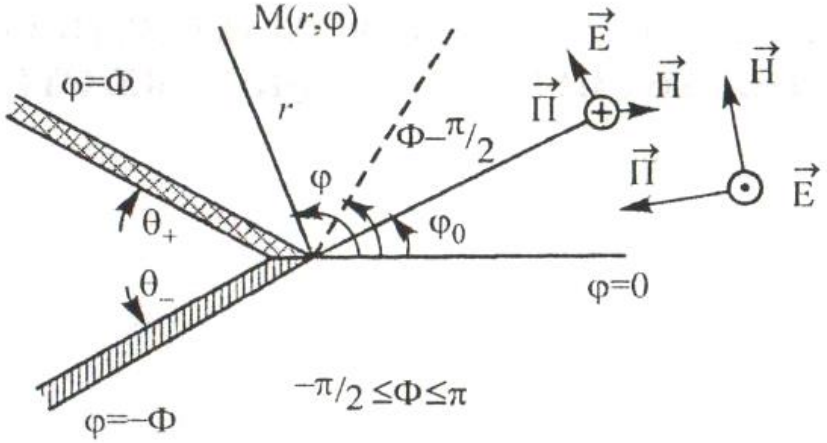



Рис. 1 Геометрия задачи

Точное решение этой задачи для случая гармонических колебаний получено Арнольдом Зоммерфельдом и имеет вид (1).

$$\dot{H}_z = -\frac{\dot{A}_{0i}}{4\Phi} \int_{\gamma} \exp[-ikr\cos\alpha] \frac{\psi(\alpha+\varphi)\cos(\pi\varphi_0/2\Phi)d\alpha}{\psi(\varphi_0)[\sin(\pi(\alpha+\varphi)/2\Phi - \sin(\pi\varphi_0/2\Phi)]} \qquad (1)$$

Контур интегрирования приведен на рисунке 2.

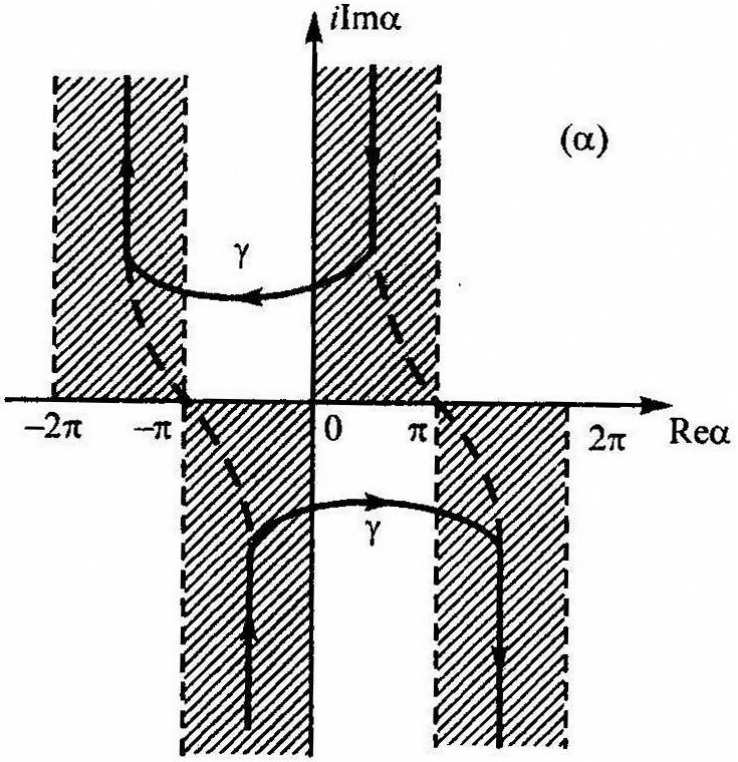



Рис. 2. Контур интегрирования γ

Входящая в подынтегральное выражение функция ψ(δ) выражается через специальную функцию $\psi_m$ (функцию Г. Малюжинца) [4]. В случае дифракции плоской ЭМВ на импедансном клине соотношение (1) дает значение поля в любой точке пространства вне клина. Однако его непосредственное использование при численном моделировании не возможно, поскольку интеграл не выражается через известные функции. В дальней зоне, т. е. при условии kr>>1 (k-волновое число), он может быть вычислен приближенными асимптотическими методами [4].Поле дифракции при этом представляет собой сумму асимптотического ряда:

$$\dot{H}_z^{\text{ïë}}(r,\varphi) \cong \dot{H}_{z\ddot{a}\grave{e}\hat{o}}^{\ddot{o}\grave{e}\ddot{e}} + \dot{H}_{z\ddot{i}\grave{a}\ddot{a}}^{\text{ïë}} + \dot{H}_{z\hat{i}\grave{o}\eth+}^{\text{ïë}} + \dot{H}_{z\hat{i}\grave{o}\eth-}^{\text{ïë}} + \dot{H}_{z\ddot{i}\hat{i}\hat{a}\pm} \qquad (2)$$

где

$$H_{z\ddot{a}\grave{e}\hat{o}}^{\ddot{o}\grave{e}\ddot{e}} = A_0\pi\cos[\pi\varphi_0/2\hat{O}]\left[\sqrt{2\pi kr}\times(2\hat{O}\,\psi(\varphi_0)\right]^{-1}\times$$
$$\times\{[\psi(\varphi-\pi)]\sin[\pi(\varphi-\pi)/(2\hat{O})]-\sin[\pi\varphi_0/2\hat{O}]\}^{-1}-$$
$$-\{[\psi(\varphi+\pi)]\sin[\pi(\varphi+\pi)/(2\hat{O})]-\sin[\pi\varphi_0/2\hat{O}]\}^{-1}\exp[i(kr+\pi/4)]$$

определяет цилиндрическую ЭМВ, рассеянную в пространство ребром клина (риск 4);

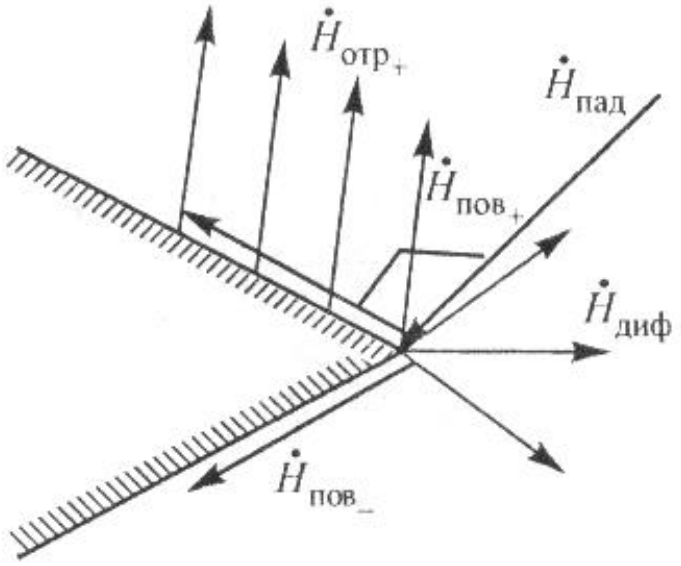



Рис. 3. Структура поля дифракции

$\dot{H}_{znad}^{\text{пл}}$ и $\dot{H}_{zotp+}^{\text{пл}}$ соответственно Z-компоненты вектора напряженности магнитного поля падающей и отраженных от граней клина электромагнитных волн.

Компонента

$$\dot{H}_{z\text{пов}\pm} = H_0\frac{2\sin\left[\frac{\pi^2}{4\Phi}\right]\cos\left[\frac{\pi\varphi_0}{2\Phi}\right]\psi(2\Phi-\frac{\pi}{2})\psi[\pm[\Phi+\pi+\theta_\pm]])}{\psi(\varphi_0)\left[\cos\left[\frac{\pi\varphi_0}{2\Phi}\right]\pm\sin\left[\frac{\pi\varphi_0}{2\Phi}\right]\right]}e^{-ikr\cos(\Phi-\varphi_0\mp\varphi)}$$

определяет возбуждаемые на импедансных гранях клина поверхностные электромагнитные волны, которые в случае индуктивного импеданса граней и при отсутствии потерь являются незатухающими и распространяются вдоль граней клина в бесконечность. При наличии потерь они быстро затухают при удалении от ребра

импедансной угловой области (рис.3). На практике не всегда есть необходимость вычисления всех парциальных составляющих. Для оптимизации вычислительных затрат часто достаточно проанализировать поведение тех из них, которые вносят основной вклад в ЭПР.

### 3. НАХОЖДЕНИЕ ПОЛЯ В НЕГАРМОНИЧЕСЕКОМ СЛУЧАЕ

Так как рассматривается линейная система, то для нахождения решения в негармоническом случае можно воспользоваться частотным методом [5].

В этом случае решение представляет собой суперпозицию откликов на элементарные воздействия спектральных составляющих зондирующего сигнала. Приближенное решение для дифракции СШПИ на импендансном клине в этом случае можно найти как результат обратного преобразования Фурье от произведения спектральной плотности зондирующего сигнала и функции, отражающей зависимость напряженности поля от частоты в случае установившихся гармонических колебаний, по сути являющейся пространственной фазочастнотной характеристикой клина (ПФЧХ). Его можно записать в виде

$$\vec{H}(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{\infty}^{\infty} \dot{F}(\mathrm{i}\omega)\dot{H}_{\mathrm{z}}(\omega,\varphi,\mathrm{r})\exp[i\omega t]d\omega \tag{3}$$

$$\dot{F}(\mathrm{i}\omega) = \int_{\infty}^{\infty} S(t)\exp[-i\omega t]dt \tag{4}$$

- спектральная плотность зондирующего сигнала, а $\dot{H}_{\mathrm{z}}(\omega,\varphi,\mathrm{r})$ - решение данной задачи для случая гармонических колебаний (2). Точность решения нестационарной задачи полностью определяется точностью решении стационарной.

Используемый в большинстве работ [6] алгоритм вычисления специальной функции Малюжинца $\psi_m(z)$ позволяет получить приемлемую точность лишь для значений мнимой части аргумента Im(α)<10 (рис.2) :

$$\psi_m(z) = \exp\left\{\frac{1}{2}(U+iV)\right\} \tag{5}$$

где

$$U = -0{,}3\sum_{n=1}^{5}\frac{ch[(0{,}3n-0{,}15)x]\cos[(0{,}3n-0{,}15)y]-1}{(0{,}3n-0{,}15)ch[\pi(0{,}3n-0{,}15)/2]sh[2\hat{O}(0{,}3n-0{,}15)]}$$

$$V = 0{,}3\sum_{n=1}^{5}\frac{sh[(0{,}3n-0{,}15)x]\sin[(0{,}3n-0{,}15)y]}{(0{,}3n-0{,}15)ch[\pi(0{,}3n-0{,}15)/2]sh[2\hat{O}(0{,}3n-0{,}15)]}$$

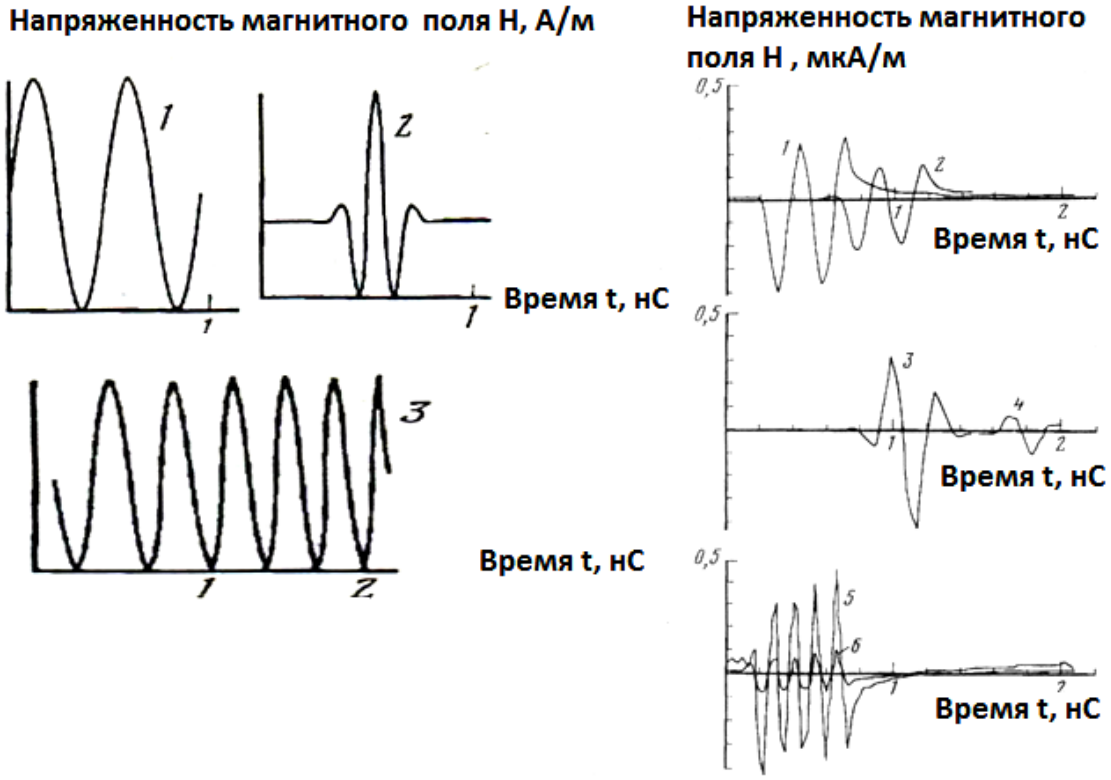
Для больших значений аргумента (Im(α)<10 (рис.2)) целесообразно использование аппроксимации ее значений, предложенной в работе [6] и позволяющей получить точность расчетов, требуемую для решения конкретной задачи (однако при этом увеличивающей затраты машинного времени):

$$\psi_m(z) = \exp\left(-\frac{1}{4}h\sum_{n=-M}^{M} f\left\{\Phi, z, sh\left[\frac{\pi}{2}sh(mh)\right]\right\}\frac{\pi}{2}ch\left[\frac{\pi}{2}sh(mh)\right]ch(mh)\right) \tag{6}$$

где $f(\theta,z,t)=\dfrac{ch(zt-1)}{tch[\pi t/2]sh[2\Phi t]}$, h-шаг сетки

## 4. Результаты численных расчетов

В процессе численных расчетов была проанализирована дифракция сверхширокополосных импульсов нескольких видов (рисунок 4, а) с различными характеристиками (прежде всего базой и длительностью). Исследования показали, что вид временной зависимости дифракционного импульса (ДИ) в точке наблюдения, его амплитуда, длительность и энергия в значительной степени зависят от геометрических и электрофизических параметров импедансной угловой области, а также условий облучения и наблюдения. На рисунке 4, б показана временная зависимость дифракционных импульсов различных видов: 1, 2 - прямоугольного; 3, 4 – «идеального» зондирующего импульса; 5, 6 - сигнала с линейно-частотной модуляцией (ЛЧМ-сигнала). Увеличение реактивной составляющей импеданса граней клина (рисунок 4 б, кривые 1, 2) приводит к уменьшению амплитуды ДИ.




а б

Рис. 4. а - виды лоцирующих импульсов: 1 -прямоугольный импульс; 2 – «идеальный» зондирующий импульс; 3 – импульс с линейно-частотной модуляцией, б- временная зависимость дифракционных импульсов: Im $(\theta_{\pm})$ = 0,01 (1); 0,5 (2); Ф = 100° (3); 140° (4); $\varphi$ = 40° (5, 6)

Этот факт объясняется интенсивным возбуждением поверхностных волн на гранях клина. В случае Н-поляризации процесс происходит более интенсивно, чем в «электрическом» случае (в случае Е-поляризации).

Наличие в материале граней кромки потерь, значительно уменьшает уровень обратного рассеяния в любой точке пространства вне клина.

Данный эффект может быть положен в основу механизма управления кромочным рассеянием. Соотношение положения граней клина с направлением зондирования и положением точки наблюдения (зависимости 3-5 на рисунке 4,б) в значительной

степени определяет форму рассеянного импульса. Это позволяет сделать вывод о том, что изменение угла раскрыва клина (уменьшение\увеличение угла Ф) по отношению к положению точки наблюдения (кривые 5 и б на рисунке 4 б) существенно влияет на амплитуду и длительность рассеянного импульса. Вид временной зависимости облучающего импульса и форма его фазочастотного спектра при прочих равных условиях оказывают значительное влияние на процесс рассеяния на клине.

Это объясняется частотной зависимостью импеданса граней клина [4]. Для примера сравним прямоугольный импульс и идеальный зондирующий импульс (рис. 4, кривые 1, 2).

Соотношение формы фазочастотного спектра прямоугольного импульса и пространственной фазочастотной характеристики клина таково, что при дифракции этого импульса на клине возрастает уровень низкочастотных составляющих по сравнению с составляющими центральной части спектра. Уровень высокочастотных составляющих уменьшается в большей степени. Однако они вносят менее существенный вклад в энергию импульса. Указанная выше причина приводит к уменьшению энергии сигнала, затягиванию фронта и спада, увеличению длительности импульса (рисунок 4.б, кривые 1 и 2).

Форма амплитудного и фазового спектра идеального зондирующего импульса такова, что его спектр претерпевает еще более значительные изменения, чем в описанном выше случае. Происходит смещение центральной частоты и перенос спектра в область более низких частот.

Это приводит к эффекту рассогласования отраженного сигнала с антенной системой РЛС. Изменения энергии и вида временной зависимости ДИ при этом (рисунок 4 б, кривые 3, 4) существенней, чем в первом случае.

Характер изменений дифракционного импульса зависит от показателя широкополосности сигнала $\mu$. С ростом $\mu$ до величины, примерно равной 0,25, форма импульса не претерпевает значительных изменений. Поэтому для таких сигналов с определенными поправками можно использовать аналитический аппарат, полученный для случая дифракции гармонических электромагнитных волн. При дальнейшем росте ($\mu$ >0,3) характер временной зависимости ДИ меняется существенно.

## 5. Заключение

Следует отметить, что процесс дифракции СШПИ на импедансном клине значительно отличается от случая рассеяния гармонической волны (узкополосной локации). Поляризация, форма рассеянного импульса, его энергия зависят от угла прихода сигнала, положения точки наблюдения, геометрических и электрофизических параметров кромки, вида облучающего импульса. Упомянутые характеристики определяют условия возбуждения поверхностных волн, перераспределения энергии между парциальными составляющими рассеянного поля.

Описанный подход может быть использован для теоретической оценки сверхширокополосных характеристик кромок и изломов конструкции объектов сложной геометрической формы [8,9] (малозаметных управляемых и беспилотных судов, летательных аппаратов) вносящих значительный вклад в эффективную поверхность рассеяния, при наличии тепловых или радиопоглощающих покрытий и материалов [9].

Как показано в работе [10] в сверхширокополосном случае также меняется физический смысл понятия ЭПР.

На основе анализа структуры поля, рассеянного объектом сложной формы, в частности кромками планера и оперения летательного аппарата, управляемого или беспилотного судна, могут быть предложены рекомендации для уменьшения уровня обратного рассеяния в требуемом секторе углов для негармонического случая. Наряду с

этим могут быть предложены рекомендации для решения обратной задачи–повышения эффективности обнаружения малозаметных целей перспективными РЛС.

Описанная методика расчета изменения поля рассеяния во времени при облучении импедансного клина плоской электромагнитной волной, изменяющейся по негармоническому закону, обладает простотой и физической наглядностью, позволяет синтезировать малозаметные конструкции, получать результаты с необходимой точностью при приемлемых вычислительных затратах за счет использования усовершенствованного алгоритма расчёта функции Малюжинца в широком диапазоне углов облучения/наблюдения при любом значении аргумента специальной функции Малюжинца (в том числе и для больших значений мнимой части импеданса граней).

## 6. Благодарности

Авторы выражают благодарность Комитету по науке и высшей школе Правительства Санкт-Петербурга за высокую оценку их работы, выразившуюся в присуждении в 2023 году «Гранта для студентов вузов, расположенных на территории Санкт-Петербурга…» который сделал возможным проведение объемных численных расчетов в рамках исследований, представленных в данном докладе.

## Литература

1. Terrens W Barret History of Ultra Wide-Band(UWB) Radar&Communikation: Pioners and Innovators. Progress in Electromagnetic Symposium (PIERS 2000) Кембридж, Массачусетс, 2000.
2. Тейлор Д.Д. Сверхширокополосные технологии в радиолокации, Бока Ратон, Лондон, Нью-Йорк, Вашингтон, СИ ЭР СИ Пресс, 2000, 27с
3. .Zwick T., Wiesbeck W, Timmermann J., Adamiuk G Ultra-wideband RF System Engineering, Karlsruhe Institute of Technology, 2013, 345
4. Крячко А.Ф., Лихачев В.М., Смирнов С.Н., Сташкевич А.И. Теория рассеяния электромагнитных волн в угловых структурах. СПб:, Наука, 2009, 194с.
5. Зернов Н. В. О решении нестационарных краевых задач электродинамики// Сб. докладов Академии наук СССР. 1951. Т. LXXX, № 1. с. 33
6. Herman M.I., Volakis J.L., Senior T.B.A. Analytic Expression for function Occuring in Difraction Theory//IEEE Trans. 1987. V. AP-N 9. P. 1083.
7. Ахияров В.В. Вычисление функции Малюжинца в задаче дифракции на клине с импедансными гранями //Электромагнитные волны и электронные системы., 2016, т.21, №8, с. 146-151
8. Штагер Е.А., Чаевский Е.В. Рассеяние волн на телах сложной формы. М: Сов. Радио., 1974, 240 с.
9. .Уфимцев П. Я. Теория дифракционных краевых волн в электродинамике. М.: Бином. Лаборатория знаний, 2012.-372 с
10. .Зернов Н.В., Тюрин И.Е., Обобщенная эффективная поверхность объекта локации//Вопросы Электромагнитной совместимости и расчета радиолиний , СПб, Труды академии связи,1994, с. 146-151

## References

1. Terrens W Barret History of Ultra Wide-Band(UWB) Radar&Communikation: Pioners and Innovators. Progress in Electromagnetic Symposium (PIERS 2000) Кембридж, Массачусетс, 2000.

2. James D. Taylor Ultra-wideband Radar Technology, Boca Raton, London, New Work, Washington, CRC Press, 2000, 27
3. .Zwick T., Wiesbeck W, Timmermann J., Adamiuk G Ultra-wideband RF System Engineering, Karlsruhe Institute of Technology, 2013, 345
4. Kryachko A.F., Likhachev V.M., Smirnov S.N., Stashkevich A.I. Theory of scattering of electromagnetic waves in corner structures. St. Petersburg: Nauka, 2009, 194.
5. Zernov N.V. On the solution of non-stationary boundary value problems of electrodynamics // Collection of articles. reports of the USSR Academy of Sciences. 1951. T. LXXX, No. 1. P. 33
6. Herman M.I., Volakis J.L., Senior T.B.A. Analytic Expression for function Occuring in Difraction Theory//IEEE Trans. 1987. V. AP-N 9. P. 1083.
7. Akhiyarov V.V. Calculation of the Malyuzhinets function in the problem of diffraction by a wedge with impedance faces //Electromagnetic waves and electronic systems., 2016, vol. 21, no. 8, p. 146-151
8. Shtager E.A., Chaevsky E.V. Scattering of waves on bodies of complex shape. M: Sov. Radio., 1974, 240 p.
9. Ufimtsev P. Y. Theory of diffraction edge waves in electrodynamics. M.: Binom. Knowledge Laboratory, 2012.-372 p.
10. Zernov N.V., Tyurin I.E., Generalized effective surface of a location object // Issues of Electromagnetic Compatibility and Calculation of Radio Links, St. Petersburg, Proceedings of the Academy of Communications, 1995, p. 146-151

# РЕЗУЛЬТАТЫ АНАЛИЗА ЭФФЕКТИВНОСТИ РАБОТЫ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ ТРАЕКТОРИЙ

А. С. Солонар[1], В. А. Кондратёнок[1], А. А. Михалковский[1], А. С. Храменков[2]

[1]Открытое акционерное общество «КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы радиолокации», Минск, Республика Беларусь
[2]Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь», Минск, Республика Беларусь

**Аннотация.** В докладе изложена методика сопоставления результатов функционирования последовательных обнаружителей траекторий, позволяющая путем сравнения значений математического ожидания нормированного коэффициента отклонения среднего риска выбрать наилучший обнаружитель.

**Ключевые слова:** сопоставление обнаружителей траекторий.

# RESULTS OF ANALYSIS OF THE OPERATION EFFICIENCY OF SEQUENTIAL TRAJECTORY DETECTORS

A. S. Solonar[1], V.A. Kondratyonok[1], A. A. Mikhalkouski[1], A.S. Khramiankou[2]

[1] Joint-Stock Company “KB Radar” – Managing Company of “Radar Systems” Holding Minsk, Republic of Belarus
[2]Military academy of the Republic of Belarus Minsk, Republic of Belarus

**Abstract.** The report outlined a methodology for comparing the result of the operation of successive detectors, allowing the best detector to be selected by comparing the values of the mathematical expectation of the normalised mean risk deviation coefficient.

**Keywords:** trajectory detector comparison.

## 1. Введение

Обнаружение траекторий является одним из важнейших этапов вторичной обработки [1–7]. Этап обнаружения траектории начинается с момента получения отметки, которая не была отождествлена ни с одной из сопровождаемых траекторий. Решение об обнаружении траектории принимается на основании отметок, полученных за несколько последующих обзоров. В интересах обнаружения траекторий целесообразным является применение последовательных обнаружителей, которые позволяют сократить среднюю длительность процедуры принятия решения [1, 2].

Качество решения задачи траекторной обработки радиолокационной информации напрямую определяется эффективностью используемого обнаружителя траекторий. В таком случае актуальной задачей является проведение сопоставительного анализа результатов работы последовательных обнаружителей в интересах выбора наиболее эффективного. Для сопоставления обнаружителей, как правило, используются значения условных вероятностей правильного и ложного обнаружений траектории в зависимости от условий наблюдения. Переход от двух зависимостей к одной в виде среднего риска принятия решения, учитывающего требования к допустимым условным вероятностям ошибок принятия решений, является более предпочтительным.

Цель доклада – изложить методику сопоставления обнаружителей траекторий, основанную на использовании среднего риска принимаемых решений, и привести результаты сопоставительного анализа эффективности последовательных обнаружителей траекторий.

## МЕТОДИКА СОПОСТАВЛЕНИЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ ТРАЕКТОРИЙ

Представленные устройства [1, 2, 5–8] обеспечивают различное качество принимаемых решений об обнаружении траекторий. Как правило, потребитель предъявляет требования к допустимым условным вероятностям ошибок ложного обнаружения $F_{\text{тр}}$ и пропуска $\tilde{D}_{\text{тр}} = 1 - D_{\text{тр}}$ траектории. В связи с этим актуальной задачей является сопоставление обнаружителей, характеризующихся различными показателями качества обнаружения траекторий.

В роли интегрального показателя качества обнаружителя траекторий целесообразно использовать средний риск [3]:

$$\overline{R} = R^1 + R^0, \qquad (1)$$

где $R^1$, $R^0$ – средний риск принятия решения об обнаружении и необнаружении траектории.

Слагаемые в выражении для среднего риска (1) могут быть представлены в виде

$$R^1 = \Pi_{11} P(h_1) P(\hat{h}_1 | h_1) + \Pi_{01} P(h_0) P(\hat{h}_1 | h_0), \; R^0 = \Pi_{00} P(h_0) P(\hat{h}_0 | h_0) + \Pi_{10} P(h_1) P(\hat{h}_0 | h_1), \quad (2)$$

где $\Pi_{11}$, $\Pi_{00}$, $\Pi_{01}$, $\Pi_{10}$ – стоимости решений о правильном обнаружении, правильном необнаружении, пропуске и ложном обнаружении траектории;

$P(h_1)$, $P(h_0)$ – априорные вероятности наличия и отсутствия траектории;

$P(\hat{h}_1 | h_1)$, $P(\hat{h}_0 | h_0)$, $P(\hat{h}_0 | h_1)$, $P(\hat{h}_1 | h_0)$ – условные вероятности правильного обнаружения, необнаружения, пропуска и ложного обнаружения траектории соответственно.

При сопоставлении полагается, что задача отождествления отметок и траекторий решена, обнаружение траектории начинается с первого обнаружения цели (на первом обзоре отметка всегда присутствует). Методика сопоставления последовательных обнаружителей траекторий, базирующаяся на вычислении средних рисков принимаемых решений и учитывающая требования к допустимым условным вероятностям ошибочных решений, может быть сформулирована следующим образом:

1. Выбор критерия сопоставления средних рисков, формируемых анализируемыми обнаружителями траекторий.
2. Выбор априорных вероятностей наличия (отсутствия) траектории и стоимостей за принятые решения.
3. Оценивание условных вероятностей пропуска и ложного обнаружения траектории.
4. Расчет средних рисков принимаемых решений для сопоставляемых обнаружителей.

***Выбор критерия сопоставления средних рисков, формируемых анализируемыми обнаружителями траекторий***. Выбор критерия сопоставления направлен на обеспечение объективной и надежной оценки качества функционирования анализируемых обнаружителей. В связи с этим, сопоставление анализируемых обнаружителей траекторий целесообразно провести путем их сравнения с некоторым оптимальным обнаружителем. Будем полагать, что в оптимальном обнаружителе обеспечивается абсолютное выполнение требований к допустимым условным вероятностям ложного обнаружения $F_{\text{тр}}$ и пропуска $\tilde{D}_{\text{тр}}$ траектории, а значение среднего риска принимаемых им решений (1) равно $\overline{R}_{\text{opt}} = 1$. При условии одинаковой важности принимаемых решений об обнаружении и о необнаружении траектории соответствующие риски (2) будут равны оптимальным значениям:

$$\hat{R}^1_{\text{opt}} = \hat{R}^0_{\text{opt}} = 0{,}5. \qquad (3)$$

Следует отметить, что определенный интерес представляет вид зависимостей средних рисков (2) от условной вероятности правильного обнаружения $D$ при фиксированной вероятности ложной тревоги $F$. При этом на практике условная вероятность правильного обнаружения $D$ может быть задана в виде дискретных значений $D_i = D_{\min} + i\Delta D,\ \ i = \overline{0, N_D - 1},$ где $D_{\min}$ – минимальное значение условной вероятности правильного обнаружения отраженного сигнала (ОС), $N_D$ – количество дискретных значений условной вероятности правильного обнаружения ОС, $\Delta D$ – шаг изменения условной вероятности $D$.

Тогда сопоставление последовательных обнаружителей траекторий может быть проведено на основе нормированного коэффициента отклонения среднего риска (НКО СР) от оптимального значения $\hat{R}^1_{\text{opt}} + \hat{R}^0_{\text{opt}} = 1$, как суммы нормированных отклонений условных рисков $\hat{R}^1_i$ и $\hat{R}^0_i$ от $\hat{R}^1_{\text{opt}}$ и $\hat{R}^0_{\text{opt}}$, соответственно:

$$\delta\hat{R}_i = \frac{\left|\hat{R}^1_{\text{opt}} - \hat{R}^1_i\right|}{\hat{R}^1_{\text{opt}}} + \frac{\left|\hat{R}^0_{\text{opt}} - \hat{R}^0_i\right|}{\hat{R}^0_{\text{opt}}} = 2\left(\left|0{,}5 - \hat{R}^1_i\right| + \left|0{,}5 - \hat{R}^0_i\right|\right),\ i = \overline{0, N_D - 1}, \tag{4}$$

где $\hat{R}^1_i$, $\hat{R}^0_i$ – оценки среднего риска принятия решения об обнаружении и о необнаружении траектории, полученные для $D_i$ -го значения условной вероятности.

При этом в качестве обобщенного показателя эффективности удобно использовать математическое ожидание (МОЖ) НКО СР:

$$\delta\widetilde{R} = \frac{1}{k_{\text{norm}}}\sum_{i=0}^{N_D-1}\delta\hat{R}_i D_i = \frac{2}{k_{\text{norm}}}\sum_{i=0}^{N_D-1}\left(\left|0{,}5 - \hat{R}^1_i\right| + \left|0{,}5 - \hat{R}^0_i\right|\right)D_i, \tag{5}$$

где $k_{\text{norm}} = \sum_{i=0}^{N_D-1} D_i$ – нормировочный коэффициент.

Таким образом, наиболее эффективным будет считаться тот обнаружитель траекторий, который характеризуется минимальным значением МОЖ НКО СР (4) и тем самым обеспечивает в среднем для различных условий воздушно-помеховой обстановки наилучшее выполнение требований к допустимым условным вероятностям пропуска и ложного обнаружения траектории.

***Выбор априорных вероятностей наличия (отсутствия) траектории и стоимостей принятых решений***. Сведения об априорных вероятностях позволяют учесть доопытную информацию о возможности появления траектории. Однако при решении практических задач априорные вероятности наличия и отсутствия траектории полагаются одинаковыми и равными $P(h_1) = P(h_0) = 0{,}5$ [3].

Стоимости решений, как правило, выбираются с учетом важности последствий, которые повлекут принятые решения. Следует отметить, что правильные решения, принятые обнаружителем, не влияют на средний риск, поэтому стоимости правильных решений полагаются равными нулю $\Pi_{11} = \Pi_{00} = 0$. При выполнении обнаружителем требований к допустимым условным вероятностям ошибочных решений условные вероятности пропуска (ложного обнаружения) траектории будут иметь значения $P(\hat{h}_0 | h_1) = \widetilde{D}_{\text{тр}}$ и $P(\hat{h}_1 | h_0) = F_{\text{тр}}$. Тогда на основании выражения (3) и с учетом выбранных априорных вероятностей стоимости пропуска и ложного обнаружения траектории определяются как:

$$\Pi_{01} = \frac{1}{F_{\text{тр}}},\ \Pi_{10} = \frac{1}{\widetilde{D}_{\text{тр}}}. \tag{6}$$

Использование в средних рисках (2) стоимостей (6) позволяет оценить качество выполнения обнаружителем траекторий требований к допустимым условным вероятностям пропуска (ложного обнаружения) траектории.

***Оценивание условных вероятностей пропуска и ложного обнаружения траектории***. Следует отметить, что предложенная методика сопоставления может использоваться не только для сравнения последовательных обнаружителей траекторий, но и для обнаружителей ОС, использующих различные правила принятия решений. При этом условные вероятности пропуска $P(\hat{h}_0|h_1)$ и ложного обнаружения $P(\hat{h}_1|h_0)$ цели (траектории) для $D_i$-го значения условной вероятности могут быть оценены путем проведения $N_{оп}$ экспериментов (далее для краткости записи, индекс $i$ опускается).

Однако для последовательных процедур обнаружения с максимальной длительностью, равной $k_{\max}$, количество возможных входных реализаций ограничено и определяется числом гипотез $N_{гип}(k_{\max})$ [6]. В таком случае условные вероятности пропуска (ложного обнаружения) траектории могут быть оценены на основании выражений

$$P(\hat{h}_0|h_1)=\sum_{l=1}^{N_{гип}(k_{\max})}\left(1-A_l^*\right)P\left(\mathbf{f}'^{(l)}_{k_{\max}}\middle|h_1\right);\ P(\hat{h}_1|h_0)=\sum_{l=1}^{N_{гип}(k_{\max})}A_l^*P\left(\mathbf{f}'^{(l)}_{k_{\max}}\middle|h_0\right), \tag{7}$$

где $A_l^*=\begin{cases}1, & \text{если } \hat{h}^{(l)}=\hat{h}_1,\\ 0, & \text{если } \hat{h}^{(l)}=\hat{h}_0;\end{cases}$ – величина, которая соответствует решению, принятому обнаружителем траекторий по $l$-й гипотезе;

$P\left(\mathbf{f}'^{(l)}_{k_{\max}}|h_1\right)=\prod_{s=1}^{k_{\max}}P\left(\tilde{\mathbf{f}}_s^{(l)}|h_1\right)$ – вероятность $l$-й гипотезы на $k_{\max}$-м обзоре при условии $h_1$;

$P\left(\mathbf{f}'^{(l)}_{k_{\max}}|h_0\right)=\prod_{s=1}^{k_{\max}}P\left(\tilde{\mathbf{f}}_s^{(l)}|h_0\right)$ – вероятность $l$-й гипотезы на $k_{\max}$-м обзоре при условии $h_0$.

Вероятность появления $s$-го события в $l$-й гипотезе при условии отсутствия траектории $P\left(\tilde{\mathbf{f}}_s^{(l)}|h_0\right)$ определяется в соответствии с выражением

$$P\left(\tilde{\mathbf{f}}_{s=1}^{(l)}|h_0\right)=1,\quad P\left(\tilde{\mathbf{f}}_s^{(l)}|h_0\right)=\begin{cases}F^l_{стр(s)}, & \text{при } \tilde{\mathbf{f}}_s^{(l)}=1\\ 1-F^l_{стр(s)}, & \text{при } \tilde{\mathbf{f}}_s^{(l)}=0\end{cases},\ s=\overline{1,\ k_{\max}}, \tag{8}$$

где $\tilde{\mathbf{f}}_s^{(l)}$ – решение об обнаружении (необнаружении) для $l$-й гипотезы на $s$-м шаге;

$F^l_{стр(s)}=1-\left(1-F\right)^{N^l_{стр(s)}}$ – условная вероятность ложной тревоги в стробе подтверждения траектории для $l$-й гипотезы на $s$-м шаге;

$N^l_{стр(s)}$ – количество элементов разрешения РЛС, попадающих в строб подтверждения траектории для $l$-й гипотезы на $s$-м шаге.

При условии наличия траектории аналогичная вероятность определяется на основании условной вероятности правильного обнаружения ОС ($D$) в соответствии с выражением:

$$P\left(\tilde{\mathbf{f}}_{s=1}^{(l)}|h_1\right)=1,\ P\left(\tilde{\mathbf{f}}_s^{(l)}|h_1\right)=\begin{cases}D, & \text{при } \tilde{\mathbf{f}}_s^{(l)}=1\\ 1-D, & \text{при } \tilde{\mathbf{f}}_s^{(l)}=0\end{cases},\ s=\overline{1,\ k_{\max}}. \tag{9}$$

***Расчет средних рисков принимаемых решений для сопоставляемых обнаружителей***. На основании соотношений (7)–(9) с учетом априорных вероятностей

и выбранных стоимостей за принятые решения выражения для оценки среднего риска принимаемых решений могут быть представлены в виде:

$$\hat{R}^1 = \frac{P(\hat{h}_1|h_0)}{2F_{\text{тр}}} = \frac{0{,}5}{F_{\text{тр}}} \sum_{l=1}^{N_{\text{гип}}(k_{\max})} A_l^* P\left(\mathbf{f}'^{(l)}_{k_{\max}} | h_0\right),$$
$$\hat{R}^0 = \frac{P(\hat{h}_0|h_1)}{2\tilde{D}_{\text{тр}}} = \frac{0{,}5}{\tilde{D}_{\text{тр}}} \sum_{l=1}^{N_{\text{гип}}(k_{\max})} \left(1 - A_l^*\right) P\left(\mathbf{f}'^{(l)}_{k_{\max}} | h_1\right). \quad (10)$$

При этом величина $\hat{R}^1$ характеризует средний риск ложного обнаружения траектории, а величина $\hat{R}^0$ – средний риск пропуска траектории. Полученные в соответствии с выражением (10) значения средних рисков используются в формуле (4) для вычисления НКО СР $\delta\tilde{R}$.

## 2. Результаты сопоставительного анализа эффективности последовательных обнаружителей траекторий

В интересах анализа эффективности последовательных обнаружителей траекторий было проведено их сопоставление. Для сопоставления были выбраны:

***обнаружитель 1*** – обнаружитель траекторий, основанный на последовательном критерии отношения вероятностей Вальда [1, 2];

***обнаружитель 2*** – обнаружитель траекторий по критерию «$2/l + m/n$» [4];

***обнаружитель 3*** – обнаружитель траекторий по критерию «$l/n - d$» [5];

***обнаружитель 4*** – последовательный обнаружитель траектории с допустимыми вероятностями ошибок принятия решений [7];

***обнаружитель 5*** – последовательный обнаружитель траекторий с фиксированной условной вероятностью ложного обнаружения [8].

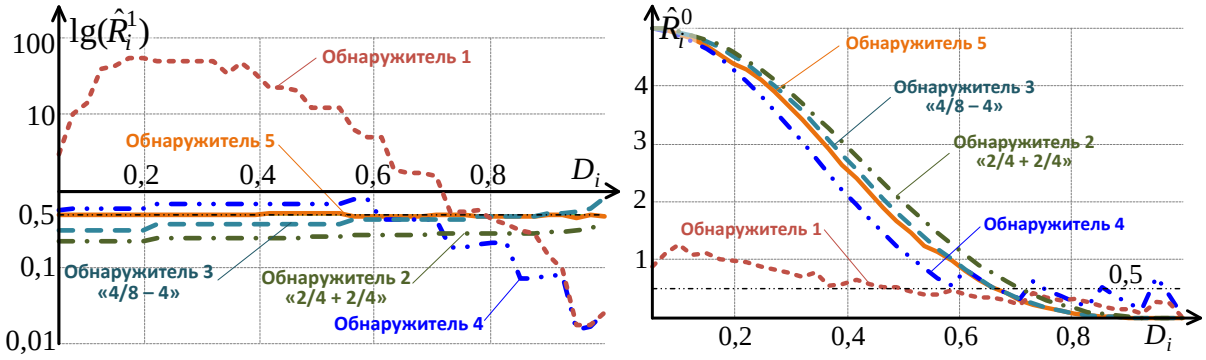
Оценка эффективности обнаружителей траекторий проводилась методом математического моделирования. Исходными данными для моделирования были максимальная длительность процедуры обнаружения траектории ($k_{\max}$), условные вероятности ложной тревоги в одном элементе разрешения РЛС ($F$) и правильного обнаружения цели ($D$), допустимые условные вероятности ложного обнаружения ($F_{\text{тр}}$) и пропуска ($\tilde{D}_{\text{тр}}$) траектории. Применительно к максимальной продолжительности $k_{\max}$ была сформирована совокупность возможных гипотез $\left\{\tilde{\mathbf{f}}^{(l)}_{k_{\max}}\right\}_{l=1}^{N_{\text{гип}}(k_{\max})}$ и с учетом заданных условных вероятностей $F$, $D$ были рассчитаны соответствующие условные вероятности $P\left(\mathbf{f}'^{(l)}_{k_{\max}} | h_0\right)$, $P\left(\mathbf{f}'^{(l)}_{k_{\max}} | h_1\right)$.

На входы сопоставляемых обнаружителей траекторий последовательно поступали гипотезы при условии отсутствия ($h_0$) и наличия ($h_1$) траектории. По каждой из гипотез в обнаружителях формировались решения $A_l^*$, $l = \overline{1, N_{\text{гип}}(k_{\max})}$. На основании полученной совокупности решений и условных вероятностей пропуска (ложного обнаружения) траектории производился расчет средних рисков $\hat{R}^1$, $\hat{R}^0$ (10). В последующем результаты оценивания средних рисков по каждому из обнаружителей использовались для нахождения НКО СР $\delta\hat{R}_i$ (4) и МОЖ НКО СР $\delta\tilde{R}$ (5).

На рисунке 1 в качестве примера представлены результаты оценивания среднего риска принятия решения сопоставляемых обнаружителей при $k_{\max} = 8$, $F = 7 \cdot 10^{-4}$,

$F_{\text{тр}} = 0{,}001$, $\tilde{D}_{\text{тр}} = 0{,}1$ для различных значений условной вероятности правильного обнаружения ОС: $D_i = D_{\min} + i\Delta D$, $D_{\min} = 0{,}05$, $i = \overline{0, N_D - 1}$, $N_D = 40$, $\Delta D = 0{,}024$.

Применительно к заданным максимальной продолжительности ($k_{\max} = 8$) и условным вероятностям $D_i$ для обнаружителей 2 и 3 были подобраны наиболее эффективные критерии принятия решения «2/4 + 2/4» и «4/8 – 4», соответственно.




*а* *б*

*а* – средний риск ложного обнаружения траекторий; *б* – средний риск пропуска траекторий

Рис. 1. Зависимости среднего риска сопоставляемых обнаружителей

Обнаружитель траектории 5, в отличие от обнаружителей 1, 2 и 3, на всем интервале возможных значений условной вероятности правильного обнаружения цели $D_i$ обеспечивает значение среднего риска ложного обнаружения траектории $\hat{R}_i^1$, наиболее близкое к оптимальному $\hat{R}_{\text{opt}}^1 = 0{,}5$ (рисунок 2, *а*). Это свидетельствует о выполнении обнаружителем 5 требований к заданной условной вероятности ложного обнаружения траектории. При малых значениях условной вероятности $D_i$ (низкое отношение сигнал-шум) средний риск пропуска траектории $\hat{R}_i^0$ в обнаружителе 5 существенно превышает оптимальное значение (рисунок 2, *б*), однако для допустимой вероятности $F_{\text{тр}}$ он является минимально возможным. В обнаружителе 1 решение об обнаружении траектории принимается «неосторожно», о чем свидетельствует поведение соответствующих средних рисков. По мере увеличения условной вероятности $D_i$ (повышение отношения сигнал-шум) средний риск пропуска траектории сопоставляемых обнаружителей уменьшается.

Следует отметить, что в критерийных правилах принятия решения фиксированному значению условной вероятности ложной тревоги $F$ будет соответствовать только один набор параметров (в обнаружителе 2 – $l$, $m$, $n$; в обнаружителе 3 – $l$, $n$, $d$), обеспечивающих минимальное значение МОЖ НКО СР $\delta\tilde{R}$ (5). В связи с этим практический интерес представляет зависимость коэффициента $\delta\tilde{R}$ от условной вероятности $F$.

В таблице 1 приведены значения МОЖ НКО СР $\delta\tilde{R}$ сопоставляемых обнаружителей траекторий для представленных выше условий, продолжительности процедуры $k_{\max} = 5$ и различных значений условной вероятности ложной тревоги в одном элементе разрешения РЛС. Для критерийных обнаружителей 2 и 3 кроме значения МОЖ НКО СР приведены соответствующие наиболее эффективные критерии принятия решения.

Таблица 1. Значения МОЖ НКО СР сопоставляемых обнаружителей траекторий для $k_{max} = 5$

| $F$ | Обнаружитель 1 | Обнаружитель 2 (критерий) | Обнаружитель 3 (критерий) | Обнаружитель 4 | Обнаружитель 5 |
|---|---|---|---|---|---|
| $10^{-5}$ | 36,48 | 3,17 (2/3 + 1/2) | 3,17 (3/5 – 2) | 2,58 | 2,78 |
| $3\cdot10^{-5}$ | 34,3 | 3,11 (2/3 + 1/2) | 3,11 (3/5 – 2) | 2,52 | 2,66 |
| $5\cdot10^{-5}$ | 30,4 | 2,98 (2/3 + 1/2) | 2,98 (3/5 – 2) | 2,4 | 2,43 |
| $7\cdot10^{-5}$ | 30,96 | 2,79 (2/3 + 1/2) | 2,79 (3/5 – 2) | 2,22 | 2,16 |
| $10^{-4}$ | 31,62 | 2,52 (2/3 + 1/2) | 2,52 (3/5 – 2) | 1,94 | 1,98 |
| $3\cdot10^{-4}$ | 22,36 | 4,76 (2/2 + 2/3) | 5,98 (4/5 – 1) | 6,02 | 3,4 |
| $5\cdot10^{-4}$ | 31,2 | 4,72 (2/2 + 2/3) | 5,08 (3/5 – 1) | 11,04 | 4,24 |
| $7\cdot10^{-4}$ | 32,31 | 4,65 (2/2 + 2/3) | 5,95 (4/5 – 1) | 17,68 | 4,15 |
| $10^{-3}$ | 35,7 | 4,46 (2/2 + 2/3) | 5,91 (4/5 – 1) | 29,1 | 3,94 |

В таблице 2 приведены значения МОЖ НКО СР $\delta\widetilde{R}$ сопоставляемых обнаружителей траекторий для представленных выше условий, продолжительности процедуры $k_{max} = 8$ и различных значений условной вероятности ложной тревоги в одном элементе разрешения.

Таблица 2. Значения МОЖ НКО СР сопоставляемых обнаружителей траекторий для $k_{max} = 8$

| $F$ | Обнаружитель 1 | Обнаружитель 2 (критерий) | Обнаружитель 3 (критерий) | Обнаружитель 4 | Обнаружитель 5 |
|---|---|---|---|---|---|
| $10^{-5}$ | 9,8 | 2,37 (2/4 + 1/4) | 2,25 (3/8 – 5) | 1,9 | 2,1 |
| $3\cdot10^{-5}$ | 13,25 | 2 (2/4 + 1/4) | 1,77 (3/8 – 5) | 1,65 | 1,38 |
| $5\cdot10^{-5}$ | 13,4 | 1,62 (2/5 + 1/3) | 1,81 (3/8 – 5) | 1,56 | 1,44 |
| $7\cdot10^{-5}$ | 11,38 | 2,2 (2/5 + 1/3) | 2,59 (3/8 – 4) | 1,89 | 1,58 |
| $10^{-4}$ | 10,4 | 3,12 (2/4 + 2/4) | 3 (4/8 – 4) | 2,8 | 1,67 |
| $3\cdot10^{-4}$ | 13,71 | 3,06 (2/4 + 2/4) | 2,9 (4/8 – 4) | 15,21 | 2,02 |
| $5\cdot10^{-4}$ | 18,76 | 2,88 (2/4 + 2/4) | 2,62 (4/8 – 4) | 2,13 | 2,03 |
| $7\cdot10^{-4}$ | 19,54 | 2,58 (2/4 + 2/4) | 2,19 (4/8 – 4) | 1,97 | 1,97 |
| $10^{-3}$ | 14,1 | 2,38 (2/4 + 2/4) | 3,47 (5/8 – 4) | 2,65 | 2,28 |

## 3. Заключение

Таким образом, представленные результаты подтверждают возможность использования предложенного критерия (4) для сопоставления последовательных обнаружителей траекторий и подтверждают эффективность последовательного обнаружителя траекторий с фиксированной условной вероятностью ложного обнаружения, а также раскрывают условия применения последовательного обнаружителя траекторий с допустимыми вероятностями ошибок принятия решений.

## Литература

1. Blackman, S. Design and analysis of modern tracking systems / S. Blackman, R. Popoli. – Boston, London : Artech House, 1999. – 1230 p.

2. Кузьмин, С. З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию / С. З. Кузьмин. – Киев : КВiЦ, 2000. – 428 с.
3. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория : Справ. / под ред. Я. Д. Ширмана. – М. : «Радиотехника», 2007. – 510 с.
4. Коновалов, А. А. Основы траекторной обработки радиолокационной информации : в 2 ч. / А. А. Коновалов. – СПб. : Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2013. – Ч. 1. – 164 с.
5. Неуймин, А. С. Двухэтапное многообзорное обнаружение цели по критерию «*l*/*n* – *d*» с идентификацией отметок по максимуму решающей статистики / А. С. Неуймин, С. Я. Жук // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 2014. – № 7. – С. 32–42.
6. Солонар, А. С. Представление условных плотностей распределения первичной радиолокационной информации при фиксированных вероятностях ложной тревоги и правильного обнаружения цели / А. С. Солонар, А. А. Михалковский, А.С. Храменков // Вестн. Воен. акад. Респ. Беларусь. – 2023. – № 1 (78). – С. 87–96.
7. Солонар, А. С. Представление условных плотностей распределения первичной радиолокационной информации для меняющихся вероятностей ложной тревоги / А. С. Солонар, А. А. Михалковский, А. С. Храменков // Вестн. Воен. акад. Респ. Беларусь. – 2023. – № 3 (80). – С. 59–70.
8. Солонар, А. С. Последовательный обнаружитель траекторий с фиксированной условной вероятностью ложного обнаружения. / А. С. Солонар, А. А. Михалковский, А. С. Храменков // Вестн. Воен. акад. Респ. Беларусь. – 2024. – № 2 (83). – С. 40–50.

**REFERENCES**

1. Blackman, S. Design and analysis of modern tracking systems / S. Blackman, R. Popoli. Blackman, R. Popoli. – Boston, London : Artech House, 1999. – 1230 p.
2. Kuzmin, S. Z. Digital radar. Introduction to the theory / S. Z. Kuzmin. – Kiev : KVIC, 2000. – 428 c. (in Russian)
3. Radio-electronic systems. Fundamentals of construction and theory : Reference. / edited by Y. D. Shirman. – Moscow: "Radiotekhnika", 2007. – 510 c. (in Russian)
4. Konovalov, A. A. Fundamentals of radar information trajectory processing : in 2 parts / A. A. Konovalov. – SPb. Publishing house SPbGETU "LETI", 2013. – Ч. 1. – 164 c. (in Russian)
5. Neuimin, A. S. Two-stage multispectral target detection by the criterion of "l/n - d" with identification of marks by the maximum of the solving statistics / A. S. Neuimin, S. Y. Zhuk // Izv. of Vuzov. Radioelectronics. – 2014. – № 7. – С. 32–42. (in Russian)
6. Solonar, A. S. Representation of conditional densities of primary radar information distribution at fixed probabilities of false alarm and correct target detection / A. S. Solonar, A. A. Mikhalkouski, A. S. Khramiankou // Vestnik. Military Academy. Republic of Belarus. – 2023. – № 1 (78). – С. 87–96. (in Russian)
7. Solonar, A. S. Representation of the conditional distribution densities of the primary radar information for changing probabilities of false alarm / A. S. Solonar, A. A. Mikhalkouski, A. S. Khramiankou // Vestnik. Military Academy. Rep. Belarus. – 2023. – № 3 (80). – С. 59–70. (in Russian)
8. Solonar, A. S. Sequential trajectory detector with fixed conditional probability of false detection. / A. S. Solonar, A. A. Mikhalkouski, A. S. Khramiankou // Vestnik. Military Academy. Rep. Belarus. – 2024. – № 2 (83). – С. 40–50.. (in Russian)

# СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ДИАГРАММ ОБРАТНОГО ВТОРИЧНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ МАЛОРАЗМЕРНЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

С. М. Костромицкий[1], Д. С. Нефёдов[2], А. С. Храменков[2], В. Г. Чигряй[2]

[1]Республиканское НПУП «Центр радиотехники НАН Беларуси», Минск, Беларусь
[2]Военная академия Республики Беларусь, Минск, Беларусь

**Аннотация.** В докладе представлены исследования статистических моделей, описывающих флуктуации эффективной поверхности рассеяния малоразмерных беспилотных летательных аппаратов различных типов. Результаты получены на основании натурных измерений и статистического анализа диаграмм обратного вторичного излучения. Измерения выполнены на горизонтальной поляризации и частотах 3,2, 6,2, 9,5 и 15 ГГц. Установлено, что в качестве распределений, наиболее точно аппроксимирующих гистограммы отсчетов диаграмм обратного вторичного излучения целесообразно рассматривать гамма распределение, распределение Вейбулла, логнормальное и экспоненциальное распределение. Приведены значения параметров аппроксимирующих плотностей распределения вероятностей, дана их физическая интерпретация.

**Ключевые слова:** модель флуктуаций; эффективная поверхность рассеяния; диаграмма обратного вторичного излучения; беспилотный летательный аппарат; плотность распределения вероятностей.

# STATISTICAL ANALYSIS OF SMALL UNMANNED AERIAL VEHICLES RADAR BACK-SCATTERING DIAGRAM

S. M. Kostromitsky[1], D. S. Nefedov[2], A. S. Khramiankou [2], V. G. Chyhrai

[1]Radio Engineering Center of the National Academy of Sciences of Belarus, Minsk, Belarus
[2]Military Academy of the Republic of Belarus, Minsk, Belarus

**Abstract.** The report presents studies of statistical models that describe radar cross section fluctuations of small-sized unmanned aerial vehicles of various types. The results were obtained by the full-scale measurements and statistical analysis of the radar back-scattering diagram. The measurements were performed at horizontal polarization and frequencies 3,2, 6,2, 9,5 and 15 GHz. It is established that gamma, Weibull, lognormal and exponential distributions are most accurately approximate the histograms of the drone’s radar back-scattering diagram. The values of the parameters of the approximating probability density functions and their physical interpretation are given.

**Keywords:** target fluctuation model; radar cross section; radar back-scattering diagram; unmanned aerial vehicle; probability density function.

## 1. Введение

Появление проблемы радиолокационного обнаружения малоразмерных беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) значительно повысило интерес к исследованиям их радиолокационных характеристик, что нашло свое отражение в специализированных публикациях последних 5–7 лет. Значительное количество работ посвящено получению оценок средних и медианных значений эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) малоразмерных БПЛА на различных частотах и поляризациях. Такие оценки необходимы, в первую очередь, для обоснования

предпочтительного диапазона частот и значений параметров радиолокационной станции (РЛС), расчета дальности обнаружения.

Вместе с этим, при разработке алгоритмов обнаружения, предполагающих формирование отношения правдоподобия, большое значение имеет вид закона распределения ОС, который однозначно связан с законом распределением ЭПР и видом функциональных преобразований сигналов в тракте обработки.

Вопросам статистического распределения ЭПР малоразмерных БПЛА уделено существенно меньше внимания, а в имеющихся публикациях отмечаются отличия моделей флуктуаций ЭПР БПЛА от моделей Сверлинга, наиболее часто используемых при описании отражений от других воздушных целей [1–5]. Некоторыми авторами оценивается возможность распознавания (идентификации) БПЛА по гистограммам мгновенных значений ЭПР [3, 6].

В докладе представлены результаты натурных экспериментальных исследований диаграмм обратного вторичного излучения (ДОВИ) малоразмерных БПЛА различных типов, на основании которых определены статистические модели флуктуаций ЭПР и их параметры.

## 2. Объекты и методика проведения исследований

Объектами исследований выбраны три малоразмерных БПЛА: квадрокоптеры «DJI Mavic 2 Pro» и «DJI Phantom 4 Pro»; БПЛА типа «летающее крыло» (аналог БПЛА «ATLAS C4EYE», «WASP Block III»). Параметры исследуемых БПЛА представлены в таблице 1.

Таблица 1. Внешний вид и параметры исследуемых БПЛА

| Внешний вид и наименование БПЛА | Геометрические размеры (длина / ширина / высота) и масса | Материал корпуса |
|---|---|---|
| DJI Mavic Pro 2 | 0,322 / 0,242 / 0,084 м 0,907 кг | Пластик, магниевый сплав |
| DJI Phantom 4Pro | 0,29 / 0,29 / 0,196 м 1,38 кг | Пластик |
| БПЛА типа «летающее крыло» | 0,58 / 1 / 0,18 м 2,9 кг | Углеволокно |

Методика исследований предполагает:

а. Натурные измерения ДОВИ БПЛА.

б. Построение статистического ряда и гистограммы измеренных значений ДОВИ.

в. Определение закона распределения ЭПР.

Кратко охарактеризуем этапы методики исследований.

**а. Натурные измерения ДОВИ БПЛА**

Измерение ДОВИ БПЛА выполнено с использованием аппаратуры «Geozondas ISAR & RCS Measurement System» [7]. Схема проведения измерений представлена на рисунке 1. Аппаратура обеспечивает измерение ДОВИ методом частотно-временных преобразований с погрешностью 10 % в диапазоне частот 3…18 ГГц. Для этого используются зондирующие импульсы длительностью 30±2 пкс и широкополосные антенны GZ0226DRH.

Измерения ДОВИ выполнялись в азимутальной плоскости в секторе 0…360 ° с дискретом 1 ° при различных значениях угла тангажа БПЛА. Угол тангажа БПЛА изменялся в пределах –30…30 ° с дискретом 5 °.

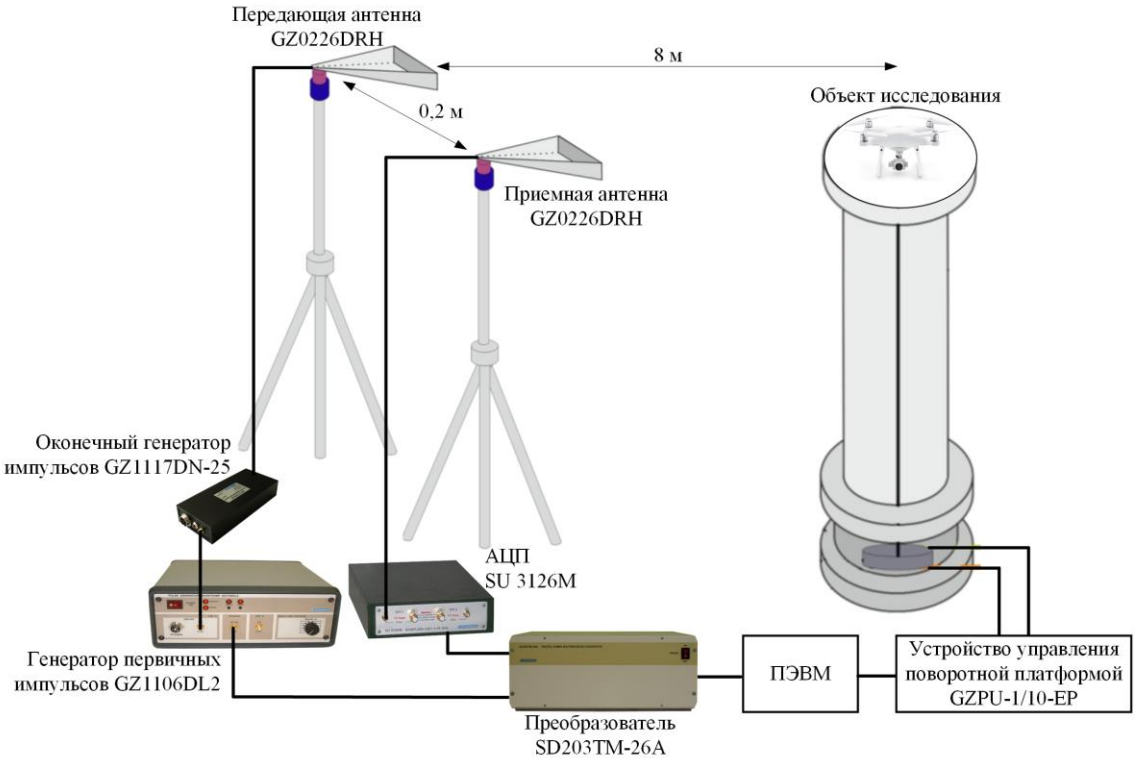



Рис. 1. Схема проведения измерений диаграммы обратного вторичного излучения малоразмерных БПЛА

**б. Построение статистического ряда и гистограммы измеренных значений ДОВИ**

Полученные в результате натурных измерений отсчеты ДОВИ БПЛА в секторе 0…360 ° при различных углах тангажа использовались для построения статистического ряда и гистограммы распределения ЭПР. С учетом ограниченности выборки отсчетов ДОВИ количество интервалов группировки выбиралось равным 20 [8].

**в. Определение закона распределения ЭПР**

Вид закона распределения ЭПР определялся на основании оценки точности аппроксимации гистограммы значений ДОВИ графиками теоретических плотностей распределения вероятностей (ПРВ). В качестве альтернативных вариантов рассматривалось шесть различных ПРВ, соответствующих общепринятым моделям флуктуаций ЭПР [9–12]:

– экспоненциальное распределение с ПРВ $p(\sigma)=\frac{1}{\sigma_{ср}}e^{\left(-\frac{\sigma}{\sigma_{ср}}\right)}$, где $\sigma_{ср}$ – параметр масштаба;

– распределение хи-квадрат с 4 степенями свободы с ПРВ $p(\sigma)=\frac{4\sigma}{\sigma_{ср}^2}e^{\left(-\frac{2\sigma}{\sigma_{ср}}\right)}$,

где $\sigma_{ср}$ – параметр масштаба;

– распределение Релея-Райса с ПРВ $p(\sigma)=\frac{1}{\sigma_{ср}}e^{-\left(\frac{\sigma+\sigma_0}{\sigma_{ср}}\right)}\mathrm{I}_0\left(\frac{2\sqrt{\sigma\sigma_0}}{\sigma_{ср}}\right)$, где $\sigma_{ср}$ – параметр масштаба; $\sigma_0$ – параметр формы;

– гамма распределение с ПРВ $p(\sigma)=\frac{1}{b_\gamma^{\,a_\gamma}\Gamma\left(a_\gamma\right)}\sigma^{a_\gamma-1}e^{-\frac{\sigma}{b_\gamma}}$, где $a_\gamma$ – параметр формы; $b_\gamma$ – параметр масштаба;

– распределение Вейбулла с ПРВ $p(\sigma)=\frac{b_w}{a_w}\left(\frac{\sigma}{a_w}\right)^{b_w-1}e^{-\left(\frac{\sigma}{a_w}\right)^{b_w}}$, где $b_w$ – параметр формы; $a_w$ – параметр масштаба;

– логнормальное распределение с ПРВ $p(\sigma)=\frac{1}{\sigma s\sqrt{2\pi}}e^{\left(-\frac{(\ln\sigma-\mu)^2}{2s^2}\right)}$, где $s$ – параметр формы; $\mu$ – параметр масштаба.

В случае представления цели в виде совокупности элементарных отражателей или областей локализации вторичного излучения – «блестящих точек» (БТ), параметрам ПРВ ЭПР можно дать следующую трактовку: параметр масштаба характеризует среднюю ЭПР совокупности БТ цели; параметр формы – наличие доминирующей БТ и соотношение ее средней ЭПР к средней ЭПР совокупности недоминирующих БТ, обладающих примерно одинаковыми отражательными характеристиками.

Для каждой аппроксимирующей ПРВ осуществлялся поиск оптимальных значений параметров. В качестве критерия определения оптимального значения параметров ПРВ, а также выбора вида распределения, наиболее точно описывающего гистограмму, использовался информационный критерий Акаике, вычисляемый по выражению [13]:

$$AIC = k + N\sum_{i=1}^{N}\ln\left[\left|p\left(\sigma_i\right)-h_i\right|^2\right],$$

где $k$ – количество параметров модели;

$N$ – количество интервалов группировки для построения гистограммы отсчетов ДОВИ;

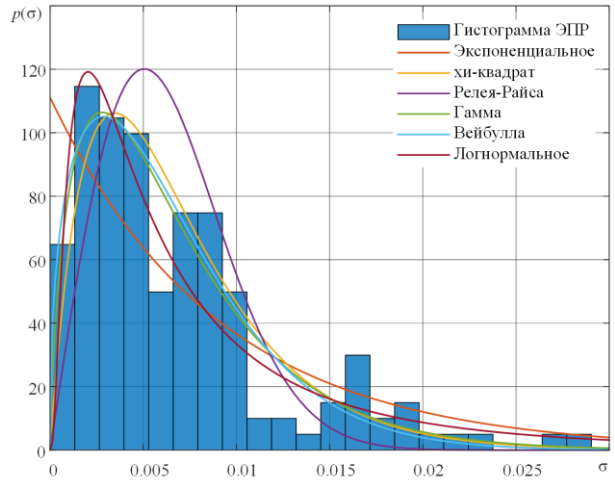
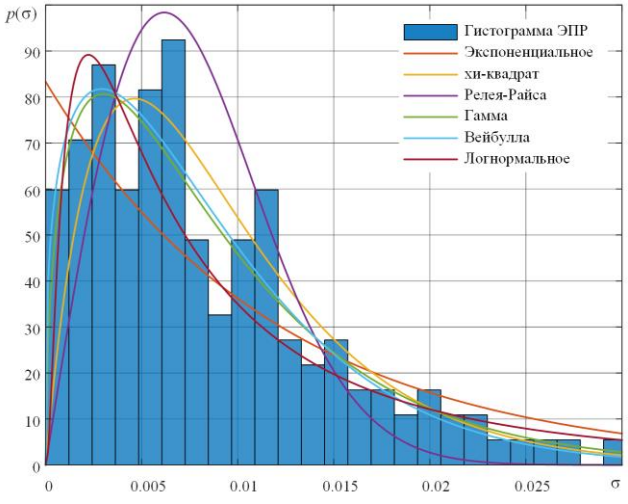
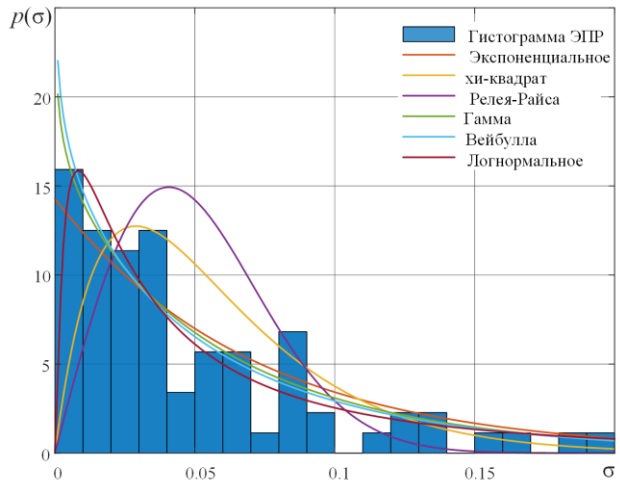
$p\left(\sigma_i\right)$ – значение теоретической аппроксимирующей ПРВ для значения ЭПР $\sigma_i$;

$h_i$ – значение гистограммы на $i$-м интервале группировки.

### 3. Результаты исследований

Полученные в ходе исследований результаты свидетельствуют, что на фиксированной частоте для различных БПЛА вид аппроксимирующей ПРВ и ее параметры отличаются. В качестве примера в таблице 2 представлены результаты построения гистограммы отсчетов ДОВИ рассматриваемых БПЛА на частоте 9,5 ГГц (X диапазон) для горизонтальной поляризации, а также значения информационного критерия и параметры аппроксимирующих распределений.

Таблица 2. Гистограммы отсчетов ДОВИ БПЛА на частоте 9,5 ГГц

| Гистограмма отсчетов ДОВИ и теоретические ПРВ | Значение *AIC* | Вид и параметры распределения ЭПР |
|---|---|---|
| БПЛА «DJI Mavic 2 Pro» | | |
|  | 204,2 | Гамма ($a_\gamma = 1,7;\ b_\gamma = 0,004$) |
| | 205,2 | Логнормальное ($\mu = -5,2;\ s = 1,0$) |
| | 206,1 | Вейбулла ($a_w = 0,007;\ b_w = 1,4$) |
| | 210,2 | хи-квадрат ($\sigma_{ср} = 0,006$) |
| | 223,8 | Экспоненциальное ($\sigma_{ср} = 0,009$) |
| | 235,0 | Релея-Райса ($\sigma_{ср} = 0,005;\ \sigma_0 = 0,001$) |
| БПЛА «DJI Phantom 4 Pro» | | |
|  | 195,7 | Вейбулла ($a_w = 0,009;\ b_w = 1,3$) |
| | 195,8 | Гамма ($a_\gamma = 1,5;\ b_\gamma = 0,006$) |
| | 206,1 | хи-квадрат ($\sigma_{ср} = 0,008$) |
| | 208,8 | Логнормальное ($\mu = -4,9;\ s = 1,1$) |
| | 212,9 | Экспоненциальное ($\sigma_{ср} = 0,012$) |
| | 230,5 | Релея-Райса ($\sigma_{ср} = 0,006;\ \sigma_0 = 0,002$) |
| БПЛА типа «Летающее крыло» | | |
|  | 85,1 | Логнормальное ($\mu = -3,1;\ s = 1,3$) |
| | 85,4 | Экспоненциальное ($\sigma_{ср} = 0,07$) |
| | 85,9 | Вейбулла ($a_w = 0,06;\ b_w = 0,9$) |
| | 86,1 | Гамма ($a_\gamma = 0,9;\ b_\gamma = 0,07$) |
| | 110,0 | хи-квадрат ($\sigma_{ср} = 0,05$) |
| | 125,0 | Релея-Райса ($\sigma_{ср} = 0,04;\ \sigma_0 = 0,01$) |

Как видно из представленных результатов, для каждой гистограммы значений ДОВИ сразу несколько эмпирических ПРВ дают примерно схожий результат аппроксимации. Это можно объяснить близостью между собой распределений (при определенных параметрах), а также погрешностями измерений. Значение параметра масштаба ПРВ примерно соответствует значению средней ЭПР исследуемого БПЛА, а параметр формы определяет смещение математического ожидания ЭПР относительно нулевого значения.

Проведенные исследования выявили отличия аппроксимирующей ПРВ и ее параметров не только для различных типов БПЛА, но также и для одного БПЛА на различных частотах. Результаты аппроксимации гистограммы ДОВИ БПЛА на частотах 3,2, 6,2, 9,5 и 15 ГГц для горизонтальной поляризации представлены в таблице 3.

Таблица 3. Результаты аппроксимации гистограммы ДОВИ БПЛА

| Наименование БПЛА | Частота, ГГц | Вид и параметры ПРВ |
|---|---|---|
| DJI Mavic Pro 2 | 3,2 | Распределение Вейбулла ($a_w = 0,007;\ b_w = 1,3$) |
| | 6,2 | Логнормальное распределение ($\mu = -4,7; s = 1$) |
| | 9,5 | Гамма распределение ($a_\gamma = 1,7;\ b_\gamma = 0,004$) |
| | 15 | Экспоненциальное распределение ($\sigma_{ср} = 0,014$) |
| DJI Phantom 4Pro | 3,2 | Логнормальное распределение ($\mu = -5; s = 1,3$) |
| | 6,2 | Гамма распределение ($a_\gamma = 0,9;\ b_\gamma = 0,09$) |
| | 9,5 | Распределение Вейбулла ($a_w = 0,009;\ b_w = 1,3$) |
| | 15 | Гамма распределение ($a_\gamma = 1,5;\ b_\gamma = 0,015$) |
| БПЛА типа «летающее крыло» | 3,2 | Гамма распределение ($a_\gamma = 0,7;\ b_\gamma = 0,08$) |
| | 6,2 | Логнормальное распределение ($\mu = -3,2; s = 1,2$) |
| | 9,5 | Логнормальное распределение ($\mu = -3,1; s = 1,3$) |
| | 15 | Логнормальное распределение ($\mu = -3,6; s = 0,4$) |

Как видно из таблицы 3 распределение ЭПР рассматриваемых БПЛА в большинстве случаев отличается от экспоненциального, а параметры ПРВ соответствуют случаю наличия на цели доминирующего отражателя.

Необходимо отметить, что результаты, полученные другими исследователями, также подтверждают отличия законов распределения ЭПР от экспоненциального, например для БПЛА:

Venom VN10 – гамма распределение (частоты 8…18 ГГц) [1];

Parrot AR Drone – гамма распределение (частоты 8…18 ГГц) [1], логнормальное распределение (частоты 8, 8,5, 9 ГГц) [2];

DJI Mavic 2 Pro – логнормальное распределение (частота 15 ГГц) [3], распределение Вейбулла (частота 16,6 ГГц) [4];

DJI Phantom 4 Pro – логнормальное распределение (частота 15 ГГц) [3], распределение Вейбулла (частота 16,6 ГГц) [4];

DJI Matrice 600 – логнормальное распределение (частота 15 ГГц) [3];

DJI Matrice 100 – гамма распределение (частоты 8…18 ГГц) [1].

AirVision NT4Contra – экспоненциальное распределение (частоты 8…12 ГГц) [5];

Yuneec H920 – распределение Вейбулла (частота 16,6 ГГц) [4].

## 4. Заключение

В результате проведенных исследований установлено, что набор распределений, описывающих распределение ЭПР малоразмерных БПЛА, включает гамма распределение, распределение Вейбулла, логнормальное и экспоненциальное распределение. Случайный характер ЭПР, сложные условия формирования отражений не позволяют в качестве предпочтительного выбрать один вид распределения.

Для различных БПЛА, а также одного БПЛА на разных частотах вид и параметры ПРВ ЭПР могут отличаться. Указанную особенность целесообразно учитывать при синтезе и анализе алгоритмов обнаружения.

Отличия распределений ЭПР и их параметров можно использовать в качестве дополнительного признака при решении задачи распознавания. Особую актуальность данная задача приобретает для селекции БПЛА и птиц, распределение ЭПР которых (в отличие от средних значений ЭПР) может существенно отличаться. Необходимо учитывать, что эффективность распознавания БПЛА в этом случае будет сильно зависеть от точности построения статистического распределения ЭПР и оценки его параметров, что напрямую связано с количеством и длительностью контактов с целью, а также отношением сигнал / шум. Кроме того, к существенным ошибкам распознавания может привести и похожесть различных ПРВ между собой.

## Литература


1. Rosamila, M., Aubry A., Ballery A., Carotenuto V., De Maio A. RCS measurements of UAVs and their statistical analysis // IEEE International Workshop on Metrology for AeroSpace., 2022, June. – P. 1–6.
2. Guay, R., Drolet G., Bray J.R. Measurement and modelling of the dynamic radar cross-section of an unmanned aerial vehicle // IET Radar Sonar Navig, 2017, Vol. 11, Iss. 7. – P. 1155–1160.
3. Ezuma, M., Anjinappa C.K., Semkin V., Guvenc I. Comparative analysis of radar cross section based UAV classification techniques // IEEE Sensors Journal, 2022, Vol. 22, № 18. – P. 17932–17949.
4. Markow, J., Balleri A., Catherall A. Statistical analysis of in-flight drone signatures // IET Radar Sonar Navig, 2022, № 16. – P. 1737–1751.
5. Pieraccini, M., Miccinesi L., Rojhani N. RCS measurements and ISAR Images of small UAVs // IEEE A&E Systems Magazine, 2017, September. – P. 28–32.
6. Karlsson A. Radar Signal Processing using Artificial Neural Networks. Sweden: Universitetsservice US-AB, 2023. – 225 p.
7. «Geozondas» official site [electronic resource]. URL: https://geozondas.com / (date of access 20.02.2023).
8. Шторм Р., Федоров Н.Н., Федоров М.Г. Теория вероятностей. Математическая статистика. Статистический контроль качества. М.: Мир, 1970. – 368 с.
9. Swerling P. Probability of detection for fluctuating targets // IRE Transactions on Information theory, 1960, Т. 6, №. 2. – P. 269–308.
10. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / Под. ред. Я. Д. Ширмана. М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.
11. Nathanson F. E. Radar design principles. Signal processing and the environment, 1990. – 720 p.
12. Richards M.A., Scheer J., Holm W.A. Principles of modern radar. SciTech Publishing, 2010. – 924 p.
13. Akaike H. A new look at the statistical model identification // IEEE Trans. on Automatic Control, 1974, Vol. 19, № 6. – P. 716–723.

## REFERENCES


1. Rosamila, M., Aubry A., Ballery A., Carotenuto V., De Maio A. RCS measurements of UAVs and their statistical analysis // IEEE International Workshop on Metrology for AeroSpace., 2022, June. – P. 1–6.
2. Guay, R., Drolet G., Bray J.R. Measurement and modelling of the dynamic radar cross-section of an unmanned aerial vehicle // IET Radar Sonar Navig, 2017, Vol. 11, Iss. 7. – P. 1155–1160.
3. Ezuma, M., Anjinappa C.K., Semkin V., Guvenc I. Comparative analysis of radar cross section based UAV classification techniques // IEEE Sensors Journal, 2022, Vol. 22, № 18. – P. 17932–17949.
4. Markow, J., Balleri A., Catherall A. Statistical analysis of in-flight drone signatures // IET Radar Sonar Navig, 2022, № 16. – P. 1737–1751.
5. Pieraccini, M., Miccinesi L., Rojhani N. RCS measurements and ISAR Images of small UAVs // IEEE A&E Systems Magazine, 2017, September. – P. 28–32.
6. Karlsson A. Radar Signal Processing using Artificial Neural Networks. Sweden: Universitetsservice US-AB, 2023. – 225 p.
7. «Geozondas» official site [electronic resource]. URL: https://geozondas.com / (date of access 20.02.2023).
8. Shtorm R., Fedorov N.N., Fedorov M.G. Probability theory. Mathematical statistics. Statistical quality control. M.: Mir, 1970. – 368 p.
9. Swerling P. Probability of detection for fluctuating targets // IRE Transactions on Information theory, 1960, T. 6, №. 2. – P. 269–308.
10. Radio electronic systems: Fundamentals of construction and theory. Handbook. 2nd edition, reprint. and additional / Ed. by J. D. Shirman. M.: Radiotechnica, 2007. – 512 p.
11. Nathanson F. E. Radar design principles. Signal processing and the environment, 1990. – 720 p.
12. Richards M.A., Scheer J., Holm W.A. Principles of modern radar. SciTech Publishing, 2010. – 924 p.
13. Akaike H. A new look at the statistical model identification // IEEE Trans. on Automatic Control, 1974, Vol. 19, № 6. – P. 716–723.

# ЦИФРОВЫЕ ДВОЙНИКИ ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ И РАСЧЕТА ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ ОБЪЕКТОВ

Е. С. Емельянов[1], А. О. Кирьянов[2]

[1]Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (ВУНЦ ВВС «ВВА»), Воронеж, РФ
[2]Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, РФ

**Аннотация.** Предложен подход создания цифровых двойников объектов для оценки их радиолокационных характеристик. Подход предполагает получение их полных поляризационных матриц рассеяния на сетках дискретных частот и направлений наблюдения. Приведены примеры получения с использованием цифровых двойников радиолокационных изображений и диаграмм эффективной площади рассеяния различных объектов.

**Ключевые слова:** цифровой двойник, матрица рассеяния, двумерное радиолокационное изображение, эффективная площадь рассеяния, фацетная модель.

# USING DIGITAL TWINS TO CREATE RADAR IMAGES AND CALCULATE THE RADAR CROSS-SECTION OF OBJECTS

E. S. Emelyanov [1], A. O. Kiryanov[2]

[1]Military Educational-Recherch Centre of Air Force «Air Force Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin» (Air Force Academy), Voronezh, RF
[2]Voronezh State University (VSU), Voronezh, RF

**Abstract.** An approach to creating digital twins of objects for the assessment of their radar characteristics was offered. The approach involves obtaining their complete polarization scattering matrices on discrete frequency and direction grids. Examples of obtaining digital twins radar images and diagrams of the effective scattering area of various objects are provided.

**Keywords:** digital twin, scattering matrix, two-dimensional radar image, radar cross-section, polygonal model.

## 1. Введение

Для решения задач радиолокационного обнаружения и распознавания объектов требуется определение их характеристик, таких как эффективной площади рассеяния (ЭПР), радиолокационных изображений (РЛИ) [1, 2]. Наиболее точно указанные характеристики объектов могут быть получены экспериментально с использованием радиолокационных средств измерений. Однако экспериментальные исследования достаточно сложны и требуют больших временных затрат, обычно имеются ограничения по условиям проведения измерений как по диапазонам частот, так и по ракурсам наблюдения. Кроме того, в отдельных случаях объекты могут быть не доступны для испытаний.

Возможным подходом получения требуемых характеристик объектов является использование цифровых двойников, обеспечивающих получение диаграмм ЭПР и формирование РЛИ объектов для произвольных условий наблюдения.

Целью работы является разработка подхода создания цифровых двойников формирования радиолокационных изображений и расчета эффективной площади рассеяния объектов.

## 2. Цифровой двойник

В качестве цифровых двойников объектов возможно использование их компьютерных 3D-моделей [3]. Действительно, с их помощью и применением различных методов электродинамики (физическая оптика, геометрическая оптика, физическая теория дифракции, метод интегральных уравнений и др.) [1, 4] можно рассчитать требуемые характеристики объектов. Однако такой подход не является достаточно универсальным, для нахождения каждой характеристики объекта необходимо решать трудоемкую задачу рассеяния электромагнитных волн заново. При этом в зависимости от выбранных методов расчета результаты, полученные с помощью цифровых двойников, будут отличаться.

В качестве цифровых двойников формирования РЛИ и расчета ЭПР объектов предлагается использовать набор матриц рассеяния объектов $\mathbf{B}_{nm}$ [1], определенных на сетке дискретных частот $f_n$ =1, 2,…, $N_f$ и заданных направлениях наблюдения объекта, характеризуемых единичными векторами $\mathbf{r}_m$, m=1, 2,…, $N_r$, где $N_f$ – количество учитываемых частот, $N_r$ – количество учитываемых направлений. Считается, что направления облучения объекта и приема рассеянной электромагнитной волны совпадают. При этом связь между ортогональными компонентами напряженностей электрических полей падающей $E^{it}_{nm}$, $E^{ip}_{nm}$ и рассеянной $E^{st}_{nm}$, $E^{sp}_{nm}$ электромагнитных волн имеет следующий вид [1]

$$\begin{pmatrix} E^{st}_{nm} \\ E^{sp}_{nm} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} b^{tt}_{nm} & b^{tp}_{nm} \\ b^{pt}_{nm} & b^{pp}_{nm} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E^{it}_{nm} \\ E^{ip}_{nm} \end{pmatrix}, \qquad (1)$$

где $b^{tt}_{nm}$, $b^{tp}_{nm}$, $b^{pt}_{nm}$, $b^{pp}_{nm}$ – элементы матрицы рассеяния $\mathbf{B}_{nm}$,

или в матричном виде

$$\mathbf{E}^{s}_{nm} = \mathbf{B}_{nm}\mathbf{E}^{i}_{nm}.$$

Матрица рассеяния объекта связывает ортогональные компоненты падающего электромагнитного поля с ортогональными компонентами рассеянного поля. При этом диагональные элемента матрицы рассеяния связывают поля на совпадающих поляризациях, недиагональные – на кроссовых поляризациях.

Каждый элемент матрицы рассеяния представляет собой комплексную величину, зависящую от свойств объекта, его ориентации относительно направления наблюдения и частоты облучающей волны.

Цифровой двойник объекта удобно представлять в зависимости от углов $\theta$ и $\varphi$ в сферической системе координат. В этом случае элементы матриц рассеяния объекта в (1) для каждого направления могут быть представлены в виде $\theta$-ой и $\varphi$-ой компонент полей.

Диапазон частот, в которых проводится построение цифрового двойника, выбирается в соответствии с параметрами средств наблюдения объекта, а шаг дискретизации по частоте – в соответствии с продольными размерами областей построения РЛИ. Шаг дискретизации по углам зависит от размеров объекта и от максимальной частоты облучающей электромагнитной волны. Так, при продольном размере рабочей зоны $\Delta X$ =30 м, шаг дискретизации по частоте $\delta f$ не должен превышать $c/(2\Delta X)$ =5 МГц, где c – скорость света.

При размере объекта d=10 м при максимальной частоте наблюдения $f_{max}$=10 ГГЦ шаг дискретизации по углу не должен превышать $18c/(\pi df_{max}) \approx 0{,}02$ градуса, в этом случае будут описаны все лепестки диаграмм обратного рассеяния объекта.

При построении цифрового двойника в полосе частот 4 ГГц для всей верхней полусферы объекта потребуется рассчитать порядка $3\cdot10^{10}$ матриц рассеяния.

Для нахождения матриц рассеяния объектов могут применяться различные методы электродинамики [1, 4]. Для формирования цифрового двойника возможно применение метода физической оптики [1].

Метод физической оптики применим, когда размеры объектов значительно больше длины волны, что обычно выполняется для объектов в радиолокационных задачах. Он обладает относительной простотой вычислений и может быть реализован на стандартных вычислительных ресурсах. Он не требует высокой вычислительной мощности или большого объема оперативной памяти, что делает его доступным для применения. Более того, данный метод отлично подходит для параллельных вычислений, так как расчеты для различных частот или пространственных положений могут быть выполнены независимо друг от друга. Это позволяет эффективно использовать многопоточность или распределенные вычисления для ускорения процесса моделирования и обработки данных. Таким образом, метод физической оптики представляет собой не только эффективный с точки зрения результата, но и вычислительно экономичный инструмент для нахождения рассеянных электромагнитных волн от объектов.

Схематическое расположение объекта и условий наблюдения приведено на рисунке 1.

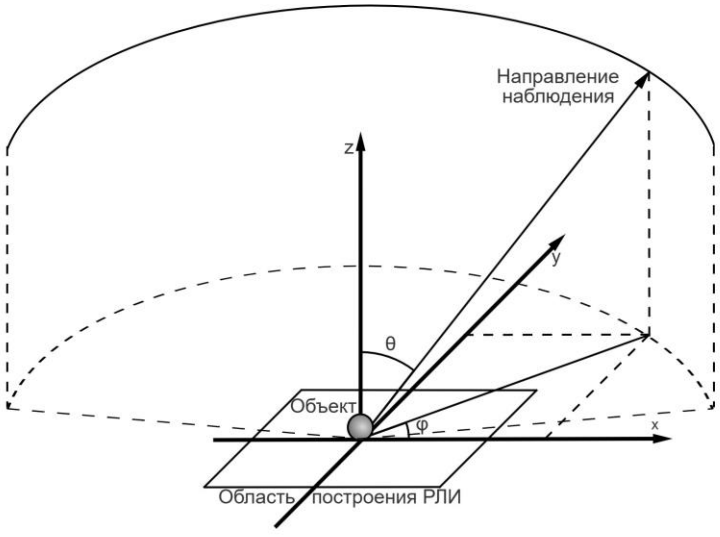



Рис. 1. Схема расположения объекта при нахождении цифрового двойника и формировании РЛИ

Поле рассеяния от идеально проводящего объекта с точностью до постоянного множителя в дальней зоне определяется с помощью следующего выражения [1, 4]

$$\mathbf{E}^{s}(f_n,\mathbf{r}_m) = -if_n\sqrt{\pi}\int_S\left[\mathbf{J}_{nm}(\boldsymbol{\rho}) - \mathbf{r}_m(\mathbf{r}_m\mathbf{J}_{nm}(\boldsymbol{\rho}))\right]\exp\left[i\frac{2\pi f_n}{c}(\boldsymbol{\rho}\mathbf{r}_m)\right]dS, \qquad (2)$$

где $\mathbf{J}_{nm}(\boldsymbol{\rho})=2\left[\mathbf{n}(\boldsymbol{\rho})\mathbf{H}^{i}_{nm}(\boldsymbol{\rho})\right]$ – поверхностный электрический ток на частоте $f_n$ при облучении объекта плоской волной с направления $\mathbf{r}_m$; $\mathbf{n}(\boldsymbol{\rho})$ – внешняя нормаль к поверхности объекта; $\mathbf{H}^{i}_{nm}(\boldsymbol{\rho})$ – вектор магнитного поля с единичной амплитудой падающей на объект плоской электромагнитной волны на частоте $f_n$ с направления $\mathbf{r}_m$; $\boldsymbol{\rho}$ – радиус-вектор точки интегрирования на поверхности объекта $S$; i – мнимая единица. Зависимость от времени принята в виде $\exp(i2\pi ft)$.

При этом интегрирование в (2) для каждого направления наблюдения проводится только по участкам поверхности объекта, видимым с направления облучения $\mathbf{r}_m$.

Для описания геометрии объекта используется фацетное представление поверхности [3, 5]. Математически это выражается в кусочно-линейной аппроксимации поверхности объекта, при этом элементарным участком является треугольник. Такой подход является универсальным и гибким как с точки зрения описания поверхности объекта, так и с точки зрения построения вычислительных алгоритмов. Вычисление интегралов в выражении (2) от треугольных фацетов выполняется аналитически методом Филона [5]. Фацетное представление объекта формируется с использованием систем автоматизированного проектирования.

Для повышения точности расчетов рассеянных полей к выражению (2) добавляется поле краевой волны, создаваемое неравномерной частью тока и имеющее с учетом нормировки вид однократного интеграла от элементарных краевых волн по ребрам фацетов объекта L [6]:

$$\mathbf{E}^{s}_{EW}=\frac{1}{\sqrt{\pi}}\int_{L}\mathbf{E}(\xi)\exp[i\frac{4\pi f_n}{c}(\boldsymbol{\rho}\mathbf{r}_m)]d\xi, \qquad (3)$$

где $\mathbf{E}(\xi)$ – функция, определяемая с использованием асимптотических выражений для элементарной краевой волны [6]; $d\xi$ – элемент ребер фацетов.

Для определения видимых и затененных полигонов строится двумерный рендер 3D-модели [3]. При этом для определения положения камеры используются текущие координаты РЛС, а плоскость экрана выбирается перпендикулярной к линии, соединяющей центр координат и точку нахождения РЛС. Вершины модели переходят в систему координат камеры, а затем проецируются на экран и нормируются. Таким образом, определяется расстояние от каждой точки объекта до камеры. Значения точек, принадлежащих граням, вычисляются с дискретным шагом при помощи барицентрических уравнений.

В процессе построения двумерного рендера используется технология Z-буфера, благодаря которой пиксели, принадлежащие видимым (расположенным наиболее близко к камере) полигонам, перезаписывают затененные. В итоге, вычисляется отношение нарисованных точек к их общему числу для каждого полигона, и в расчете рассеянных полей учитываются только треугольники с более чем 50% видимой площадью.

С помощью выражений (2) и (3) проводится вычисление рассеянных полей $\mathbf{E}^{s}_{nm}=\mathbf{E}^{s}(f_n,\mathbf{r}_m)$ на частотах $f_n$ при всех направлениях $\mathbf{r}_m$ для двух поляризаций электрического поля облучающей электромагнитной волны. Рассеянное электрическое поле представляется в виде компонент с совпадающей и кроссовой поляризаций. С учетом выбранных нормировок в (2) и (3) найденные компоненты полей и являются элементами матриц рассеяния объекта $b^{\theta\theta}_{nm}$, $b^{\theta\varphi}_{nm}$, $b^{\varphi\theta}_{nm}$, $b^{\varphi\varphi}_{nm}$

Компоненты эффективной площади рассеяния объекта для совпадающих и кроссовых поляризаций с учетом используемой нормировки матриц рассеяния определяются следующим образом [1]:

$$\sigma_{nm}^{\theta\theta} = \left|b_{nm}^{\theta\theta}\right|^2,\ \sigma_{nm}^{\theta\varphi} = \left|b_{nm}^{\theta\varphi}\right|^2,\ \sigma_{nm}^{\varphi\theta} = \left|b_{nm}^{\varphi\theta}\right|^2,\ \sigma_{nm}^{\varphi\varphi} = \left|b_{nm}^{\varphi\varphi}\right|^2. \quad (4)$$

При необходимости с использованием методов интерполяции значения ЭПР объекта с помощью цифрового двойника можно найти при произвольных значениях частот и направлениях наблюдения.

Для формирования с помощью цифрового двойника РЛИ объекта применительно к конкретной РЛС и условиям наблюдения задаются диапазоны частот и траектории перемещения РЛС. В соответствии с требуемыми параметрами выбираются данные из цифрового двойника, проводится их интерполяция (при необходимости), и формируется РЛИ объекта.

Радиолокационное изображение объекта $\mathbf{S}(x,y,z)$ может быть получено с помощью интеграла свертки данных цифрового двойника с опорной функцией [7].

При выполнении для объекта условий дальней зоны с учетом матричного вида полей рассеяния РЛИ объекта определяется с помощью следующего выражения

$$S^{\theta\theta}(x,y,z) = \sum_{n=1}^{N_{f1}} \sum_{m=1}^{N_{r1}} b_{nm}^{\theta\theta} \exp\left[-i\frac{4\pi f_n}{c}\left(xr_m^x + yr_m^y + zr_m^z\right)\right], \quad (5)$$

где $x,y,z$ – декартовы координаты области построения РЛИ; $N_{f1}$, $N_{r1}$ – количества учитываемых частот и направлений наблюдений в соответствии с параметрами РЛС. В соответствии с (5) РЛИ формируется для совпадающей $\theta$-ой поляризации электрического поля облучающей электромагнитной волны. Аналогично можно сформировать РЛИ для других поляризаций, включая кроссовые поляризации.

Обычно РЛИ формируются на земной поверхности, поэтому в (5) полагается, что z=0.

Повышение скорости выполнения расчетов с помощью (2) и получения двумерного РЛИ возможно за счет применения двумерного быстрого преобразования Фурье. Для этого в соответствии с [7] осуществляется переход к «пространственным» частотам $Px = \frac{2f}{c} r^x$ и $Py = \frac{2f}{c} r^y$. Значения матриц рассеяния на соответствующей сетке дискретных «пространственным» частот выполняется путем интерполяции данных цифрового двойника [7].

Реализация нахождения цифрового двойника выполнена в виде приложения на языке программирования Java с использованием библиотек Oracle OpenJDK v. 20, JavaFX и среды разработки Intellij Idea. Для хранения 3d модели и выполнения математических вычислений используются собственные записи (тип Record) векторов, обеспечивающие высокое быстродействие и оптимальное использование памяти. Вектора объединяются в коллекции (Guava collections): списки и множества, благодаря которым обеспечивается параллельное выполнение операций с использованием множества потоков (Stream API).

## 3. Результаты формирования радиолокационных изображений и расчета диаграмм эффективной площади рассеяния объектов

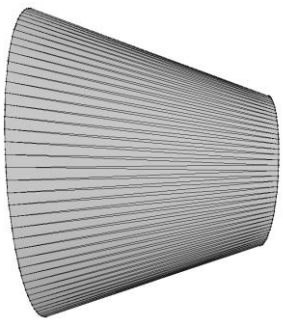
С использованием предложенного подхода проведено нахождение цифровых двойников, формирование РЛИ и расчет моностатических диаграмм ЭПР ряда объектов: усеченного конуса, усеченной пирамиды, автомобиля. Цифровые двойники объектов

построены в диапазоне частот 8…12 ГГц с шагом 5 МГц в верхней полусфере, при этом интервалы дискретизации по углам составляли 0,02 град.

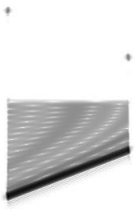
При формировании РЛИ считалось, что облучение объектов проводилось со стороны отрицательного направления оси $y$, приемо-передающая антенна РЛС имела вертикальную поляризацию электрического поля. При расчетах применялись весовые окна Блэкмана [8].

На рисунке 2 приведены фацетные представления усеченного конуса и его РЛИ для трех его положений в соответствии с фацетными представлениями. Диаметр большего основания конуса составлял 4 м, диаметр меньшего основания – 2 м, высота – 3 м, количество фацетов в модели – 396. При получении данных и последующих РЛИ сектор углов наблюдения по азимуту составлял $\varphi = 240°...300°$, угол места – 30° ($\theta = 60°$). Полученные РЛИ имеют разрешение по поперечной координате $\delta_x = 2,6$ см, по дальности $\delta_y = 3,8$ см. Радиолокационные изображения приводятся в логарифмическом масштабе, динамический диапазон всех РЛИ составляет 80 дБ. На полученных РЛИ четко видны локальные источники рассеяния, соответствующие краям усеченного конуса. На РЛИ рисунка 2б фактически видна только образующая конуса, на РЛИ рисунка 2г – контур переднего основания и облученная часть контура заднего основания, на РЛИ рисунка 2е – контур верхнего основания и облученная часть контура нижнего основания.

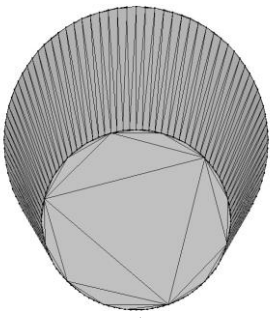
На рисунке 4 приведены фацетные представления грузового автомобиля и его РЛИ для двух положений: ориентированного кабиной вдоль отрицательного направления оси $x$ и ориентированного кабиной вдоль отрицательного направления оси $y$. Количество фацетов в модели составляло 76598. Полученные РЛИ соответствуют электродинамическим свойствам объекта.



а)

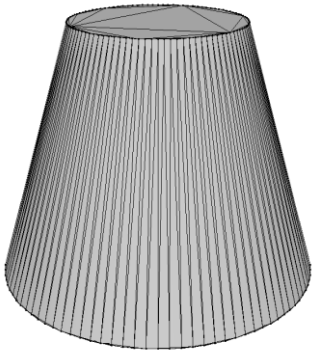


б)



в)

г)

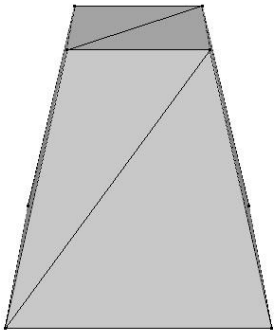


д)

е)

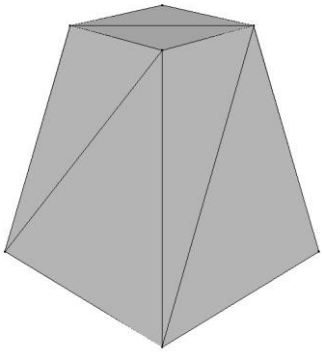
Рис. 2. Фацетные представления усеченного конуса и его РЛИ

На рисунке 3 приведены фацетные представления усеченной пирамиды и ее РЛИ для двух ее положений: ориентирована гранью на РЛС и повернута относительно вертикальной оси на 45°. Размер ребра нижнего квадратного основания пирамиды составлял 1 м, ребра верхнего квадратного основания – 0,5 м, количество фацетов в модели – 12. На РЛИ пирамиды рисунка 3б видны верхнее переднее ребро, нижнее переднее ребро, с меньшей интенсивностью верхнее заднее ребро, а также вершины нижнего основания, на РЛИ рисунка 3г – верхняя и нижняя вершины переднего и двух боковых вертикальных ребер, а также верхняя вершина заднего вертикального ребра пирамиды.



а)

б)



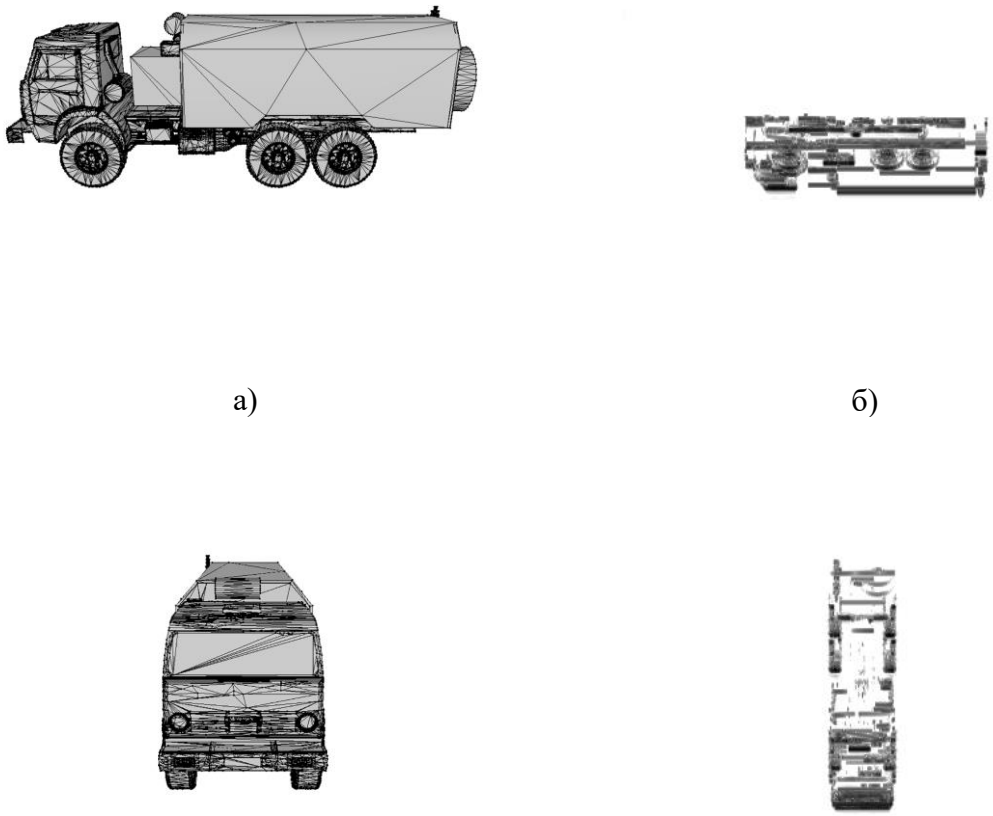
в)

г)

Рис. 3. Фацетные представления усеченной пирамиды и ее РЛИ

На рисунке 5 приведены рассчитанные с использованием цифрового двойника моностатические диаграммы обратного рассеяния автомобиля в относительных

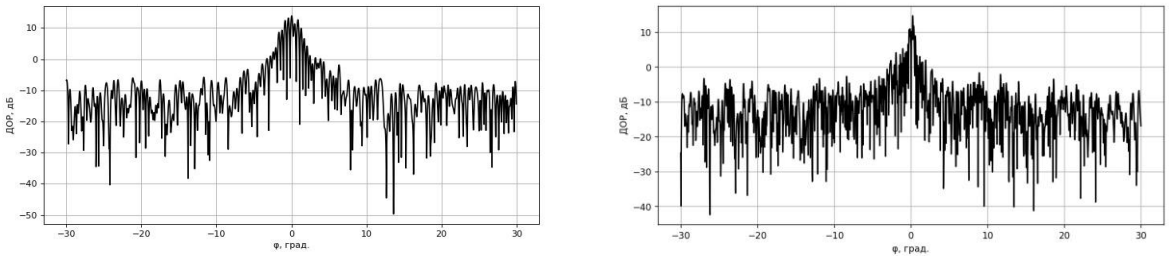
единицах в зависимости от азимутального угла и фиксированном угле места $30°$ при его наблюдении спереди (рис. 5а) и сбоку (рис. 5б).



а) б)

в) г)

Рис. 4. Фацетные представления автомобиля и его РЛИ




а) б)

Рис. 5. Моностатические диаграммы ЭПР автомобиля

Демонстрационные вычисления выполнены на персональном компьютере с процессором Intel Core i5-10600K с тактовой частотой 4500 MHz, 6 ядрами (12 потоками) и 16MB оперативной памяти. Время расчета цифрового двойника модели автомобиля, состоящей из 39021 вершин и 76598 треугольников, включающего $3\ 10^{10}$ матриц рассеяния, составляло порядка 120 часов. При этом время формирования РЛИ с разрешением 500*500 для произвольных условий наблюдения с использованием (5)

составляло 3…5 секунд, а с применением двумерного быстрого преобразования Фурье выполнялось фактически в реальном масштабе времени.

## 4. Заключение

Предложен подход создания цифровых двойников формирования радиолокационных изображений и расчета эффективной площади рассеяния объектов. В качестве цифрового двойника предложено использовать набор матриц рассеяния объекта, полученных на сетке дискретных частот для различных направлений наблюдения. С использованием цифрового двойника возможно получение моностатических диаграмм ЭПР и формирование РЛИ объектов для произвольных условий его наблюдения фактически в реальном масштабе времени. Цифровые двойники могут найти применение расчета средних значений ЭПР объектов в требуемых пространственных секторах наблюдения, а также для формирования полного набора РЛИ объектов в интересах решения задачи их распознавания.

## Литература


1. Кобак В.О. Радиолокационные отражатели. М.: Сов. радио, 1975. – 248 с.
2. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли / под ред. Г.С. Кондратенкова. М.: Радиотехника, 2005. – 368 с.
3. Ярошевич В.А. Компьютерная графика. М.: МИЭТ, 2015. – 71 с.
4. Захаров Е.В., Пименов Ю.В. Численный анализ дифракции радиоволн. М.: Радио и связь. 1982. – 184 с.
5. Замятин В.И., Ключников А.С., Швец В.И. Антенные обтекатели. Минск: Изд-во БГУ, 1980. – 192 с.
6. Буторин Д.И., Мартынов Н.А., Уфимцев П.Я. Асимптотические выражения для элементарной краевой волны. – Радиотехника и электроника, 1987, т. 32, № 9, с. 1818 – 1828.
7. Методы исследования радиолокационных характеристик объектов. Монография / Под ред. С.В. Ягольникова. М.: Радиотехника, 2012. – 296 с.
8. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов / Пер. с англ. М.: Техносфера, 2006. – 1048 с.


## References


1. Kobak, V.O. Radar reflectors. Soviet Radio, 1975. - 248 p.
2. Kondratenkov, G.S., Frolov, A.Y. Radiovision. M.: Radar systems of remote sensing of the Earth / edited by G.S. Kondratenkova. M.: Radio equipment, 2005. - 368 p.
3. Yaroshevich V.A. Computer graphics. M.: MIET, 2015. - 71 p.
4. Zakharov, E.V., Pimenov Y.V. Numerical analysis of radio wave diffraction. M.: Radio and communication. 1982. - 184 p.
5. Zamytin, V.I., Klyuchnikov A.S., Shvets V.I. Antenna fairings. Minsk: publishing BSU, 1980. - 192 p.
6. Butorinб D.I., Martynovб N.A., Ufimtsevб P.Y. Asymptotic expressions for elementary edge wave. - Radio and Electronics, 1987, t. 32, №9, p. 1818 - 1828.
7. Methods of investigation of radar characteristics of objects. Monograph / edited by S.V. Yagolnikov. M.: Radio Engineering, 2012. - 296 p.
8. Oppenheim A., Shafer R. Digital signal processing / translate from Eng. M.: Technosphere, 2006. - 1048 p.

# АДАПТИВНЫЙ МЕТОД ГОЛОГРАФИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В НЕРЕГУЛЯРНОМ ВОЛНОВОДЕ

В. М. Кузькин[1], С. А. Переселков[2], П.В. Рыбянец[2], Н.В. Ладыкин[2], А.С. Переселков[2]

[1]Институт общей физики им. А.М. Прохорова РАН (ИОФ РАН), Москва, Россия
[2]Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

**Аннотация.** В работе разработан адаптивный метод голографической обработки гидроакустических сигналов в нерегулярном океаническом волноводе. В рамках построенной модели предполагается, что нерегулярность волновода обусловлена внутренними волнами, вызывающими горизонтальную рефракцию и взаимодействие мод звукового поля. Представлены результаты численных экспериментов.

**Ключевые слова:** океанический волновод, внутренние волны, звуковое поле, голографическая обработка, адаптивный алгоритм, численное моделирование.

# ADAPTIVE METHOD OF HOLOGRAPHIC SIGNAL PROCESSING IN IRREGULAR WAVEGUIDE

V. M. Kuz'kin[1], S. A. Pereselkov[2], P.V. Rybyanets[2], N.V. Ladykin[2], A.S. Pereselkov[2]

[1]General Physics Institute of the RAS (GPI RAS), Moscow, Russia
[2]Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

**Abstract.** In the paper, an adaptive method of holographic processing of hydroacoustic signals in an irregular oceanic waveguide was developed. The constructed model assumes that the irregularity of the waveguide is caused by internal waves, leading to horizontal refraction and interaction of the sound field modes. The results of numerical experiments are presented.

**Keywords:** oceanic waveguide, internal waves, sound field, holographic processing, adaptive algorithm, numerical modeling.

## 1. Введение

Вопросы разработки адаптивных алгоритмов локализации малошумных источников рассматриваются как одна из слабо разработанных проблем и являются предметом активных исследований. Трудности подхода к их решению обусловлены причинами, затрудняющими успешную реализацию традиционных методов обработки в реальных океанических волноводах [1, 2]. Голографическая обработка во многом свободна от ограничений, присущих методу согласованного поля [3, 4]. Голографические методы продемонстрировали высокую устойчивость в нерегулярных волноводах при наличии возмущений, обусловленных интенсивными внутренними волнами [5-8]. Таким образом, представляется целесообразным разработать адаптивный метод голографической обработки сигналов, который решает проблему обнаружения источника [9, 10], оценки его дальности [11, 12] и пеленга [13, 14] в нерегулярной акватории при отсутствии данных о ее гидроакустических характеристиках. В настоящей статье представлены результаты численного эксперимента по реализации алгоритма адаптации в нерегулярном океаническом волноводе. В рамках построенной модели предполагается, что нерегулярность волновода обусловлена внутренними волнами, вызывающими горизонтальную рефракцию и взаимодействие мод звукового поля.

## 2. Адаптивная голографическая обработка сигналов

Под адаптацией интерферометрического метода локализации источника понимается возможность определения радиальной скорости и удаления источника посредством измерения связанных с ними величин или с коэффициентами (1), (2) на фоне малого входного отношения сигнал/помеха (с/п) в отсутствие знания о передаточной функции волновода. Такими величинами, как показано в, могут служить пеленг источника и частотный сдвиг интерференционных максимумов волнового поля для разнесенных на горизонтальное расстояние $d$ приемников $Q_1$ и $Q_2$ (рис. 1).

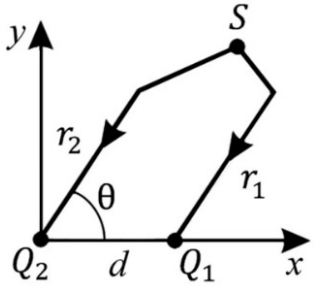



Рис. 1. Схема расположения источника $S$ и приемников $Q_1$ и $Q_2$.

Фазовый вариант адаптации основан на фазовом представлении голограммы, чувствительной к радиальной скорости источника. Радиальную скорость и удаление можно также оценить двумя методами, регистрируя частотный сдвиг интерференционных максимумов волнового поля. Далее будем считать $r_1, r_2 \gg w\Delta t$.

Частотные сдвиги за время наблюдения в точках наблюдения $Q_1$ и $Q_2$ равны соответственно

$$\Omega_1 = -\frac{1}{2\pi}\frac{w\Delta t}{r_1}\frac{\kappa_{r\mu}}{\kappa_{w\mu}} \tag{1}$$

$$\Omega_2 = -\frac{1}{2\pi}\frac{w\Delta t}{\left(r_1 + d\cos\theta\right)}\frac{\kappa_{r\mu}}{\kappa_{w\mu}} \tag{2}$$

В результате для разности частотных сдвигов получаем

$$\Delta\Omega_{\Delta t} = \Omega_1 - \Omega_2 \approx \Omega_1 \frac{d\cos\theta}{r_1} \tag{3}$$

откуда удаление

$$\dot{r}_1 = \left|\frac{\Omega_1}{\Delta\Omega_{\Delta t}} d\cos\theta\right| \tag{4}$$

Подставив (4) в (1), находим

$$\left|\dot{w}\right| = \left|\frac{\Omega_1}{\Omega_0}\frac{\Delta\Omega}{\Delta\Omega_{\Delta t}}\frac{d\cos\theta}{\Delta t}\right| \tag{5}$$

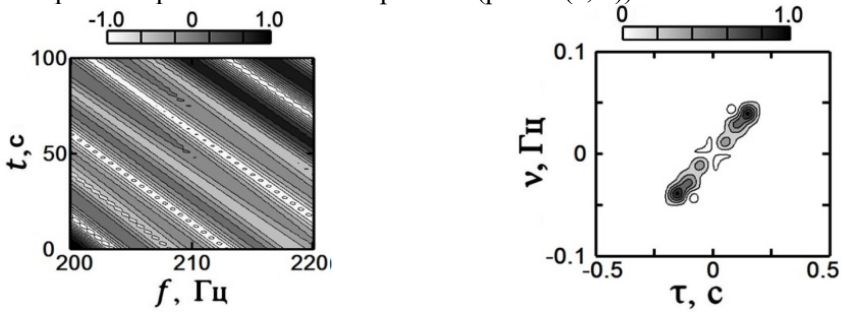
Таким образом, фазовый вариант адаптации позволяет определять удаление (4) и радиальную скорость (5) через пеленг и частотные сдвиги, не прибегая к информации о коэффициентах $\kappa_{w\mu}$ и $\kappa_{r\mu}$.

## 3. Результаты численного эксперимента

В рамках построенной модели адаптивной голографической обработки проведен компьютерный эксперимент в нерегулярном волноводе с параметрами близкими к параметрам эксперимента SWARM’95 [5-8].

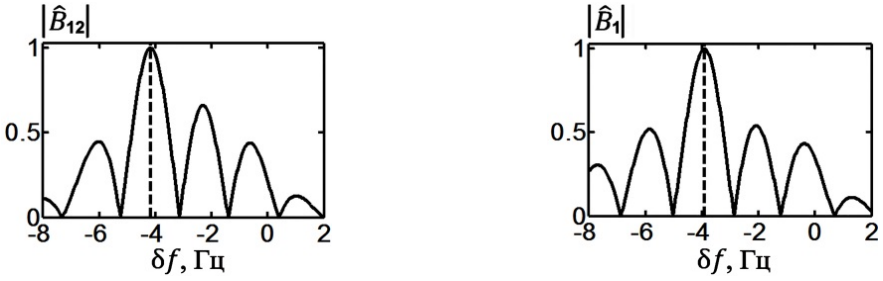
При этом предполагается, что нерегулярность волновода обусловлена внутренними волнами, вызывающими горизонтальную рефракцию и взаимодействие мод звукового поля. Результаты моделирования для случая, когда внутренний солитон находится на акустической трассе между источником и приемником приведены на рис. 2, 3.

Вертикальным пунктиром обозначено положение основного максимума. В силу малого расстояния между приемниками, интерферограмма и голограмма в точках приема практически идентичны. На рис. 3 показаны взаимокорреляционные функции между токами приема в разные моменты времени (рис. 3 (а, б)).




(а) (б)

Рис. 2. Интерферограмма (а) и голограмма (б) на приемнике $Q_1$.




(а) (б)

Рис. 3. Взаимокорреляционные функции спектров: а) $B_{12}(\delta f, 0)$; б) $B_{12}(\delta f, \Delta t)$.

Обострение максимумов взаимокорреляционных функций по сравнению с маломодовым режимом связано с частотным масштабом изменчивости передаточной функции волновода. Из рис. 3 следует, что частотные смещения $\Omega_0 = -4.17$ Гц, $\Omega_{\Delta t} = -4.34$ Гц, $\Omega_1 = -3.92$ Гц, $\Omega_2 = -3.77$ Гц. Из (4), (5) получаем оценки $\dot{r}_1 = 2.61$ м, $\dot{w} = -3.55$ м/с. Таким образом, в обоих случаях оценки удаления и радиальной скорости близки модельным значениям.

## 4. Заключение

В работе разработана компьютерная модель для адаптивного алгоритма голографической обработки гидроакустических сигналов в нерегулярном океаническом волноводе. В рамках построенной модели предполагается, что нерегулярность волновода обусловлена внутренними волнами, вызывающими горизонтальную рефракцию и взаимодействие мод звукового поля. Представлены результаты численных экспериментов.

**5. Благодарности**

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-61-10024, https://rscf.ru/project/23-61-10024/.

**Литература**

1. Бреховских Л.М., Лысанов Ю.П. Теоретические основы акустики океана. М.: Наука, 2007. 370 с.
2. Сазонтов А.Г., Малеханов А.И. Согласованная пространственная обработка сигналов в подводных звуковых каналах (Обзор) // Акуст. журн. 2015. Т. 61. № 2. С. 233−253.
3. Pereselkov S.A., Kuz'kin V.M. Interferometric processing of hydroacoustic signals for the purpose of source localization// Journal of Acoustical Society of America, 2022. Vol. 151, No 2, P. 666-676
4. Ehrhardt M., Pereselkov S., Kuz'kin V., Kaznacheev I., Rybyanets P. Experimental observation and theoretical analysis of the low-frequency source interferogram and hologram in shallow water // Journal of Sound and Vibration. 2023. Vol. 544. P. 117388.
5. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Zvyagin V.G., Malykhin Yu., Prosovetskiy D.Yu. Intense internal waves and their manifestation in interference patterns of received signals on oceanic shelf// Physics of Wave Phenomena. 2018. Vol. 26. No. 2. P. 160-167.
6. Kaznacheeva E.S., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Interferometric processing of hydroacoustic information in the presence of intense internal waves // Physics of Wave Phenomena. 2021. Vol. 29. No 3. P. 278-284.
7. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Rybyanets P., Ladykin N. Three-dimensional modeling of sound field holograms of a moving source in the presence of internal waves causing horizontal refraction // Journal of Marine Science and Engineering. 2023. Vol. 11. No. 10. P. 1922.
8. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Badiey M., Ladykin N.V., Malykhin A.Yu., Tkachenko S.A. Robustness of holographic processing of hydroacoustic signals in the presence of intense internal waves // Physics of Wave Phenomena. 2023. Vol. 31. No. 5. P. 346-354.
9. Казначеев И.В., Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Переселков С.А. Интерферометрический метод обнаружения движущегося источника звука векторно-скалярным приемником // Акустический журнал. 2018. Т. 64. No. 1. С. 33-45.
10. Кузькин В.М., Переселков С.А., Матвиенко Ю.В., Ткаченко С.А. Обнаружение источника в диспергирующих средах // РЭНСИТ. 2019. Т.11. No.3. С. 337-344
11. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Tkachenko S.A., Matvienko Yu.V., Khvorostov Yu.A. Range of detection of underwater sound source // Physics of Wave Phenomena. 2023. Vol. 31. No. 5. P. 339-345.
12. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kuznetsov G.N., Kaznacheev I.V. Interferometric direction finding by a vector-scalar receiver // Physics of Wave Phenomena. 2018. Т. 26. № 1. С. 63-73.

**References**

1. Brekhovskikh L.M., Lysanov Yu.P. Theoretical Foundations of Ocean Acoustics. Moscow: Nauka, 2007. 370 p.
2. Sazontov A.G., Malekhanov A.I. Matched Spatial Processing of Signals in Underwater Sound Channels (Review) // Acoustical Journal. 2015. Vol. 61. No. 2. P. 233-253
3. Pereselkov S.A., Kuz'kin V.M. Interferometric processing of hydroacoustic signals for the purpose of source localization// Journal of Acoustical Society of America, 2022. Vol. 151, No 2, P. 666-676

4. Ehrhardt M., Pereselkov S., Kuz'kin V., Kaznacheev I., Rybyanets P. Experimental observation and theoretical analysis of the low-frequency source interferogram and hologram in shallow water // Journal of Sound and Vibration. 2023. Vol. 544. P. 117388.
5. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Zvyagin V.G., Malykhin Yu., Prosovetskiy D.Yu. Intense internal waves and their manifestation in interference patterns of received signals on oceanic shelf// Physics of Wave Phenomena. 2018. Vol. 26. No. 2. P. 160-167.
6. Kaznacheeva E.S., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Interferometric processing of hydroacoustic information in the presence of intense internal waves // Physics of Wave Phenomena. 2021. Vol. 29. No 3. P. 278-284.
7. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Rybyanets P., Ladykin N. Three-dimensional modeling of sound field holograms of a moving source in the presence of internal waves causing horizontal refraction // Journal of Marine Science and Engineering. 2023. Vol. 11. No. 10. P. 1922.
8. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Badiey M., Ladykin N.V., Malykhin A.Yu., Tkachenko S.A. Robustness of holographic processing of hydroacoustic signals in the presence of intense internal waves // Physics of Wave Phenomena. 2023. Vol. 31. No. 5. P. 346-354.
9. Kaznacheev I.V., Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Interferometric Method for Detecting a Moving Sound Source with a Vector-Scalar Receiver // Acoustic Journal. 2018. Vol. 64. No. 1. P. 33-45.
10. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Matvienko Yu.V., Tkachenko S.A. Detection of a Source in Dispersive Media // RENSIT. 2019. Vol.11. No.3. Pp. 337-344.
11. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Tkachenko S.A., Matvienko Yu.V., Khvorostov Yu.A. Range of detection of underwater sound source // Physics of Wave Phenomena. 2023. Vol. 31. No. 5. P. 339-345.
12. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kuznetsov G.N., Kaznacheev I.V. Interferometric direction finding by a vector-scalar receiver // Physics of Wave Phenomena. 2018. T. 26. № 1. С. 63-73.

# АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ПОЛОЖЕНИЯ ОБЪЕКТА ПО ДАННЫМ ИНЕРЦИАЛЬНЫХ МЭМС-МОДУЛЕЙ НА ОСНОВЕ ВЫЯВЛЕНИЯ ХАРАКТЕРНЫХ УЧАСТКОВ ЕГО ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ТРАЕКТОРИИ

О.О. Лободинова

ФНПЦ «РНИИРС», г. Ростов-на-Дону, Россия

**Аннотация.** Для повышения качества определения пространственного положения подвижного объекта по данным инерциальных МЭМС-модулей предложен алгоритм, учитывающий характерные участки пространственно-временной траектории объекта и выполнена оценка эффективности его применения.

**Ключевые слова:** микроэлектромеханические системы, оценка углового положения, инерциальные МЭМС-модули.

# ALGORITHM FOR DETERMINING THE SPATIAL POSITION OF AN OBJECT FROM DATA OF INERTIAL MEMS MODULES BASED ON IDENTIFYING CHARACTERISTIC AREAS OF ITS SPACE-TIME TRAJECTORY

O.O. Lobodinova

FSPC "RNIIRS", Rostov-on-Don, Russian Federation

**Abstract.** To improve the quality of determining the spatial position of a moving object using data from inertial MEMS modules, an algorithm is proposed that takes into account characteristic sections of the object’s spatio-temporal trajectory and the effectiveness of its application is assessed.

**Keywords:** microelectromechanical systems, angular position estimation, inertial MEMS modules.

## 1. Введение

В настоящее время, с появлением малогабаритных инерциальных МЭМС-модулей и других датчиков, бурно развивается научное направление формирования нового алгоритмического аппарата обработки измерительной информации, получаемой от них [2], [3], [4]. Разрабатываемые алгоритмы пытаются учесть особенности МЭМС-модулей и возможности комплексирования с другими датчиками, их можно условно разделить на две группы: алгоритмы, в основе которых лежит фильтр Калмана, включая расширенный и ансцентный варианты [5], [6], [7], [8], [9]: аналитические алгоритмы, не основанные на фильтре Калмана [17]. Особенностью первой группы алгоритмов является необходимость точного знания моделей и оценок случайных погрешностей используемых датчиков, которые значительно влияют на точность оценки пространственного и углового положения объекта. [3]. Вторая группа алгоритмов не требует априорного знания моделей и оценок случайных погрешностей используемых датчиков, однако, их применение в определённых условиях уступает первой группе по точности [10]. В связи с этим, актуальной является задача разработки алгоритма определения пространственного положения объекта по данным инерциальных МЭМС-модулей на основе выявления характерных участков его пространственно-временной траектории.

Таким образом, целью работы является повышение качества определения пространственного положения подвижного объекта по данным инерциальных МЭМС-модулей.

В качестве основы для построения алгоритма определения пространственного положения объекта по данным инерциальных МЭМС-модулей на основе выявления характерных участков его пространственно-временной траектории выберем аналитический алгоритм, представленный в работе [10]. Представим его в формальном виде.

## 2. Аналитический алгоритм оценки пространственного и углового положения объекта

В соответствии с [10] аналитический алгоритм оценки пространственного и углового положения объекта, обеспечивающего использование исходных данных от инерциальных МЭМС-модулей с левой связанной системой координат, можно описать следующим образом.

Исходные данные для алгоритма используются от трёхосевых:

магнитометра: $B_i = \begin{pmatrix} B_{xi} \\ B_{yi} \\ B_{zi} \end{pmatrix}$, где $B_x|_{t=t_i} = B_{xi},\ B_y\big|_{t=t_i} = B_{yi},\ B_z|_{t=t_i} = B_{zi},$

акселерометра: $a_i = \begin{pmatrix} a_{xi} \\ a_{yi} \\ a_{zi} \end{pmatrix}$, где $a_x|_{t=t_i} = a_{xi},\ a_y\big|_{t=t_i} = a_{yi},\ a_z|_{t=t_i} = a_{zi},$

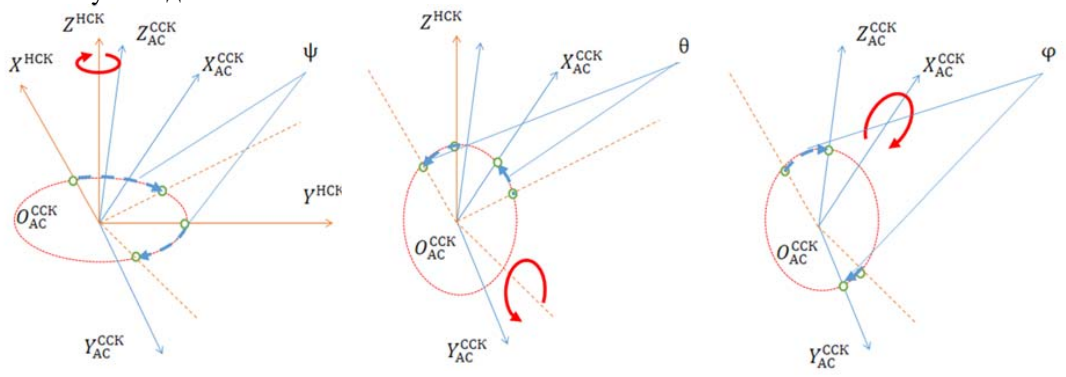
гироскопа: $\omega_i = \begin{pmatrix} \omega_{xi} \\ \omega_{yi} \\ \omega_{zi} \end{pmatrix}$, где $\omega_x|_{t=t_i} = \omega_{xi},\ \omega_y\big|_{t=t_i} = \omega_{yi},\ \omega_z|_{t=t_i} = \omega_{zi},$

$t_i$ – $i$-й момент времени;

а также данные ГНСС датчика в виде значений времени $t_i$ и координат $\varsigma_i = \begin{pmatrix} \varsigma_{Li} \\ \varsigma_{Bi} \\ \varsigma_{Hi} \end{pmatrix}$,

где $\varsigma_B|_{t=t_i} = \varsigma_{Bi}$ – геодезическая широта, $\varsigma_L|_{t=t_i} = \varsigma_{Li}$ – геодезическая долгота, $\varsigma_H|_{t=t_i} = \varsigma_{Hi}$ – геодезическая высота.

Для построения алгоритма определим некую автономную систему (АС) и связанную с ней систему координат $O_{\text{АС}}^{\text{ССК}} X_{\text{АС}}^{\text{ССК}} Y_{\text{АС}}^{\text{ССК}} Z_{\text{АС}}^{\text{ССК}}$. Их положение относительно нормальной топоцентрической системы координат (НСК) $0^{\text{НСК}} X^{\text{НСК}} Y^{\text{НСК}} Z^{\text{НСК}}$ определяется углами Эйлера – курса ψ, тангажа θ и крена $\varphi$. На рисунке 1.1 представлены значения углов для левой ССК.




а) б) в)

Рис. 1.1. Положительные значения углов Эйлера:
а) поворот на угол курса ψ; б) поворот на угол тангажа θ; в) поворот на угол крена φ

Аналитический алгоритм включает:

Определение по данным магнитометра и акселерометра начальных условий по углам тангажа и крена на основе выражений

$$\theta_0 = \arcsin(-a_{\text{нx0}}) = -\arcsin(a_{\text{нx0}}),\ \varphi_0 = arctg\left(-\frac{a_{\text{нy0}}}{a_{\text{нz0}}}\right) = -arctg\left(\frac{a_{\text{нy0}}}{a_{\text{нz0}}}\right), \quad (2.1)$$

а по углу курса по выражениям

$$\psi_0 = \psi_{\text{ИМ0}} = \psi_{\text{М0}} + \Delta\psi_{\text{МСкл.}}, \quad (2.2)$$

$$\psi_{\text{М0}} = \begin{cases} -arctg\left(\frac{B_{\text{н}\theta\varphi y0}}{B_{\text{н}\theta\varphi x0}}\right), \text{если } B_{\text{н}\theta\varphi x0} > 0; \\ -arctg\left(\frac{B_{\text{н}\theta\varphi y0}}{B_{\text{н}\theta\varphi x0}}\right) + \pi, \text{если } B_{\text{н}\theta\varphi x0} < 0; \\ \frac{\pi}{2}, \text{если } B_{\text{н}\theta\varphi x0} = 0, B_{\text{н}\theta\varphi y0} > 0; \\ -\frac{\pi}{2}, \text{если } B_{\text{н}\theta\varphi x0} = 0, B_{\text{н}\theta\varphi y0} < 0, \end{cases} \quad (2.3)$$

$$\begin{pmatrix} B_{\text{н}\theta\varphi x0} \\ B_{\text{н}\theta\varphi y0} \\ B_{\text{н}\theta\varphi z0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{\theta_0} & -S_{\theta_0}S_{\varphi_0} & -S_{\theta_0}C_{\varphi_0} \\ 0 & C_{\varphi_0} & S_{\varphi_0} \\ S_{\theta_0} & -C_{\theta_0}S_{\varphi_0} & C_{\theta_0}C_{\varphi_0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} B_{\text{нx0}} \\ B_{\text{нy0}} \\ B_{\text{нz0}} \end{pmatrix}. \quad (2.4)$$

Формирование на основе данных датчика угловой скорости (ДУС) оценок по углам курса, тангажа и крена по выражению

$$\begin{cases} \varphi_{i+1} = \varphi_i + \Delta t\left(\omega_{x(i+1)} + \frac{sin\theta_i \cdot sin\varphi_i}{cos\theta_i}\omega_{y(i+1)} - \frac{sin\theta_i \cdot cos\varphi_i}{cos\theta_i}\omega_{z(i+1)}\right); \\ \theta_{i+1} = \theta_i + \Delta t\left(cos\varphi_i \cdot \omega_{y(i+1)} + sin\varphi_i \cdot \omega_{z(i+1)}\right); \\ \psi_{i+1} = \psi_i + \Delta t\left(\frac{sin\varphi_i}{cos\theta_i} \cdot \omega_{y(i+1)} - \frac{cos\varphi_i}{cos\theta_i} \cdot \omega_{z(i+1)}\right), \end{cases} \quad (2.5)$$

где $\Delta t$ – шаг интегрирования по времени.

Коррекцию на основе данных магнитометра оценок по углу курса

$$\psi_i^{\text{Магн.}} = \Delta\psi_{\text{МСкл.}} + \begin{cases} -arctg\left(\frac{B_{\text{н}\theta\varphi yi}}{B_{\text{н}\theta\varphi xi}}\right), \text{если } B_{\text{н}\theta\varphi xi} > 0; \\ -arctg\left(\frac{B_{\text{н}\theta\varphi yi}}{B_{\text{н}\theta\varphi xi}}\right) + \pi, \text{если } B_{\text{н}\theta\varphi xi} < 0; \\ \frac{\pi}{2}, \text{если } B_{\text{н}\theta\varphi xi} = 0, B_{\text{н}\theta\varphi yi} > 0; \\ -\frac{\pi}{2}, \text{если } B_{\text{н}\theta\varphi xi} = 0, B_{\text{н}\theta\varphi yi} < 0, \end{cases} \quad (2.6)$$

$$B_{\text{н}\theta\varphi xi} = C_{\theta_i}B_{\text{нx}i} - S_{\theta_i}S_{\varphi_i}B_{\text{нy}i} - S_{\theta_i}C_{\varphi_i}B_{\text{нz}i}, \quad (2.7)$$

$$B_{\text{н}\theta\varphi yi} = C_{\varphi_i}B_{\text{нy}i} + S_{\varphi_i}B_{\text{нz}i}, \quad (2.8)$$

$$\psi_{\text{вых}.i} = \frac{\Delta t}{(\Delta t + T_\psi)}\psi_i^{\text{Магн.}} + \frac{T_\psi}{(\Delta t + T_\psi)}\left(\psi_{\text{вых}.i-1} + \psi_i^{\text{ДУС}} - \psi_{i-1}^{\text{ДУС}}\right), \quad (2.9)$$

где $T_\psi$ – величина, подбираемая так, чтобы реализовать низкочастотную фильтрацию оценки $\psi^{\text{Магн.}}$ и высокочастотную фильтрацию оценки $\psi^{\text{ДУС}}$.

Коррекцию на основе данных акселерометра и датчика ГНСС по углам тангажа $\Delta\theta_i$ и крена $\Delta\varphi i$ на основе выражений

$$\begin{pmatrix} f_{11} & f_{12} & f_{13} \\ f_{21} & f_{22} & f_{23} \\ f_{31} & f_{32} & f_{33} \end{pmatrix}\Bigg|_{\substack{\widehat{\varphi}_i, \\ \widehat{\theta}_i, \\ \widehat{\psi}_i, \\ a_{xi}^{\text{ГНСС}}, \\ a_{yi}^{\text{ГНСС}}, \\ a_{zi}^{\text{ГНСС}}}} \begin{pmatrix} \Delta\varphi_i \\ \Delta\theta_i \\ \Delta\psi_i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} \\ c_{21} & c_{22} & c_{23} \\ c_{31} & c_{32} & c_{33} \end{pmatrix}\Bigg|_{\substack{\widehat{\varphi}_i, \\ \widehat{\theta}_i, \\ \widehat{\psi}_i}} \cdot \begin{pmatrix} a_{xi}^{\text{ГНСС}} \\ a_{yi}^{\text{ГНСС}} \\ a_{zi}^{\text{ГНСС}} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} a_{xi} \\ a_{yi} \\ a_{zi} \end{pmatrix}, \quad (2.10)$$

где $a_{xi}^{\text{ГНСС}}$, $a_{yi}^{\text{ГНСС}}$, $a_{zi}^{\text{ГНСС}}$ – проекции расчётного вектора ускорения по данным датчика ГНСС,

$\widehat{\varphi}_i$, $\widehat{\theta}_i$, $\widehat{\psi}_i$ – текущие значения оценок углов крена, тангажа и курса,

$$\begin{pmatrix} a_{xi}^{\text{ГНСС}} \\ a_{yi}^{\text{ГНСС}} \\ a_{zi}^{\text{ГНСС}} \end{pmatrix} = f_a^{\text{ГНСС}}(\varsigma_i, \varsigma_{i-1}, \varsigma_{i-2}), \tag{2.11}$$

где $f_a^{\text{ГНСС}}$ – функция, построенная на основе решения геодезических задач и двойного численного дифференцирования,

$$\begin{cases} f_{l1} = \left(\frac{\partial c_{l1}}{\partial \varphi_i} \quad \frac{\partial c_{l2}}{\partial \varphi_i} \quad \frac{\partial c_{l3}}{\partial \varphi_i}\right)\Big|_{\substack{\varphi_i=\widehat{\varphi}_i,\\ \theta_i=\widehat{\theta}_i,\\ \psi_i=\widehat{\psi}_i}} \cdot \begin{pmatrix} a_{xi}^{\text{ГНСС}} \\ a_{yi}^{\text{ГНСС}} \\ a_{zi}^{\text{ГНСС}} \end{pmatrix}, \\ f_{l2} = \left(\frac{\partial c_{l1}}{\partial \theta_i} \quad \frac{\partial c_{l2}}{\partial \theta_i} \quad \frac{\partial c_{l3}}{\partial \theta_i}\right)\Big|_{\substack{\varphi_i=\widehat{\varphi}_i,\\ \theta_i=\widehat{\theta}_i,\\ \psi_i=\widehat{\psi}_i}} \cdot \begin{pmatrix} a_{xi}^{\text{ГНСС}} \\ a_{yi}^{\text{ГНСС}} \\ a_{zi}^{\text{ГНСС}} \end{pmatrix}, \\ f_{l3} = \left(\frac{\partial c_{l1}}{\partial \psi_i} \quad \frac{\partial c_{l2}}{\partial \psi_i} \quad \frac{\partial c_{l3}}{\partial \psi_i}\right)\Big|_{\substack{\varphi_i=\widehat{\varphi}_i,\\ \theta_i=\widehat{\theta}_i,\\ \psi_i=\widehat{\psi}_i}} \cdot \begin{pmatrix} a_{xi}^{\text{ГНСС}} \\ a_{yi}^{\text{ГНСС}} \\ a_{zi}^{\text{ГНСС}} \end{pmatrix}, l = \overline{1,3}, \end{cases} \tag{2.12}$$

в которых матрица поворотов определяется

$$\begin{pmatrix} X_{\text{АС}}^{\text{ССК}} \\ Y_{\text{АС}}^{\text{ССК}} \\ Z_{\text{АС}}^{\text{ССК}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_\theta C_\psi & C_\theta S_\psi & S_\theta \\ S_\theta C_\psi S_\varphi - S_\psi C_\varphi & C_\psi C_\varphi + S_\theta S_\psi S_\varphi & -C_\theta S_\varphi \\ -S_\theta C_\psi C_\varphi - S_\varphi S_\psi & C_\psi S_\varphi - S_\theta S_\psi C_\varphi & C_\theta C_\varphi \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X^{\text{НСК}} \\ Y^{\text{НСК}} \\ Z^{\text{НСК}} \end{pmatrix}, \tag{2.13}$$

где $C_\psi = cos\psi$, $S_\psi = sin\psi$, $C_\theta = cos\theta$, $S_\theta = sin\theta$, $C_\varphi = cos\varphi$, $S_\varphi = sin\varphi$.

Представленный в [10] алгоритм обеспечивает определение пространственного положения объекта в условиях отсутствия статистических данных о знания моделей и оценок случайных погрешностей используемых датчиков (в рамках данной статьи среди многообразия МЭМС-модулей был выбран один и на основе его данных были проведены исследования), однако, он не позволяет повысить качество определения пространственного положения за счёт учёта характерных участков пространственно-временной траектории объекта.

## 3. Аналитический алгоритм оценки пространственного и углового положения объекта, учитывающий характерные участки пространственно-временной траектории объекта

В практике встречаются задачи, когда оценка пространственного и углового положения объекта не требуется в процессе перемещения объекта по маршруту, а необходима по его окончанию, например, «геопривязка» зарегистрированных в процессе движения пеленгов, сформированных в связанной с антенной пеленгатора системе координат. В этом случае, учитывая указанные выше особенности инерциальных МЭМС-модулей и большие погрешности алгоритмов, основанных на применении фильтра Калмана на участках манёвра, актуальным является разработка алгоритма, основанного на выявлении и использовании некоторых характерных участков пространственно-временной траектории объекта. К таким участкам можно отнести участки покоя (УП), а также следующие за ними участки прямолинейного движения (УПД).

Рассмотрим пример: УП характеризуется отсутствием линейного ускорения. Пусть первому УП соответствуют номера индексов отсчётов времени от $i = I_{\text{нач.}}^{\text{УП1}}$ до $i = I_{\text{кон.}}^{\text{УП1}}$. УПД характеризуется постоянством направления вектора скорости. Пусть первому УПД соответствуют номера индексов отсчётов времени от $i = I_{\text{нач.}}^{\text{УПД1}}$ до $i = I_{\text{кон.}}^{\text{УПД1}}$. Обобщая на произвольное число последовательных участков УП и УПД, аналитический алгоритм оценки пространственного и углового положения объекта, учитывающий характерные участки его пространственно-временной траектории включает:

Выявление последовательных участков УП и УПД и разметку индексов моментов времени по множествам $\tilde{I}^{\text{УП1}} = \left\{i: i \in \overline{I_{\text{нач.}}^{\text{УП1}}, I_{\text{кон.}}^{\text{УП1}}}\right\}$, $\tilde{I}^{\text{УП2}} = \left\{i: i \in \overline{I_{\text{нач.}}^{\text{УП2}}, I_{\text{кон.}}^{\text{УП2}}}\right\}$, $\tilde{I}^{1} = \left\{i: i \in \overline{I_{\text{кон.}}^{\text{УПД1}} + 1, I_{\text{нач.}}^{\text{УП2}} - 1}\right\}$, $\tilde{I}^{\text{УПД1}} = \left\{i: i \in \overline{I_{\text{нач.}}^{\text{УПД1}}, I_{\text{кон.}}^{\text{УПД1}}}\right\}$.

Для всех УП определение по данным магнитометра и акселерометра оценок по углам тангажа и крена на основе выражений

$$\theta_{\text{УП1}} = -\arcsin(a_{\text{нx}\text{УП1}}), \varphi_{\text{УП1}} = -arctg\left(\frac{a_{\text{нy}\text{УП1}}}{a_{\text{нz}\text{УП1}}}\right), \tag{3.1}$$

где $a_{\text{нx}\text{УП1}} = \frac{1}{I_{\text{кон.}}^{\text{УП1}} - I_{\text{нач.}}^{\text{УП1}} + 1} \sum_{i=I_{\text{нач.}}^{\text{УП1}}}^{i=I_{\text{кон.}}^{\text{УП1}}} a_{\text{нx}i}$, $a_{\text{нy}\text{УП1}} = \frac{1}{I_{\text{кон.}}^{\text{УП1}} - I_{\text{нач.}}^{\text{УП1}} + 1} \sum_{i=I_{\text{нач.}}^{\text{УП1}}}^{i=I_{\text{кон.}}^{\text{УП1}}} a_{\text{нy}i}$, $a_{\text{нz}\text{УП1}} = \frac{1}{I_{\text{кон.}}^{\text{УП1}} - I_{\text{нач.}}^{\text{УП1}} + 1} \sum_{i=I_{\text{нач.}}^{\text{УП1}}}^{i=I_{\text{кон.}}^{\text{УП1}}} a_{\text{нz}i}$,

а по углу курса по выражениям

$$\psi_{V_a, V_{\text{ГНСС}}} = arcsin\left(\frac{V_{a\text{н}y} + C_\theta S_\varphi V_{\text{ГНССн}z} - \left(S_\theta S_\varphi V_{\text{ГНССн}x} + C_\varphi V_{\text{ГНССн}y}\right)\frac{V_{a\text{н}x} - S_\theta V_{\text{ГНССн}z}}{C_\theta V_{\text{ГНССн}x}}}{S_\theta S_\varphi V_{\text{ГНССн}y} - C_\varphi V_{\text{ГНССн}x} - \frac{V_{\text{ГНССн}y}}{V_{\text{ГНССн}x}}\left(S_\theta S_\varphi V_{\text{ГНССн}x} + C_\varphi V_{\text{ГНССн}y}\right)}\right), \tag{3.2}$$

$$\psi_{V_a, V_{\text{ГНСС}}} = arcsin\left(\frac{V_{a\text{н}z} - C_\theta S_\varphi V_{\text{ГНССн}z} + \left(S_\theta C_\varphi V_{\text{ГНССн}x} - S_\varphi V_{\text{ГНССн}y}\right)\frac{V_{a\text{н}x} - S_\theta V_{\text{ГНССн}z}}{C_\theta V_{\text{ГНССн}x}}}{-S_\varphi V_{\text{ГНССн}x} - S_\theta C_\varphi V_{\text{ГНССн}y} - \frac{V_{\text{ГНССн}y}}{V_{\text{ГНССн}x}}\left(-S_\theta C_\varphi V_{\text{ГНССн}x} + S_\varphi V_{\text{ГНССн}y}\right)}\right). \tag{3.3}$$

Для всех УПД определение на основе данных акселерометра и датчика ГНСС поправок по углу курса как калибровок магнитометра по магнитному склонению и влиянию внешней среды по выражениям

$$\begin{pmatrix} V_{\text{ГНССн}x}^{\text{УПД1}} \\ V_{\text{ГНССн}y}^{\text{УПД1}} \\ V_{\text{ГНССн}z}^{\text{УПД1}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -sin\varsigma_{BI_{\text{нач.}}^{\text{УПД1}}} \cdot cos\varsigma_{LI_{\text{нач.}}^{\text{УПД1}}} & -sin\varsigma_{BI_{\text{нач.}}^{\text{УПД1}}} \cdot sin\varsigma_{LI_{\text{нач.}}^{\text{УПД1}}} & cos\varsigma_{BI_{\text{нач.}}^{\text{УПД1}}} \\ -sin\varsigma_{LI_{\text{нач.}}^{\text{УПД1}}} & cos\varsigma_{LI_{\text{нач.}}^{\text{УПД1}}} & 0 \\ cos\varsigma_{BI_{\text{нач.}}^{\text{УПД1}}} \cdot cos\varsigma_{LI_{\text{нач.}}^{\text{УПД1}}} & cos\varsigma_{BI_{\text{нач.}}^{\text{УПД1}}} \cdot sin\varsigma_{LI_{\text{нач.}}^{\text{УПД1}}} & sin\varsigma_{BI_{\text{нач.}}^{\text{УПД1}}} \end{pmatrix} \cdot \tag{3.4}$$

$$\cdot \left[ \begin{pmatrix} \varsigma_{XI_{\text{кон.}}^{\text{УПД1}}} \\ \varsigma_{YI_{\text{кон.}}^{\text{УПД1}}} \\ \varsigma_{ZI_{\text{кон.}}^{\text{УПД1}}} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \varsigma_{XI_{\text{нач.}}^{\text{УПД1}}} \\ \varsigma_{YI_{\text{нач.}}^{\text{УПД1}}} \\ \varsigma_{ZI_{\text{нач.}}^{\text{УПД1}}} \end{pmatrix} \right] \cdot \frac{1}{t_{I_{\text{кон.}}^{\text{УПД1}}} - t_{I_{\text{нач.}}^{\text{УПД1}}} + 1},$$

где $\begin{pmatrix} \varsigma_{Xi} \\ \varsigma_{Yi} \\ \varsigma_{Zi} \end{pmatrix}$ – вектор геоцентрических экваториальных прямоугольных координат объекта в $i$-й момент времени.

$$\begin{pmatrix} V_{\text{ГНССн}x}^{\text{УПД1}} \\ V_{\text{ГНССн}y}^{\text{УПД1}} \\ V_{\text{ГНССн}z}^{\text{УПД1}} \end{pmatrix} = \frac{1}{\left|V_{\text{ГНСС}}^{\text{УПД1}}\right|} \begin{pmatrix} V_{\text{ГНССн}x}^{\text{УПД1}} \\ V_{\text{ГНССн}y}^{\text{УПД1}} \\ V_{\text{ГНССн}z}^{\text{УПД1}} \end{pmatrix}, \tag{3.5}$$

где $\left|V_{\text{ГНСС}}^{\text{УПД1}}\right| = \sqrt{\left(V_{\text{ГНССн}x}^{\text{УПД1}}\right)^2 + \left(V_{\text{ГНССн}y}^{\text{УПД1}}\right)^2 + \left(V_{\text{ГНССн}z}^{\text{УПД1}}\right)^2}$,

$$\begin{pmatrix} V_{a\text{н}x}^{\text{УПД1}} \\ V_{a\text{н}y}^{\text{УПД1}} \\ V_{a\text{н}z}^{\text{УПД1}} \end{pmatrix} = \frac{1}{\left|a_{\text{ср}}^{\text{УПД1}}\right|} \begin{pmatrix} a_{x\text{ср}}^{\text{УПД1}} \\ a_{y\text{ср}}^{\text{УПД1}} \\ a_{z\text{ср}}^{\text{УПД1}} \end{pmatrix}, \tag{3.6}$$

где $\left|a_{\text{ср}}^{\text{УПД1}}\right| = \sqrt{\left(a_{x\text{ср}}^{\text{УПД1}}\right)^2 + \left(a_{y\text{ср}}^{\text{УПД1}}\right)^2 + \left(a_{z\text{ср}}^{\text{УПД1}}\right)^2}$,

а также по выражениям (1.15), (1.16) и по выражению

$$\Delta\psi^{\text{УПД1}} = \psi_{V_a, V_{\text{ГНСС}}} - \psi_{\text{УП1}}^{\text{Магн.}}. \quad (3.7)$$

Применение поправок по углу курса, полученных для УПД для коррекции углов курса на предстоящих им УП.

Для всех участков с индексами из множеств $\tilde{I}^1$, $\tilde{I}^2$, … формирование на основе данных ДУС предварительных оценок по углам курса, тангажа и крена по выражению (1.5). Коррекция накопленной ошибки интегрирования оценок по углам тангажа и крена по значениям, полученным на последующих УП. Коррекция может быть выполнена путём весового распределения погрешности в оценке углов тангажа и крена на временных интервалах, определяемых $\tilde{I}^1$, $\tilde{I}^2$, …

Для всех участков с индексами из множеств $\tilde{I}^1$, $\tilde{I}^2$, … коррекцию данных магнитометра на величину поправок по углу курса, полученных в п.1. Коррекция может быть выполнена путём весового распределения погрешности в оценке углов курса на временных интервалах, определяемых $\tilde{I}^1$, $\tilde{I}^2$, …

Для всех участков с индексами из множеств $\tilde{I}^1$, $\tilde{I}^2$, … комплексирование данных магнитометра по оценкам угла курса с оценками углов Эйлера, полученными по выражениям (2.6)-(2.9).

Таким образом, представленный алгоритм за счёт обработки входных данных после окончания маршрута позволяет распределить погрешность в оценке углов Эйлера на временных интервалах между УП, а также автоматически сформировать и учесть калибровку магнитометра по магнитному склонению и влиянию внешней среды.

Оценить степень повышения качества определения пространственного положения подвижного объекта по данным инерциальных МЭМС-модулей за счёт применения того или иного алгоритма можно на основе введения соответствующего показателя эффективности. Рассмотрим его построение.

## 4. Показатель эффективности применения алгоритмов оценки пространственного и углового положения объекта для различных условий

В информационных источниках, например, в работах [2], [3], [4], [5], [6], [7], [8], [10], [11], [12], [14], [15], посвящённых анализу и построению алгоритмов оценки пространственного и углового положения объекта на основе данных инерциальных МЭМС-модулей, при сравнительном анализе приводятся графические данные ошибок по координатам и (или) углам Эйлера, на основе которых делается «экспертный» вывод о превосходстве того или иного алгоритма. Однако такой подход не является строгим с научной точки зрения, более того, результаты таких экспертных суждений являются субъективными и зависят как от самого эксперта, так и от условий решаемой задачи. В связи с этим, для обеспечения возможности более объективного сравнения предлагается ввести набор частных показателей эффективности применения алгоритма и использовать один из возможных вариантов обоснования решения в условиях многокритериального предпочтения лица, принимающего решение, в соответствии с [1].

К таким частным показателям эффективности применения рассматриваемого класса алгоритмов можно отнести:

– максимальные абсолютные отклонения выходных параметров алгоритма (координат и углов Эйлера) от действительных значений по выборке всей рассматриваемой траектории движения объекта

$$\widetilde{W}_q^1 = \tilde{J}_q^B, \widetilde{W}_q^2 = \tilde{J}_q^L, \widetilde{W}_q^3 = \tilde{J}_q^H, \widetilde{W}_q^4 = \tilde{J}_q^\psi, \widetilde{W}_q^5 = \tilde{J}_q^\theta, \widetilde{W}_q^6 = \tilde{J}_q^\varphi, \quad (4.1)$$

где $q$ – порядковый номер сравниваемого алгоритма, $\tilde{J}$ – показатель, характеризующий максимальное абсолютное отклонение по параметру, указываемому в верхнем индексе, B, L, H, $\psi$, $\theta$, $\varphi$ – обозначения широты, долготы, высоты и углов курса, тангажа, крена;

– средние квадратические отклонения выходных параметров алгоритма (координат и углов Эйлера) от действительных значений по выборке всей рассматриваемой траектории движения объекта

$$\widetilde{W}_q^7 = \tilde{S}_q^B, \widetilde{W}_q^8 = \tilde{S}_q^L, \widetilde{W}_q^9 = \tilde{S}_q^H, \widetilde{W}_q^{10} = \tilde{S}_q^\psi, \widetilde{W}_q^{11} = \tilde{S}_q^\theta, \widetilde{W}_q^{12} = \tilde{S}_q^\varphi, \quad (4.2)$$

где $\tilde{S}$ – показатель, характеризующий среднее квадратическое отклонение по параметру, указываемому в верхнем индексе;

– вычислительные затраты, необходимые на реализацию сравниваемого алгоритма

$$\widetilde{W}_q^{13} = \tilde{C}_q \, . \quad (4.3)$$

Тогда в соответствии, например, с [3] в качестве показателя эффективности применения алгоритмов оценки пространственного и углового положения объекта можно предложить следующий

$$\widetilde{W}_q \; = -\sum_{l=1}^{13} \frac{\alpha_l \widetilde{W}_q^l}{\max\limits_q \widetilde{W}_q^l}, \quad (4.4)$$

где $\alpha_l$, $l = \overline{1,13}$ – весовые коэффициенты [3], набор которых должен соответствовать условиям задачи и ограничениям

$$\sum_{l=1}^{13} \alpha_l = 1, \; 0 \le \alpha_l \le 1, \; l = \overline{1,13} \, . \quad (4.5)$$

В соответствии с (4.1) – (4.5) наилучшим для соответствующих условий задачи является тот алгоритм, для которого значение (4.4) является наибольшим.

Отметим, что значения $\widetilde{W}_q^l, l = \overline{1,12}$ могут быть получены как на основе результатов моделирования, так и в процессе применения по натурным данным датчиков.

## 5. Пример сравнения применения алгоритмов оценки пространственного и углового положения объекта

Рассмотрим пример сравнения алгоритмов оценки пространственного и углового положения объекта, представленных в п.1 и п. 2 по показателю эффективности (4.4).

Исходные данные для построения траектории делятся на две группы:

Первая группа определяет параметры маршрута по координатам, времени и скорости: широту, долготу и высоту точек маршрута (градусы, градусы, метры) в геодезической системе координат; время прохождения точки маршрута (секунды).

Вторая группа данных определяет параметры физических полей, случайных погрешностей МЭМС-модуля и ГНСС модуля. В частности, значения СКО ускорения акселерометра по всем осям 0,05 м/с$^2$, СКО проекции вектора индукции магнитного поля по всем осям $0{,}07 \cdot 10^{-6}$ Тл, отношения СКО угловой скорости к её значению по всем осям 0,0313, магнитное склонение –5°, магнитное наконение –68°, значения СКО координат по осям OX, OY ГНСС модуля 0,25 м, а по оси OZ – 0,5 м.

Сформированная по этим данным траектория в топоцентрической нормальной системе координат с центром в точке начала моделирования представлена на рисунке 4.1.

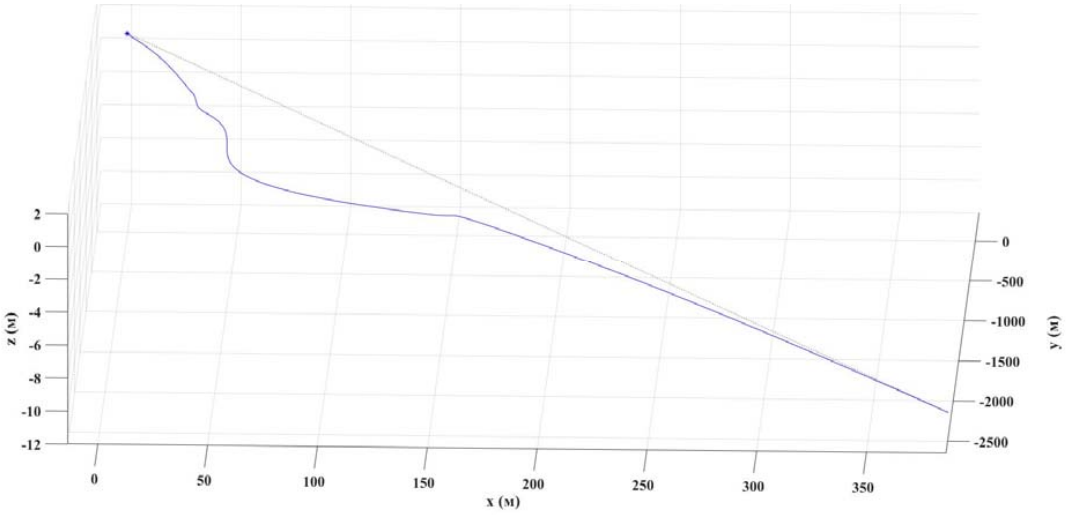



Рис. 4.1. Вид модельной траектории, сформированной по заданным исходным данным

Пусть, исходя из условий некоторой решаемой задачи, выбраны следующие значения весовых коэффициентов (4.5): $\alpha_4 = 0{,}3, \alpha_5 = 0{,}05, \alpha_6 = 0{,}05, \alpha_{10} = 0{,}4, \alpha_{11} = 0{,}1, \alpha_{12} = 0{,}1,\ \alpha_l = 0,\ l = \{1, 2, 3, 7, 8, 9, 13\}$.

Присвоим значение индекса $q = 1$ первому алгоритму (п.1), а $q = 2$ второму алгоритму (п.2). Тогда, значимые для набора весовых коэффициентов значения частных показателей, полученные на основе моделирования применения сравниваемых алгоритмов, принимают вид

$$\widetilde{W}_1^4 = 2{,}9°, \widetilde{W}_1^5 = 2{,}7°, \widetilde{W}_1^6 = 2{,}8°, \widetilde{W}_1^{10} = 0{,}8°, \widetilde{W}_1^{11} = 1{,}1°, \widetilde{W}_1^{12} = 1{,}0°,$$
$$\widetilde{W}_2^4 = 2{,}0°, \widetilde{W}_2^5 = 2{,}6°, \widetilde{W}_2^6 = 2{,}6°, \widetilde{W}_2^{10} = 0{,}5°, \widetilde{W}_2^{11} = 1{,}0°, \widetilde{W}_2^{12} = 1{,}0°.$$

Этим значениям соответствуют следующие значения показателя эффективности применения алгоритмов оценки пространственного и углового положения объекта для рассмотренных условий $\widetilde{W}_1 = -1$, $\widetilde{W}_2 = -0{,}74$, следовательно, по результатам моделирования и расчётов можно сделать вывод о том, что для заданных условий применение второго алгоритма предпочтительнее первого. Для того, чтобы оценить степень повышения качества алгоритма рассмотрим величину относительного увеличения показателя качества

$$\delta = \frac{\widetilde{W}_2 - \widetilde{W}_1}{\widetilde{W}_1} \cdot 100\%. \qquad (4.1)$$

Следовательно, величина показателя качества 26%.

## 6. Заключение

Разработан алгоритм определения пространственного положения объекта по данным инерциальных МЭМС-модулей на основе выявления характерных участков его пространственно-временной траектории. Его применение в условиях рассмотренного примера позволило улучшить показатель качества на 26%.

## Литература

1. Теоретические основы телекоммуникационных радиотехнических систем и устройств. Учебник / Под общей редакцией А.А. Косогора. М: ФИЗМАТЛИТ. – 2023. – 448 с.
2. Миков А.Г. Алгоритмы навигации автотранспорта с использованием МЭМС-датчиков грубого класса точности / Автореферат диссертации на соискание учёной степени кандидата технических наук по специальности 05.13.18 – «Математическое

модели-рование, численные методы и комплексы программ». Петрозаводск. – 2021. – 24 с.
3. Грошев А.В., Фролова О.А. Помехоустойчивый адаптивно-робастный алгоритм контроля данных в комплексной инерциально-спутниковой навигационной системе // Управление большими системами: сборник трудов. – 2018. – Вып.74. – С.63–80.
4. Алехова Е.Ю. Некоторые задачи бесплатформенных инерциальных навигационных систем / Диссертация на соискание учёной степени кандидата физико-математических наук по специальности 01.02.01 – «Теоретическая механика». Москва. – 2016. – 102 с.
5. Lai, Ying-Chin, and Jan, Shau-Shiun, Attitude estimation based on fusion of gyroscopes and single antenna GPS for small UAVs under the influence of vibration, *GPS solutions*, 2011, vol.15, no. 1, pp. 67-77.
6. Wu, Yuanxin, et al., Strapdown inertial navigation system algorithms based on dual quaternions, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2005, vol.41, no. 1, pp. 110-132.
7. Brunner, T.,et al., Evaluation of attitude estimation algorithms using absolute magnetic reference data: methodology and results, *Proc. Of IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium-PLANS 2014*, 2014, pp. 212-218.
8. Khalaf, E,W., Chouaib, I., and Wainakh, M., Development of Unscented Kalman Filter for Loosely-Coupled INS/GPS/Mangetometer/Barometer Integration, 2017, https://www.researchgate.net/publication/282909368_Development_of_Unscented_Kalman_Filter_for_ Loosely-coupled _INSGPSMangetometerBarometer_Integration.
9. Степанов О.А. Калмановская фильтрация: прошлое и настоящее // Гироскопия н навигация. – 2011. – Т.2. – №2.– С.99–110.
10. Аль-Мансур М., Шуаиб И., Джафар А., Потапов А.А. Аналитический алгоритм оценки пространственного положения и курса объекта // Гироскопия н навигация. – 2019. – Т.27. – №1.– С.72–92.
11. Ван Ю., Цзяо Ч.-Ш., Шкель А.М. Пешеходная инерциальная навигация с коррекцией по нулевой скорости и комплексированием датчиков // Гироскопия н навигация. – 2021. – Т.29. – №1.– С.3–32.
12. Щербатюк Д.А. Алгоритм навигационного обеспечения работы группы АНПА на основе фильтра частиц и разностно-дальномерной гидроакустической системы // Подводные исследования и робототехника. – 2021. – №4. – С. 50–57.
13. Машимов М.М. Геодезия. Теоретическая геодезия: Справочное пособие / Под ред. В.П. Савиных и В.Р. Ященко. – М.: Недра, 1991. – 268 с.
14. Волков В.Л., Жидкова Н.В., Жидков А.А. Эффективность работы микромеханических датчиков в условиях помех // Труды Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева. – №2(104). – 2014. – С.302– 313.
15. Конаков А.С., Шаврин В.В., Ноздреватых Д.О., Савин А.А., Тисленко В.И. Алгоритм адаптивного двухшагового расширенного фильтра Калмана в задаче совместной оценки навигационного вектора и смещения нулей датчика МЭМС в слабосвязанной комплексированной навигационной системе // Доклады ТУСУРа. – № 4(30). – 2013. – С. 23 – 30.

## REFERENCES

1. Theoretical foundations of telecommunication radio systems and devices. Textbook / Generally edited by A.A. Slope. M: FISMATLITH. – 2023. – 448 p.
2. Mikov A.G. Algorithms for vehicle navigation using MEMS sensors of rough accuracy class / Abstract of a dissertation for the degree of candidate of technical sciences in the

specialty 05.13.18 - “Mathematical modeling, numerical methods and software packages.” Petrozavodsk. – 2021. – 24 p.
3. Groshev A.V., Frolova O.A. Noise-resistant adaptive-robust algorithm for data monitoring in a complex inertial-satellite navigation system // Management of large systems: collection of works. – 2018. – Issue 74. – P.63–80.
4. Alekhova E.Yu. Some problems of strapdown inertial navigation systems / Dissertation for the degree of candidate of physical and mathematical sciences in specialty 01.02.01 - “Theoretical mechanics”. Moscow. – 2016. – 102 p.
5. Lai, Ying-Chin, and Jan, Shau-Shiun, Attitude estimation based on fusion of gyroscopes and single antenna GPS for small UAVs under the influence of vibration, *GPS solutions*, 2011, vol.15, no. 1, pp. 67-77.
6. Wu, Yuanxin, et al., Strapdown inertial navigation system algorithms based on dual quaternions, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2005, vol.41, no. 1, pp. 110-132.
7. Brunner, T.,et al., Evaluation of attitude estimation algorithms using absolute magnetic reference data: methodology and results, *Proc. Of IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium-PLANS 2014*, 2014, pp. 212-218.
8. Khalaf, E,W., Chouaib, I., and Wainakh, M., Development of Unscented Kalman Filter for Loosely-Coupled INS/GPS/Mangetometer/Barometer Integration, 2017, https://www.researchgate.net/publication/282909368_Development_of_Unscented_Kalman_Filter_for_ Loosely-coupled _INSGPSMangetometerBarometer_Integration.
9. Stepanov O.A. Kalman filtering: past and present // Gyroscopy and navigation. – 2011. – T.2. – No. 2. – P.99–110.
10. Al-Mansur M., Shuaib I., Jafar A., Potapov A.A. Analytical algorithm for assessing the spatial position and course of an object // Gyroscopy and navigation. – 2019. – T.27. – No. 1. – P.72–92.
11. Wang Y., Jiao C.-Sh., Shkel A.M. Pedestrian inertial navigation with zero-speed correction and sensor integration // Gyroscopy and navigation. – 2021. – T.29. – No. 1. – P.3–32.
12. Shcherbatyuk D.A. Algorithm for navigation support for the operation of a group of AUVs based on a particle filter and a difference-range hydroacoustic system // Underwater research and robotics. – 2021. – No. 4. – P. 50–57.
13. Mashimov M.M. Geodesy. Theoretical geodesy: A reference manual / Ed. V.P. Savinykh and V.R. Yashchenko. – M.: Nedra, 1991. – 268 p.
14. Volkov V.L., Zhidkova N.V., Zhidkov A.A. Efficiency of micromechanical sensors in conditions of interference // Proceedings of the Nizhny Novgorod State Technical University named after. R.E. Alekseeva. – No. 2(104). – 2014. – P.302–313.
15. Konakov A.S., Shavrin V.V., Nozdrevatykh D.O., Savin A.A., Tislenko V.I. Algorithm for an adaptive two-step extended Kalman filter in the problem of joint estimation of the navigation vector and the offset of MEMS sensor zeros in a loosely coupled integrated navigation system // TUSUR Reports. – No. 4(30). – 2013. – P. 23 – 30.

# ВЛИЯНИЕ ИМИТИРУЮЩИХ ПОМЕХ НА ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ BOC-СИГНАЛОВ

П.С. Облов[1], П.Д. Коратаев[1], В.В. Неровный[2]

[1]ВУНЦ ВВС «ВВА», Воронеж, Россия
[2]АО НВП «ПРОТЕК», Воронеж, Россия

**Аннотация.** Приведено математическое описание спутниковых навигационных сигналов, описаны виды имитирующих помех, воздействующие на навигационную аппаратуру потребителей, приведены методы приема навигационных сигналов Получены результаты функционирования аппаратуры потребителей при различных уровнях интенсивности имитационных помех и методах приема навигационных сигналов.

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

# THE EFFECT OF SIMULATING INTERFERENCE ON THE FUNCTIONING OF NAVIGATION EQUIPMENT OF CONSUMERS OF GLOBAL NAVIGATION SATELLITE SYSTEMS WHEN USING BOC SIGNALS

P. S. Oblov[1], P. D. Korataev[1], V. V. Nerovnyj[2]

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

[2]JSC SPE “PROTEK”, Voronezh, Russia

**Abstract.** The mathematical description of satellite navigation signals is given, the types of simulating interference affecting the navigation equipment of consumers are described, methods of receiving navigation signals are given, the results of the operation of consumer equipment at different levels of intensity of simulated interference and methods of receiving navigation signals are obtained.

**Keywords:** global navigation satellite systems simulating interference, consumer navigation equipment, mathematical model.

## 1. Введение

Спутниковая навигация прочно вошла в повседневную жизнь, порой являясь незаменимым средством позиционирования, а область ее применения динамично расширяется. В данных условия более остро ставится вопрос повышения помехоустойчивости навигационной аппаратуры потребителей глобальных навигационных спутниковых систем (НАП ГНСС), в частности, при преднамеренном помеховом воздействии. В качестве такого воздействия целесообразно рассмотреть и оценить влияние преднамеренного воздействия на НАП ГНСС с помощью сигналоподобной помехи [1], характеристики которой лишь немного отличаются от истинного сигнала. В таких условиях рассматриваемая малоканальная аппаратура (устанавливаемая на малые БПЛА) воспринимает ложный сигнал за истинный и принимает его для дальнейшей обработки. Работы, проводившиеся в данном направлении [2], позволяют оценить вероятностные характеристики функционирования НАП ГНСС для сигналов с бинарной модуляцией, в то время как для более сложных сигналов такие

результаты не приведены. В связи с этим предлагается оценить характеристики НАП ГНСС при приеме используемых в перспективных спутниковых радионавигационных системах радиосигналов, в которых применяется бинарная модуляция на поднесущих частотах. В англоязычной литературе такой тип модуляции называется binary offset carrier (BOC).

Цель работы заключается в получении вероятностных характеристик функционирования НАП ГНСС, использующей BOC-сигнал при воздействии на нее спуфинг-атаки (spoofing – от англ. подмена).

## 2. Математическая модель спутникового навигационного BOC-сигнала. Методы поиска и обработка сигнала.

Приведем математическое описание BOC-сигнала. В общем виде навигационный BOC сигнал можно представить как

$$S(t) = A_0 M(t-\tau) G_{\text{ДК}}(t-\tau)\cos(\omega_0 t + \tilde{\varphi}) \quad (1)$$

где: $G_{\text{ДК}}(t-\tau)$ – функция дальномерного кода, модулирующая несущую составляющую сигнала и имеющая значения $\pm 1$; $M(t-\tau)$ – дополнительная меандровая модулирующая последовательность; $A_0$ – амплитуда сигнала; $\tau$ – задержка сигнала; $\omega_0$ – циклическая частота сигнала; $\tilde{\varphi}$ – случайная начальная фаза сигнала. BOC-сигнал достаточно подробно описан в источниках [1].

Меандровая модулирующая последовательность $M(t)$ может быть представлена как:

$$M(t) = sign\left[\sin 2\pi f_{\text{М}}(t)\right] \quad (2)$$

где: $f_{\text{М}}(t) = 1/2\tau_{\text{М}}$ – тактовая частота меандровой последовательности; $\tau_{\text{М}}$ – длительность элементарного импульса меандровой последовательности. Необходимо отметить, что фаза дополнительной меандровой модулирующей последовательности синхронизирована с символами дальномерного кода.

Аналитически рассматриваемый сигнал удобно описывать в виде: $BOC(f_{\text{М}}, f_{\text{ДК}})$, где $f_{\text{ДК}}$ – частота следования символов дальномерного кода. Обычно, частоты $f_{\text{М}}, f_{\text{ДК}}$ выбираются кратными некоторой базовой частоте $f_{\text{С}}$ (для *GPS* и ГЛОНАСС $f_{\text{С}}$ =1,023 МГц), т.е. $f_{\text{М}} = m \cdot f_{\text{С}}$ и $f_{\text{ДК}} = n \cdot f_{\text{С}}$. В таком случае для записи сигнала пользуются сокращённой формой $BOC(m,n)$.

Представим навигационный BOC-сигнал в виде суммы двух BPSK-сигналов, при этом в спектральной области произойдет смещение на циклическую частоту меандра $\omega_{\text{М}}$. Следовательно, с учетом сказанного выше и опуская промежуточные данные рассматриваемый сигнал можно окончательно представить в следующем виде:

$$S(t) \approx A_1 G_{\text{ДК}}(t-\tau)\cos((\omega_{\text{П}} + \omega_{\text{М}})t - \varphi_1) - \\ - A_1 G_{\text{ДК}}(t-\tau)\cos((\omega_{\text{П}} - \omega_{\text{М}})t - \varphi_1), \quad (3)$$

где $\varphi_1 = \pi/2 - \varphi; \omega_{П}$ - циклическая частота пилот-сигнала.

При реализации поиска и обнаружения сигнал можно представить в виде:

$$y(t) = \theta S(t,\tau) + n(t), \quad (4)$$

где $n(t)$ – гауссовский шум, ограниченный полосой частот навигационного приемника. Параметр $\theta$ определяет факт наличия навигационного сигнала в наблюдаемой реализации.

Задача поиска и обнаружения сигнала заключается в определении значения параметра $\theta$ и оценки задержки $\tau$, являющейся информационным параметром. Опираясь на теорию оптимального приема, осуществим максимизацию функции правдоподобия с целью оценки значения задержки сигнала. Функция правдоподобия представлена ниже:

$$p(\mathbf{Y} \mid \tau, \varphi_1) \xrightarrow[\tau]{} \max \tag{5}$$

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

С учетом представления BOC-сигнала, запишем функцию правдоподобия в следующем виде:

$$p(\mathbf{Y} \mid \tau, \varphi_1) = c \cdot \exp\{\sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i})(G_{\text{ДК}}(t_{k,i}) \cos(\omega_{\text{В}} t_{k,i}) + G_{\text{ДК}}(t_{k,i}) \cos(\omega_{\text{Н}} t_{k,i})\} \tag{6}$$

В результате проведения некоторых вычислений, получим:

$$p(\text{Y} \mid \tau) = \frac{c}{2\pi} \cdot \int_{-\pi}^{\pi} \exp\{\sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i})(G_{\text{ДК}}(t_{k,i}) \cos(\omega_{\text{В}} t_{k,i})\} d\varphi_1 \times$$

$$\times \int_{-\pi}^{\pi} \exp\{\sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i})(G_{\text{ДК}}(t_{k,i}) \cos(\omega_{\text{Н}} t_{k,i})\} d\varphi_1. \tag{7}$$

Представим формулу (7) в следующем виде:

$$p(\mathbf{Y} \mid \tau) = c \cdot I_0(X_{\text{В}}) \cdot I_0(X_{\text{Н}}) \tag{8}$$

где: $I_0$ – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка; $X_{\text{В}}, X_{\text{Н}}$ есть отсчёты огибающих «верхней» и «нижней» спектральных компонент BOC-сигнала.

Отсчёты огибающих «верхней» и «нижней» спектральных компонент BOC-сигнала определяются в соответствии с выражениями:

$$X_{\text{В}} = \sqrt{I_{\text{В}}^2 + Q_{\text{В}}^2}. \tag{9}$$

$$X_{\text{Н}} = \sqrt{I_{\text{Н}}^2 + Q_{\text{Н}}^2}. \tag{10}$$

Синфазные и квадратурные составляющие в выражениях (9) и (10) формируются в корреляторах аппаратуры потребителей и определяются как:

$$I_{\text{В}} = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau) \cos(\omega_{\text{В}} t_{k,i}), \tag{11}$$

$$Q_{\text{В}} = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau) \sin(\omega_{\text{В}} t_{k,i}), \tag{12}$$

$$I_{\text{Н}} = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau) \cos(\omega_{\text{Н}} t_{k,i}), \tag{13}$$

$$Q_{\text{Н}} = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau) \sin(\omega_{\text{Н}} t_{k,i}). \tag{14}$$

Для максимизации функции правдоподобия получим:

$$\ln p(\mathbf{Y} \mid \tau) = \ln c + \ln I_0(X_{\text{В}}) + \ln I_0(X_{\text{Н}}) \tag{15}$$

Выражение (15) 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 (15) можно представить в виде:

$$\ln p(\mathbf{Y} \mid \tau) \approx \sqrt{I_{\text{В}}^2 + Q_{\text{В}}^2} + \sqrt{I_{\text{Н}}^2 + Q_{\text{Н}}^2} \tag{16}$$

Максимизация величины $\ln p(\mathbf{Y} \mid \tau)$ заключается в вычислении значений синфазной и квадратурной огибающих при всех возможных значениях задержки.

Анализ выражения показывает, что логарифм функции правдоподобия представляет сумму огибающих «верхней» и «нижней» спектральных компонент BOC сигнала и является, соответственно, суммарной огибающей $X_{\text{В+Н}}$:

$$X_{\text{В+Н}} \approx \sqrt{I_{\text{В}}^2 + Q_{\text{В}}^2} + \sqrt{I_{\text{Н}}^2 + Q_{\text{Н}}^2} \tag{17}$$

Вычисленное значение величины $X_{\text{В+Н}}$ для каждого значения задержки сравнивается с пороговым напряжением, т.е. решается задача обнаружения.

Необходимо отметить, что при больших отношениях сигнал/помеха суммарную огибающую $X_{\text{В+Н}}$ можно представить как сумму квадратов синфазных и квадратурных составляющих:

$$X_{\text{В+Н}} \approx \sqrt{I_{\text{В}}^2 + Q_{\text{В}}^2} + \sqrt{I_{\text{Н}}^2 + Q_{\text{Н}}^2} \approx \sqrt{I_{\text{В}}^2 + Q_{\text{В}}^2 + I_{\text{Н}}^2 + Q_{\text{Н}}^2} \tag{18}$$

С учётом способа вычисления суммарной огибающей $X_{\text{В+Н}}$ существует несколько алгоритмов обнаружения BOC-сигнала.

В алгоритме BPSK-like для вычисления суммарной огибающей $X_{B+H}$ используется соотношение:

$$X_{\text{В+Н}} \approx \sqrt{I_{\text{В}}^2 + Q_{\text{В}}^2 + I_{\text{Н}}^2 + Q_{\text{Н}}^2} \tag{19}$$

В алгоритме SSB для обнаружения BOC-сигнала используется только одна из огибающих (например, «верхняя»):

$$X_{\text{В+Н}} \approx \sqrt{I_{\text{В}}^2 + Q_{\text{В}}^2} \tag{20}$$

Сравнивая задачу поиска BOC-сигналов с задачей поиска BPSK сигналов, выявляются некоторые особенности. Например, корреляционная функция (КФ) сигнала с BOC-модуляцией имеет несколько пиков, в то время как КФ BPSK-сигнала имеет только один пик. Кроме того, главный пик корреляционной функции сигнала с BOC при одной и той же скорости следования символов дальномерного кода оказывается уже, чем пик корреляционной функции BPSK-сигнала.

При поиске навигационных сигналов шаг поиска по задержке определяется шириной главного пика корреляционной функции. Для BOC-сигналов сужение главного пика корреляционной функции требует уменьшения шага поиска по задержке. Это, в особенности для сигналов с большой частотой поднесущего колебания по сравнению с частотой дальномерного кода (например, в сигнале BOC(1;1)), приводит к увеличению числа ячеек поиска по задержке и к существенному усложнению аппаратной реализации. Число пиков корреляционной функции BOC-сигнала также возрастает при увеличении отношения частоты поднесущего колебания к частоте следования символов дальномерного кода. При этом разница в уровнях соседних пиков уменьшаются, что в сочетании шумовой составляющей может привести к ошибочному определению главного пика корреляционной функции. Некоторые методы поиска позволяют не решать вопрос о неоднозначности корреляционного пика, вынося его за рамки задачи поиска. Такие методы позволяют свести задачу поиска BOC-сигналов к задаче поиска BPSK-сигналов и

реализовать ее в рамках одного аппаратного проекта путем переключения дополнительных блоков [4].

Метод поиска BPSK-like.

В данном методе поиска сигнал с BOC-модуляцией представляется в виде суммы двух BPSK-сигналов, смещенных в спектральной области на частоту поднесущей. Благодаря такому представлению возможна обработка отдельно «верхней» и «нижней» частей спектра исходного сигнала. Корреляционная функция сигнала в каждом спектральном канале соответствует корреляционной функции сигнала BPSK(m), следовательно, шаг поиска по задержке будет таким же, как при поиске сигнала BPSK(n) и не будет уменьшаться при увеличении индекса m [4]. Структурная схема поиска методом BPSK-like приведена на рисунке 1.

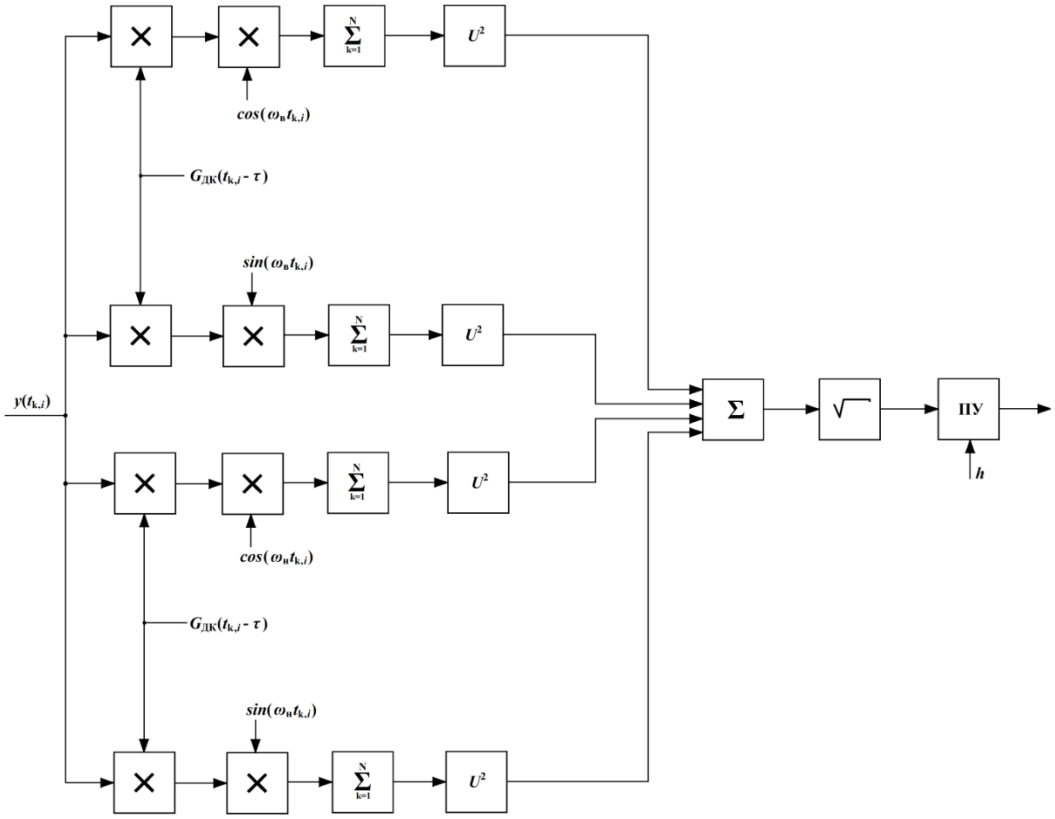



Рис. 1. Схема обнаружителя BOC сигнала, реализующего алгоритм BPSK-like

Метод поиска SSB.

В данном методе поиска сигнал с BOC(m;n)-модуляцией, аналогично методу BPSK-like, представляется в виде двух сигналов с модуляцией BPSK(n). Отличие от метода BPSK-like состоит в том, что в данном методе используется только одна из спектральных составляющих, либо «верхняя», либо «нижняя». Метод поиска SSB уступает рассмотренному ранее BPSK-like в энергетике, что является следствием использования лишь одной составляющей сигнала, однако его использование вполне пригодно для решения задачи поиска BOC-сигналов [4]. Структурная схема поиска методом SSB приведена на рисунке 2.

Основным отличием (с точки зрения технической реализации) рассматриваемых методов поиска BOC-сигналов является количество корреляторов. Так, для осуществления параллельного поиска сигналов по задержке методом BPSK-like требуется в 2 раза больше корреляторов, чем при использовании метода SSB [4].

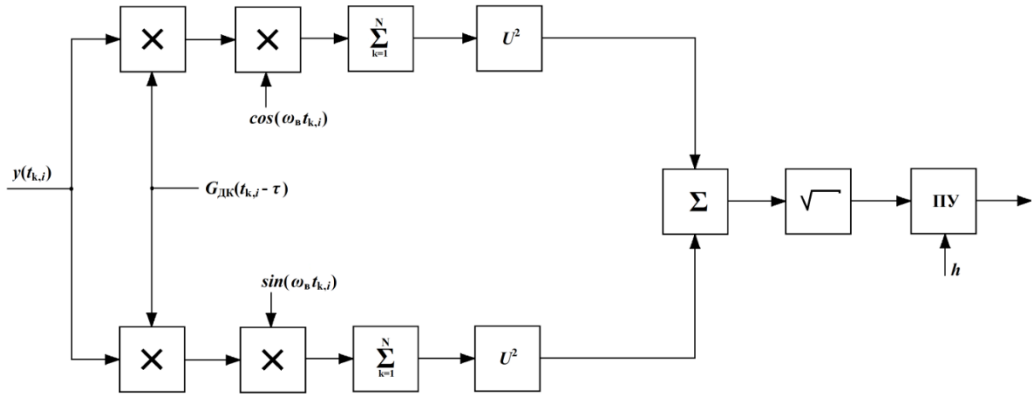



Рис. 2. Схема обнаружителя BOC-сигнала, реализующего алгоритм SSB

### 3. Математические модели имитирующих помех для BOC-сигнала

В рамках данной работы к рассмотрению предлагается случай, когда наряду с полезным сигналом на НАП ГНСС воздействуют имитирующие помехи, которые, в зависимости от полноты используемой априорной информации, можно разделить на следующие виды:

– помехи, имитирующих «ложное созвездие» навигационных спутников ГНСС;

– помехи, увеличивающие ошибки измерения псевдодальностей;

– помехи, со случайной структурой навигационного сообщения;

– помехи типа «пилот-сигнал».

Рассмотрим более подробно характеристики каждого вида имитирующих помех.

Выражение для помехи, имитирующей BOC-сигнал *i*-го НС имеет вид:

$$S(t) = AG_{\text{Ии}i}(t)G_{\text{ДК}i}(t)M(t)\cos(\omega_0 t + \varphi), \quad (21)$$

где $G_{\text{Ии}i}(t) = [\mathbf{q}_i, \mathbf{V}_i, \mathbf{a}_i, \tau_i]^{\text{T}}$ – навигационное сообщение с искажающей информацией; $\mathbf{q}_i = [X, Y, Z]^{\text{T}}$ – вектор координат *i*-го имитируемого НС; $\mathbf{V}_i = [\mathbf{V}_X, \mathbf{V}_Y, \mathbf{V}_Z]^{\text{T}}$ – вектор составляющих скорости координат *i*-го имитируемого НС; $\mathbf{a}_i = [\mathbf{a}_X, \mathbf{a}_Y, \mathbf{a}_Z]^{\text{T}}$ – вектор составляющих ускорения *i*-го имитируемого НС; $\tau_i$ – смещение бортовой шкалы времени (БШВ) *i*-го имитируемого НС

Априорной информацией, необходимой для создания помех данного типа является:

– эфемериды навигационных спутников на текущий момент времени, находящихся в зоне видимости, получаемые из оперативной информации;

– частота следования символов ПСП дальномерного кода;

– законы генерации дальномерных кодов навигационных спутников, находящихся в зоне видимости.

Выражение для помехи, имитирующей BOC-сигнал, увеличивающей ошибки измерения псевдодальностей *i*-го НС имеет вид:

$$S(t) = AG_{\text{R}i}(t)G_{\text{ДК}i}(t)M(t)\cos(\omega_0 t + \varphi), \quad (22)$$

где $G_{\text{R}i}(t) = [t_{\text{MB}i}, t_{\text{b}i}, \tau_i]^{\text{T}}$ – вектор временных характеристик, передаваемых в навигационном сообщении *i*-го имитируемого НС; $t_{\text{MB}i}$ –искажённое значение метки времени в кадре передаваемой навигационной информации (как правило совпадает с моментом начала строки); $t_{\text{b}i}$ – искажённое значение момента времени, к которому

относится передаваемая в составе навигационного сообщения эфемеридная и частотно-временная информация; $\tau_i$ – смещение БШВ *i*-го имитируемого НС относительно СШВ;

Априорной информацией, необходимой для создания помех данного типа является:

– сдвиг бортовых шкал времени навигационных спутников относительно системной шкалы времени, получаемые из неоперативной информации;

– параметры орбит всех навигационных спутников системы, получаемые из неоперативной информации;

– частота следования символов ПСП дальномерного кода;

– законы генерации дальномерных кодов навигационных спутников, находящихся в зоне видимости.

Выражение для помехи, имитирующей BOC-сигнал со случайной структурой навигационного сообщения *i*-го НС имеет вид:

$$S(t) = AG_{\text{СНС}i}(t)G_{\text{ДК}i}(t)M(t)\cos(\omega_0 t + \varphi). \quad (23)$$

Априорной информацией, необходимой для создания помех данного типа является:

– длительность символа навигационного сообщения;

– параметры орбит всех навигационных спутников системы, получаемые из неоперативной информации;

– частота следования символов ПСП дальномерного кода;

– законы генерации дальномерных кодов навигационных спутников, находящихся в зоне видимости.

Выражение для BOC-помехи типа «пилот-сигнал» *i*-го НС имеет вид:

$$S(t) = AG_{\text{ДК}i}(t - \tau_{\text{И}})M(t)\cos((\omega_0 \pm \omega_{\text{И}})t + \varphi). \quad (24)$$

Априорной информацией, необходимой для создания помех данного типа является:

– частота следования символов ПСП дальномерного кода;

– законы генерации дальномерных кодов навигационных спутников, находящихся в зоне видимости.

Необходимо отметить, что возможно использование сочетания и комбинации рассмотренных ранее помех НАП ГНСС.

## 4. Моделирование функционирования навигационной аппаратуры потребителей глобальных навигационных спутниковых систем в условиях воздействия имитирующих 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 [1]. 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 приведенных выше схем (рисунок 1, рисунок 2). 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 был выбран сигнал BOC(1;1). Потребное число испытаний определяется заданной точностью моделирования [5].

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 BOC сигналов, на основании которых построены графики. Рисунок 3 отражает основные полученные результаты для метода BPSK-like, рисунок 4 отражает основные полученные результаты для метода SSB. Переменная $P$ обозначает вероятность принятия НАП ГНСС имитирующей помехи за истинный сигнал, параметр $q$ характеризует отношение мощности сигналоподобной помехи к мощности истинного сигнала. Сплошной линией показаны результаты, характеризующие обнаружение помехи при вероятности ложной тревоги $P = 10^{-6}$, длинной прерывистой чертой – при значении вероятности ложной тревоги $P = 10^{-4}$. Короткой прерывистой линией показаны результаты, характеризующие показатели обнаружения истинного сигнала при воздействии сигналоподобной помехи для значения вероятности ложной тревоги $P = 10^{-6}$, пунктирной линией показаны результаты, характеризующие показатели обнаружения истинного сигнала при воздействии сигналоподобной помехи для значения вероятности ложной тревоги $P = 10^{-4}$. Также необходимо отметить, что наибольший интерес будут представлять вероятностные характеристики при значениях отношения мощностей сигналоподобная помеха/сигнал на уровне 2…4 дБ, что обеспечивает скрытность воздействия [5].

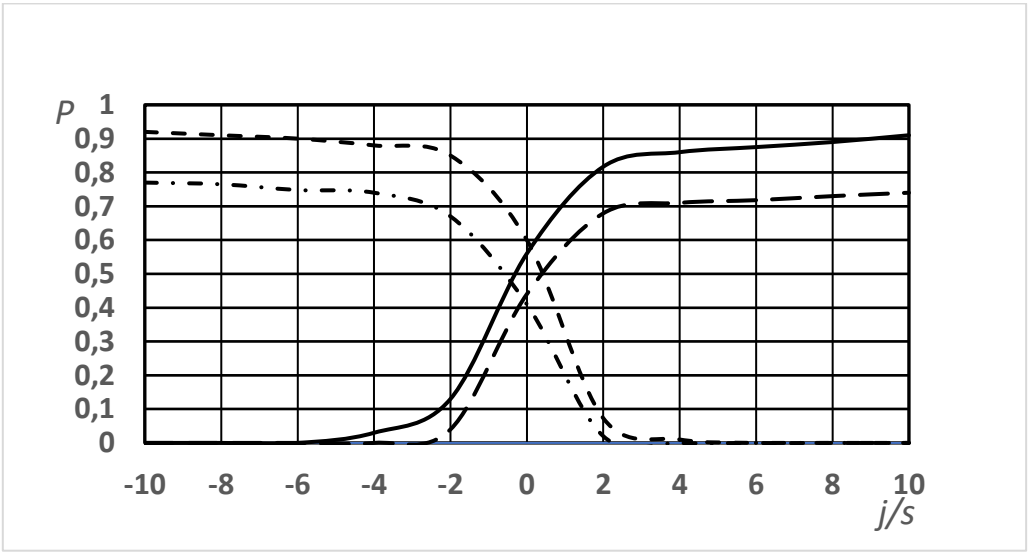



Рис. 3. результаты, полученные при использовании алгоритма BPSK-like

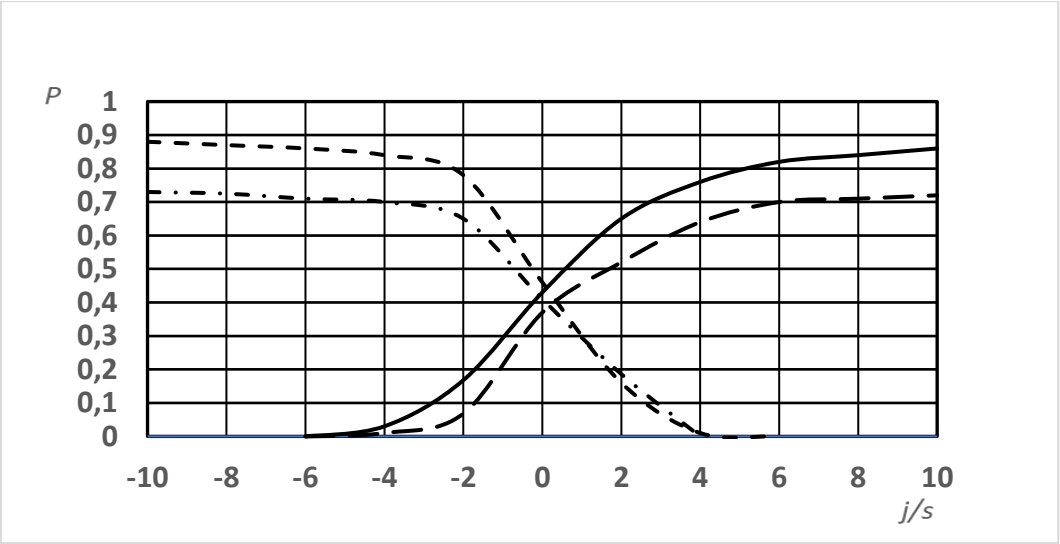



Рис. 4. результаты, полученные при использовании алгоритма SSB

Представленные экспериментальные данные позволяют сделать следующие выводы: при использовании алгоритма BPSK-like для приема сигналоподобной помехи достаточно значения отношения $j/s = 2 дБ$ и выше, при использовании алгоритма приема SSB результаты в целом аналогичны, однако при отношениях $j/s = 2...4 дБ$ аппаратура менее подвержена воздействию синалоподобных помех.

## 5. Заключение

Таким образом, в рамках данной работы получены результаты функционирования НАП ГНСС при использовании BOC-сигналов в условиях воздействия имитирующих помех. Полученные в ходе данной работы результаты предлагается в дальнейшем использовать для разработки алгоритма и методики борьбы с сигналоподобными помехами.

## 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. 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.
4. Балденков Е.Н., Липа И.В., Днепров Д.В. Экспериментальное исследование характеристик поиска навигационных радиосигналов с модуляцией BOC // Радиотехника 2015 № 12. С. 123-128.
5. 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. 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.
4. Baldenkov E.N., Lipa I.V., Dneprov D.V. Experimental study of the search characteristics of navigation radio signals with BOC modulation // Radio Engineering 2015 No. 12. pp. 123-128.
5. Wentzel E. S. Probability theory M.: Higher School, 2001. – 315s.

# ВОЗМОЖНОСТЬ ОЦЕНКИ ГЛУБИНЫ ИСТОЧНИКА ЗВУКА В МЕЛКОВОДНОМ ВОЛНОВОДЕ

С. А. Переселков[1], В. М. Кузькин[2], С. А. Ткаченко[1], П. В. Рыбянец[1], А. С. Переселков[1]

[1]Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия
[2]Институт общей физики им. А.М. Прохорова Российской академии наук, (ИОФ РАН), Москва, Россия

**Аннотация.** Рассмотрен пассивный метод оценки глубины источника звука в мелководном океаническом волноводе при слабом сигнале, основанный на информации об отношении амплитуд соседних мод волнового поля. В низкочастотной области приведены результаты численного эксперимента с использованием одиночного приемника и горизонтальной линейной антенны. Продемонстрирована устойчивость метода к ошибкам измерения амплитуд отфильтрованных мод и вариациям модели волновода, показана высокая помехоустойчивость. Установлено, что погрешность восстановления глубины источника всегда ограничена и с возрастанием шума стремится к установившемуся значению. Дано качественное и количественное объяснение результатам моделирования.

**Ключевые слова:** оценка глубины источника звука, шум, мелкое море, выделенные моды, горизонтальная антенна, одиночный приемник, численный эксперимент, погрешность.

# POSSIBILITY OF SOUND SOURCE DEPTH ESTIMATION IN SHALLOW WATER WAVEGUIDE

S. A. Pereselkov[1], V. M. Kuz'kin[2], S. A. Tkachenko[1], P. V. Rybyanets[1], A. S. Pereselkov[1]

[1]Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia
[2]A.M. Prokhorov General Physics Institute of Russian Academy of Sciences, (GPI RAS), Moscow, Russia

**Abstract.** A passive method for estimating the depth of a sound source in a shallow water waveguide is considered. The method is based on ratio of amplitudes of sound field modes. The results of a numerical experiment by using a single receiver in low frequency band are presented. The stability of the method to the errors in measuring the mode amplitudes and variations in the waveguide model is demonstrated. It is shown that the error in source depth estimation is limited by structure of modes. A qualitative and quantitative explanation of the simulation results is presented.

**Keywords:** shallow water, sound source, depth, estimation, noise, modes, single receiver, numerical experiment, error.

## 1. Введение

В настоящее время, наряду с традиционными методами пассивной локации источников звука в океанических волноводах [1] и методами, основанными на согласованной со средой обработке гидроакустических сигналов (matched-field processing) [2], активно развиваются голографические методы обработки широкополосных гидроакустических сигналов [3, 4]. Разрабатываемые голографические методы продемонстрировали высокую устойчивость в волноводах с пространственно-временными неоднородностями, в частности, при наличии возмущений, обусловленных интенсивными внутренними волнами [5-8]. Голографическая обработка

гидроакустических сигналов позволяет эффективно решать важные прикладные задачи гидроакустики: обнаруживать малошумный источник [9,10], оценивать его дальность [11, 12] и пеленг [13,14]. Следует отметить, что предложенная модовая голография [15,16] обеспечивает возможность разделения мод звукового поля источника в точке приема и оценку их параметров: амплитуды, скорости распространения и коэффициенты затухания и т.д.

В данной работе представлен метод оценки глубины источника звука в мелководном океаническом волноводе, основанный на данных о соотношении амплитуд соседних мод волнового поля. Авторы провели теоретический анализ и численный эксперимент в области низких частот для оценки глубины неподвижного источника на фоне шума, используя одиночный приемник. В работе также рассмотрена задача устойчивости метода к ошибкам измерения амплитуд отфильтрованных мод и проанализирована проблема помехоустойчивости. Особое внимание уделено анализу того, как погрешность оценки глубины источника изменяется с увеличением уровня шума.

## 2. Метод оценки глубины источника на основе амплитуд мод

Рассмотрим модель горизонтально-однородного волновода глубиной $H = 120$ м. Параметры поглощающего жидкого однородного дна: отношение плотности грунта и воды $\rho = 1.8$ г/см$^3$, комплексный показатель преломления $\alpha = 0.84(1 + i0.03)$. Приемник $Q$, расположен в начале координат на глубине $z_q = 60$ м. Источник $S$ размещен на глубине $z_s = 47$ м. Приемник $Q$ удален от источника $S$ на расстояние $r = 7$ км.

Случайная реализация $\xi(r,\ \omega) = p(r,\ \omega) + n(\omega)$ спектров сигнала $p(r,\ \omega)$ и шума $n(\omega)$, где $\omega = 2\pi f$ – круговая частота, принимаются антенной в окрестности частоты $f_0 = 170$ Гц. Шум считается дельта-коррелированным. Отношение сигнал/шум на входе одиночного приемника $Q$ обозначим $q_0$. Под ним понимается величина, равная корню квадратному из отношения энергии сигнала $E$ к спектральной плотности шума $N$

$$q_0 = \sqrt{E / N}\ , \qquad (1)$$

где $E = (1/2\pi)\int_{-\infty}^{\infty} \left|p(r,\omega)\right|^2 d\omega$, $p(r,\omega)$ – спектр сигнала на расстоянии $r$.

Спектр сигнала от источника на входе приемника $Q$-го элемента запишем в виде суммы распространяющихся мод

$$p(r,\omega) = \sum_m A_m(r,\omega)\exp\left[ih_m(\omega)r\right] = \sum_m p_m(r,\omega)\ . \qquad (2)$$

Здесь $A_m$ и $h_m$ – амплитуда и постоянная распространения моды номера $m$. К входной реализации спектра $\xi(r,\ \omega)$, учитывая (2), применим преобразование Фурье в полосе $\Delta\omega$

$$\xi(r,\ \tau) = \int_{\omega_0-\frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0+\frac{\Delta\omega}{2}} \left[p(r,\omega) + n(\omega)\right]\exp(-i\omega\tau)\,d\omega =$$

$$= \sum_m \hat{p}_m(r,\tau) + \int_{\omega_0-\frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0+\frac{\Delta\omega}{2}} n(\omega)\exp(-i\omega\tau)\,d\omega\ , \qquad (3)$$

где

$$\hat{p}_m(r,\tau) = A_m(r,\omega_0)\Delta\omega\exp\left\{i\left[h_m(\omega_0)r - \tau\omega_0\right]\right\}\frac{\sin\left[\Delta\omega(\tau-\tau_m)/2\right]}{\Delta\omega(\tau-\tau_m)/2}, \quad (4)$$

– модовый сигнал $m$-й моды. Здесь $\tau_m = r/u_m(\omega_0)$ – время распространения, $u_m = d\omega/dh_m$ – групповая скорость. Выражение (4) справедливо при выполнении условий:

– приближение линейной дисперсии:

$$\Delta\omega/2 = |\omega-\omega_0| \ll 2\left|\frac{dh_m(\omega_0)}{d\omega}\Big/\frac{d^2h_m(\omega_0)}{d\omega^2}\right|, \quad (5)$$

– амплитуда $A_m$ медленно меняющаяся функция по сравнению с фазой в окрестности частоты $\omega_0$ :

$$\left|\frac{\partial A_m(r,\omega_0)}{\partial\omega}\right| \ll \left|A_m(r,\omega_0)r\frac{dh_m(\omega_0)}{d\omega}\right| \quad (6)$$

что позволяет вынести ее за знак интеграла (3) при значении $\omega=\omega_0$, т.е. не учитывать частотную зависимость собственных функций в полосе $\Delta\omega$. Условия (5) и (6) означают, что модовый импульс считается квазимонохроматическим сигналом. Согласно (4) положение главного максимума импульса $m$-й моды приходится на значение $\tau=\tau_m$, а его ширина не зависит он номера моды. Учет квадратичного приближения дисперсии [19], учитывающего в первом приближении внутримодовую дисперсию, позволяет оценить увеличение длительности (расплывание) модовых импульсов с возрастанием номера моды и расстояния. Время распространения модового сигнала $\tau_m$ не зависит от характера приближения, так что при изложении алгоритма ограничимся линейным приближением (4). При численном моделировании для вычисления (3) использовалось БПФ, при котором автоматически учитывалась дисперсионная зависимость постоянных распространения и собственных функций. Таким образом, на выбор полосы $\Delta\omega$ накладываются противоречивые требования. С одной стороны, она должна быть мала, чтобы точнее определить амплитуду моды, а, с другой, должна быть значительна, чтобы при фильтрации уменьшить влияние соседних мод друг на друга. При разрешении модовых импульсов модуль выражения сигнала источника имеет вид

$$\left|\hat{p}(r,\tau)\right| \approx \sum_m \left|\hat{p}_m(r,\tau)\right| \quad (7)$$

т.е. огибающая принимаемого сигнала приблизительно равна сумме огибающих модовых импульсов.

Отношение амплитуд двух соседних мод $A_m(r,\omega_0)$ и $A_{m+1}(r,\omega_0)$, $\gamma_{m(m+1)} = A_m/A_{m+1}$, если они измерены без ошибок, равно [12]

$$\gamma_{m(m+1)} = \left| \frac{\psi_m(z_s)\psi_m(z_q)}{\psi_{m+1}(z_s)\psi_{m+1}(z_q)} \right|. \quad (8)$$

Решение уравнения (8) относительно $z_s$ сведем к решению экстремальной задаче. Введем функцию $\Phi_{m(m+1)}(z)$:

$$\Phi_{m(m+1)}(z) = \left| \phi_{m(m+1)}(z) - \gamma_{m(m+1)} \right|, \quad (9)$$

где

$$\phi_{m(m+1)}(z) = \frac{\psi_m(z)\psi_m(z_q)}{\psi_{m+1}(z)\psi_{m+1}(z_q)}. \quad (10)$$

Решением уравнения (8) являются значения $z = z'$, при которых выражение (9) обращается в нуль, $\Phi_{m(m+1)}(z') = 0$. Решение неоднозначно. Чтобы избавиться от неопределенности и выбрать верное значение, нужно выполнить совместную оценку глубины для разных пар отфильтрованных мод или для разных полос фильтрации одной пары мод. Для каждой такой комбинации решение будет содержать одно правильное значение, а остальные – ложные. При оценке глубины источника следует выбрать значение $z' = z_s$, которое является общим для каждой из них.

### 3. Результаты численного моделирования

Рис. 1 демонстрирует поведение нормированной огибающей $\xi(r, \tau)$ (3) на выходе приемника $Q$. Вертикальными пунктирными линиями показаны времена распространения $\tau_m$ моды m-го номера, $m = \overline{1,12}$. При БПФ использовалась узкополосная фильтрация полосой $\Delta f = 160-180$ Гц. Для сглаживания осцилляций, возникающих при фильтрации с использованием прямоугольного окна, функция под знаком интеграла в (3) умножалась на гауссовый фильтр с полосой 20 Гц на уровне $1/e$ от максимума. Увеличение полосы, согласно данным моделирования, не улучшало качество фильтрации мод. Под амплитудой $m$-й моды далее понимается величина $A_m$, равная значению реализации $\left|\xi(r, \tau)\right|$ в момент времени $\tau_m$, т.е. $A_m = \left|\xi(r, \tau_m)\right|$.

В отсутствие шума (рис. 1а) полученная картина отличается от той, что предсказывает выражение (4) в приближении линейной дисперсии. Это объясняется дисперсионным расплыванием модовых импульсов и возрастанием временного интервала между приходами соседних мод с увеличением номера моды. Первые четыре моды ($m = 1,2,3,4$), относящиеся к группе донных (низших) мод, не разрешаются. Донно-поверхностные (высшие) моды с номерами $m = 7,9,10,12$ выделяются, плохая разрешимость остальных высших мод, $m = 5,6,8,11$, вызвана слабым возбуждением. Имеет место наложение соседних модовых импульсов (регулярный фактор), что приводит к ошибке в измерении амплитуд. В среднем значение $\gamma^{(0)}_{m(m+1)}$ в 1.53 раза превышает величину $\gamma_{m(m+1)}$. Увеличение уровня шума (случайный фактор) (рис. 1б–1г) приводит к искажению сигнала, и, следовательно, к возрастанию ошибки в регистрации

отношения амплитуд мод. Наиболее заметно эти искажения начинают проявляться при отношении сигнал/шум $q_0 < 1$.

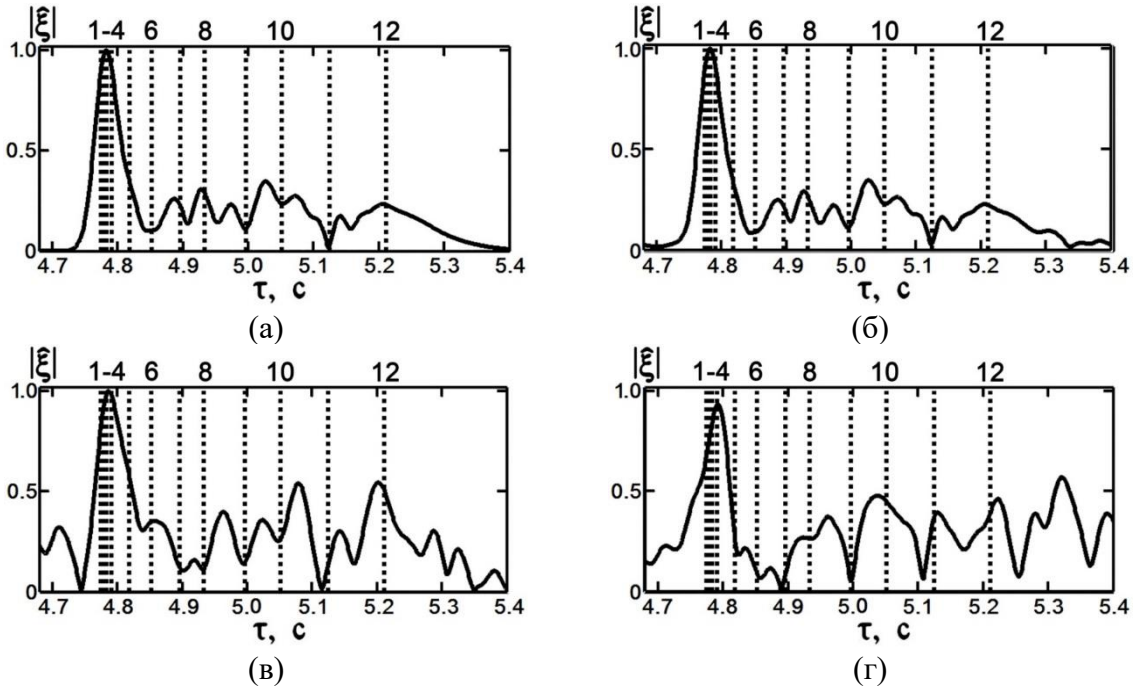



Рис. 1. Зависимость нормированной огибающей $\xi$ (3) от времени τ на выходе приемника $Q$ при различных входных отношениях сигнал/шум: (а) $q_0 = \infty$; (б) $q_0 = 1$; (в) $q_0 = 0.1$; (г) $q_0 = 0.02$. Вертикальным пунктиром показаны времена распространения $m$-й моды, $m = \overline{1,12}$.

На рис. 2 представлены зависимости функции (9), обрезанные на уровне $\Phi_{m(m+1)}(z) = 5$, для приемника $Q$ при различных номерах мод и уровнях шума. Пунктиром показаны значения функции, отвечающие модельной величине глубине источника $z_s = 47$ м. Сравнение рис. 2(1) и 2(2) (столбцы) показывает, что для комбинаций мод (6, 7) и (7, 8) повторяющимися являются значения в окрестностях $z = 47$ м и $z = 62.4$ м, из них первое является достоверным, а второе – ложным. Для большей достоверности фильтрации ложного значения, очевидно, следовало бы дополнительно рассмотреть третью комбинацию мод. В обоих случаях ошибки в определении отношения амплитуд соседних высших мод, обусловленных регулярными (рис. 2а) (строка) и случайными факторами (рис. 2б–2г) (строки) незначительно влияют на точность определения глубины источника. Например, при величине $q_0 = 0.02$ случайное отклонение наблюдаемой глубины $z$, определяемое решением уравнения (9), не превышает 3.6 м от модельного значения $z_s$. По данным моделирования аналогичная ситуация имела место и при других модельных значениях глубины источника и больших уровнях шума. Разрешение этого парадокса заключается в том, что погрешность глубины источника всегда ограничена. Отметим, что, хотя на входе действует аддитивный шум, величина $\gamma_{m(m+1)}$ обусловлена нелинейными искажениями регулярного и случайного характера.

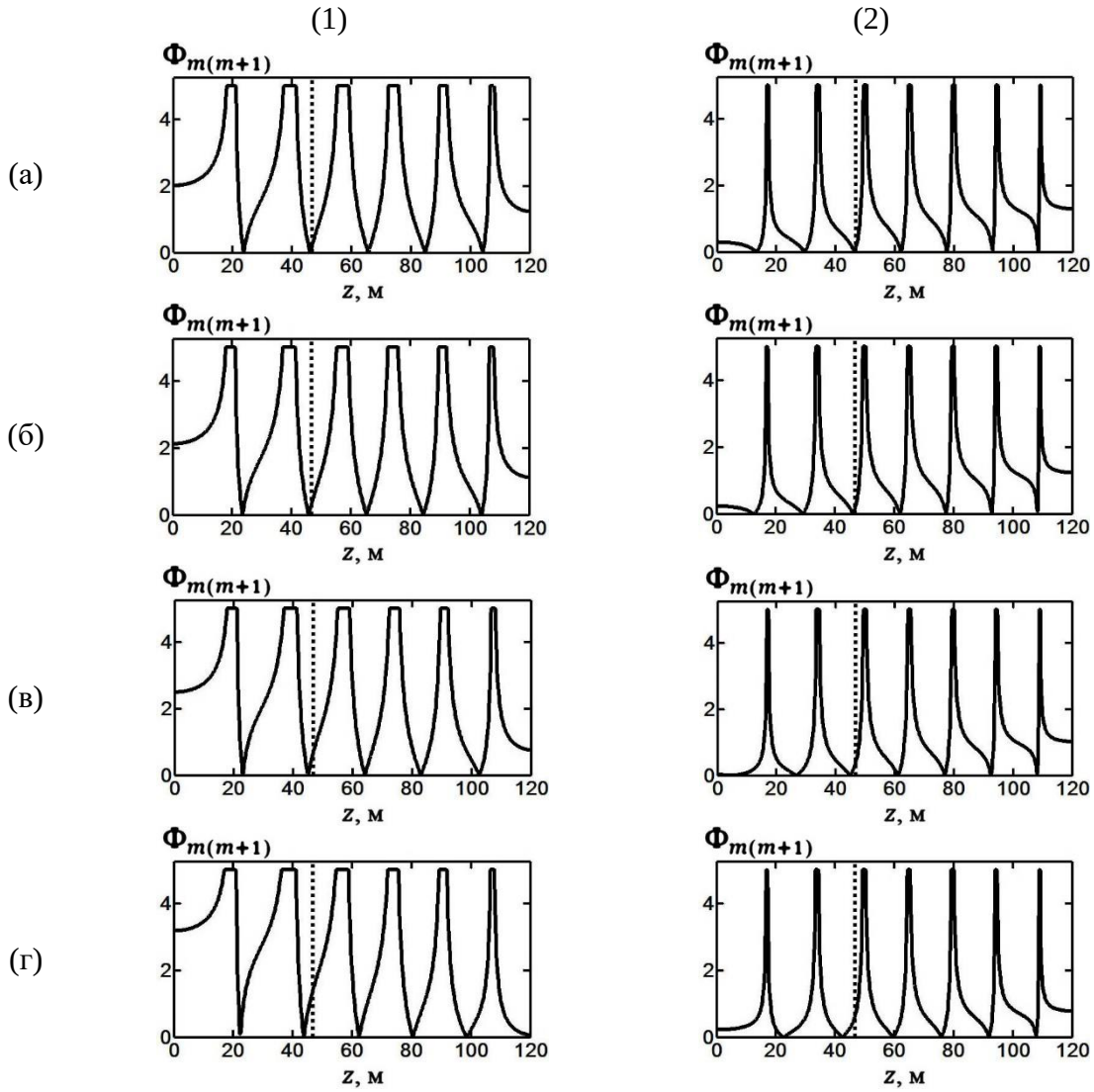



Рис. 2. Зависимость $\Phi_{m(m+1)}(z)$: (1) $m=6$; (2) $m=7$; (а) $q_0=\infty$; (б) $q_0=1$; (в) $q_0=0.1$; (г) $q_0=0.02$.

## 4. Заключение

Рассмотрен метод определения глубины неподвижного источника, основанный на измерении отношении амплитуд выделенных соседних мод. Отличительная особенность алгоритма состоит в том, что погрешность глубины, вызванная наложением модовых импульсов и присутствием шума, всегда ограничена. При нарастании шума средняя погрешность и среднеквадратичное отклонение погрешности, сглаженные в “окне” интервала отношения шум/сигнал, стремятся к установившимся значениям, определяемым выбором номеров мод и глубины приемников. Таким образом, при малых отношениях сигнал/шум поведение погрешности глубины становится предсказуемым. Другими словами, шум может служить регуляризирующим фактором в процессе регулирования погрешности глубины при большом отношении шум/сигнал. Результаты моделирования в низкочастотной области согласуются с теоретическими предпосылками и подтверждают работоспособность метода, иллюстрируя его высокую помехоустойчивость.

## 5. Благодарности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-61-10024, https://rscf.ru/project/23-61-10024/.

## Литература

1. Корякин Ю.А., Смирнов С.А., Яковлев Г.В. Корабельная гидроакустическая техника: состояние и актуальные проблемы. СПб.: Наука, 2004. 410 с.
2. Сазонтов А.Г., Малеханов А.И. Согласованная пространственная обработка сигналов в подводных звуковых каналах (обзор) // Акуст. журн. 2015. Т. 61. № 2. С. 233–253.
3. Pereselkov S.A., Kuz'kin V.M. Interferometric processing of hydroacoustic signals for the purpose of source localization// Journal of Acoustical Society of America, 2022. Vol. 151, No 2, P. 666-676
4. Ehrhardt M., Pereselkov S., Kuz'kin V., Kaznacheev I., Rybyanets P. Experimental observation and theoretical analysis of the low-frequency source interferogram and hologram in shallow water // Journal of Sound and Vibration. 2023. Vol. 544. P. 117388.
5. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Zvyagin V.G., Malykhin Yu., Prosovetskiy D.Yu. Intense internal waves and their manifestation in interference patterns of received signals on oceanic shelf// Physics of Wave Phenomena. 2018. Vol. 26. No. 2. P. 160-167.
6. Kaznacheeva E.S., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Interferometric processing of hydroacoustic information in the presence of intense internal waves // Physics of Wave Phenomena. 2021. Vol. 29. No 3. P. 278-284.
7. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Rybyanets P., Ladykin N. Three-dimensional modeling of sound field holograms of a moving source in the presence of internal waves causing horizontal refraction // Journal of Marine Science and Engineering. 2023. Vol. 11. No. 10. P. 1922.
8. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Badiey M., Ladykin N.V., Malykhin A.Yu., Tkachenko S.A. Robustness of holographic processing of hydroacoustic signals in the presence of intense internal waves // Physics of Wave Phenomena. 2023. Vol. 31. No. 5. P. 346-354.
9. Казначеев И.В., Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Переселков С.А. Интерферометрический метод обнаружения движущегося источника звука векторно-скалярным приемником // Акустический журнал. 2018. Т. 64. No. 1. С. 33-45.
10. Кузькин В.М., Переселков С.А., Матвиенко Ю.В., Ткаченко С.А. Обнаружение источника в диспергирующих средах // РЭНСИТ. 2019. Т.11. No.3. С. 337-344
11. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Tkachenko S.A., Matvienko Yu.V., Khvorostov Yu.A. Range of detection of underwater sound source // Physics of Wave Phenomena. 2023. Vol. 31. No. 5. P. 339-345.
12. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kuznetsov G.N., Kaznacheev I.V. Interferometric direction finding by a vector-scalar receiver // Physics of Wave Phenomena. 2018. Т. 26. № 1. С. 63-73.
13. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Direction finding of a noise sound source // Physics of Wave Phenomena. 2019. Т. 27. № 3. P. 237-241.
14. Kuz'kin V.M., Matvienko Yu.V., Pereselkov S.A., Prosovetskii D.Yu., Kaznacheeva E.S. Mode selection in oceanic waveguides // Physics of Wave Phenomena. 2022. Vol. 30. No. 2. P. 111-118.
15. Kuz'kin V.M., Matvienko Yu.V., Pereselkov S.A., Kaznacheeva E.S., Tkachenko S.A. Holographic method for mode selection in a shallow sea in the presence of intense internal waves // Physics of Wave Phenomena. 2022. Vol. 30. No. 5. P. 314-320.

## REFERENCES


1. Koryakin Yu.A., Smirnov S.A., Yakovlev G.V. Shipborne Hydroacoustic Equipment: Current State and Actual Problems. St. Petersburg: Nauka, 2004. 410 p.
2. Sazontov A.G., Malekhanov A.I. Matched Spatial Processing of Signals in Underwater Sound Channels (Review) // Acoustical Journal. 2015. Vol. 61. No. 2. P. 233-253
3. Pereselkov S.A., Kuz'kin V.M. Interferometric processing of hydroacoustic signals for the purpose of source localization// Journal of Acoustical Society of America, 2022. Vol. 151, No 2, P. 666-676
4. Ehrhardt M., Pereselkov S., Kuz'kin V., Kaznacheev I., Rybyanets P. Experimental observation and theoretical analysis of the low-frequency source interferogram and hologram in shallow water // Journal of Sound and Vibration. 2023. Vol. 544. P. 117388.
5. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Zvyagin V.G., Malykhin Yu., Prosovetskiy D.Yu. Intense internal waves and their manifestation in interference patterns of received signals on oceanic shelf// Physics of Wave Phenomena. 2018. Vol. 26. No. 2. P. 160-167.
6. Kaznacheeva E.S., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Interferometric processing of hydroacoustic information in the presence of intense internal waves // Physics of Wave Phenomena. 2021. Vol. 29. No 3. P. 278-284.
7. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Rybyanets P., Ladykin N. Three-dimensional modeling of sound field holograms of a moving source in the presence of internal waves causing horizontal refraction // Journal of Marine Science and Engineering. 2023. Vol. 11. No. 10. P. 1922.
8. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Badiey M., Ladykin N.V., Malykhin A.Yu., Tkachenko S.A. Robustness of holographic processing of hydroacoustic signals in the presence of intense internal waves // Physics of Wave Phenomena. 2023. Vol. 31. No. 5. P. 346-354.
9. Kaznacheev I.V., Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Interferometric Method for Detecting a Moving Sound Source with a Vector-Scalar Receiver // Acoustic Journal. 2018. Vol. 64. No. 1. P. 33-45.
10. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Matvienko Yu.V., Tkachenko S.A. Detection of a Source in Dispersive Media // RENSIT. 2019. Vol.11. No.3. Pp. 337-344.
11. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Tkachenko S.A., Matvienko Yu.V., Khvorostov Yu.A. Range of detection of underwater sound source // Physics of Wave Phenomena. 2023. Vol. 31. No. 5. P. 339-345.
12. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kuznetsov G.N., Kaznacheev I.V. Interferometric direction finding by a vector-scalar receiver // Physics of Wave Phenomena. 2018. T. 26. № 1. C. 63-73.
13. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Direction finding of a noise sound source // Physics of Wave Phenomena. 2019. T. 27. № 3. P. 237-241.
14. Kuz'kin V.M., Matvienko Yu.V., Pereselkov S.A., Prosovetskii D.Yu., Kaznacheeva E.S. Mode selection in oceanic waveguides // Physics of Wave Phenomena. 2022. Vol. 30. No. 2. P. 111-118.
15. Kuz'kin V.M., Matvienko Yu.V., Pereselkov S.A., Kaznacheeva E.S., Tkachenko S.A. Holographic method for mode selection in a shallow sea in the presence of intense internal waves // Physics of Wave Phenomena. 2022. Vol. 30. No. 5. P. 314-320.

# ИССЛЕДОВАНИЕ СТРУКТУРНО-ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ НА ФОРМИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ С ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

В.В. Неровный[1], Т.Ю. Урывская[2], В.Б. Васильчук[2], Д,В. Степанов[3]

[1]АО НВП «ПРОТЕК», Воронеж, Российская Федерация
[2]ВУНЦ ВВС «ВВА», Воронеж, Российская Федерация
[3]ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет», Москва, Российская Федерация

**Аннотация**. В статье рассмотрен вопросы выбора фильтров нижних частот с конечной и бесконечной импульсной характеристикой, используемых для исследования структурно-временных параметров сигналов с фазовой манипуляцией. Методом математического моделирования, используя для корреляционной функции формулу Винера–Хинчина, показана связь корреляционной функции со спектром сигналов. Полученные результаты могут использоваться разработчиками локальных навигационных систем.

**Ключевые слова:** фильтр «приподнятый косинус», BPSK(1)-сигналы, корреляционная функция, спектр сигнала.

# INVESTIGATION OF STRUCTURAL AND TEMPORAL PARAMETERS FOR THE FORMATION OF SIGNALS WITH PHASE MANIPULATION

V.V. Nerovnyy1, T.Yu. Uryvskaia2, V.B. Vasilchuk2, D.V. Stepanov3

[1]AO NVP "PROTEK", Voronezh, Russian Federation
[2]Zhukovsky – Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russian Federation
[3]MIREA – Russian Technological University, Moscow, Russian Federation

**Abstract.** The article considers the issues of choosing low-pass filters with finite and infinite pulse characteristics used to study the structural and temporal parameters of phase-manipulated signals. By mathematical modeling, using the Wiener–Hinchin formula for the correlation function, the relationship of the correlation function with the signal spectrum is shown. The results obtained can be used by developers of local navigation systems.

**Keywords:** the "raised cosine" filter, BPSK(1)-signal, correlation function, the spectrum of the signa

## 1. Введение

Использование традиционных цифровых фильтров (ЦФ) — фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ) и бесконечной импульсной характеристикой (БИХ) с постоянными коэффициентами — основано на предположении, что полосы частот полезного сигнала и шума известны и разнесены, поэтому коэффициенты ЦФ могут быть определены до обработки входного сигнала. Однако во многих случаях входной сигнал не адекватен подобной модели, поэтому коэффициенты ЦФ невозможно определить заранее. В подобных случаях применяют адаптивные фильтры. Адаптивным фильтром (АФ) называют систему, параметры которой адаптируются (подстраиваются) к сигналу с заранее неопределенной статистической моделью в процессе его обработки. Среди адаптивных фильтров наибольшее распространение получили линейные адаптивные фильтры с обратной связью, реализованные на основе КИХ-фильтров. Структурная схема (структура) такого АФ представлена на рис. 1. Адаптивный фильтр включает в себя: КИХ-фильтр; алгоритм адаптации [1].

Параметрами АФ называют коэффициенты КИХ-фильтра, подстраиваемые к входному сигналу. По определению, параметры АФ изменяются в процессе адаптивной фильтрации.

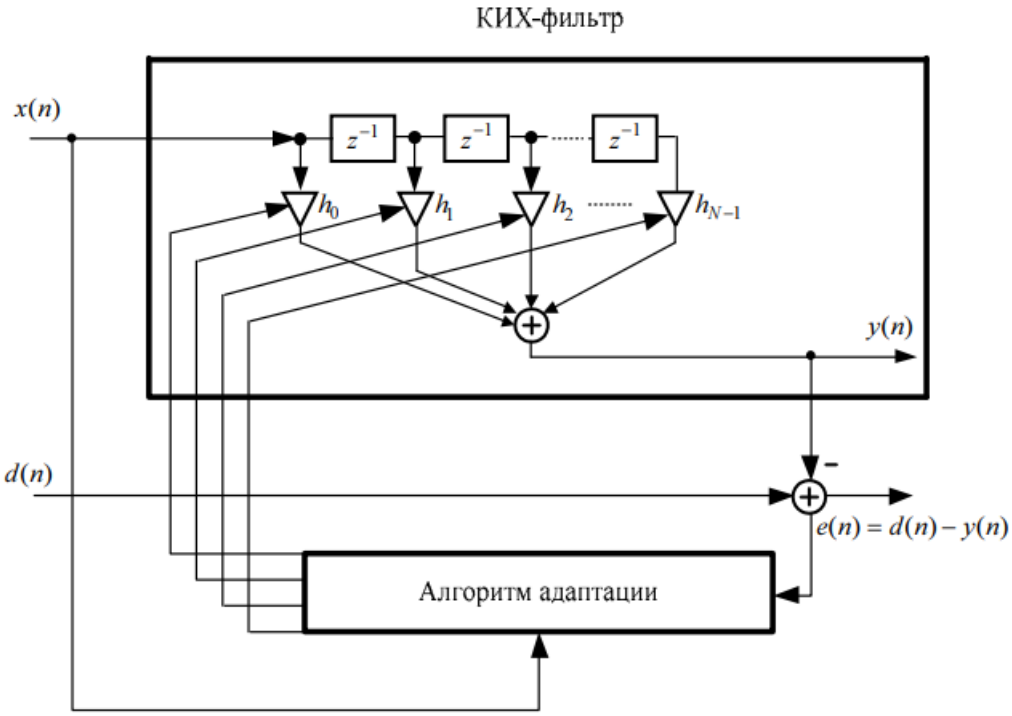



Рис. 1. Структурная схема линейного адаптивного фильтра

В статье рассматривается сигнал с фазовой манипуляцией – BPSK(1). Данный вид двоичной фазовой манипуляции нашел очень широкое применение ввиду высокой помехоустойчивости и простоты модулятора и демодулятора.

Целью работы является анализ влияния искажений, вызванных фильтрацией. Рассмотрен вопрос целостности структурно-временных параметров BPSK(1)-сигналов.

## 2. Исследование искажений при фильтрации

В качестве меры скорости изменения случайного процесса может использоваться корреляционная функция. Она описывает зависимость взаимосвязи сигнала с его сдвинутой во времени копией от величины временного сдвига. Фильтром Винера (Wiener filter) называют АФ, представленный на рис. 1, в котором алгоритм адаптации реализует вычисление оптимальных параметров АФ при выборе в качестве критерия наилучшего приближения выходного сигнала *y(n)* к образцовому сигналу *d(n)* минимума среднего квадрата сигнала ошибки:

Фильтр Винера может использоваться для обработки эргодических сигналов со статистическими характеристиками, инвариантными во времени. Однако в общем случае, при обработке сигнала, статистическая модель которого заранее не определена, практическое применение фильтра Винера ограничено вследствие вычислительной сложности алгоритма адаптации. В этом случае принято говорить о текущих оценках статистических характеристиках на интервале [0; n], которые приходится определять заново с поступлением каждого нового отсчета сигнала. Для сокращения вычислительных затрат разработаны алгоритмы рекуррентного вычисления параметров АФ.

Необходимо отметить, что искажения, вызванные фильтрацией, будут сказываться на целостности структурно-временных параметров BPSK(1)-сигналов. В качестве меры таких изменений используется корреляционная функция, которая связана со спектром сигналов через формулу Винера–Хинчина [2-3]:

$$R(\tau) = \int_0^{\infty} S(f)\cos 2\pi f \tau df \qquad (1)$$

На рис. 2-4 представлены корреляционные функции BPSK(1)-сигнала после фильтрации с коэффициентом скругления для α=0, α=0.5, α=1 для фильтра типа «приподнятого косинуса» (сплошная линия) и фильтра Бесселя (пунктирная линия).

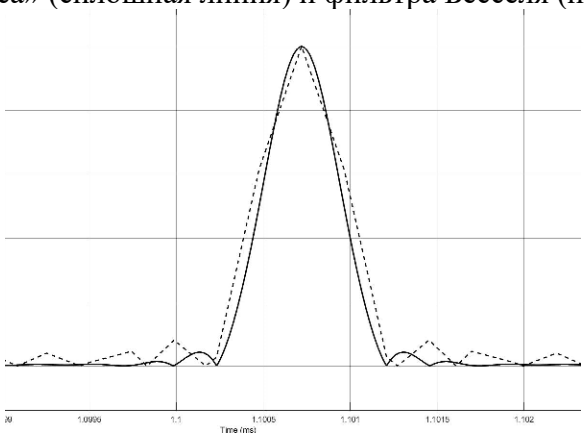


Рис. 2. Корреляционные функции BPSK(1)-сигнала после фильтрации для α=0 приподнятого косинуса и фильтра Бесселя.

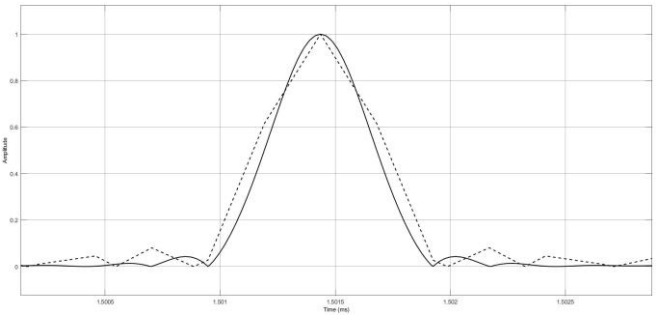


Рис. 3. Корреляционные функции BPSK(1)-сигнала после фильтрации для α=0.5 приподнятого косинуса и фильтра Бесселя.

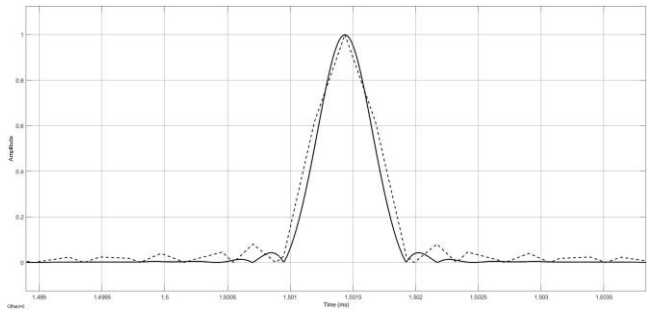


Рис. 4. Корреляционные функции BPSK(1)-сигнала после фильтрации для α=1 приподнятого косинуса и фильтра Бесселя.

По результатам анализа графиков можно сделать вывод, что использование в фильтрах «приподнятый косинус» коэффициента скругления α = 1, дает наилучшие результаты, а коэффициента скругления α = 0 – наихудшие. Причем, биение боковых лепестков фильтра Бесселя максимально приближены к фильтру типа «приподнятый косинус» при α=0.5.

Ниже на рисунках 5-8 представлены графики корреляционных функций для фильтров Чебышева I и II рода, Баттерворда и наподобие окна «Хэминга» в сравнении с фильтром типа «приподнятый косинус с коэффициентом скругления α=0.5.

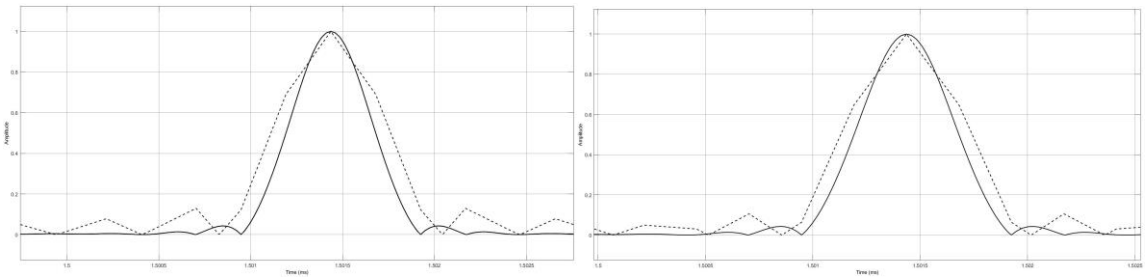


Рис. 5-6. Корреляционные функции BPSK(1)-сигнала после фильтрации фильтрами Чебышева I и II рода и типа «приподнятый косинус».

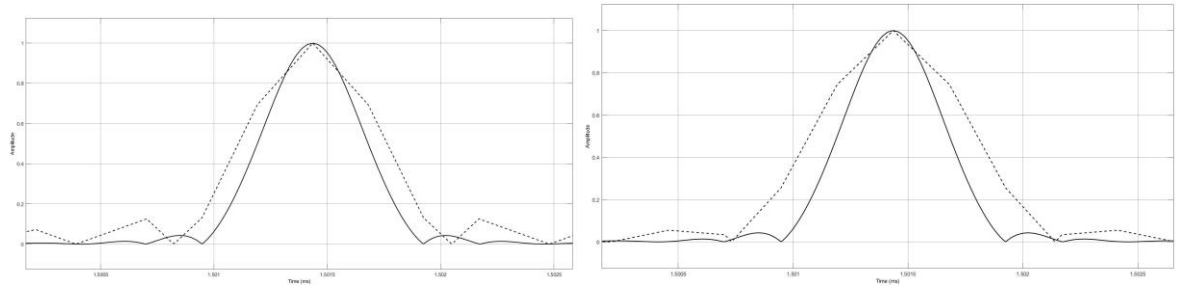


Рис. 7-8. Корреляционные функции BPSK(1)-сигнала после фильтрации фильтрами Баттерворда, наподобие окна Хэмминга и типа «приподнятый косинус».

## 3. Заключение

По результатам анализа графиков можно сделать вывод, что использование фильтров, отличных от «приподнятый косинус», приводит к увеличению числа и уровня боковых лепестков корреляционных функции в сравнении с использованием последнего. Наиболее полно этот эффект наблюдается для при α = 0. Однако, хорошие результаты целостности структурно-временных параметров показывает фильтр наподобие окна Хэмминга, что облегчает расчеты при выборе фильтра данного типа.

## Литература

1. Солонина А.И., Клионский Д.М., Меркучева Т.В., Перов С.Н. Цифровая обработка сигналов и Matlab. С.-П.: ПАТ «Паука», 2013. – 512 с.
2. Маковеева М. М., Шинаков Ю. С. Системы связи с подвижными объектами. М.: Радио и связь, 2002. – 440 с.

3. Неровный В.В., Журавлев А.В., Урывская Т.Ю., Коратаев П.Д. Математические модели навигационных сигналов с требуемой формой спектральной плотности мощности // Радиотехника. 2022. № 7. С. 69–75.
4. Скляр Бернард Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
5. Ершов А.Н., Березкин В.В., Петров С.В., Петров А.В., Почивалин Д.А. Особенности расчета и проектирования высокоскоростных радиолиний космических аппаратов ДЗЗ // Ракетно-космические приборостроение и информационные системы. 2018. Т.5. Выпуск 1. С. 52–57.

**REFERENCES**

1. Solonina A.I., Klionsky D.M., Merkucheva T.V., Perov S.N. Digital signal processing and Matlab. S.-P.: PAT "Spider", 2013. – 512 p.
2. Makoveeva M. M., Shinakov Y. S. Communication systems with mobile objects. M.: Radio and communications, 2002. – 440 p.
3. Nerovny V.V., Zhuravlev A.V., Uryvskaya T.Yu., Karataev P.D. Mathematical models of navigation signals with the required form of spectral power density // Radio engineering. 2022. No. 7. pp. 69-75.
4. Bernard Sklar Digital communication. Theoretical foundations and practical application. Moscow: Williams Publishing House, 2003. – 1104 p.
5. Ershov A.N., Berezkin V.V., Petrov S.V., Petrov A.V., Pochivalin D.A. Features of calculation and design of high-speed radio lines of remote sensing spacecraft // Rocket and space instrumentation and information systems. 2018. Vol.5. Issue 1. pp. 52-57.

# ИССЛЕДОВАНИЕ ТОЧНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ В УСЛОВИЯХ ИСКУССТВЕННОГО ЗАГРУБЛЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИЗЛУЧАЕМЫХ СИГНАЛОВ.

В.В. Неровный[1] П. Д. Коратаев[2], А.Р. Храбров[2], Д. С. Крыгин[2]

[1]АО НВП «ПРОТЕК», Воронеж, Россия
[2]ВУНЦ ВВС «ВВА», Воронеж, Россия

**Аннотация.** В статье рассмотрено исследование влияния искусственного загрубления точности излучаемых сигналов на точностные характеристики аппаратуры потребителей глобальных навигационных спутниковых систем.

**Ключевые слова:** навигационные параметры, глобальные спутниковые навигационные системы, загрубление точности излучаемых сигналов, обработка навигационной информации.

# INVESTIGATION OF THE ACCURACY CHARACTERISTICS OF THE EQUIPMENT OF CONSUMERS OF GLOBAL NAVIGATION SATELLITE SYSTEMS IN CONDITIONS OF ARTIFICIAL COARSENING OF THE ACCURACY OF THE EMITTED SIGNALS

V.V. Nerovniy[1], P. D. Korataev[2], A.R. Oblov[2], D. S. Krigin[2]

[1]AO HVP «PROTEK», Voronezh, Russia
[2]VUNC «VVA», Voronezh, Russia

**Abstract.** The article considers the study of the effect of artificial coarsening of the accuracy of the emitted signals on the accuracy characteristics of the equipment of consumers of global navigation satellite systems.

**Keywords:** navigation parameters, global satellite navigation systems, deepening of the accuracy of the emitted signals, processing of navigation information.

## 1. Введение

В настоящее время одним из основных средств навигации, является аппаратура потребителей ГНСС. Данная аппаратура для более точного определения навигационных параметров использует как открытые, так и закрытые сигналы отечественной ГНСС ГЛОНАСС и открытые сигналы ГНСС GPS, т.е. является двухсистемной.

Использование различных однотипных датчиков однородной навигационной информации, направлено на повышение точностных характеристик навигационных приемников.

Функционирования АП ГНСС в сложной политической обстановке обусловлено следующими факторами:

1. отключение сигналов ГНСС GPS в зоне действия российской навигационной АП;
2. искусственное загрубение точности определения навигационных параметров ГНСС GPS.

В условиях отключения системы GPSв определенной территориальной зоне, отечественная АП ГНСС будет использовать только сигналы системы ГЛОНАСС, что

негативно скажется на точностных характеристиках навигационных приемников, относительно АП работающей одновременно с сигналами двух ГНСС[1].

Для снижения точности определения координат системы GPS, несанкционированным потребителям МО США вводит так называемый режим выборочного доступа (ВД) (SA-SelectiveAvailability). Иногда его называют режимом ограниченного или селективного доступа. В этом режиме в навигационное сообщение намеренно вводится ложная информация о поправках к системному времени и орбитах космического аппарата, что неминуемо приведет к снижению точности навигационных определений.

На основе вышеизложенного возникает противоречие между выбором АП ГНСС работающий по сигналам только ГНСС ГЛОНАСС, и двухсистемных навигационных приемников, работающих в условиях режима выборочного доступа.

Следовательно, определение точностных характеристик двухсистемной аппаратуры потребителей глобальных навигационных спутниковых систем в условиях искусственного загрубения точности навигационных определений ГНСС GPS, является на сегодняшний день **актуальной** и **практически** значимой задачей.

**Цель исследования**–повышение целостности навигационных определений двухсистемной аппаратуры потребителей глобальных навигационных спутниковых систем.

В ходе данной работы среде Simulink была разработана имитационная модель устройства вторичной обработки навигационной информации авиационного приемоиндикатора ГНСС, функционирующая в условиях искусственного загрубления точности излучаемых сигналов.

## 2. Исследование точностных характеристик АП ГНСС

Основным показателем эффективности функционирования наземной АП ГНСС, как радиотехнического измерителя координат, является текущее значение среднеквадратической ошибки определения (СКО) местоположения носителя аппаратуры потребителей в плоскости, которое в общем виде может быть представлено в виде функционала:

$$\delta \equiv f(X_1 X_2 Y_1 Y_2 Y_3) \tag{1}$$

$$\mathbf{X}_1 \in \Omega_{\mathbf{X}1}, \mathbf{X}_2 \in \Omega_{\mathbf{X}2}, \mathbf{Y}_1 \in \Omega_{\mathbf{Y}1}, \mathbf{Y}_2 \in \Omega_{\mathbf{Y}2}, \mathbf{Y}_3 \in \Omega_{\mathbf{Y}3}, \mathbf{T} \in \Omega_{\mathbf{T}}, \tag{2}$$

где $\sigma$ - значение СКО в момент выдачи навигационной информации; $\mathbf{X}_i$ $(i=1,2)$ - векторы пространственных характеристик АП ГНСС и навигационных спутников (НС) ОГ ГНСС; $\mathbf{Y}_j$ $(j=1,2,3)$ - векторы энергетических характеристик АП ГНСС, передатчиков НС ОГ ГНСС и помехи; $\mathbf{T}$ - вектор временных характеристик АП ГНСС; $\Omega_{\mathbf{X}i}$ $(i=1,2)$ - множества допустимых значений пространственных характеристик АП ГНСС и НС ОГ ГНСС; $\Omega_{\mathbf{Y}j}$ $(j=1,2,3)$- множества допустимых значений энергетических характеристик АП ГНСС, передатчиков НС ОГ ГНСС и помехи; $\Omega_{\mathbf{T}}$ - множество допустимых значений временных характеристик АП ГНСС.

В качестве модели движения навигационных спутников орбитальной группировки ГНСС выбран алгоритм расчёта геоцентрических координат НС по данным альманаха, в основу которого положено невозмущённое движение спутников (кеплерово движение), подробно изложенный в [1].

При моделировании решения навигационной задачи (определения координат АП) выбран алгоритм статистической обработки, реализующий метод наименьших квадратов [2-4]. Достоинством предлагаемого алгоритма является возможность одновременного определения вектора оцениваемых геоцентрических координат потребителя и СКО местоположения. Таким образом, вектор оцениваемых навигационных параметров (координат АП ГНСС) $\mathbf{q}_n = \left| X \;\; Y \;\; Z \right|^{\mathrm{T}}$ с использованием метода наименьших квадратов определяется как

$$\mathbf{q}_n = \mathbf{q}_{n-1} + \left(\mathbf{H}_{n-1}^{\mathrm{T}}\mathbf{P}\mathbf{H}_{n-1}\right)^{-1}\mathbf{H}_{n-1}^{\mathrm{T}}\mathbf{P}\left(\mathbf{R} - \mathbf{R}_{n-1}\right), \tag{3}$$

где $\mathbf{q}_{n-1}$ - априорная оценка вектора координат АП; $\mathbf{H}_{n-1}$ - матрица частных производных от измеряемых навигационных параметров (матрица наблюдения); $\mathbf{R}$ - вектор измеренных расстояний (псевдодальностей) «АП – НС»; $\mathbf{R}_{n-1}$ - вектор расчётных значений расстояний «АП – НС»; $\mathbf{P}$ - ковариационная матрица шумов измерений $\mathbf{R}$; $n$ - номер итерационного цикла.

Ковариационная матрица $\mathbf{P}$ характеризует точность измерения расстояний «АП – НС». В общем случае ковариационная матрица $\mathbf{P}$ определяется как [1,2,5]

$$\mathbf{P} = \begin{vmatrix} \sigma_{r1}^2 & 0 & \ldots & 0 \\ - & - & - & - \\ 0 & 0 & \ldots & \sigma_{rN}^2 \end{vmatrix}, \tag{4}$$

где $\sigma_{r1}^2,\ldots,\sigma_{rN}^2$ - дисперсии измерения расстояний «АП – НС»; $N$ - количество видимых НС в момент выдачи навигационной информации.

Среднеквадратическую ошибку $\sigma_r$ можно определить как [1,2]

$$\sigma_r = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \sigma_3^2 + \sigma_4^2 + \sigma_5^2 + \sigma_6^2}, \tag{5}$$

где $\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3, \sigma_4, \sigma_5, \sigma_6$ - составляющие $\sigma_r$ за счёт погрешностей эфемеридной информации, синхронизации, шумов приёмника, многолучевости, особенностей распространения радиоволн в тропосфере и ионосфере. Предполагается, что величина $\sigma_r$ одинакова для всех НС и распределена по нормальному закону [2,4]. В дальнейшем величина $\sigma_r$ в момент времени проведения навигационных измерений разыгрывается методом Монте-Карло. Текущее значение СКО местоположения в плоскости наземной АП ГНСС в момент выдачи навигационной информации можно определить как [4]

$$\sigma = K_{hg}\sigma_r, \tag{6}$$

где $K_{hg}$ - горизонтальный геометрический фактор, показывающий увеличение СКО определения координат в плоскости за счёт взаимного расположения НС и АП ГНСС. Горизонтальный геометрический фактор $K_{hg}$ определяется по следующей формуле [2,4,5]

$$K_{hg} = \sqrt{A_{11} + A_{22}}, \tag{7}$$

где $A_{11}$, $A_{22}$ - диагональные элементы корреляционной матрицы $\mathbf{A}$ погрешностей оценки вектора измеряемых навигационных параметров. Матрица $\mathbf{A}$ определяется как [3]

$$\mathbf{A} = \left(\mathbf{H}_{n-1}^{\mathrm{T}}\mathbf{P}\mathbf{H}_{n-1}\right)^{-1}. \quad (8)$$

Количество ненулевых строк матрицы $\boldsymbol{H}_{n-1}$ соответствует количеству видимых НС и ГКА. Матрица частных производных $\boldsymbol{H}_{n-1}$ определяется как:

$$\boldsymbol{H}_{n-1} = \begin{vmatrix} H_{11} & H_{22} & H_{33} \\ - & - & - \\ H_{J1} & H_{J2} & H_{J3} \end{vmatrix}. \quad (9)$$

Элементы матрицы частных производных $\boldsymbol{H}_{n-1}$ рассчитываются согласно формулам:

$$H_{J1} = (X_J - X)/R_J, \quad (10)$$

$$H_{J2} = (Y_J - Y)/R_J, \quad (11)$$

$$H_{J3} = (Z_J - Z)/R_J, \quad (12)$$

$$R_J = \sqrt{(X_J - X)^2 + (Y_J - Y)^2 + (Z_J - Z)^2}, \quad (13)$$

где $X_J, Y_J, Z_J$ - геоцентрические координаты $J$-говидимого НС (ГКА); $R_J$ - измеренное расстояние от АП до $J$-говидимого НС (ГКА)[9].

На основе имитационной модели были проведены исследования оценки СКО для случаев, когда АП ГНСС ГЛОНАСС выдавала информацию о навигационных параметрах при наличии загрублений в ГНССGPS, а также когда АП ГНСС ГЛОНАСС работала без использования навигационной информации ГНСС GPS. Результаты расчетов имитационной модели приведены на рисунке 1.

С использованием разработанной модели проведены расчеты для АП ГНСС GPS и ГЛОНАСС и совмещенной аппаратуры этих систем по типовым исходным данным:

1. Состав орбитальных группировок ГНСС GPS, ГЛОНАСС взят по данным реальных эфемерид от 24.02.2024 г;
2. Расчет произведен для орбитальной группировки GPS в составе 32 НС;
3. ГЛОНАСС в составе 24 НС. Время наблюдения за орбитальной группировкой – 24 часа с шагом 1 сек;
4. Координаты точки наблюдения 50°с.ш. и 40°в.д.

В работе рассматривались 4 варианта загрубления:

1. Dither – 4 минуты;
2. Dither – 8 минут;
3. Dither – 12 минут;
4. Dither – 15 минут.

Произведя вычисления с использованием имеющейся имитационной модели мы построили соответствующий расчетам график.На данном графике мы видим зависимость точностных характеристик, а именно СКО от силы загрубления в четырех вариантах с течением времени, а также результаты определения навигационных параметров с использованием только ГНСС ГЛОНАСС.

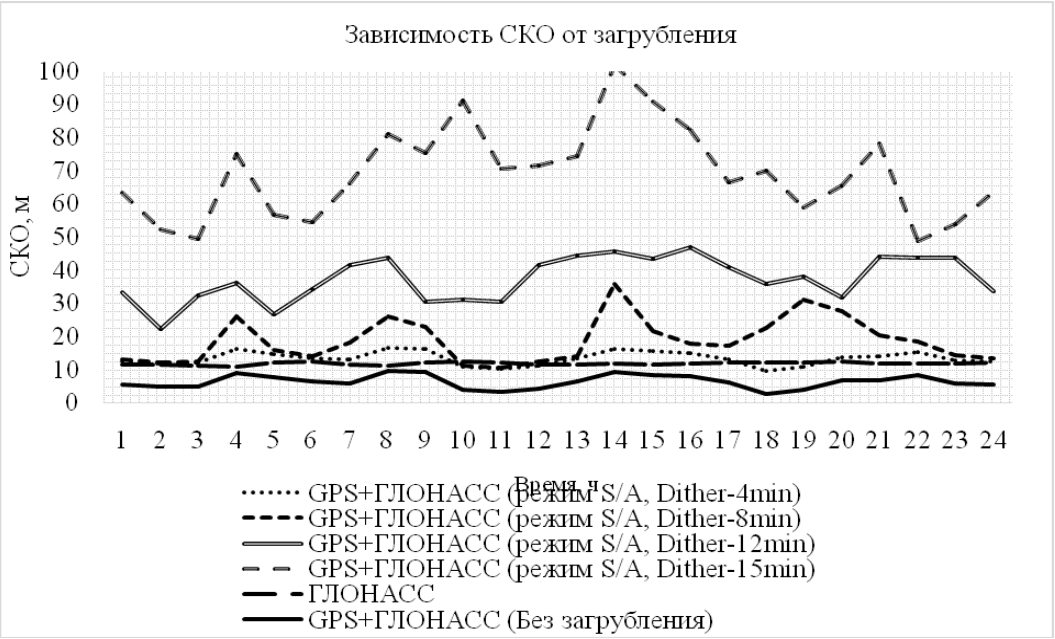



Рис. 1. Зависимость СКО от варианта загрубения сигнала системы GPS

Сразу можно сказать что вариант использования только одной ГНСС ГЛОНАСС имеет наименьшую погрешность.

Использование же обеих систем одновременно негативно влияет на целостность навигационных вычислений и сильно увеличивает значение СКО при введении правительством США соответствующих поправок в систему.

Причем следует обратить внимание на величину значения загрубления: при минимально возможной величине в 4 минуты на слайде отражена небольшую погрешность (в среднем 10 м). При максимально возможной величине в 15 минут можно увидеть значение СКО достаточно большим (в среднем около 70 м).

## 3. Заключение

Исходя из полученных результатов при работе с имитационной моделью мультисистемной аппаратуры приема ГНСС с использованием GPS и ГЛОНАСС одновременно мы говорим, что это может негативно повлиять на качество выполнения поставленной боевой задачи вертолетам АА.Правительство США имеет возможность вносить ошибки в навигационные вычисления, увеличивая значения СКО. Тем самым оно создает трудности в определении своего МП вертолетом АА.

Поэтому при выполнении предполетной подготовки следует учитывать факт существования возможности внесения поправок в систему GPS и проверять наличие загрубления путем запуска АП ГНСС с использованием одновременно двух систем и с использованием только ГЛОНАСС.

## 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.

**REFERENCES**

1. GLONASS. Principles of construction and functioning. / Edited by A.I. Perov, V.N. Kharisova. Ed. 4th, reprint. and additional M.: Radio Engineering, 2010. – 800 p.
2. Weitzel A.V. A new class of meander noise-like radio signals for radio navigation systems // Bulletin of MAI. 2009. vol. 16 No. 7. – pp. 43-48.
3. Uneven V.V., Zhuravlev A.V., Kiryushkin V.V., Filonenko V.V., Uneven N.A. Autocorrelation functions of navigation signals with meander modulation at two subcarrier frequencies // Radio Engineering. 2022. Vol. 86. No. 7. – pp. 56-61.
4. Nerovny V.V. Noise immunity of multi-system equipment of GNSS consumers: monograph. Voronezh: Publishing and Printing Center "Scientific Library", 2018. - 230 p
5. Perov A.I. Statistical theory of radio engineering systems: textbook. handbook for universities. M.: Radio engineering, 2003. – 400 p.

# МЕТОД ОЦЕНКИ ДАЛЬНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ПОДВОДНОГО ГЛАЙДЕРА

В.М. Кузькин[1], С.А. Переселков[2], П.В. Рыбянец[2], А.Ю. Малыхин[2], И.М. Косенко[2].

[1]Институт общей физики им. А.М. Прохорова РАН (ИОФ РАН), Москва, Россия
[2]Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

**Аннотация.** Представлен метод определения параметров голографической обработки, реализующей предельную дальность обнаружения. Голографическая обработка шумовых сигналов рассмотрена с применением одиночного векторно-скалярного приемника.

**Ключевые слова:** голографическая обработка, шумовой подводный источник, приемная система, длительность сигнала, дальность обнаружения.

# METHOD OF ESTIMATION OF RANGE DETECTION FOR UNDERWATER GLIDER

V.M. Kuz'kin[1], S.A. Pereselkov[2], P.V. Rybyanets[2], A.Yu. Malykhin[2], I.M. Kosenko[2].

[1]A.M. Prokhorov General Physics Institute RAS,
(GPI RAS), Moscow, Russia
[2]Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

**Abstract.** The method for determining the parameters of holographic processing, which achieves the maximum detection range, is presented. Holographic processing of noise signals is considered using a single vector-scalar receiver.

**Keywords:** holographic processing, noise underwater source, receiving system, signal duration, detection range.

## 1. Введение

Голографические подходы к обработке широкополосных гидроакустических сигналов активно разрабатываются в настоящее время [1,2]. Эти методы демонстрируют высокую эффективность в условиях пространственно-временных неоднородностей волноводов [3-6]. Данные голографические подходы позволяют успешно решать ключевые задачи гидроакустики, включая обнаружение источников с низким уровнем шума [7,8], локализацию источников [9], а также оценку пеленга [10,11].

В данной работе описан процесс формирования голограммы шумового сигнала одиночного источника на фоне распределенной помехи в океаническом волноводе. Приведены условия для формирования неискаженной интерферограммы. Обсуждается угловое распределение спектральной плотности голограммы. Сформулирован критерий дальности обнаружения шумового источника. Оценена минимальная длительность регистрации шумового сигнала, которая определяет предельную дальность обнаружения источника.

## 2. Угловое распределение спектральной плотности голограммы

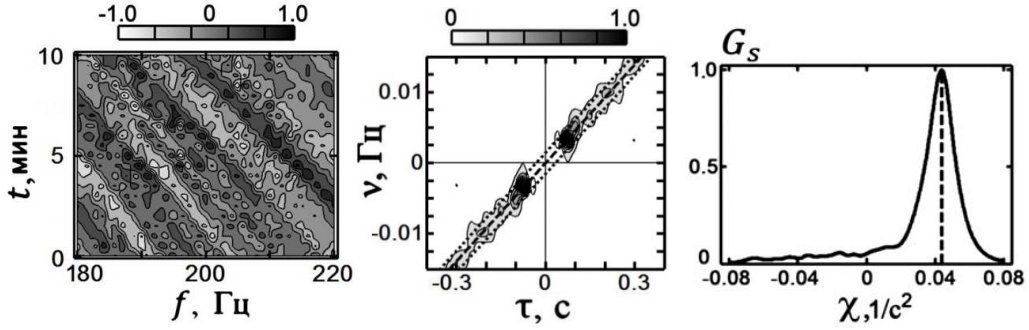
Угловое распределение спектральной плотности сигнала $F_s(\tau, \nu)$ на голограмме (функция обнаружения) описывается выражением

$$G_s(\chi) = \int_0^{\Delta\tau} |F_s(\tau, \chi\tau)|\, d\tau, \qquad (1)$$

где $\Delta\tau$ – линейный размер области концентрации по оси времени $\tau$; $\chi$ – варьируемое значение углового коэффициента при интегрировании вдоль прямых $\nu = \chi\tau$. При приближении источника к приемнику $0 \le \chi < \infty$, в случае удаления – $-\infty < \chi \le 0$. Максимум функции обнаружения сигнала достигается при значении $\chi = \varepsilon$. Для иллюстрации на рис. 1 приведены экспериментальные результаты голографической обработки сигнала пневмоисточника при приближении к одиночному векторно-скалярному приемнику. Время накопления $\Delta t = 10$ мин. Входное отношение сигнал/помеха (с/п) $q_0 = 25.5$ (14.1 дБ). На рис. 1б пунктиром и квадратиками показаны соответственно прямая $\nu = \varepsilon\tau$, на которой расположены пики фокальных пятен, и прямые $\nu_{1,2}$ (8), ограничивающие спектральную плотность. На рис. 1в вертикальным пунктиром отмечено значение $\chi = \varepsilon$.

Ширина полосы функции обнаружения, согласно рис. 1в, на уровне 0.1 и 0.5 от максимума равна $\Delta\chi_{0.1} = 0.048$ с$^{-2}$ и $\Delta\chi_{0.5} = 0.018$ с$^{-2}$. Ширину полосы $\Delta\chi_{0.1}$ можно оценить из условия как разность угловых коэффициентов прямых $\nu = \chi\tau$, проходящих через точки $(\tau_1, \varepsilon\tau_1 + \delta\nu)$, $(\tau_1, \varepsilon\tau_1 - \delta\nu)$, а ширину полосы $\Delta\chi_{0.5}$ – через точки $\left(\tau_{(M-1)}, \varepsilon\tau_{(M-1)} + \delta\nu\right)$, $\left(\tau_{(M-1)}, \varepsilon\tau_{(M-1)} - \delta\nu\right)$. В результате получаем

$$\Delta\chi_{0.1} = 2/\Delta t\tau_1, \qquad \Delta\chi_{0.5} = 2/\Delta t\tau_{(M-1)}. \qquad (2)$$




(а) (б) (в)

Рис. 1. Нормированные интерферограмма (а), голограмма (б) и функция обнаружения (в).

Из рис. 1б следует, что $\tau_1 = 0.066$ с$^{-2}$, $\tau_{(M-1)} = 0.22$ с$^{-2}$. Согласно (2) ширина полосы $\Delta\chi_{0.1} = 0.050$ с$^{-2}$ и $\Delta\chi_{0.5} = 0.015$ с$^{-2}$, что близко к экспериментальным значениям. Ширина полосы $\Delta\chi$ функции обнаружения, согласно (2), определяется временем накопления, расстоянием, частотными масштабами изменчивости передаточной функции волновода и не зависит от ширины спектра сигнала и радиальной скорости источника. Она уменьшается с увеличением времени наблюдения $\Delta t$, расстояния $r_0$ и уменьшением средней частоты спектра $f_0$. Чем меньше ширина полосы, тем точнее и надежнее оценка углового коэффициента $\varepsilon$.

### 3. Критерий дальности обнаружения источника

В качестве эвристического критерия дальности обнаружения шумового источника принимается условие, согласно которому максимум функции обнаружения шумовой реализации сигнала на фоне помехи

$$G(\chi, q_0) = \int_0^{\Delta\tau} |F(\tau, \chi\tau, q_0)|\, d\tau \qquad (3)$$

в направлении $\chi = \varepsilon$ расположения пиков фокальных пятен сигнала в два и более число раз превышает помеховый уровень в направлениях $\chi \neq \varepsilon$ при входном отношении с/п $q_0$

$$G(\varepsilon, q_0) \geq 2G(\chi, q_0). \qquad (4)$$

За оценку $\varepsilon$ принимается положение максимального пика, $\max G(\chi) = G(\varepsilon)$. При этом восстанавливаемые оценки параметров источника (пеленг, удаленность, радиальная скорость и глубина) близки к реальным значениям. Если условие (4) не выполняется, то в функции обнаружения появляются пики помехи, которые усиливаются при уменьшении входного отношения с/п $q_0$ и маскируют пик шумового сигнала. Возрастает неоднозначность в определении углового коэффициента $\varepsilon$, отвечающего шумовому сигналу, достоверность обнаружения источника снижается.

При заданных параметрах обработки (время накопления $\Delta t$, частотный диапазон $\Delta f$, длительность шумовых реализаций $T$ и интервал между ними $\delta T$) и входном отношении с/п $q_0$ максимальная дальность обнаружения $r_{\max}$ реализуется при выполнении равенства (4). В качестве примера на рис. 2, 3 показаны, полученные численным моделированием, результаты голографической обработки в переходной области максимальных расстояний обнаружения движущегося шумового источника на фоне помехи. Параметры обработки: $\Delta f = 900 - 950$ Гц, $\Delta t = 30, 60$ с, $T = 1.5$ с, $\delta T = 0.5$ с, $J = 15, 30$.

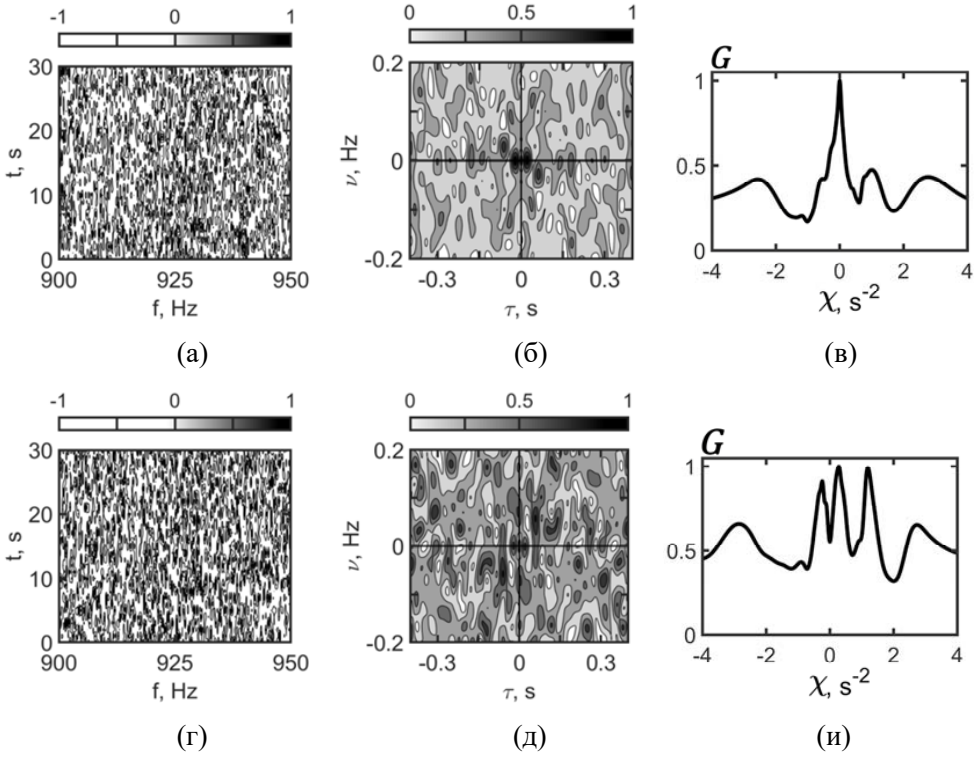



Рис. 2. Нормированные интерферограммы (а, г), голограммы (б, д) и функции обнаружения (в, и). Расстояния: (а–в) – $r = 6$ км, (г–и) – $r = 7$ км. Время накопления $\Delta t = 30$ с, число шумовых реализаций $J = 15$.

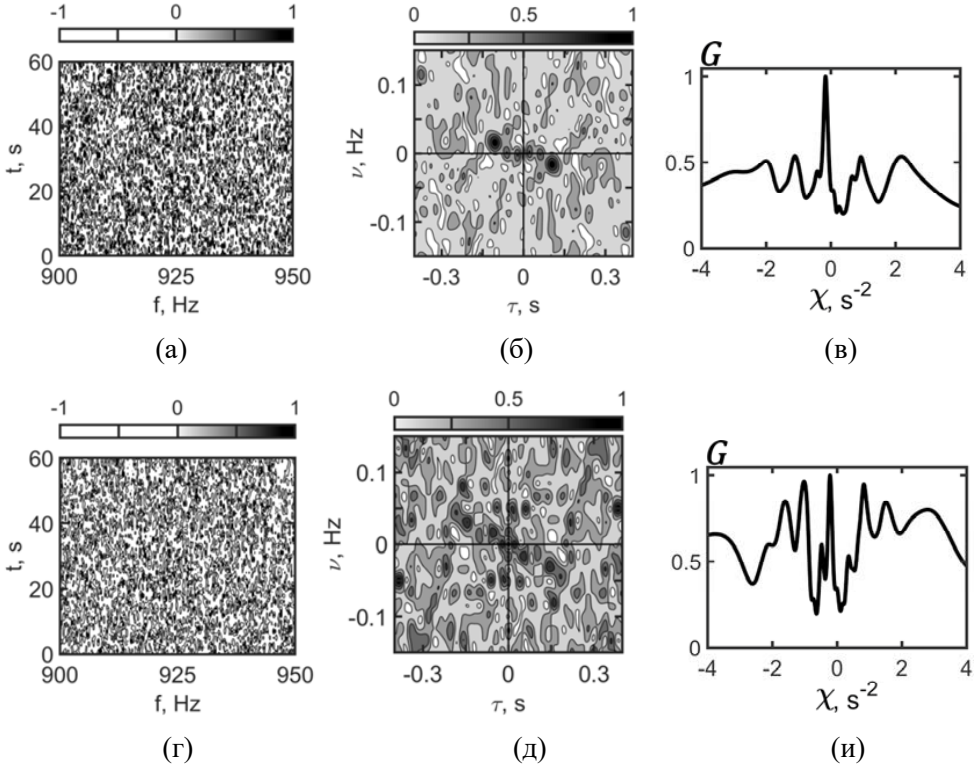



Рис. 3. Нормированные интерферограммы (а, г), голограммы (б, д) и функции обнаружения (в, и). Расстояния: (а–в) – $r = 9$ км, (г–и) – $r = 10$ км. Время накопления $\Delta t = 60$ с, число шумовых реализаций $J = 30$.

При числе временных интервалов $J = 15, 30$, согласно критерию (4), максимальные дальности обнаружения оцениваются как $r_{\max} = 6$ км (рис. 2) и $r_{\max} = 9$ км (рис. 3), которым отвечают входные отношения с/п $q_0 = -8.99, -12.07$ дБ. Рис. 2в и 3в показывают, что увеличение числа временных отсчетов в два раза влечет за собой уменьшение в два раза и ширины полосы $\Delta\chi_{0.5}$. При дальнейшем снижении входного отношения с/п сигнал маскируется помехой, возникает неоднозначность в определении положения ε максимумов функций обнаружения (рис. 2и, 3и). Обнаружение источника на расстояниях $r = 7, 10$ км становится невозможным. Расстояниям $r = 7, 10$ км соответствуют входные отношения с/п $q_0 = -10.14, -12.84$ дБ. В то же время из рис. 2(б, д), 3(б, д) следует, что конфигурация первых фокальных пятен искажена, поскольку временная координата положения их пика расположена на оси времени, т.е. для соседних интерферирующих мод нарушено правое условие.

Под отношением с/п $q$ на выходе голографической обработки, принимая во внимание критерий (4), условимся понимать величину

$$q = G(\varepsilon, q_0)/G(\chi, q_0). \qquad (5)$$

Тогда, полагая, что частотные смещения интерференционных максимумов волнового поля накапливаются когерентно, а помеха – некогерентно, выражение (5) принимает вид

$$q = Jq_0. \quad (6)$$

При фиксированном значении временных шумовых реализаций $J$ максимальная дальность обнаружения $r_{\max}$ шумового источника, согласно (4), (5), определяется неявным выражением

$$2 = Jq_0(r_{\max}), \quad (7)$$

где величина $q_0(r_{\max})$ определяется законом спадания средней мощности шумоизлучения источника с расстоянием и уровнем помехи. Таким образом, при фиксированном времени накопления $\Delta t$ предельная дальность обнаружения $r_{\lim}$ достигается при минимальной длительности $T_{\min}$ шумового сигнала, т.е. при максимальном значении $J$.

### 4. Предельная дальность обнаружения

Минимальную длительность шумового сигнала оценим из представления сигнала с помощью частотных выборок передаточной функции волновода. При этом достаточно ограничиться рассмотрением наименьшего частотного масштаба изменчивости поля, обусловленного интерференцией между крайними модами.

Наименьший частотный масштаб в окрестности частоты $f_0$ на расстоянии $r$ между источником и приемником

$$\min\Lambda_f = \frac{2\pi}{r|dh_{1M}(f_0)/df|}. \quad (8)$$

Здесь $h_{mn} = h_m - h_n$, $h_m$ – горизонтальное волновое число $m$-й моды, $M$ – число мод, формирующих поле. Период изменчивости сигнала определяется независимыми значениями передаточной функции в пяти точках. Частотный интервал $\delta f$ между двумя выборками не должен превышать значения $1/T$, $\delta f \le 1/T$, где T – длительность шумового сигнала, поэтому величина (8) равна также

$$\min\Lambda_f = 5\delta f = 5/T. \quad (9)$$

Из (8), (9) следует, что длительность шумовой реализации должна удовлетворять неравенству

$$T \ge T_{\min} = \frac{5}{2\pi} r|dh_{1M}(f_0)/df|, \quad (10)$$

так что с увеличением расстояния $r$ и уменьшением средней частоты $f_0$ спектра минимальное время регистрации шумового сигнала возрастает. В результате допустимое число независимых временных шумовых реализаций сверху оценивается как

$$J \le J_{\max} = \frac{\Delta t}{(5/2\pi)r|dh_{1M}(f_0)/df| + (1/\Delta f)}. \quad (11)$$

Выбором ширины спектра $\Delta f$ практически всегда можно обеспечить выполнение условия $(1/\Delta f) \ll (5/2\pi)r|dh_{1M}(f_0)/df|$, поэтому

$$J_{\max} \approx \frac{2\pi}{5}\frac{\Delta t}{r|dh_{1M}(f_0)/df|}. \quad (12)$$

Если длительность регистрации $T$ меньше $T_{\min}$ (21), это приводит к искажениям в восстановлении спектра сигнала, что влечет за собой возрастание погрешности в определении положения максимумов фокальных пятен и, как следствие, увеличение погрешности в оценках удаленности и радиальной скорости источника. При входном отношении с/п $q_0(r_{\lim})$ для предельной дальности обнаружения шумового источника, получаем неявную оценку

$$r_{\lim} = \frac{2\pi}{10}\frac{\Delta t}{|dh_{1M}(f_0)/df|}q_0(r_{\lim}), \qquad (13)$$

Характерной чертой соотношения (13) для предельной дальности $r_{\lim}$ шумового источника является то обстоятельство, что в него входят параметры передаточной функции волновода, физическое содержание которых различно в зависимости от акватории. Напомним, что выражение (13) связывает предельную дальность обнаружения с входным отношением одиночного приемника.

Алгоритм реализации параметров голографической обработки при предельной дальности обнаружения на примере одиночного приемника представлен ниже.

1. Вводится априорная модель волновода. Задается предельная дальность обнаружения $r_{\lim}$ и выбираются параметры обработки: время накопления $\Delta t$, ширина полосы $\Delta f$ и средняя частота спектра $f_0$. Фиксируется уровень помехи $N^2_{\Delta f}$. Моделируется зависимость мощности шумового источника $P^2_{\Delta f}$ от расстояния *r*.

2. На основе зависимости $P^2_{\Delta f}(r)$ для предельной дальности обнаружения $r_{\lim}$ вычисляется входное отношение с/п $q_0(r_{\lim}) = P^2_{\Delta f}(r_{\lim})/N^2_{\Delta f}$.

3. Из выражения (13) находится величина $|dh_{1M}(f_0)/df|$, определяющая минимальную длительность шумовой реализации $T_{\min}$.

4. Согласно (10), полагая $r = r_{\lim}$, определяется минимальная длительность $T_{\min}$ шумового сигнала.

Описанный алгоритм не требует предварительного знания о числе энергонесущих мод, формирующих поле на предельном расстоянии. Поэтому он применим как для модельных, так и для реальных волноводов. Плодотворность алгоритма рассмотрим на примере численного эксперимента. Исходные данные: $\Delta f = 50$ Гц, $f_0 = 925$ Гц, $\Delta t = 30$ с, $N^2_{\Delta f} = -61.01$ дБ, $r_{\lim} = 15$ км. Зависимость $P^2_{\Delta f}(r)$ приведена на рис. 2, из которой следует, что $q_0(r_{\lim}) = 2.87 \cdot 10^{-2}$ (-15.42) дБ. Согласно (13) имеем $|dh_{1M}(f_0)/df| = 3.61 \cdot 10^{-5}$ с/м. Используя (21), получаем оценку $T_{\min} = 4.31 \cdot 10^{-1}$ с. Заметим, что выражение (12) обосновано, так как неравенство $T_{\min} \gg (1/\Delta f)$ выполняется.

## 5. Заключение

Плодотворность голографического метода обнаружения и локализации шумовых подводных источников объясняется чрезвычайной простотой, с которой двумерное преобразование Фурье осуществляет довольно сложное и запутанное линейное преобразование, необходимое для получения изображения источника. Такая простота определяется в основном тем, что интерферограмма шумового сигнала на фоне помехи представляется в виде линейной комбинации интерферограмм сигнала и помехи, с одной стороны, и сохранением амплитудной и фазовой информации – с другой.

При этом очень важную роль играет функция обнаружения, определяющая частотно-временную фокусировку шумового сигнала, которая позволяет явным образом определить предельную дальность обнаружения источника в зависимости от параметров обработки и входного отношения с/п. Выражение для предельной дальности обнаружения получено по отношению к одиночному приемнику и линейным антеннам. Алгоритм определения предельной дальности обнаружения апробирован в рамках численного эксперимента на примере одиночного приемника.

## 6. Благодарности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-61-10024, https://rscf.ru/project/23-61-10024/.


## Литература


1. Pereselkov S.A., Kuz'kin V.M. Interferometric processing of hydroacoustic signals for the purpose of source localization// Journal of Acoustical Society of America, 2022. Vol. 151, No 2, P. 666-676
2. Ehrhardt M., Pereselkov S., Kuz'kin V., Kaznacheev I., Rybyanets P. Experimental observation and theoretical analysis of the low-frequency source interferogram and hologram in shallow water // Journal of Sound and Vibration. 2023. Vol. 544. P. 117388.
3. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Zvyagin V.G., Malykhin Yu., Prosovetskiy D.Yu. Intense internal waves and their manifestation in interference patterns of received signals on oceanic shelf// Physics of Wave Phenomena. 2018. Vol. 26. No. 2. P. 160-167.
4. Kaznacheeva E.S., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Interferometric processing of hydroacoustic information in the presence of intense internal waves // Physics of Wave Phenomena. 2021. Vol. 29. No 3. P. 278-284.
5. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Rybyanets P., Ladykin N. Three-dimensional modeling of sound field holograms of a moving source in the presence of internal waves causing horizontal refraction // Journal of Marine Science and Engineering. 2023. Vol. 11. No. 10. P. 1922.
6. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Badiey M., Ladykin N.V., Malykhin A.Yu., Tkachenko S.A. Robustness of holographic processing of hydroacoustic signals in the presence of intense internal waves // Physics of Wave Phenomena. 2023. Vol. 31. No. 5. P. 346-354.
7. Казначеев И.В., Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Переселков С.А. Интерферометрический метод обнаружения движущегося источника звука векторно-скалярным приемником // Акустический журнал. 2018. Т. 64. No. 1. С. 33-45.
8. Кузькин В.М., Переселков С.А., Матвиенко Ю.В., Ткаченко С.А. Обнаружение источника в диспергирующих средах // РЭНСИТ. 2019. Т.11. No.3. С. 337-344
9. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Tkachenko S.A., Matvienko Yu.V., Khvorostov Yu.A. Range of detection of underwater sound source // Physics of Wave Phenomena. 2023. Vol. 31. No. 5. P. 339-345.
10. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kuznetsov G.N., Kaznacheev I.V. Interferometric direction finding by a vector-scalar receiver // Physics of Wave Phenomena. 2018. Т. 26. № 1. С. 63-73.
11. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Direction finding of a noise sound source // Physics of Wave Phenomena. 2019. Т. 27. № 3. P. 237-241.


## References


1. Pereselkov S.A., Kuz'kin V.M. Interferometric processing of hydroacoustic signals for the purpose of source localization// Journal of Acoustical Society of America, 2022. Vol. 151, No 2, P. 666-676
2. Ehrhardt M., Pereselkov S., Kuz'kin V., Kaznacheev I., Rybyanets P. Experimental observation and theoretical analysis of the low-frequency source interferogram and hologram in shallow water // Journal of Sound and Vibration. 2023. Vol. 544. P. 117388.

3. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Zvyagin V.G., Malykhin Yu., Prosovetskiy D.Yu. Intense internal waves and their manifestation in interference patterns of received signals on oceanic shelf// Physics of Wave Phenomena. 2018. Vol. 26. No. 2. P. 160-167.
4. Kaznacheeva E.S., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Interferometric processing of hydroacoustic information in the presence of intense internal waves // Physics of Wave Phenomena. 2021. Vol. 29. No 3. P. 278-284.
5. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Rybyanets P., Ladykin N. Three-dimensional modeling of sound field holograms of a moving source in the presence of internal waves causing horizontal refraction // Journal of Marine Science and Engineering. 2023. Vol. 11. No. 10. P. 1922.
6. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Badiey M., Ladykin N.V., Malykhin A.Yu., Tkachenko S.A. Robustness of holographic processing of hydroacoustic signals in the presence of intense internal waves // Physics of Wave Phenomena. 2023. Vol. 31. No. 5. P. 346-354.
7. Kaznacheev I.V., Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Interferometric Method for Detecting a Moving Sound Source with a Vector-Scalar Receiver // Acoustic Journal. 2018. Vol. 64. No. 1. P. 33-45.
8. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Matvienko Yu.V., Tkachenko S.A. Detection of a Source in Dispersive Media // RENSIT. 2019. Vol.11. No.3. P. 337-344.
9. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Tkachenko S.A., Matvienko Yu.V., Khvorostov Yu.A. Range of detection of underwater sound source // Physics of Wave Phenomena. 2023. Vol. 31. No. 5. P. 339-345.
10. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kuznetsov G.N., Kaznacheev I.V. Interferometric direction finding by a vector-scalar receiver // Physics of Wave Phenomena. 2018. T. 26. № 1. P. 63-73.
11. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Direction finding of a noise sound source // Physics of Wave Phenomena. 2019. T. 27. № 3. P. 237-241.

# МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ В УСЛОВИЯХ ПЛОТНОЙ ГОРОДСКОЙ ЗАСТРОЙКИ

А. Е. Макаров, И. В. Рябов

ФГБОУ ВО «ПГТУ», Йошкар-Ола, Россия

**Аннотация.** Метод предназначен для определения местоположения подвижных объектов в условиях городского ландшафта с помощью сигналов от глобальных навигационных спутниковых систем. Алгоритм позволяет повысить точность позиционирования с 3-5 метров до 1. Метод основан на вычислении наиболее вероятностного местоположения в сетке с шагом в 1 метр. Для выполнения метода используется выборка из 81 значения. В процессе работы формируется таблица вероятностного местоположения пользователя. Наиболее вероятным положением является то, у которого в окружении было наибольшее количество принятых сигналов.

**Ключевые слова:** спутниковая навигация; глобальная навигационная спутниковая система; алгоритм повышения точности позиционирования; граница зданий на небесной карте; видимость навигационных спутников; линия прямой видимости.

# METHOD FOR IMPROVING POSITIONING ACCURACY IN CONDITIONS OF COMPACT URBAN DEVELOPMENT

A. E. Makarov, I. V. Ryabov

FSBEI HE «VSUT», Yoshkar-Ola, Russia

**Abstract.** The method is designed to determine the location of mobile objects in an urban landscape using signals from global navigation satellite systems. The algorithm allows you to increase the positioning accuracy from 3-5 meters to 1. The method is based on calculating the most probable location in a grid in increments of 1 meter. A sample of 81 values is used to execute the method. In the process, a table of the user's probabilistic location is generated. The most likely position is the one with the largest number of received signals in the environment.

**Keywords:** satellite navigation; global navigation satellite system; algorithm for improving positioning accuracy; boundary of buildings on the celestial map; visibility of navigation satellites; line of sight.

## 1. Введение

Плохая точность позиционирования с помощью ГНСС является обычным явлением в условиях городского ландшафта, где высокие здания блокируют линии прямой видимости (ЛПВ) многих спутников, иногда большинства спутников, образуя 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 [1], тем самым существенно влияя на точность навигации. Для решения этой проблемы был разработан метод повышения точности позиционирования [2].

## 2. Описание метода повышения точности позиционирования

При разработке данного метода были сделаны следующие предположения. Работа алгоритма делится на два этапа: подготовительного и основного (Рисунок 1). На подготовительном этапе выполняется формирование сетки вероятностных границ положения. Для этого берется предварительное положение навигационного приемника. Формируется предварительная сетка вокруг предполагаемого местоположения. В узлах сетки, где расположены здания, вводится поправочный коэффициент, уменьшающий вероятность нахождения приемника в данном месте.

После подготовки сетки начинается основной этап работы метода. Первым выполняется повторное нахождение предполагаемого местоположения с помощью стандартных систем позиционирования.

Вторым определяется область поиска для затененной части. Вводятся поправочные коэффициенты, на затененных участках.

На третьем этапе считываются несколько значений как с линии прямой видимости, так и не с прямой. Прогнозируется видимость спутника на каждой позиции сетки [2]. После этого оценивается с помощью специальной схемы сходство видимости спутника между предсказанием и наблюдением, обеспечивая рейтинг в каждой точке сетки в области поиска. Наконец, находится решение в затененной части, благодаря алгоритму поиска соседних k-решений, который сопоставляет средние значения точек в сетке с наивысшей полученной оценкой.

Далее формируются границы зданий на сетки местоположений. Граница зданий строится с перспективы положения ГНСС пользователя, край здания определяется для каждого азимута (от 0 до 360 °) в виде серии углов. Результат этого этапа показывает, где расположены края зданий в пределах небесной координатной сетки. Как только определена граница относительно небесной координатной сетки, она может быть сохранена и легко повторно использована в основной фазе для предсказания видимости спутника простым сравнением высоты спутника с высотой здания в том же азимуте. В местах, где находятся здания вводится коэффициент 0,8. Это значит, что приемник находится в здании с вероятностью на 20% меньшей, чем на улице [3].

В начале основного этапа определяется область, в которой находятся вероятные решения местоположения в затененной области. Область поиска определяется на основе первоначального положения, генерируемого на первом шаге определения координат на ЛПВ спутников. Простейшей реализацией является фиксированная окружность с центром в известной координате, однако здесь могут применятся и более совершенные алгоритмы позиционирования.

Например, 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 (Рисунок 2). 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, таким образом можно дополнить алгоритм поиска в затененной области [5].

В затененных местах вводится поправочный коэффициент 0.1. Вероятность расположения приемника в данном месте повышена на 10%.

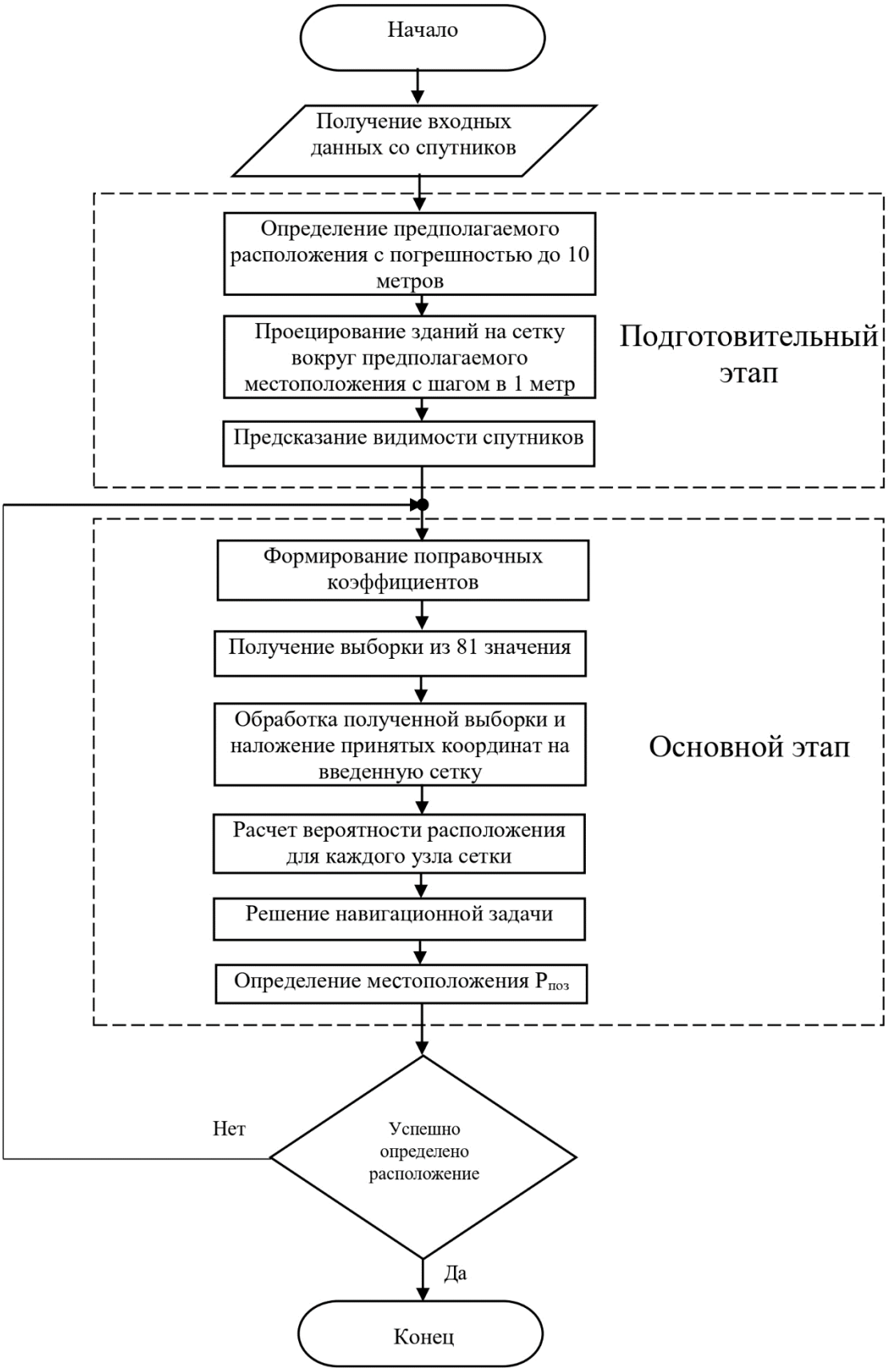



Рис.1. Алгоритм повышения точности местоопределения при работе в затененной области городского ландшафта

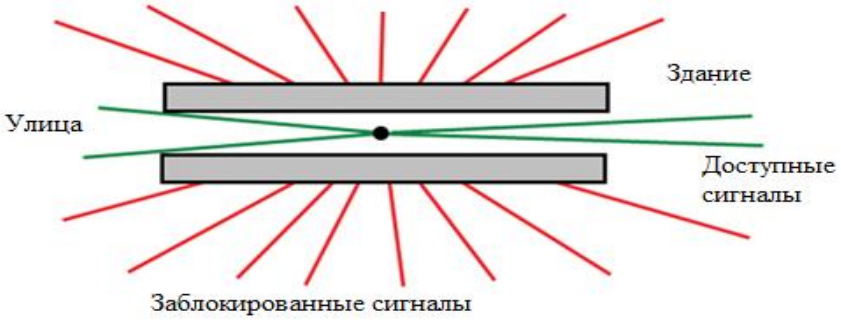



Рис. 2. Распространение сигнала в городском ландшафте

Следующим шагом осуществляется сравнение высоты спутника вероятной позиции с высотой границы зданий в том же азимуте. Спутник будет виден, если он находится над границей определенного известного здания.

Далее выполняется считывание 81 значения как с линии прямой видимости, так и с непрямой. После считывания значения накладываются на ранее созданную сетку. Итогом служит таблица, в которой в каждой ячейке с шагом в 1 метр, находится вероятность нахождения там навигационного оборудования. Далее полученные вероятности корректируются с учетом поправочных коэффициентов, введенных ранее. Последним шагом вычисляется наиболее вероятное расположение приемника путем сравнения рядом находящихся вероятностей. Точным местоположением будет являться то место, где вокруг больше всего было зафиксировано данных со спутников [1].

Например, получена Таблица 1, описывающая двумерную сетку 4x4 с следующими вероятностями. Выборка из 16 значений.

Таблица 1. Распределение вероятностей на сетке

| | | | |
|---|---|---|---|
| 1 | 1 | 0 | 0 |
| 2 | 3 | 2 | 1 |
| 0 | 1 | 4 | 0 |
| 0 | 0 | 1 | 0 |

Для каждой ячейке таблицы вычисляется сумма окружающих ее ячеек. Для ячейки с координатами [0,0] сумма составит 1+1+2+3 = 7. Для ячейки [1,0] сумма составит 1+1+2+3+1 = 8. Таким образом вероятность нахождения вычисляется каждой ячейки. Таким образом получена Таблица 2.

Таблица 2. Предположительное расположение

| | | | |
|---|---|---|---|
| 7 | 9 | 7 | 3 |
| 8 | 12 | 12 | 7 |
| 6 | 13 | 12 | 8 |
| 1 | 6 | 6 | 5 |

Из таблицы видно, что наиболее вероятное расположение с суммой 13 по координатам сетки [2,3]. В случае наличия одинаковых нескольких значений вычисляется средняя точка между ними. После значения с сетки переводятся на реальные координаты с погрешностью местоположения не более 1 метра.

В случае, если найти местоположение не удалось, используются стандартные средства позиционирования.

Кроме того, данный алгоритм предусматривает использование дополнительных источников о местоположении в своем применении, например, WI-FI позиционирование может учитываться при решении навигационной задачи в затененном решении.

## 3. Заключение

Таким образом, ходе работы разработан метод повышения точности позиционирования подвижных объектов в условиях городского ландшафта с точностью до 1 метра. Данный метод будет эффективен в тех местах, где отсутствует прямая видимость со спутниками глобальных навигационных спутниковых систем. Алгоритм работы строится на получении сигналов с линии прямой видимости и отраженных сигналов. После получения выборки выполняется анализ полученных данных, проводится их обработка, формируется таблица вероятностей для каждого узла сетки, определяется наиболее точное расположение путем сравнения окружающих позиций. Существует возможность уменьшить шаг сетки до 0.5 метров или до 0.25 тем самым существенно повысив точность позиционирования.

## 4. Благодарности

Авторы выражают благодарность Фонду Содействия Инновациям и организаторам программы «УМНИК» за поддержку научно-исследовательской деятельности по данной теме.

## Литература

1. Рябов И.В., Макаров А.Е. Повышение точности позиционирования подвижных объектов с помощью сигналов глобальных навигационных спутниковых систем // Журнал «Радиотехника» – 2020. – № 9. – С. 49–57.
2. Рябов И.В., Макаров А.Е. Метод повышения точности позиционирования подвижных объектов с помощью сигналов глобальных навигационных спутниковых систем// Цифровая обработка сигналов и её применение - DSPA-2020. – 2020. – С. 324–328.
3. Бен–Моше Б. Повышение точности ГНСС с помощью скоростных переключений “теневых” сеток. // IEEE Устройства для интеллектуальных транспортных систем, 2014, №1.– с.1113–1122.
4. Пинана–Диаз 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.
5. 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.
6. Харисов В.Н., Перов А.И., Болдин В.А. Глобальная спутниковая радионавигационная система ГЛОНАСС. - М.: ИПРЖР, 1998.

## References

1. Ryabov I.V., Makarov A.E. Increasing the accuracy of positioning of moving objects using signals from global navigation satellite systems // Journal "Radio Engineering" - 2020. - No. 9. - P. 49–57.

2. Ryabov I.V., Makarov A.E. Method for increasing the positioning accuracy of moving objects using signals from global navigation satellite systems // Digital signal processing and its application - DSPA-2020. – 2020. – pp. 324–328.
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. – pp. 1113–1122.
4. Pinana-Diaz C., Toledo R., Betaille, D. Detection and exclusion of multipath GPS satellite signals using additional maps // In Proceedings of IEEE ITSC 2011: The 14th IEEE Conference on Intelligent Transportation Systems. – Washington, 2011. – from 276–289.
5. Weisman.A., Ben-Moshe B., Elkin E., Levy G. Improving the accuracy of GNSS devices in urban canyons // 23 Canadian Conference on Computational Geometry. – Toronto, 2011.– p.1175–1193.
6. Kharisov V.N., Perov A.I., Boldin V.A. Global satellite radio navigation system GLONASS. - M.: IPRZHR, 1998.

# МЕТОДИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ПОВЫШЕНИЮ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАЗВЕДЫВАТЕЛЬНО-УДАРНОГО КОНТУРА ЗА СЧЕТ ВНЕДРЕНИЯ В НЕГО СИСТЕМЫ ПОДДЕРЖКИ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЯ

А.В. Коровин[1], А.А. Курносов[1]

[1]Центральный научно-исследовательский институт Военно-воздушных сил (Министерства обороны Российской Федерации), Москва, Российская Федерация

**Аннотация.** Статья описывает проблемные вопросы эффективности разведывательно-ударного контура и перспективное направление, которое позволит их решить.

**Ключевые слова:** разведывательно-ударный контур; система поддержки принятия решения; автоматизация.

# A METHODOLOGICAL APPROACH TO IMPROVING THE EFFECTIVENESS OF THE RECONNAISSANCE AND STRIKE CONTOUR BY INTRODUCING A DECISION SUPPORT SYSTEM INTO IT

A.V. Korovin[1], A.A. Kurnosov[1]

[1]Central Research Institute of the Air Force (Ministry of Defense of the Russian Federation), Moscow, Russian Federation

**Abstract.** The article describes the problematic issues of the effectiveness of the reconnaissance and strike contour and the promising direction that will allow them to be solved.

**Keywords:** reconnaissance and strike contour; decision support system; automation.

## 1. Введение

Опыт специальной военной операции (СВО) показал, что требования по обеспечению оперативности и достоверности представления лицам, принимающим решения, сводных информационных материалов в рамках разведывательно-ударного контура (РУК) существенно возросли.

## 2. Основная часть

Под термином РУК в данной статье раскрывается принцип объединения подразделений в общий контур (систему) управления, включающий в себя совокупность сил и средств, а также связей между ними, обеспечивающих поражение объектов противника в режиме реального времени или близкого к нему. По сути, подразделения разведки самостоятельно определяют приоритетные цели для огневого поражения, в связи с этим, повышается оперативность и достоверность огневого поражения, эффективность РУК.

На рисунке 1 представлен общий алгоритм функционирования РУК.

Рис. 1. Алгоритм работы РУК

Задачами этапа 1 «Обнаружение и распознавание цели». Задачами этапа являются:

обнаружение объекта противника на местности;

распознавание объекта по признакам;

передача данных об объекте вышестоящим органам боевого управления.

Задачами этапа 2 «Обобщение данных со всех источников разведки». являются:

сбор, обработка, анализ и обобщение сведений, содержащихся в докладах, донесениях и сводках подчиненных пунктов управления, поступающих от других функциональных групп и групп боевого управления;

обобщение и отождествление объектов.

Задачами этапа 3 «Анализ обстановки и выработка решения на огневое поражение цели» являются:

отображение объектов на геоинформационные карты;

установка приоритета к поражению объекта (критически важный, особо важный и т.д.);

анализ достоверности расположения и передвижения объекта,

при необходимости проведение повторной доразведки конкретных объектов.

Задачами этапа 4 «Анализ имеющихся сил и средств для поражения» являются:

определение возможности поражения объекта различными средствами;

выбор оптимальных сил и средств;

планирование применения обеспечивающих подразделений (РЭБ, ИАП, ПВО и т.д.).

Задачами этапа 5 «Принятие решение на огневое поражение». являются:

подготовка информационных материалов (формуляр и заявка на поражение объекта);

прогнозирование исхода принимаемого решения;

утверждение материалов у руководящего состава.

Задачами этапа 6 «Доведение решения до исполнителей» являются:

передача данных на поражение объектов до исполнителей;

разработка плана применения огневых средств поражения (для авиации- маршрут полета, для средств поражения- выход на рубеж пуска)

Задачами этапа 7 «Выполнение огневого поражения» являются:

выход «носителя» на рубеж огневого поражения с последующим применением средств поражения;

выполнение разведки результатов огневого поражения и получение объективного контроля.

В настоящее время выполнение этапов анализа оперативной обстановки и планирования огневого поражения в РУК выполняется «ручным» способом с использованием программных средств Microsoft Excel и геоинформационных систем типа «ГеоГлобус» и «ГИС-Оператор», что требует значительных трудозатрат при обработке и анализе данных и подготовке итоговых информационных донесений. При этом любое изменение обстановки влечет за собой необходимость множественных корректировок во всех формализованных документах на поражение объекта, что не исключает возможности возникновения ошибок в действиях оператора, что в свою очередь приводит к увеличению времени обработки развединформации и сокращает количество обрабатываемых объектов из-за многократной корректировки и дополнительных проверок на отсутствие ошибок в расчетах.

Повышение эффективности выполнения рассматриваемых задач возможно путем разработки и внедрения новых специализированных автоматизированных программных средств.

Эффективность разведывательно-ударного контура определяется по следующим критериям:

централизованное хранение большого объема данных с минимально возможной задержкой выдачи данных оператору;

управление объектами и справочниками (возможность создания новых записей и редактирование существующих);

фильтрация данных по запросу оператора (автоматизированный выбор данных по различным полям);

автоматическое занесение данных на слой геоинформационной системы;

формирование в автоматическом режиме всех необходимых отчетных и аналитических материалов;

возможность ведения истории объектов и подкрепления файлов к объекту;

защищенность от ошибочных действий оператора

Эффективность разведывательно-ударного контура определяется по свойствам и показателям указанных в таблице 1:

Таблица 1. Свойства и показатели эффективности РУК

| Критерии | Показатели |
|---|---|
| Оперативность | 1) интервал времени, затрачиваемого на каждый этап;<br>2) коэффициент повышения оперативности выполнения каждого этапа |
| Объем | 1) количество обрабатываемых объектов на каждом этапе;<br>2) коэффициент повышения объема обрабатываемой информации. |
| Достоверность | 1) Наличие подтверждения из других источников.<br>2) Полнота развединформации (достаточность для принятия решения).<br>3) Актуальность развединформации.<br>4) Качество обнаружения и распознавания средства разведки. (РТР, ОЭР, Агент и т.д.) |

Целью исследования было обоснование методического подхода к автоматизации отдельно взятых временных промежутков процесса сбора и обработки информации в ходе выполнения боевых задач.

Накопленный опыт по выполнению специальных задач позволил обобщить, структурировать и автоматизировать выполнение основных процедур по учету и обработке геоинформационных данных, подготовке и формированию сводных информационных материалов оперативной обстановки наземных и воздушных объектов.

В ходе проведенного исследования нами были разработаны способы и методы, основанные на использовании клиент-серверной технологии системы управления базами данных (СУБД) «PostgreSQL», клиентского модуля реализованного на языке программирования C++ с использованием фреймворка Qt и геоинформационной системы (ГИС) «КАСКАД».

Для автоматизации процесса выполнения задач на различных этапах функционирования РУК, разработана новая автоматизированная система поддержки принятия решений (СППР) РУК.

СППР РУК, построенная на основе автоматизированных процедур учета и обработки геоинформационных данных и их интеллектуального анализа, позволяет:

оперативно, полно и объективно оценивать текущую и промежуточную оперативную обстановку наземных и воздушных объектов с учетом их технических и тактических возможностей;

значительно сократить трудозатраты по подготовке требуемых отчетных материалов по результатам оценки;

повысить достоверность формируемых данных за счет исключения ошибок, возникающих при выполнении данных процедур «ручным» методом.

Основной функционал СППР РУК:

введение единого информационного пространства оперативной обстановки объектов ПВО, воздушных и наземных объектов;

хранение электронной библиотеки документов (формуляры, результаты разведки и объективного контроля, справочные материалы по ВВСТ, рассадки авиации противника и т.д.);

проведение расчетных и аналитических задач по обработке геоинформационных данных;

отображение оперативной обстановки средств ПВО противника, наземных объектов, действий авиации противника (с указанием решаемых задач, рубежей выполнения задач) в ГИС «Каскад»;

управление параметрами отображения в интерактивном режиме.

Основные особенности СППР РУК

Учет объектов ПВО, наземных и воздушных объектов противника реализован на основе клиент-серверной реляционной системы управления базы данных «PostgreSQL», что позволяет:

структурировать порядок хранения разнотипной, имеющей разную степень достоверности и точности определения координат, информации, в том числе по объективному контролю с различных источников разведки по средствам ПВО, наземным и воздушным объектам противника на всех этапах их боевой работы;

проводить автоматизированную обработку геоинформационных данных оперативной обстановки учитывая их основные тактические и технические характеристики, а также результаты объективного контроля;

создать единый «объектовый» контур оперативной обстановки средств противника на основе комплексного учета разведданных индивидуально по каждому отдельному средству (история ведения разведки конкретного объекта).

Работа пользователя проводится с помощью строго структурированных элементов управления интерфейса базы данных, что позволяет:

2.1) сократить трудозатраты за счет автоматизации действий оператора по ведению базы данных учета оперативной обстановки объектов противника;

2.2) повысить достоверность данных за счет исключения ошибок, возникающих при выполнении процедур «ручным» методом.

Использование функций удаленного управления ГИС «Каскад», что позволяет:

при поступлении в базу данных изменений по оперативной обстановке объектов противника проводить их отображение в ГИС «Каскад» на удаленном рабочем месте в режиме реального времени;

создавать необходимые отчетные формы и другие сводные информационные документы в автоматическом режиме.

Разработанная СППР успешно прошла практическую проверку и реализована в деятельности Объединенной группировки войск (сил) (ОГрВ(с)), на основании отзывов операторов и результатов применения установлено что, данная система позволяет повысить эффективность выполнения 2, 3, 4, 5 этапов, приведенных на рисунке 1.

На 2 этапе сокращается время внесения объектов в единую базу данных объектов противника за счет автоматизированного занесения сведений из формализованных материалов с указанием возможных дубликатов объектов.

На 3 этапе сокращается время на отображение геоинформационных данных и повышается количество обрабатываемых объектов, за счет автоматического занесения данных на геоинформационный слой с необходимой фильтрацией (по типу объекта, по направлению,
по расположению и т.д.) и истории разведки объектов (их передвижения).

На этапе 4 сокращается время, затрачиваемое на планирование и применение сил и средств за счет наглядного отображения зон ПВО противника (при применении ВВС) и расстояния от огневых точек до выбранной цели.

На этапе 5 сокращается время на формирование необходимых отчетных документов.

За счет сокращения времени, затрачиваемого на выполнения каждого этапа, возрастает объем данных обрабатываемых объектов за равнозначные затраты времени. Зависимость количества обрабатываемых объектов «ручным» методом и с применением СППР на этапах РУК изображена на рисунке 2.

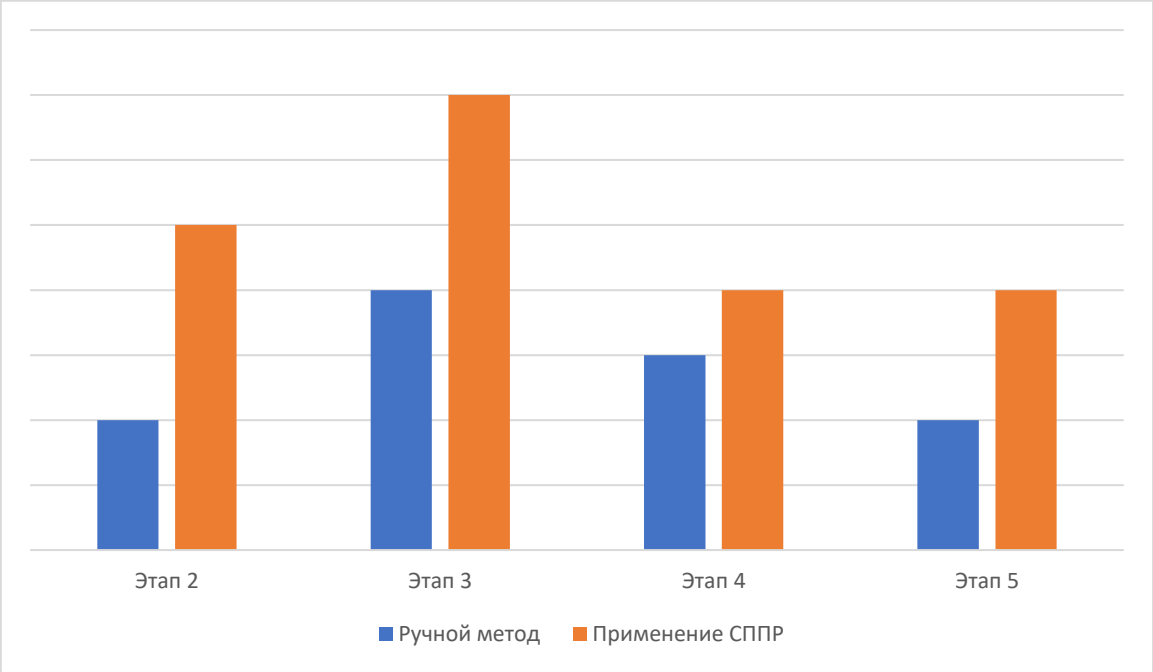



Рис. 2. Диаграмма зависимости количества обрабатываемых объектов

## 3. Заключение

Анализ накопленного опыта по выполнению специальных задач и проведенные исследования позволили разработать методический подход к повышению эффективности РУК за счет автоматизации отдельных этапов функционирования РУК, такие как учет и обработка геоинформационных данных оперативной обстановки объектов.

В результате выполненных исследований:

1. Проведен анализ функционирования РУК, были определены возможности автоматизации выполнения задач на конкретных этапах, что позволило понять возможность и необходимость повышения эффективности принятия решения на огневое поражение.

2. Разработана система поддержки принятия решений РУК, основанная на использовании разработанных критериев по автоматизации процедур учета и обработки геоинформационных данных и их интеллектуального анализа, позволяющая:

хранить данные об объектах противника в едином информационном пространстве;

структурировать порядок хранения разнотипной информации о объектах на всех этапах их жизненного цикла;

оперативно, полно и объективно оценивать текущую и промежуточную оперативную обстановку объектов с учетом их технических и тактических возможностей, а также при необходимости выполнение фильтрации по необходимым свойствам;

значительно сократить трудозатраты при отображении на ГИС расположения объектов и зон поражения (если таковые данные имеются), а также по подготовке требуемых отчетных материалов по результатам оценки;

повысить достоверность формируемых данных за счет исключения ошибок, возникающих при выполнении данных процедур «ручным» методом.

Данная СППР соответствует всем заявленным критериям, что позволяет утверждать о целесообразности использования в органах боевого управления, которые занимаются обобщением и планированием огневого поражения, такие как центр управления разведки и огневого поражения, пункт управления разведки.

# МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ СЛЕЖЕНИЯ ЗА ЧАСТОТОЙ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГНСС В ПЛОТНОМ СПЕКТРЕ РАДИОСИГНАЛОВ

М.В. Авдеев, С.Н. Богомолов, В.В. Шамилин

ВУНЦ ВВС «ВВА», Воронеж, Россия

**Аннотация.** Предложена математическая модель определения вероятности срыва слежения за заданное время системы слежения за частотой в условиях воздействия гауссовских помех. Приведены результаты моделирования применительно к системе слежения за частотой аппаратуры потребителей спутниковых радионавигационных систем, использующих *BPSK* сигналы.

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

# SIMULATION OF A FREQUENCY TRACKING SYSTEM FOR GNSS CONSUMER NAVIGATION EQUIPMENT IN A DENSE SPECTRUM OF RADIO SIGNALS

M.V. Avdeev, S.N. Bogomolov, V. V. Shamilin

MEFC MVA, Voronezh, Russia

**Abstract.** A mathematical model of relative frequency definition of tracking breakdown of the frequency-lock loop system during the allowed time in the conditions AWGN is given. The results of modeling as applied to the frequency-lock loop system of the satellite navigation system users' terminals using BPSK signals are presented.

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

## 1. Введение

Аппаратура потребителей спутниковых радионавигационных систем (АП СРНС) использует когерентную и некогерентную обработку навигационных сигналов [1]. При когерентной обработке оценивается фаза принимаемого сигнала, а при некогерентной несущая частота. Основным достоинством когерентной обработки сигналов в АП СРНС является возможность получения высокой точности навигационно-временных определений. Оценка фазы в АП СРНС осуществляется в системе слежения за фазой (ССФ), а оценка частоты системой слежения за частотой (ССЧ). Достоинством использования некогерентной обработки в АП СРНС является более высокая помехоустойчивость [1].

Основным показателем, используемым для расчёта помехоустойчивости ССЧ, является дисперсия ошибки слежения за частотой. Упрощённая аналитическая методика расчёта данного показателя для системы ССЧ, работающей с сигналами СРНС ГЛОНАСС подробно приведена в работе А.И.Перова [2]. Для оценки эффективности функционирования системы ССЧ использована методика линеаризации следящей системы, что позволяет на основе теории линейной фильтрации вычислить дисперсию ошибки фильтрации. Под помехоустойчивостью ССЧ используется выполнение условия, при котором вероятность выхода мгновенного значения ошибки слежения за апертуру дискриминационной характеристики не превышает заданной величины.

Необходимо отметить, что приведенная методика позволяет получить аналитические выражения для дисперсии ошибки фильтрации системы ССЧ при воздействии помехи типа белый гауссовский шум (БГШ). Вывод аналитических выражений для дисперсии ошибки фильтрации с использованием приведенной методики при воздействии помех, структура которых отличается от БГШ, вызывает определенные затруднения. Кроме того, эта методика не позволяет оценить вероятностные характеристики срыва слежения системы ССЧ при воздействии помех различной структуры.

Таким образом, можно сделать вывод о необходимости доработки существующего научно-методического аппарата оценки помехоустойчивости системы ССЧ.

Целью работы является разработка математической модели определения статистических характеристик дискриминатора системы слежения за частотой сигнала, а также вычисление вероятности срыва слежения за заданное время системы ССЧ АП СРНС, использующей *BPSK* сигналы.

## 2. Основная часть

Для достижения поставленной цели решены следующие частные задачи:

– задать алгоритм функционирования и статистические характеристики дискриминатора системы ССЧ;

– определить показатель эффективности функционирования системы ССЧ в условиях помех;

– определить метод решения, который позволяет определить показатель эффективности функционирования системы ССЧ в условиях помех.

При решении первой задачи в качестве математической модели навигационного сигнала, рассматривается фазоманипулированный двоичной псевдослучайной последовательностью сигнал (*BPSK* сигнал).

В общем виде *BPSK* сигнал, действующий на вход системы ССЧ АП СРНС можно представить как [1]:

$$y(t) = A_0 \cdot g(t-\tau) \cdot \cos(\omega_0 t + \omega_\partial) + n(t), \quad (1)$$

где: $A_0$ - амплитуда сигнала;

$g(t-\tau)$ - модулирующая ПСП;

$\omega_o$ - несущая частота;

$\omega_\partial$ - доплеровское смещение частоты;

$n(t)$ - помеха типа белый гауссовский шум (БГШ), действующая в пределах полосы пропускания приёмной части АП СРНС.

На выходе корреляторов АП СРНС в $k$ - й момент времени формируются синфазная и квадратурная компоненты [1, 2]:

$$I_k = \int_0^{T_k} y(t) \cdot g(t-\hat{\tau}) \cdot \cos(\omega_0 t + \hat{\omega}_\partial) dt, \quad (2)$$

$$Q_k = \int_0^{T_k} y(t) \cdot g(t-\hat{\tau}) \cdot \sin(\omega_0 t + \hat{\omega}_\partial) dt, \quad (3)$$

где: $\hat{\tau}$ - задержка опорных сигналов;

$\hat{\omega}_\partial$ - оценка доплеровской частоты опорных сигналов;

$T_k$ - интервал накопления, в общем случае равный длительности *BPSK* сигнала.

Для наиболее полного описания алгоритма функционирования ССЧ необходимо определить статистические характеристики дискриминатора, под которыми понимаются: дискриминационная и флуктуационная характеристики [1, 2].

Напряжение на выходе частотного дискриминатора определяется формулой [3]:

$$u_{d\omega} = I_k \cdot Q_{k-1} - I_{k-1} \cdot Q_k, \quad (4)$$

Дискриминационная и флуктуационная характеристики описываются следующими соотношениями:

$$U(\varepsilon_\omega) = M[u_{d\omega}], \quad (5)$$

$$D_\omega = M[(u_{d\omega} - U(\omega, \hat{\omega}))^2] \,|\, \varepsilon_\omega = 0, \quad (6)$$

Для определения дисперсии пересчитанной к входу дискриминатора воспользуемся методикой линеаризации, приведенной в [2]:

$$D_{in} = \frac{D_\omega}{S_\omega^2}, \quad (7)$$

где: $D_{in}$ - дисперсия, пересчитанная к входу дискриминатора;

$S_\omega$ - крутизна дискриминационной характеристики.

Крутизна дискриминационной характеристики определяется по формуле [1, 2]:

$$S_\omega = \partial U(\varepsilon_\omega) / \partial \varepsilon_\omega \,|\, \varepsilon_\omega = 0, \quad (8)$$

Дисперсия ошибки фильтрации $\sigma_\omega^2$ определяется как [1, 2]:

$$\sigma_\omega^2 = \sigma_\partial^2 + 2 \cdot D_{in} \cdot T \cdot \Delta f_{ССЧ}, \quad (9)$$

где: $\sigma_\partial^2$ - динамическая ошибка фильтрации;

$\Delta f_{ССЧ}$ - шумовая полоса пропускания ССЧ.

При решении второй задачи в качестве показателя помехоустойчивости системы ССЧ выбрана вероятность срыва слежения за интервал накопления $T$, который в общем случае равен длительности *BPSK* сигнала. Под срывом слежения в данном случае понимается событие, при котором мгновенное значения ошибки фильтрации $\sigma_\omega$ выходит за апертуру дискриминационной характеристики.

Строгое математическое решение задачи вычисления вероятности срыва слежения основано на теории марковских процессов, а более точное – на решении задачи о достижении границ многомерным марковских процессом. Использование данного математического аппарата требует высокой квалификации от исследователя и существенных временных затрат [1]. Поэтому при решении третьей задачи в качестве возможного пути решения использован метод статистических испытаний.

Для дискриминатора системы ССЧ, который описывается соотношением (4), ширина апертуры дискриминационной характеристики лежит в пределах от $-1/2T$ до $1/2T$ [2]. Тогда условие, при котором происходит срыв слежения в системе ССЧ можно записать как:

$$\left|\sigma_\omega\right| \geq 1/2T, \quad (10)$$

Тогда вероятность срыва слежения можно определить как [3]:

$$P_{ср} = N / M \quad (11)$$

где: $P_{ср}$ - вероятность срыва слежения;

*N*- количество опытов, в которых наблюдался срыв слежения ССЧ;

*M*- общее количество опытов.

При использовании метода Монте-Карло одним из основных вопросов является выбор необходимого числа опытов, которое определяется заданной точностью моделирования. Воспользуемся результатами, полученными в работе [3]. Тогда при точности моделирования ε=0,05 и доверительной вероятности 0,9 потребное количество испытаний при вероятности срыва слежения 0,9 составляет 100.

Для получения численных значений вероятности срыва слежения в системе ССЧ разработана имитационная модель в среде *Simulink*.

При оценке помехоустойчивости системы ССЧ АП СРНС рассмотрены следующие виды *BPSK* сигналов:

- *BPSK* (0,5) (СТ сигнал СРНС ГЛОНАСС);
- *BPSK* (1) (С/А сигнал GPS).

С использованием разработанной модели получены графики зависимости вероятности срыва слежения от отношения сигнал/помеха на входе ССЧ при различных значениях ширины шумовой полосы пропускания $\Delta f_{ССЧ}$, которые приведены на рисунках 1-2.

Сплошной линией на графиках приведена зависимость вероятности срыва слежения от отношения сигнал/помеха при значении $\Delta f_{ССЧ}$ =0,2 Гц, пунктирной линией при значении $\Delta f_{ССЧ}$ =2 Гц.

Анализ представленных на рисунках зависимостей показывает следующее.

Уменьшение ширины шумовой полосы пропускания $\Delta f_{ССЧ}$ с 2 Гц до 0,2 Гц увеличивает помехоустойчивость ССЧ на 4…7 дБ, что хорошо согласуется с результатами исследований, приведенными в работах [1, 2].

Кроме того использование графических зависимостей позволяет определить пороговые отношения сигнал/помеха, при которых происходит срыв слежения в ССЧ с заданной вероятностью.

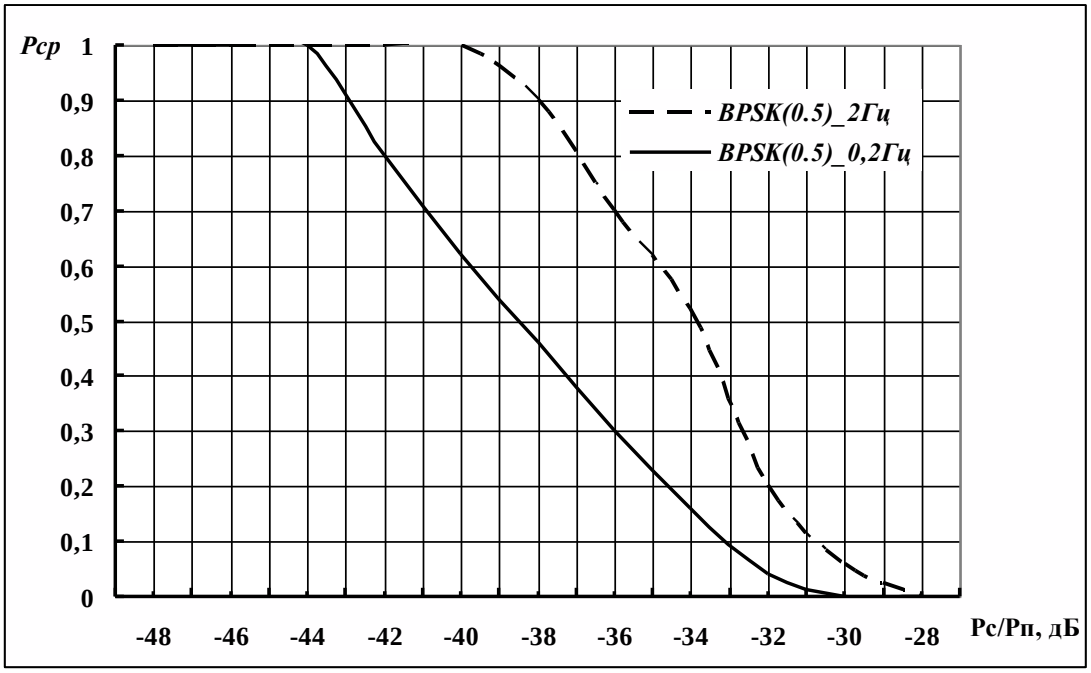



Рисунок 1 – Графические зависимости вероятности срыва слежения от отношения сигнал/помеха для сигнала *BPSK*(0,5)

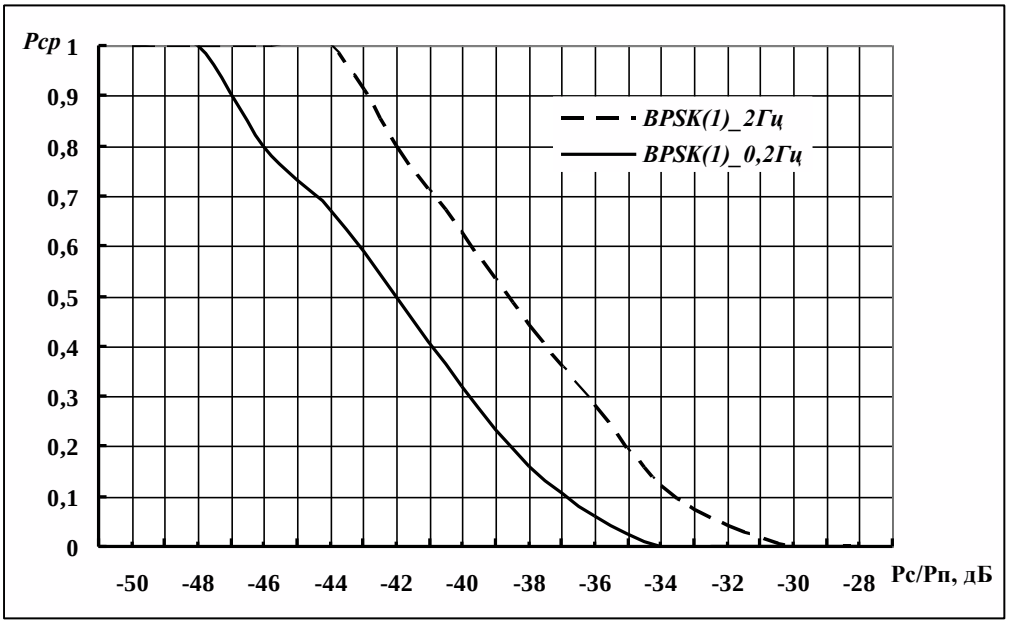



Рис. 2. Графические зависимости вероятности срыва слежения от отношения сигнал/помеха для сигнала *BPSK*(1).

## 3. Заключение.

Таким образом, разработанная имитационная модель позволяет получить количественные значения помехоустойчивости ССЧ АП СРНС в условиях БГШ.

## Литература

1. Перов А.И. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования М.: Радиотехника, 2020 – 1207с.
2. Перов А.И., Болденков Е.Н., Григоренко Д.А. Упрощенная аналитическая методика оценки потенциальной помехоустойчивости оптимальных следящих систем приёмников спутниковой навигации. // Радиотехника. 2003. №7. С.78–87.
3. Вентцель Е.С. Теория вероятностей. М: Высшая школа, 2001 - 315 с.

## References

1. Perov A.I. GLONASS. Principles of construction and functioning. M.: Radiotecnika, 2020 – 1207p.
2. Perov A.I., Boldenkov E.N., Grigorenko D.A. A simplified analytical methodology for evaluating the potential noise immunity of optimal tracking systems of satellite navigation receivers. // Radiotecnika, 2003. No 7, P.78–87/
3. Ventcel E.C. M.: Visshaya Shcola, 2001 – 315p.

# МОДЕЛЬ ПОДСИСТЕМЫ ГЕОЛОКАЦИИ АБОНЕНТСКИХ ТЕРМИНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ РАЗНОСТНО-СКОРОСТНОГО МЕТОДА

Р.Р. Саниев[1], В.А. Кульпин[1], Е.С. Антонышев[1], В.В. Адиатулин[2]

[1]Военный университет радиоэлектроники, Череповец, Россия
[2] Череповецкий государственный университет, Череповец, Россия

**Аннотация.** Представлена аналитическая модель подсистемы геолокации абонентских терминалов разностно-скоростным методом. Разработана имитационная модель оценивания координат абонентских терминалов спутниковых систем связи по одному спутнику-ретранслятору на геостационарной орбите. Получены результаты среднеквадратической ошибки оценивания координат абонентских терминалов в зависимости от их расположения в глобальной зоне радиовидимости ретранслирующего космического аппарата на геостационарной орбите. Полученные результаты исследований могут быть использованы при выявлении нелегитимных пользователей спутниковой системы связи и, выявления нарушителей регламента связи.

**Ключевые слова:** спутниковые системы связи, геолокация, спутник-ретранслятор, доплеровское смещение частоты, разностно-скоростной метод.

# MODEL OF THE GEOLOCATION SUBSYSTEM OF SUBSCRIBER TERMINALS OF SATELLITE COMMUNICATION SYSTEMS BASED ON THE DIFFERENCE-SPEED METHOD

R.R. Saniev[1], V.A. Kulpin[1], E.S. Antonyshev[1], V.V. Adiatulin[2]

[1]Military University of Radio Electronics, Cherepovets, Russia
[2]Cherepovets State University, Cherepovets, Russia

**Abstract**. An analytical model of the subsystem for geolocation of user terminals using the difference-rate method is presented. A simulation model has been developed for estimating the coordinates of user terminals of satellite communication systems based on one relay satellite in geostationary orbit. The results of the root-mean-square error in estimating the coordinates of user terminals depending on their location in the global radio visibility zone of a relaying spacecraft in geostationary orbit were obtained. The research results obtained can be used to identify illegitimate users of the satellite communication system and identify violators of communication regulations.

**Keywords**: satellite communication systems, geolocation, relay satellite, Doppler frequency shift, difference-velocity method.

## 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 (ГСО) 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].

Методы определения местоположения (ОМП) АТ по ретранслированному сигналу, реализуемые с использованием двух или трех СР, достаточно хорошо исследованы [3, 4, 5]. Однако они имеют существенные ограничения по применению в силу низкой вероятности наличия одного или двух вспомогательных СР, работающих в том же диапазоне частот, что и основной СР, ретранслирующий сигнал АТ. Наиболее вероятны ситуации, когда необходима локализация источника радиоизлучения (ИРИ) по одному СР.

Для ОМП АТ нарушителя с позиции наземного комплекса радиомониторинга (НКРМ) с использованием одного движущегося относительно поверхности Земли СР применяются модифицированные разностно-дальномерные методы ОМП [5, 6]. Данные методы применяются для ССС с СР на низкой круговой орбите и основаны на измерении частотного сдвига или разности задержки ретранслированного через них сигнала. Однако, для ССС с КА на ГСО применение таких методов ограничено их стационарным положением и малым наклонением и как следствие низкой точностью ОМП АТ [3, 7, 8].

Пространственно-временная база (ПВБ) строится на основе выбора опорных точек положения СР в моменты времени на интервале наблюдения за ним, относительно которых производится расчет параметров местоположения, а именно: разность дальностей или разность радиальных скоростей (рисунок 1).

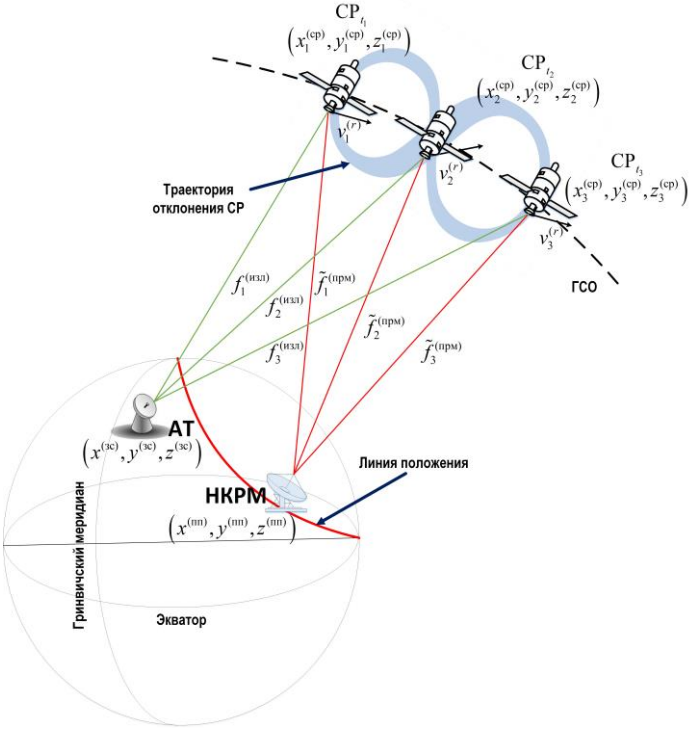



Рис. 1. Схема подсистемы геолокации АТ односпутниковым методом

В данной статье предложен усовершенствованный разностно-скоростной метод (РСМ) ОМП АТ по сигналу от одного СР на ГСО. Метод основан на измерении частотного сдвига в сигнале с СР при его различном пространственно-временном положении (рисунок 1). Выбор ПВБ в методе осуществляется исходя из периода наблюдения за СР с НКРМ. Такой рациональный выбор ПВБ позволяет уменьшить среднеквадратическое отклонение (СКО) ошибки $\sigma_{\text{ош}}$ измерения координат АТ при использовании одного СР на ГСО.

Цель статьи состоит в исследовании возможности применения РСМ по одному СР на ГСО в задачах геолокации нелегитимных пользователей ССС.

## 2. Исходные данные и постановка задачи

Пусть АТ стационарен, а его положению соответствует вектор координат $R^{(\text{ат})} = [x^{(\text{ат})}, y^{(\text{ат})}, z^{(\text{ат})}]^T$ в декартовой системе. Сигнал АТ излучается на частоте $f^{(\text{изл})}$, на борту СР сигнал переносится на частоту переноса $f^{(\text{к})}$ и излучается по линии «вниз». В течение времени $T$ сигнал АТ, ретранслируемый СР, принимается НКРМ. В ходе приема осуществляется оценивание частоты этого сигнала $\tilde{f}^{(\text{прм})}(t), t \in [0, T]$. При реализации измерений частоты цифровыми методами оценки частоты являются дискретными и могут быть описаны выражением:

$$\tilde{f}_i^{(\text{прм})} = \tilde{f}^{(\text{прм})}(iT_d), i = 0(1)N, \quad (1)$$

где $T_d$ – интервал дискретизации отчетов оценки частоты;

$N$ – число отсчетов оценки частоты, при этом $T = T_d N$.

Пусть также вектор состояния СР в $i$-й момент измерения частоты описывается вектором координат $R_i^{(\text{ср})} = [x_i^{(\text{ср})}, y_i^{(\text{ср})}, z_i^{(\text{ср})}]^T$ и координатами вектора скорости СР – $V_i^{(\text{ср})} = [v_i^{(\text{x})}, v_i^{(\text{y})}, v_i^{(\text{z})}]^T$. Наземный комплекс радиомониторинга стационарен и имеет координаты $R^{(\text{кр})} = [x^{(\text{кр})}, y^{(\text{кр})}, z^{(\text{кр})}]^T$.

Абонентский терминал находится на поверхности Земли, в качестве модели которой используется аппроксимация в виде референц-эллипсоида WGS-84, описываемого уравнением вида:

$$R_з^2 = x^2 + y^2 + (1 - e_з^2) \cdot z^2, \quad (2)$$

где $R_з$ – экваториальный радиус Земли, $R_з = 6378137$ м;

$e_з$ – эксцентриситет земного эллипсоида, $e_з = 1/298,257223563$.

По измеренным $\tilde{f}_i^{(\text{прм})}$ требуется оценить вектор координат $R^{(\text{ат})} = [x^{(\text{ат})}, y^{(\text{ат})}, z^{(\text{ат})}]^T$ в условиях отсутствия вспомогательного СР на ГСО.

## 3. Аналитическая модель системы геолокации абонентских терминалов разностно-скоростным методом

Значение частоты сигнала АТ, принимаемого НКРМ может быть описано выражением:

$$\tilde{f}^{(\text{прм})}(t_n) = f^{(\text{нес})} + \Delta f_i^{(\text{вверх})}(t_n) + \Delta f_i^{(\text{вниз})}(t_n) + f^{(\text{к})} + \Delta f_{i_{\text{общ}}}^{(\text{нст})}(t_n) + \Delta \hat{f}^{(\text{ош})}(t_n), \quad (3)$$

где $f^{(\text{нес})}$ - несущая частота сигнала ЗС;

$\Delta f_i^{(\text{вверх})}, \Delta f_i^{(\text{вниз})}$ – доплеровское смещение частоты по линии (вверх) и по линии (вниз) соответственно;

$f^{(\text{к})}$ - частота переноса на СР;

$\Delta f_{i_{\text{общ}}}^{(\text{нст})}(t_n)$ – аппаратурные ошибки, обусловленные нестабильностью опорных генераторов приемопередатчиков $\Delta f_i^{(\text{иг})}(t_n)$, $\Delta f_i^{(\text{ог})}(t_n)$ АТ и СР $\Delta f_i^{(\text{ср})}(t_n)$ за время ретрансляции сигнала [9]:

$$\Delta f_{i_{\text{общ}}}^{(\text{нст})}(t_n) = \Delta f_i^{(\text{иг})}(t_n) + \Delta f_i^{(\text{ка})}(t_n) + \Delta f_i^{(\text{ог})}(t_n), \quad (4)$$

согласно [10, 11], известно что нестабильность опорных генераторов приемопередающей аппаратуры элементов ССС ($\Delta f_{i_{\text{общ}}}^{(\text{нст})}(t_n) \leq 1$ Гц) не оказывает

существенного влияния на смещение несущих частот по сравнению с влиянием наклонения ГСО на значения данного отклонения несущих частот от номинальных значений. Это обусловлено использованием в ССС высокостабильных генераторов [2, 12].

$\Delta\hat{f}_i^{(\text{ош})}$ - ошибка измерения частоты сигнала в точке приема.

При приеме НКРМ сигнала АТ, ретранслированного КА, как по линии (вверх), так и по линии (вниз), вследствие влияния эффекта Доплера происходит смещение несущей частоты. С учетом продольных и поперечных составляющих движения СР выражение для вычисления доплеровского смещения несущей частоты имеет вид:

$$\Delta f_i^{(\text{д})} = f^{(\text{изл})} - \left( f^{(\text{изл})} \sqrt{1 - \frac{\left|\vec{v}_i^{(\text{ср})}\right|^2}{c^2}} \right) \Bigg/ \left( 1 - \frac{v_i^{(\text{рад})}}{c} \right), \qquad (5)$$

где $\left|\vec{v}_i^{(\text{ср})}\right|$ – модуль вектора скорости СР в *i*-й момент времени;

$v_i^{(\text{рад})}$ – радиальная скорость в *i*-й момент времени;

$c$ = 299972458 м/с – скорость распространения электромагнитных волн.

Для определения доплеровского смещения несущей частоты требуется рассчитать ряд величин, а именно: расстояние на АТ от СР $\vec{d}_i$, угол между вектором скорости СР и направлением на АТ $\alpha_i$, модуль вектора радиальной скорости СР $v_i^{(\text{рад})}$ в каждый момент времени.

Расстояние на АТ от СР в каждый момент времени определяется выражением:

$$\vec{d}_i = \left( x^{(\text{ат})} - x_i^{(\text{ср})};\ y^{(\text{ат})} - y_i^{(\text{ср})};\ z^{(\text{ат})} - z_i^{(\text{ср})} \right), \qquad (6)$$

где $x^{(\text{ат})}; y^{(\text{ат})}; z^{(\text{ат})}$ – координаты АТ в пространстве;

$x_i^{(\text{ср})}; y_i^{(\text{ср})}; z_i^{(\text{ср})}$ – координаты СР в *i*-й момент времени.

После определения в каждый момент времени расстояния $\vec{d}_i$, осуществляется расчет угла между вектором скорости СР и направлением на АТ $\alpha_i$. Выражение для вычисления угол $\alpha^{(i)}$ получено из уравнения скалярного произведения векторов и имеет вид:

$$\alpha_i = \arccos\left( \frac{\left(\vec{v}_i^{(\text{ср})} \cdot \vec{d}_i\right)}{\left(\left|\vec{v}_i^{(\text{ср})}\right| \cdot \left|\vec{d}_i\right|\right)} \right). \qquad (7)$$

Радиальная скорость $v_i^{(\text{рад})}$ определяется как проекция модуля вектора скорости $\left|\vec{v}_i^{(\text{ср})}\right|$ на модуль вектора $\left|\vec{d}_i\right|$:

$$v_i^{(\text{рад})} = \left|\vec{v}_i^{(\text{ср})}\right| \cdot \cos\left(\alpha_i\right) = \frac{\vec{v}_i^{(\text{ср})} \cdot \vec{d}_i}{\left|\vec{d}_i\right|}, \qquad (8)$$

После вычисления радиальной скорости $v_i^{(\text{рад})}$, для соответствующих моментов времени выполняется расчет доплеровского смещения несущей частоты $\Delta f_i^{(\text{д})}$ согласно выражению (5).

Для ОМП АТ предлагается использовать модифицированный разностно-дальномерный метод. Известно, что для ОМП объектов данным методом необходимо иметь три измерительные базы, формирующие три поверхности положения. Если в качестве одной из поверхностей положения используется поверхность Земли, то

формируются две поверхности. Построение таких поверхностей положения осуществляется по двум парам радионавигационных точек с нетождественными параметрами орбиты. В предложенном методе ОМП АТ в качестве таких точек (пространственно-временных баз) предлагается рассматривать точки положения СР в различные моменты времени, образующиеся его движением на ГСО [4 - 6].

Таким образом, имеется три точки положения СР в определенные моменты времени и, соответственно, две пространственно-временные базы. Разность радиальных скоростей в различных точках положения СР вычисляется в соответствии с выражением:

$$\Delta v_{i,i+1}^{(\text{рад})} = v_i^{(\text{рад})} - v_{i+1}^{(\text{рад})} \tag{9}$$

где $v_i^{(\text{рад})} = \dfrac{\left(x_i^{(\text{ср})} - x\right)v_i^{(x\,\text{ср})} + \left(y_i^{(\text{ср})} - y\right)v_i^{(y\,\text{ср})} + \left(z_i^{(\text{ср})} - z\right)v_i^{(z\,\text{ср})}}{r_i}$, $i = 1,2,3$ – радиальная скорость СР в $t_\text{i}$ и $t_{\text{i}+1}$ моменты времени;

$v_i^{(x\,\text{ср})}, v_i^{(y\,\text{ср})}, v_i^{(z\,\text{ср})}$ – составляющие вектора скорости СР $\vec{V}_i^{(\text{ср})}$ относительно осей *x,y,z* в $t_\text{i}$ и $t_{\text{i}+1}$ моменты времени;

$r_i = \sqrt{(x_i^{(\text{ср})} - x)^2 + (y_i^{(\text{ср})} - y)^2 + (z_i^{(\text{ср})} - z)^2}$, $i = 1,2,3$ – расстояние от АТ до СР в $t_i$ *и* $t_{i+1}$ моменты времени.

В связи с тем, что на приемной стороне в *i*-й момент времени известны координаты НКРМ и СР, следовательно, можно скомпенсировать частоту Доплера по линии (вниз) СР-НКРМ [6, 10]. Тогда, разности радиальных скоростей в моменты времени $t_\text{i}$ и $t_{\text{i}+1}$ вычисляются в соответствии с выражением:

$$\Delta v_{i,i+1}^{(\text{рад})} = \frac{(\Delta f_i^{(\text{д})} - \Delta f_{i+1}^{(\text{д})}) \cdot c}{f^{(\text{изл})}} \tag{10}$$

Выражения (2) и (8) в совокупности образуют следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} \dfrac{\left(x_1^{(\text{ср})} - x\right)v_1^{(x\,\text{ср})} + \left(y_1^{(\text{ср})} - y\right)v_1^{(y\,\text{ср})} + \left(z_1^{(\text{ср})} - z\right)v_1^{(z\,\text{ср})}}{r_1} - \dfrac{\left(x_2^{(\text{ср})} - x\right)v_2^{(x\,\text{ср})} + \left(y_2^{(\text{ср})} - y\right)v_2^{(y\,\text{ср})} + \left(z_2^{(\text{ср})} - z\right)v_2^{(z\,\text{ср})}}{r_2} = \Delta v_{1,2}^{(\text{рад})} \\ \dfrac{\left(x_2^{(\text{ср})} - x\right)v_2^{(x\,\text{ср})} + \left(y_2^{(\text{ср})} - y\right)v_2^{(y\,\text{ср})} + \left(z_2^{(\text{ср})} - z\right)v_2^{(z\,\text{ср})}}{r_2} - \dfrac{\left(x_3^{(\text{ср})} - x\right)v_3^{(x\,\text{ср})} + \left(y_3^{(\text{ср})} - y\right)v_3^{(y\,\text{ср})} + \left(z_3^{(\text{ср})} - z\right)v_3^{(z\,\text{ср})}}{r_3} = \Delta v_{2,3}^{(\text{рад})} \\ x^2 + y^2 + z^2 = R_\text{з}^2 \end{cases}. \tag{11}$$

Для решения системы уравнений второго порядка (11) применяется итерационный алгоритм последовательных приближений, который состоит из следующих этапов:

Этап 1. Задание точки начального приближения координат АТ: $R_0^{(\text{ат})} = \{x_0, y_0, z_0\}$.

Этап 2. Вычисление значений функций $\Delta v_{1,2}^{(\text{рад})}, \Delta v_{2,3}^{(\text{рад})}, R_\text{з}^2$ системы уравнений (11) в точке начального приближения координат АТ $R_0^{(\text{ат})}$:

$$\begin{cases} \dfrac{\left(x_1^{(\text{ср})} - x_0\right)v_1^{(x\,\text{ср})} + \left(y_1^{(\text{ср})} - y_0\right)v_1^{(y\,\text{ср})} + \left(z_1^{(\text{ср})} - z_0\right)v_1^{(z\,\text{ср})}}{r_1} - \dfrac{\left(x_2^{(\text{ср})} - x_0\right)v_2^{(x\,\text{ср})} + \left(y_2^{(\text{ср})} - y_0\right)v_2^{(y\,\text{ср})} + \left(z_2^{(\text{ср})} - z_0\right)v_2^{(z\,\text{ср})}}{r_2} = \Delta v_{1,2}^{(\text{рад}\,0)} \\ \dfrac{\left(x_2^{(\text{ср})} - x_0\right)v_2^{(x\,\text{ср})} + \left(y_2^{(\text{ср})} - y_0\right)v_2^{(y\,\text{ср})} + \left(z_2^{(\text{ср})} - z_0\right)v_2^{(z\,\text{ср})}}{r_2} - \dfrac{\left(x_3^{(\text{ср})} - x_0\right)v_2^{(x\,\text{ср})} + \left(y_2^{(\text{ср})} - y_0\right)v_3^{(y\,\text{ср})} + \left(z_3^{(\text{ср})} - z_0\right)v_3^{(z\,\text{ср})}}{r_3} = \Delta v_{2,3}^{(\text{рад}\,0)} \\ x_0^2 + y_0^2 + z_0^2 = R_{\text{з}0}^2 \end{cases}. \tag{12}$$

Этап 3. Вычисление матрицы Якоби, состоящей из частных производных первого порядка:

$$G=\begin{bmatrix} \dfrac{\partial(\Delta v_{1,2}^{(\text{рад})})}{\partial(x)} & \dfrac{\partial(\Delta v_{1,2}^{(\text{рад})})}{\partial(y)} & \dfrac{\partial(\Delta v_{1,2}^{(\text{рад})})}{\partial(z)} \\ \dfrac{\partial(\Delta v_{2,3}^{(\text{рад})})}{\partial(x)} & \dfrac{\partial(\Delta v_{2,3}^{(\text{рад})})}{\partial(y)} & \dfrac{\partial(\Delta v_{2,3}^{(\text{рад})})}{\partial(z)} \\ \dfrac{\partial(R_{\text{з}})}{\partial(x)} & \dfrac{\partial(R_{\text{з}})}{\partial(y)} & \dfrac{\partial(R_{\text{з}})}{\partial(z)} \end{bmatrix}. \qquad (13)$$

где значения частных производных (13) в точке начального приближение координат АТ $R_0^{(\text{ат})}$ определяются выражением:

$$G_0^{(i)}=\begin{bmatrix} \dfrac{\partial(\Delta v_{1,2}^{(\text{рад}\,0)})}{\partial(x_0)} & \dfrac{\partial(\Delta v_{1,2}^{(\text{рад}\,0)})}{\partial(y_0)} & \dfrac{\partial(\Delta v_{1,2}^{(\text{рад}\,0)})}{\partial(z_0)} \\ \dfrac{\partial(\Delta v_{2,3}^{(\text{рад}\,0)})}{\partial(x_0)} & \dfrac{\partial(\Delta v_{2,3}^{(\text{рад}\,0)})}{\partial(y_0)} & \dfrac{\partial(\Delta v_{2,3}^{(\text{рад}\,0)})}{\partial(z_0)} \\ \dfrac{\partial(R_{\text{з}\,0})}{\partial(x_0)} & \dfrac{\partial(R_{\text{з}\,0})}{\partial(y_0)} & \dfrac{\partial(R_{\text{з}\,0})}{\partial(z_0)} \end{bmatrix}=$$

$$=\begin{bmatrix} \dfrac{v_2^{(x\,\text{ср})}}{r_2}-\dfrac{v_1^{(x\,\text{ср})}}{r_1}+\dfrac{r_2'^{(x)}(\vec{r}_2'\cdot\vec{v}_2^{(\text{ср})})}{(r_2)^3}-\dfrac{r_1'^{(x)}(\vec{r}_1'\cdot\vec{v}_1^{(\text{ср})})}{(r_1)^3} & \dfrac{v_2^{(y\,\text{ср})}}{r_2}-\dfrac{v_1^{(y\,\text{ср})}}{r_1}+\dfrac{r_2'^{(y)}(\vec{r}_2'\cdot\vec{v}_2^{(\text{ср})})}{(r_2)^3}-\dfrac{r_1'^{(y)}(\vec{r}_1'\cdot\vec{v}_1^{(\text{ср})})}{(r_1)^3} & \dfrac{v_2^{(z\,\text{ср})}}{r_2}-\dfrac{v_1^{(z\,\text{ср})}}{r_1}+\dfrac{r_2'^{(z)}(\vec{r}_2'\cdot\vec{v}_2^{(\text{ср})})}{(r_2)^3}-\dfrac{r_1'^{(z)}(\vec{r}_1'\cdot\vec{v}_1^{(\text{ср})})}{(r_1)^3} \\ \dfrac{v_3^{(x\,\text{ср})}}{r_3}-\dfrac{v_2^{(x\,\text{ср})}}{r_2}+\dfrac{r_3'^{(x)}(\vec{r}_3'\cdot\vec{v}_3^{(\text{ср})})}{(r_3)^3}-\dfrac{r_2'^{(x)}(\vec{r}_2'\cdot\vec{v}_2^{(\text{ср})})}{(r_2)^3} & G\dfrac{v_3^{(y\,\text{ср})}}{r_3}-\dfrac{v_2^{(y\,\text{ср})}}{r_2}+\dfrac{r_3'^{(y)}(\vec{r}_3'\cdot\vec{v}_3^{(\text{ср})})}{(r_3)^3}-\dfrac{r_2'^{(y)}(\vec{r}_2'\cdot\vec{v}_2^{(\text{ср})})}{(r_2)^3} & \dfrac{v_3^{(y\,\text{ср})}}{r_3}-\dfrac{v_2^{(y\,\text{ср})}}{r_2}+\dfrac{r_3'^{(y)}(\vec{r}_3'\cdot\vec{v}_3^{(\text{ср})})}{(r_3)^3}-\dfrac{r_2'^{(y)}(\vec{r}_2'\cdot\vec{v}_2^{(\text{ср})})}{(r_2)^3} \\ \dfrac{x_0}{R_{\text{з}\,0}} & \dfrac{y_0}{R_{\text{з}\,0}} & \dfrac{z_0}{R_{\text{з}\,0}} \end{bmatrix}, \qquad (14)$$

где выражение под радикалами $r_1, r_2, r_3$, есть расстояния от КА-Р в моменты времени $t_1$, $t_2$, $t_3$ до точки начального приближения координат АТ $R_0^{(\text{ат})}$:

$$r_i^{(0)}=\sqrt{\left(x_i^{(\text{ср})}-x_0\right)^2+\left(y_i^{(\text{ср})}-y_0\right)^2+\left(z_i^{(\text{ср})}-z_0\right)^2},\quad i=1,2,3. \qquad (15)$$

Этап 4. Вычисление новых приближенных значений координат АТ в соответствии с выражением:

$$\begin{bmatrix} x_i^{(0)} \\ y_i^{(0)} \\ z_i^{(0)} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} x_0 \\ y_0 \\ z_0 \end{bmatrix}-G^{-1}\left(\begin{bmatrix} \Delta v_{1,2}^{(\text{рад})} \\ \Delta v_{2,3}^{(\text{рад})} \\ R_{\text{з}} \end{bmatrix}-\begin{bmatrix} \Delta v_{1,2}^{(\text{рад}\,0)} \\ \Delta v_{2,3}^{(\text{рад}\,0)} \\ R_{\text{з}} \end{bmatrix}\right). \qquad (16)$$

Этап 5. Вычисление невязки:

$$Q=\begin{bmatrix} q^{(x)} \\ q^{(y)} \\ q^{(z)} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} x_0-x_i^{(0)} \\ y_0-y_i^{(0)} \\ z_0-z_i^{(0)} \end{bmatrix} \qquad (17)$$

Этапы 1…5 в совокупности представляют собой одну итерацию. При корректном выборе начального приближения с каждой итерацией величина невязок уменьшается, что свидетельствует о приближении к истинному местоположению АТ. Количество необходимых итераций зависит от правильного выбора первого приближения (этап 1) и требуемой точности определения координат АТ $\delta_0$.

При вычислении координат АТ на каждой итерации проверяется выполнение трех условий, которые задаются пользователем и определяют точность итерационной процедуры:

$$\begin{cases} q_i^{(x)} < \delta_0 \\ q_i^{(y)} < \delta_0 \\ q_i^{(z)} < \delta_0 \end{cases} \quad (18)$$

При невыполнении условий (18) этапы с 1 по 5 повторяются. Итерационный цикл продолжается до тех пор, пока не выполнятся условия (18).

В качестве координат АТ $R^{(\text{ат})} = [x^{(\text{ат})}, y^{(\text{ат})}, z^{(\text{ат})}]^T$ принимаются значения, полученные на последней итерации:

$$\begin{aligned} x^{(\text{ат})} &= x_0^{(I)}; \\ y^{(\text{ат})} &= y_0^{(I)}; \\ z^{(\text{ат})} &= z_0^{(I)}. \end{aligned} \quad (19)$$

где $I$ – номер последней итерации.

## 4. Структура имитационной модели

Представленная аналитическая модель системы геолокации АТ РСМ стала основой для разработки имитационного модели оценивания координат АТ ССС по одному СР на ГСО. Структура модели представлена на (рисунке 3).

При формировании исходных данных устанавливается произвольная геометрическая конфигурация взаимного размещения передающего АТ и СР, рассчитываются координаты $R_i^{(\text{ср})}$ и вектор скорости $V_i^{(\text{ср})}$ реально существующих СР с использованием параметров орбиты формата TLE (two line elements). При этом расположение передающих АТ на поверхности Земли выбирается с учетом размеров глобальной зоны радиовидимости (ЗРВ) ретранслирующего СР.

После ввода исходных данных осуществляется расчет изменения доплеровского смещения несущей частоты $\Delta f_i^{(\text{д})}$ для заданной геометрической конфигурации путем оценки частоты ретранслированного сигнала $\tilde{f}^{(\text{прм})}(t_n)$, полученного в точке приема в $t_n$ момент измерения. Формирование ПВБ является ключевым фактором при расчете разностей радиальных скоростей $\Delta v_{i,i+1}^{(\text{рад})}$ в системе уравнений от АТ до каждого положения СР в соответствующие моменты измерения.

Далее проводится серия испытаний, каждая из которых представляет собой внесение ошибок $\Delta\hat{f}^{(\text{ош})}(t_n)$ в полученные значения доплеровского смещения несущей частоты $\Delta f_i^{(\text{д})}$ в расчет разности радиальных скоростей $\Delta v_{i,i+1}^{(\text{рад})}$ для заданных моментов времени в соответствии с выражением (10) и определения координат $R^{(\text{ат})}$ путем реализации итерационного алгоритма (12) – (19). По результатам проведенных испытаний осуществляется расчет СКО ошибки оценивания координат АТ при ретрансляции сигнала через СР.

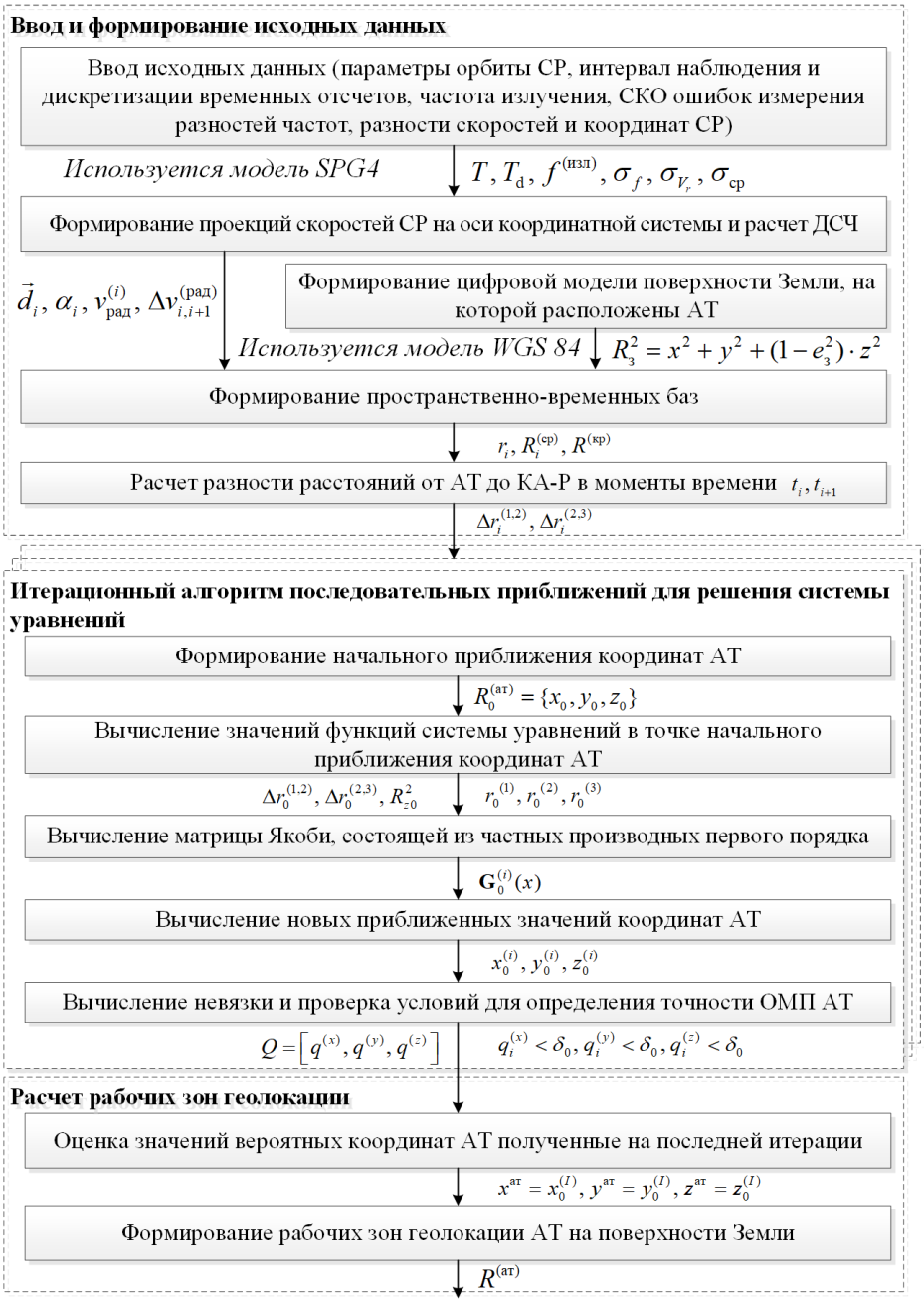



Рис. 3. Структура имитационного моделирования подсистемы геолокации абонентских терминалов разностно-скоростным методом

## 5. Результат имитационного моделирования

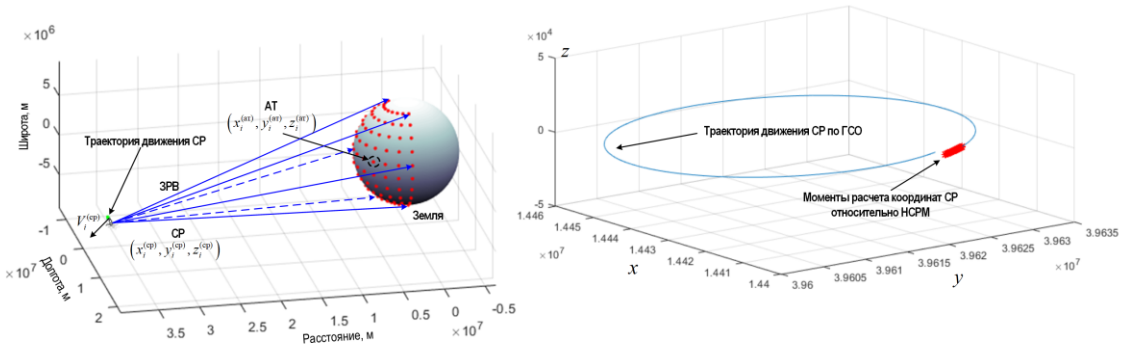
На основе разработанной имитационной модели проведены исследования по оцениванию координат АТ по одному СР на ГСО в зависимости от их расположения в глобальной ЗРВ предложенным РСМ.

При формировании исходных данных (таблица 1) была определена глобальная ЗРВ СР, на которой обеспечивается непрерывный прием НКРМ излучаемых абонентскими терминалами радиосигналов с учетом его суточного перемещения. Затем для каждой точки земной поверхности, находящейся в глобальной ЗРВ, произведен расчет радиальной составляющей скорости $v_i^{(рад)}$ СР относительно $i$-го АТ в соответствии с выражением (8), а также расчет доплеровского смещения несущих частот сигналов АТ $\Delta f_i^{(д)}$ в соответствии с выражениями (5).

Таблица 1. Исходные данные имитационного моделирования

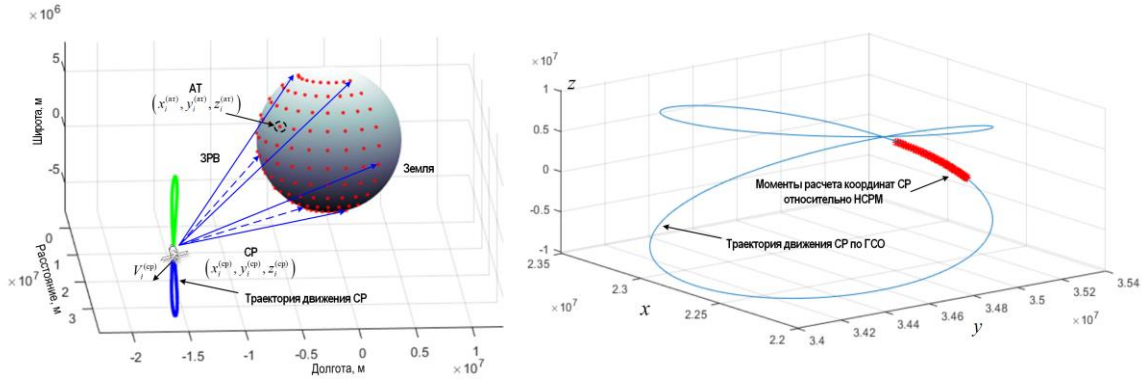
| Параметры | Арабсат5а | Интелсат 905 |
|---|---|---|
| Закон распределения $\Delta\hat{f}^{(\text{ош})}(t_n)$ | нормальный | |
| Математическое ожидание ошибки $\Delta\hat{f}^{(\text{ош})}(t_n)$, Гц | 0 | |
| Частота излучения АТ $f^{(\text{изл})}$, ГГц | 14 | |
| Подспутниковая точка, град. | 55,5 в.д. | 25 з.д. |
| Наклонение орбиты СР $\gamma$, град. | 0,06 | 8,85 |
| Период наблюдения $T$, мин. | 1440 | |
| Интервал дискретизации $T_\text{d}$, мин. | 5 | |
| Количество АТ в глобальной ЗРВ СР | 805 | |
| СКО ошибки измерения частоты, Гц | 1 | |
| СКО ошибки оценок координат СР, м | 100 | |
| СКО ошибки измерения скорости СР, м/с | 0,0001 | |

На рисунках 4 и 5 проиллюстрированы примеры расположения АТ на поверхности Земли в глобальной ЗРВ, рассчитанной в соответствии с методикой, описанной в [3, 13].




а) б)

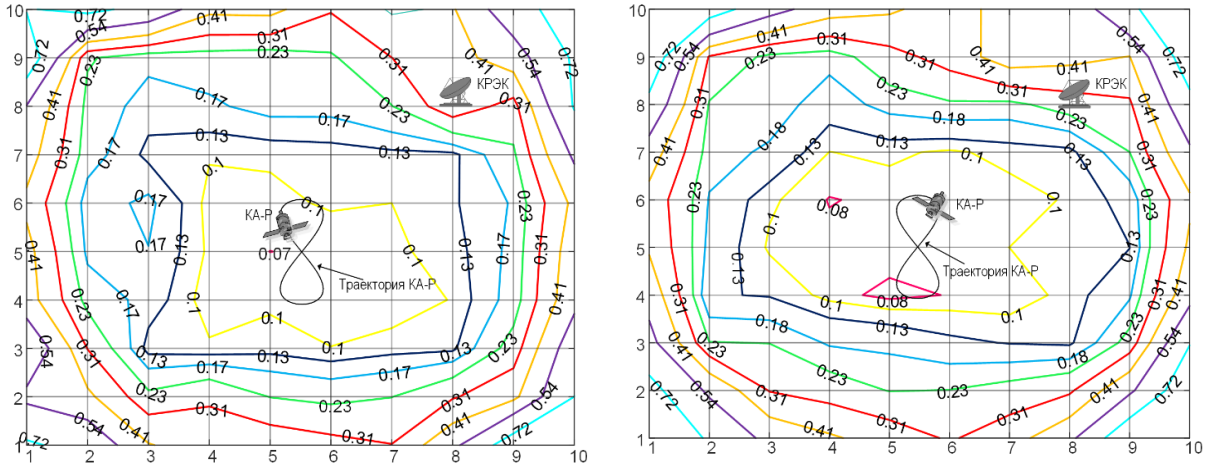
Рис. 4. Иллюстрация расположения АТ на поверхности Земли в глобальной ЗРВ СР «Арабсат5а» (а) и траектории движения СР относительно $i$-го АТ при $\gamma = 0,06^0$ (б)




а) б)

Рис. 5. Иллюстрация расположения АТ на поверхности Земли в глобальной ЗРВ СР «Интелсат 905» (а) и траектории движения СР относительно $i$-го АТ при $\gamma = 8,85^0$ (б)

На рисунке 6 представлены результаты оценивания координат абонентских терминалов ССС по одному СР на ГСО в виде поля точностей в условиях ситуационной неопределенности относительно количества АТ, функционирующих в радиосети ССС.




а) б)

Рис. 6. Поле точностей ОМП в глобальной ЗРВ СР «Арабсат 5а» (а) и СР «Интелсат 905» (б)

Данные, представленные на рисунке 6, свидетельствуют о том, что в виду сужения глобальной ЗРВ к полюсам, ошибка ОМП АТ будет выше по сравнению с экваториальной зоной. Данное обстоятельство связано с особенностями расчета радиальной скорости СР и, как следствие, с оценкой координатно-информативного параметра [10]. Синтезирование ПВБ подсистемы ОМП позволяет повысить точность оценивания координат АТ, что подтверждается проведенным экспериментом.

Также по результатам имитационного моделирования было установлено, что оптимальное время наблюдения сигналов АТ, ретранслированных через один СР на ГСО, составляет 24 часа, а минимальное – 6 часов.

Результаты СКО ошибки оценивания координат АТ в глобальной ЗРВ СР «Арабсат5а» и «Интелсат 905» в зависимости от значений ошибок измерения частоты ретранслированных сигналов и ошибок оценивания вектора скорости данных СР представлены в таблицах 2 и 3.

Таблица 2. Среднеквадратическое отклонение ошибки оценивания координат АТ в глобальной ЗРВ СР «Арабсат5а» (СКО=$10^7$, данные в метрах)

| долгота ($30^0$ з.д. – $125^0$ в.д.) | широта ($67^0$ с.ш. – $68^0$ ю.ш.) | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | 0,765 | 0,495 | 0,221 | 0,175 | 0,225 | 0,337 | 0,689 | 0,710 |
| | 0,522 | 0,327 | 0,103 | 0,087 | 0,200 | 0,103 | 0,199 | 0,475 |
| | 0,389 | 0,089 | 0,097 | 0,076 | 0,093 | 0,092 | 0,312 | 0,396 |
| | 0,371 | 0,077 | 0,088 | 0,092 | 0,079 | 0,064 | 0,235 | 0,398 |
| | 0.358 | 0,108 | 0,088 | 0,094 | 0,079 | 0,095 | 0,203 | 0,233 |
| | 0,453 | 0,096 | 0,077 | 0,095 | 0,093 | 0,088 | 0,204 | 0,442 |
| | 0,399 | 0,213 | 0,092 | 0,107 | 0,082 | 0,089 | 0,142 | 0,302 |
| | 0,492 | 0,406 | 0,352 | 0,197 | 0,267 | 0,327 | 0,384 | 0,384 |

Таблица 3. Среднеквадратическое отклонение ошибки оценивания координат АТ в глобальной ЗРВ СР «Интелсат 905» (СКО=107, данные в метрах)

| долгота ($105^0$ з.д. – $35^0$ в.д.) | широта ($67^0$ с.ш. – $68^0$ ю.ш.) | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | 0,821 | 0,453 | 0,218 | 0,181 | 0,247 | 0,401 | 0,586 | 0,705 |
| | 0,609 | 0,299 | 0,097 | 0,075 | 0,203 | 0,116 | 0,185 | 0,509 |
| | 0,394 | 0,094 | 0,101 | 0,069 | 0,088 | 0,097 | 0,325 | 0,384 |
| | 0,309 | 0,072 | 0,093 | 0,082 | 0,079 | 0,076 | 0,221 | 0,408 |
| | 0.413 | 0,105 | 0,096 | 0,087 | 0,092 | 0,102 | 0,198 | 0,311 |
| | 0,387 | 0,097 | 0,081 | 0,091 | 0,086 | 0,099 | 0,192 | 0,399 |
| | 0,427 | 0,243 | 0,089 | 0,095 | 0,087 | 0,091 | 0,139 | 0,452 |
| | 0,518 | 0,428 | 0,337 | 0,201 | 0,277 | 0,362 | 0,376 | 0,398 |

Из данных, представленных в таблицах 2 и 3 видно, что величина СКО ошибки оценивания координат $i$-го АТ при ретрансляции сигнала через СР «Арабсат5а» составило в среднем 108 км, а через СР «Интелсат 905» при тех же параметрах моделирования, 94 км.

Полученные результаты свидетельствуют о возможности применения РСМ для определения местоположения АТ ССС с позиции НКРМ по одному СР на ГСО даже при условии высокой стабилизации КА на орбите (таблица 2).

## 6. Заключение

Предложенный разностно-скоростной метод ОМП позволяет определять координаты АТ по сигналу от одного СР на ГСО. Метод основан на измерении частотного сдвига в сигнале с СР при его различном пространственно-временном положении. Выбор ПВБ в методе осуществляется исходя из периода наблюдения за СР наземным комплексом радиомониторинга.

Проведенное на ЭВМ в среде Matlab имитационное моделирование оценивания координат АТ ССС по одному СР на ГСО предложенным РСМ подтвердило его применимость даже в условиях высокой стабилизации КА на орбите. Среднеквадратическое отклонение ошибки ОМП АТ в частных случаях в среднем не превысила значения в 110 км.

Было показано, что выбор ПБВ подсистемы геолокации позволяет повысить точность оценивания координат АТ, особенно, когда ретрансляция сигнала АТ осуществляется высокостабилизированными СР на ГСО. Кроме этого, по результатам имитационного моделирования было установлено, что оптимальное время наблюдения за сигналами от АТ, ретранслированными через один СР на ГСО, составляет 24 часа, а минимальное – 6 часов.

Полученные результаты исследования целесообразно использовать при выявлении нелегитимных пользователей спутниковой системы связи и, выявления нарушителей регламента связи.

## 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. Анализ возможностей использования геостационарных спутников-ретрансляторов для решения задач радиомониторинга/ Агиевич С.Н., Галл Р.Д., Кельян А.Х., Коновалов В.Е., Потапов С.Г. //. 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. Еремеев И.Ю., Семенюк С.С., Саниев Р.Р., Передрий А.В. Геолокация земных станций спутниковой связи доплеровским методом по излучениям спутника ретранслятора в условиях неопределенности номинала несущей частоты // Научно-технический журнал «Вопросы оборонной техники Серия 16. Технические средства противодействия терроризму». 2022. Выпуск (167-168). № 5-6. С. 3-12.
7. Кукк, К.И. Спутниковая связь: прошлое, настоящее, будущее - М.: Горячая линия – Телеком, 2015. 258 с.
8. UCS Satellite Database [электронный ресурс] / Union Concerned Scientists URL: https://www.ucsusa.org/resources/satellite-database (дата обращения 17.01.2024).
9. Губин В.А., Клюев, Н.Ф., Костылев А.А. Основы радионавигационных измерений. Под общ. ред. Н.Ф.Клюева – МО СССР, 1987. – 429 с.
10. Габитов Р.Ф., Дружков А.А., Зайцев М.А., Саниев Р.Р. Исследование зависимости координатно-информативных параметров сигналов от основных параметров квазигеостационарной орбиты спутников-ретрансляторов в задачах геолокации // Радиолокация, навигация, связь : Сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции, посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ. В 5-ти томах, Воронеж, 18–20 апреля 2023 года. – Воронеж: ВГУ, 2023. – С. 93-108.
11. Алексеев Д.А., Евсеев Н.П., Палеха Е.В., Сафарьян О.А. Исследование влияния стабильности частоты генераторов на характеристики передачи информации в радиотехнических системах // Молодой исследователь Дона. – 2017. – № 3(6). – С. 2-7.
12. Хоменко И.В., Косых А.В. Кварцевые резонаторы и генераторы. – Омск: ОмГТУ, 2018. – 160 с. – Текст: электронный // Лань: электронно-библиотечная система. – URL: https://e.lanbook.com/book/149110 (дата обращения: 11.02.2024).
13. Абакумов А.Н. Анализ особенностей движения космического аппарата-ретранслятора по квазистационарной орбите для решения задачи определения местоположения источников радиоизлучения // Сборник докладов Военно-космической академии имени А.Ф.Можайского. – СПб.: ВКА, 2015. – №1(646). – С. 7 – 17.

## 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.
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-rangefinder 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.
4. Agievich S.N. Analysis of the possibilities of using geostationary relay satellites for solving radio monitoring problems / Agievich S.N., Gall R.D., Kelyan A.Kh., Konovalov V.E., Potapov S.G. // Proceedings of the A.F. Mozhaisky Military Space Academy. SPb.: VKA named after A.F. Mozhaisky. - Issue. 672. -2020. S. 48 -600.
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.
6. Eremeev I.Yu., Semenyuk S.S., Saniev R.R., Peredriy A.V. Geolocation of satellite communication earth stations using the Doppler method based on the emissions of the repeater satellite in conditions of uncertainty of the carrier frequency rating // Scientific and technical journal «Issues of defense technology Series 16. Technical means of countering terrorism.» 2022. Issue (167-168).
No. 5-6. Pp. 3-12.
7. Kukk K.I. Satellite communication: past, present, future - M.: Hotline - Telecom, 2015. 258 p.
8. UCS Satellite Database [electronic resource] / Union Concerned Scientists URL: https://www.ucsusa.org/resources/satellite-database (date of the application 17.01.2024).
9. Gubin V.A., Klyuev, N.F., Kostylev A.A. Basics of radio navigation measurements. Under general ed. N.F. Klyueva - USSR Ministry of Defense, 1987. - 429 p.
10. Gabitov R.F., Druzhkov A.A., Zaitsev M.A., Saniev R.R. Study of the dependence of coordinate-information parameters of signals on the basic parameters of the quasi-geostationary orbit of relay satellites in geolocation tasks // Radiolocation, navigation, communication: Collection of proceedings of the XXIX International Scientific and Technical Conference dedicated to the 70th anniversary of the Department of Radiophysics of VSU. In 5 volumes, Voronezh, April 18–20, 2023. – Voronezh: VSU, 2023. – P. 93-108.
11. Alekseev D.A., Evseev N.P., Palekha E.V., Safaryan O.A. Study of the influence of generator frequency stability on the characteristics of information transmission in radio systems // Young Don Researcher. – 2017. – No. 3(6). – P. 2-7.
12. Khomenko I.V., Kosykh A.V. Quartz resonators and generators. – Omsk: Omsk State Technical University, 2018. – 160 p. – Text: electronic // Lan: electronic library system. – URL: https://e.lanbook.com/book/149110 (access date: 02/11/2024).
13. Abakumov A.N. Analysis of the features of the motion of a relay spacecraft in a quasi-stationary orbit to solve the problem of determining the location of radio emission sources // Collection of reports of the A.F. Mozhaisky Military Space Academy. – St. Petersburg: VKA, 2015. – No. 1 (646). – P. 7 – 17.

# О МЕТОДЕ ГРУППОВОЙ НАВИГАЦИИ С ЛИДЕРОМ

А.Ф. Щербатюк[1], Ю.В. Матвиенко[2], В. М. Кузькин[3],
С. А. Переселков[4], Н. В. Ладыкин[4]

[1]Институт автоматики и процессов управления ДВО РАН
(ИАПУ ДВО РАН), Владивосток, Россия
[2]Институт проблем морских технологий ДВО РАН
(ИПМТ ДВО РАН), Владивосток, Россия
[3]Институт общей физики им. А.М. Прохорова Российской академии наук,
(ИОФ РАН), Москва, Россия
[4]Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

**Аннотация.** В работе представлена модель бюджетной быстро развертываемой системы навигационного обеспечения работы группы специализированных подводных аппаратов, выполняющих общую миссию в мелководной акватории. Приведены результаты компьютерного моделирования, подтверждающие работоспособность и требуемую точность используемого алгоритма взаимодействия.

**Ключевые слова:** компьютерная модель, навигационное обеспечение, автономный необитаемый подводный аппарат, специализированный подводный аппарат, метод.

# ABOUT METHOD OF GROUP NAVIGATION WITH LEADER

A.F. Scherbatyuk[1], Yu.V. Matvienko[2], V.M. Kuz'kin[3],
S.A. Pereselkov[4], N.V. Ladykin[4]

[1]Institute of Automation and Control Processes of FEB RAS
(IACP FEB RAS), Vladivostok, Russia
[2]Institute of Marine Technology Problems of FEB RAS
(IMTP FEB RAS), Vladivostok, Russia
[3]General Physics Institute of RAS (GPI RAS), Moscow, Russia
[4]Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

**Abstract.** The paper presents a model of a low-cost fast-deployable navigation support system for a group of specialized underwater vehicles performing a common mission in shallow waters. The results of computer modeling are presented, confirming the operability and required accuracy of the interaction algorithm used.

**Keywords:** computer model, navigation software, autonomous uninhabited underwater vehicle, specialized underwater vehicle, method.

## 1. Введение

Автономные необитаемые подводные аппараты (АНПА) все чаще применяются в задачах, связанных с поисковыми и наблюдательными миссиями. Примерами таких сценариев могут быть миссии по охране акваторий, поисковые и инспекционные операции, отслеживание морских животных. Большая часть таких задач может быть решена более эффективно при использовании группы взаимодействующих АНПА. Однако использование группы влечет за собой необходимость решения новых проблем.

В работах [1] предложен вариант метода навигации для группы АНПА относительно опорного подводного аппарата. В данной статье описана недорогая быстро развертываемая система координирования группы специализированных подводных аппаратов (СПА), выполняющих общую миссию в мелководной акватории в составе

группировки, имеющей АНПА - лидера с высокоточными средствами навигации. Рассмотренная система координирования СПА основана на методе фильтрации частиц [2]. Раздел 2 посвящен описанию использованного метода навигационного обеспечения работы группы СПА и алгоритмы оценивания местоположения отдельных СПА из группы. В разделе 3 описан проведенный компьютерный эксперимент и представлены полученные результаты. В заключении приведены выводы.

## 2. Метод групповой навигации

Требуется разработать метод и исследовать алгоритмы решения навигационной задачи для обеспечения совместной работы в мелководной акватории группы СПА, основанные на использовании одного АНПА лидера, местоположение которого определяется с высокой точностью за счет частого всплытия и уточнения местоположения с помощью спутниковой навигационной системы или иным способом. АНПА оснащен высокоточной бортовой автономной навигационной системой для определения угловой ориентации, скорости и глубины. Предполагается, что АНПА и СПА имеют синхронизированные часы, оборудованы гидроакустическими модемами и синхронно обмениваются друг с другом навигационными пакетами, содержащими метку времени излучения пакета, оценку координат подводного аппарата в момент излучения пакета, а также параметры движения АНПА. Бортовой комплекс навигационно-пилотажных датчиков каждого СПА включает недорогие датчики углового положения (датчики курса, крена и дифферента) и датчик давления для измерения глубины. Также на борту СПА имеется возможность оценивать скорость его движения относительно толщи воды.

Предполагается, что АНПА и группа СПА выполняют поставленную задачу в мелководной акватории и имеется возможность периодически получать текущие координаты АНПА с помощью спутниковой навигационной системы (СНС). Каждый СПА находится в зоне действия гидроакустической системы связи с АНПА. При проведении работ СПА стартуют от поверхности моря из точек с координатами, определенными посредством СНС.

Для определения координат СПА на борту АНПА путем измерения гидроакустической системой связи задержек распространения звукового сигнала между СПА и АНПА формируется информация о дальностях $D_{lk}$ и взаимных дальностях между СПА $D_{ljk}$, $l,j = \overline{1,L}$, где $L$ – число СПА, $k$ – номер текущего шага работы навигационной системы. Соотношения, связывающие дальности и координаты АНПА $(x_{Ak}, y_{Ak}, z_{Ak})$ и СПА $(x_{lk}, y_{lk}, z_{lk})$, имеют вид:

$$D_{lk}^2 = (x_{Ak} - x_{lk})^2 + (y_{Ak} - y_{lk})^2 + (z_{Ak} - z_{lk})^2, \quad (1)$$

$$D_{ljk}^2 = \left(x_{jk} - x_{lk}\right)^2 + \left(y_{jk} - y_{lk}\right)^2 + \left(z_{jk} - z_{lk}\right)^2. \quad (2)$$

Для измерения дальностей в рамках одного такта работы навигационной системы все аппараты группы поочередно излучают сигнал и принимают отклики от остальных аппаратов. Обозначим через $\Delta$ временной интервал между излучениями отдельных аппаратов, тогда один такт работы занимает время $T = (L+1)\Delta$. Пусть, например, группа локализована в районе диаметром 600 м и включает $L = 4$ СПА. Тогда временной интервал $\Delta$ равен 0.8 с (с учетом скорости распространения звукового сигнала в воде около 1500 м/с и распространения звукового сигнала от источника к приемнику и обратно). Один такт работы описываемой навигационной системой, составляет $T = 4$ с.

Оценивание местоположения отдельных СПА на $\kappa$-м шаге работы навигационного алгоритма выполняется на борту АНПА на основе решения системы уравнений (1), (2) относительно неизвестных $(x_{lk}, y_{lk}, z_{lk})$ с учетом ограничения

$$\left(x_{l(k-1)}, y_{l(k-1)}, z_{l(k-1)}\right) \ni R_{l(k-1)}, \quad (3)$$

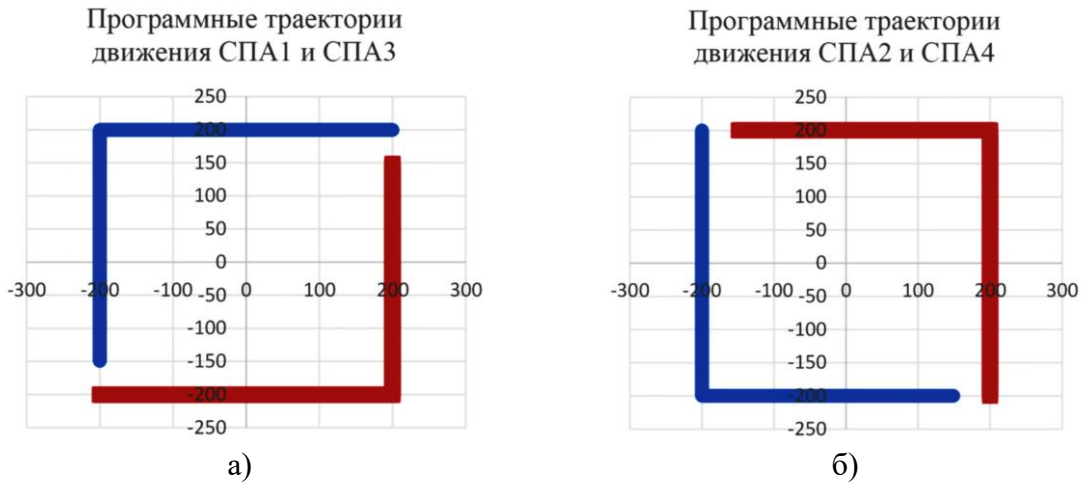
где $R_{l(k-1)}$ – область неопределенности местоположения l-ого СПА, сформированная на $(k-1)$-м шаге навигационного алгоритма. Она представляет собой область с центром в точке $(\hat{x}_{l(k-1)}, \hat{y}_{l(k-1)}, \hat{z}_{l(k-1)})$, рассчитанной на основе ковариационной матрицы ошибок $Q_{(k-1)}$. Соотношение (3) связывает фактические координаты СПА $(x_{l(k-1)}, y_{l(k-1)}, z_{l(k-1)})$ с измеренными оценками координат $(\hat{x}_{l(k-1)}, \hat{y}_{l(k-1)}, \hat{z}_{l(k-1)})$ и ковариационной матрицей ошибок $Q_{(k-1)}$, определенными на $(k-1)$-м шаге навигационного алгоритма.

## 3. Результаты моделирования

Оценка точности и работоспособности навигационного алгоритма определения местоположения СПА выполнена в рамках численного моделирования с применением фильтра частиц /ФЧ/. Модельные эксперименты выполнены в среде IDLE (Python 3.12 64-bit). Рассмотрена ситуация, когда в состав группы входят АНПА лидер и четыре СПА. Период ГАНС составлял 1 сек, число циклов ГАНС в рамках одного такта излучения всеми АНПА – 5. Скорость распространения звукового сигнала 1500 м/с.

При реализации работы ФЧ использовалось 1000 частиц, которые при инициализации равномерно распределялись в области неопределенности. На этапе коррекции в каждом такте определялись частицы, в сумме доставляющие вероятность 0.90, рассчитывалась занимаемая ими прямоугольная область и в нее случайным образом с равномерным распределением добавлялись недостающие частицы. При расчете невязок по дальностям данные от АНПА учитывались с большим коэффициентом по сравнению с СПА так как местоположение АНПА определялось с более высокой точностью по сравнению с СПА.

Полагалось, что АНПА расположен в начале системы координат и неподвижен. Начальное местоположение, скорость и курс СПА 1 (-200 м, - 200 м, 1.0 м/с, 0.0 град.), СПА 2 (200 м, -200 м, 1.0 м/с, 90.0 град.), СПА 3 (200 м, 200 м, 1.0 м/с, 180.0 град.), СПА 4 (-200 м, 200 м, 1.0 м/с, 270.0 град.).




а) б)

Рис. 1. Программные траектории движения СПА1-4 в течении 150 тактов работы системы.

В процессе моделирования выполнялось оценивание местоположения СПА 4 на основе данных бортовой системы счисления пути и взаимных измерений дальностей на основе ГАНС между АНПА и СПА 1-4. Области неопределенности местоположения СПА1, СПА2 и СПА3 представляли собой окружности с диаметром 15 метров относительно текущего программного значения каждого СПА в процессе всего

эксперимента. Случайная ошибка определения скорости СПА1-4 лежала в диапазоне (0, 0.1) м/с, случайная ошибка определения курса СПА1-4 находилась в интервале (0, 1.0) град. Ошибка скорости распространения звукового сигнала в воде была принята равной 15 м/с.

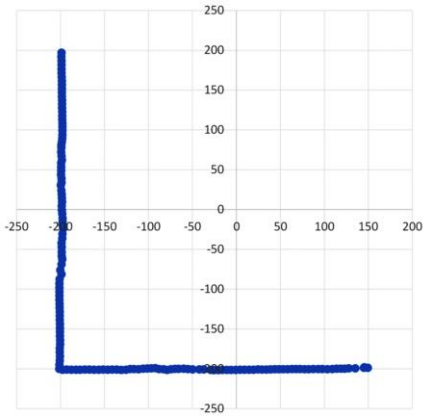



Рис. 2. Оценка траектории движения СПА4 в течении 150 тактов работы системы.

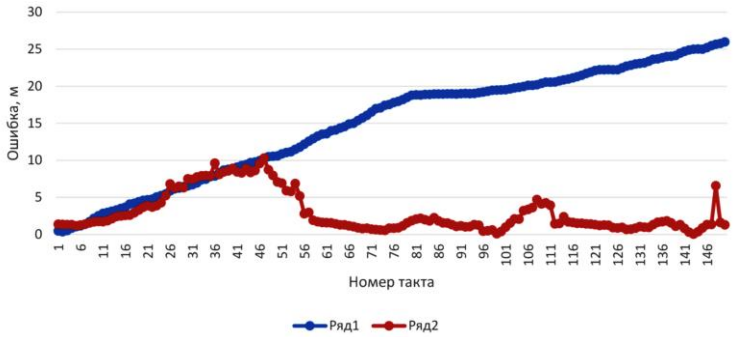



Рис. 3. Ошибка оценивания положения СПА4 с коррекцией (ряд 2) и без нее (ряд 1) в течении 150 тактов работы системы.

На рисунке 2 изображена траектории движения СПА4 с отмеченными точками его местоположения в течении 150 тактов работы системы, которая была получена в одном из экспериментов. Пройденный путь составил около 750 метров и время в пути – около 12.5 минут. Ошибки оценивания траектории движения СПА4 в течении 150 тактов работы системы с коррекцией и без нее показаны на рисунке 3. Из приведенных графиков следует, что ошибка определения местоположения СПА4 без коррекции за указанное время движения составляет около 30 метров, а с коррекцией не превышает 10 метров.

## 4. Заключение

В работе рассмотрен алгоритм навигационного обеспечения группы специализированных подводных аппаратов, основанный на наличии в ней одного лидера группы автономных необитаемых подводных аппаратов с высокоточными навигационными средствами определения местоположения, угловой ориентации, скорости и глубины. Для позиционирования, навигации и отслеживания местоположения подвижных объектов использовался вариант фильтра частиц. Представлены результаты численного моделирования, подтверждающие работоспособность и требуемую точность рассматриваемого алгоритма.

В следующих работах авторы планируют исследовать возможность применения разработанных методов голографической обработки широкополосных

гидроакустических сигналов [3,4]. Данные голографические методы продемонстрировали высокую устойчивость в волноводах с пространственно-временными неоднородностями, в частности, при наличии возмущений, обусловленных интенсивными внутренними волнами [5-8]. При этом голографическая обработка гидроакустических сигналов позволяет эффективно решать важные прикладные задачи гидроакустики: обнаруживать малошумный источник [9,10], оценивать его дальность [11] и пеленг [12,13]. Ее применение в задачах навигации может быть крайне эффективной.

## 5. Благодарности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-61-10024, https://rscf.ru/project/23-61-10024/.

## Литература

1. Ваулин Ю. В., Дубровин Ф. С., Щербатюк Д. А., Щербатюк А. Ф. О методах обеспечения навигации групп АНПА: краткий обзор. // Подводные исследования и робототехника, 2019, Vol. 30. No. 4. С. 27-36.
2. Gustafsson F, Bergman N, Forssell U, Jansson J, Karlsson R, Nordlund P-J. Particle filters for positioning, navigation and tracking. //IEEE Transactions on Signal Processing. 2002. Vol. 50. No. 2. P.425–437.
3. Pereselkov S.A., Kuz'kin V.M. Interferometric processing of hydroacoustic signals for the purpose of source localization// Journal of Acoustical Society of America, 2022. Vol. 151, No 2, P. 666-676
4. Ehrhardt M., Pereselkov S., Kuz'kin V., Kaznacheev I., Rybyanets P. Experimental observation and theoretical analysis of the low-frequency source interferogram and hologram in shallow water // Journal of Sound and Vibration. 2023. Vol. 544. P. 117388.
5. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Zvyagin V.G., Malykhin Yu., Prosovetskiy D.Yu. Intense internal waves and their manifestation in interference patterns of received signals on oceanic shelf// Physics of Wave Phenomena. 2018. Vol. 26. No. 2. P. 160-167.
6. Kaznacheeva E.S., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Interferometric processing of hydroacoustic information in the presence of intense internal waves // Physics of Wave Phenomena. 2021. Vol. 29. No 3. P. 278-284.
7. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Rybyanets P., Ladykin N. Three-dimensional modeling of sound field holograms of a moving source in the presence of internal waves causing horizontal refraction // Journal of Marine Science and Engineering. 2023. Vol. 11. No. 10. P. 1922.
8. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Badiey M., Ladykin N.V., Malykhin A.Yu., Tkachenko S.A. Robustness of holographic processing of hydroacoustic signals in the presence of intense internal waves // Physics of Wave Phenomena. 2023. Vol. 31. No. 5. P. 346-354.
9. Казначеев И.В., Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Переселков С.А. Интерферометрический метод обнаружения движущегося источника звука векторно-скалярным приемником // Акустический журнал. 2018. Т. 64. No. 1. С. 33-45.
10. Кузькин В.М., Переселков С.А., Матвиенко Ю.В., Ткаченко С.А. Обнаружение источника в диспергирующих средах // РЭНСИТ. 2019. Т.11. No.3. С. 337-344
11. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Tkachenko S.A., Matvienko Yu.V., Khvorostov Yu.A. Range of detection of underwater sound source // Physics of Wave Phenomena. 2023. Vol. 31. No. 5. P. 339-345.
12. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kuznetsov G.N., Kaznacheev I.V. Interferometric direction finding by a vector-scalar receiver // Physics of Wave Phenomena. 2018. Т. 26. № 1. С. 63-73.

13. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Direction finding of a noise sound source // Physics of Wave Phenomena. 2019. T. 27. № 3. P. 237-241.

**REFERENCES**

1. Vaulin Yu.V., Dubrovin F.S., Shcherbatyuk D.A., Shcherbatyuk A.F. On methods for ensuring navigation of UAV groups: a brief review. // Underwater Research and Robotics. 2019. Vol. 30. No. 4. P. 27-36.
2. Gustafsson F, Bergman N, Forssell U, Jansson J, Karlsson R, Nordlund P-J. Particle filters for positioning, navigation and tracking. //IEEE Transactions on Signal Processing. 2002. Vol. 50. No. 2. P.425–437.
3. Pereselkov S.A., Kuz'kin V.M. Interferometric processing of hydroacoustic signals for the purpose of source localization// Journal of Acoustical Society of America, 2022. Vol. 151, No 2, P. 666-676
4. Ehrhardt M., Pereselkov S., Kuz'kin V., Kaznacheev I., Rybyanets P. Experimental observation and theoretical analysis of the low-frequency source interferogram and hologram in shallow water // Journal of Sound and Vibration. 2023. Vol. 544. P. 117388.
5. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Zvyagin V.G., Malykhin Yu., Prosovetskiy D.Yu. Intense internal waves and their manifestation in interference patterns of received signals on oceanic shelf// Physics of Wave Phenomena. 2018. Vol. 26. No. 2. P. 160-167.
6. Kaznacheeva E.S., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Interferometric processing of hydroacoustic information in the presence of intense internal waves // Physics of Wave Phenomena. 2021. Vol. 29. No 3. P. 278-284.
7. Pereselkov S., Kuz'kin V., Ehrhardt M., Tkachenko S., Rybyanets P., Ladykin N. Three-dimensional modeling of sound field holograms of a moving source in the presence of internal waves causing horizontal refraction // Journal of Marine Science and Engineering. 2023. Vol. 11. No. 10. P. 1922.
8. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Badiey M., Ladykin N.V., Malykhin A.Yu., Tkachenko S.A. Robustness of holographic processing of hydroacoustic signals in the presence of intense internal waves // Physics of Wave Phenomena. 2023. Vol. 31. No. 5. P. 346-354.
9. Kaznacheev I.V., Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Interferometric method of detecting a moving sound source with a vector-scalar receiver // Acoustical Journal. 2018. Vol. 64. No. 1. P. 33-45.
10. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Matvienko Yu.V., Tkachenko S.A. Detection of a source in dispersing media // RENSIT. 2019. Vol. 11. No. 3. P. 337-344.
11. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Tkachenko S.A., Matvienko Yu.V., Khvorostov Yu.A. Range of detection of underwater sound source // Physics of Wave Phenomena. 2023. Vol. 31. No. 5. P. 339-345.
12. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kuznetsov G.N., Kaznacheev I.V. Interferometric direction finding by a vector-scalar receiver // Physics of Wave Phenomena. 2018. T. 26. № 1. P. 63-73.
13. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Lyakhov G.A., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Direction finding of a noise sound source // Physics of Wave Phenomena. 2019. T. 27. № 3. P. 237-241.

# ОПРЕДЕЛЕНИЕ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ С БОРТА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТРИОРТОГОНАЛЬНОЙ ВИБРАТОРНОЙ 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 скрытного определения координат источников радиоизлучений. Выведены основные аналитические выражения и представлен алгоритм способа.

**Ключевые слова**: триортогональная вибраторная антенная система, источник радиоизлучения, летательный аппарат, векторов напряженности электрического поля.

# DETERMINATION OF THE COORDINATES OF THE SOURCE OF RADIO EMISSIONS FROM THE BOARD OF THE AIRCRAFT USING A TRIORTHOGONAL VIBRATORY 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 vibratory antenna system, radio emission source, aircraft, electric field intensity vectors.

## 1. Введение

Техническое решение 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 вибраторной антенной системой (ТОВАС).

Способ основан на размещении ТОВАС на перемещаемом в пространстве ЛА, измерении с помощью ТОВАС ортогональных компонент $E_{x1}$, $E_{y1}$, $E_{z1}$, $E_{x2}$, $E_{y2}$, $E_{z2}$, $E_{x3}$, $E_{y3}$, $E_{z3}$ и $E_{x4}$, $E_{y4}$, $E_{z4}$ векторов напряженности электрического поля $\vec{\mathbf{E}}_1$, $\vec{\mathbf{E}}_2$, $\vec{\mathbf{E}}_3$ и $\vec{\mathbf{E}}_4$ в моменты времени $t_1$, $t_2$, $t_3$ и $t_4$, определении ориентации векторов $\vec{\mathbf{E}}_1$, $\vec{\mathbf{E}}_2$, $\vec{\mathbf{E}}_3$ и $\vec{\mathbf{E}}_4$ в пространстве, построении вспомогательных плоскостей $\Omega_{E1}$, $\Omega_{E2}$, $\Omega_{E3}$ и $\Omega_{E4}$, 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 ТОВАС, 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 $\vec{\mathbf{H}}$ или электрического $\vec{\mathbf{E}}$ поля в фиксированной точке пространства [5, 6].

На рисунке 1 отображены ИРИ $I$ и измеритель $O_1$ параметров электромагнитной волны. Вектор Пойтинга $\vec{\mathbf{P}}$ совпадает с направлением распространения электромагнитной волны и является результатом векторного произведения векторов напряженности электрического $\vec{\mathbf{E}}$ и магнитного $\vec{\mathbf{H}}$ полей, то есть образует вместе с ними правую тройку векторов. Отображены положения вектора Пойтинга $\vec{\mathbf{P}}_1$, а также векторов напряженности электрического поля $\vec{\mathbf{E}}_1$ и $\vec{\mathbf{E}}_2$, 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 $\Omega_{EH}$, определяемого как поверхность одинаковых фаз векторов поля ($\vec{\mathbf{E}}$ или $\vec{\mathbf{H}}$), перпендикулярная направлению распространения электромагнитной волны (т. е. перпендикулярная вектору Пойтинга $\vec{\mathbf{P}}$).

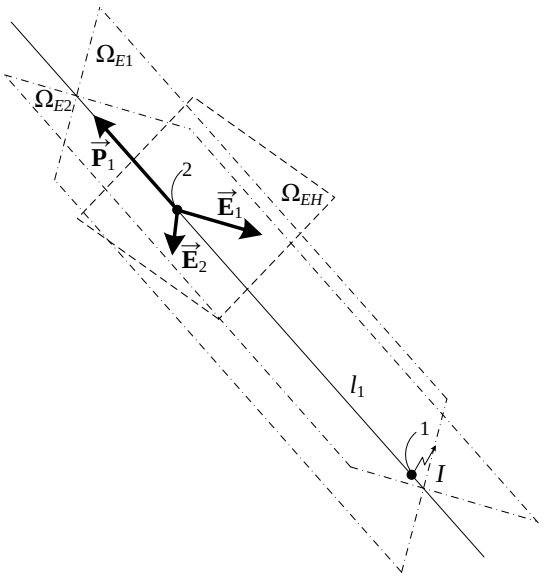



Рис. 1. Построение линии положения ИРИ $l_1$,
как линии пересечения вспомогательных плоскостей $\Omega_{E1}$ и $\Omega_{E2}$;

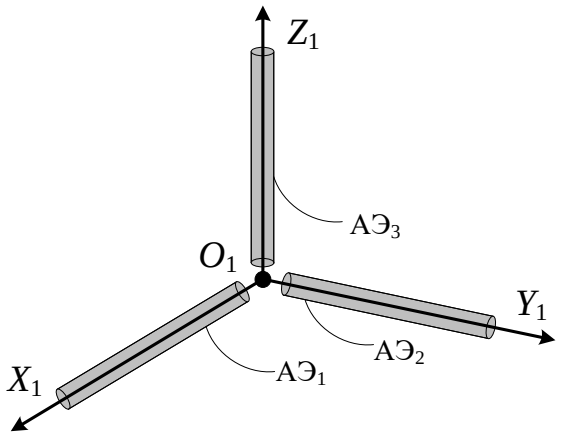



Рис. 2. Конфигурация ТОВАС состоящая из трех АЭ вибраторного типа в ДСК $O_1X_1Y_1Z_1$

Вспомогательные плоскости $\Omega_{E1}$ и $\Omega_{E2}$, ортогональны векторам напряженности электрического поля $\vec{\mathbf{E}}_1$ и $\vec{\mathbf{E}}_2$ в моменты времени $t_1$ и $t_2$ соответственно и проходят через центр ТОВАС $O_1$.

Пересечение плоскостей $\Omega_{E1}$ и $\Omega_{E2}$, 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 $\Omega_{E1}$ и $\Omega_{E2}$, равен $\pi/2$.

Для измерения ортогональных компонент векторов напряженности электрического поля $\vec{\mathbf{E}}_1$ и $\vec{\mathbf{E}}_2$ в заявленном способе используют ТОВАС, состоящую из трех антенных элементов (АЭ) АЭ$_1$, АЭ$_2$, и АЭ$_3$ вибраторного типа (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 ТОВАС, оси $O_1X_1$, $O_1Y_1$ и $O_1Z_1$ перпендикулярны АЭ$_1$, АЭ$_2$, и АЭ$_3$.

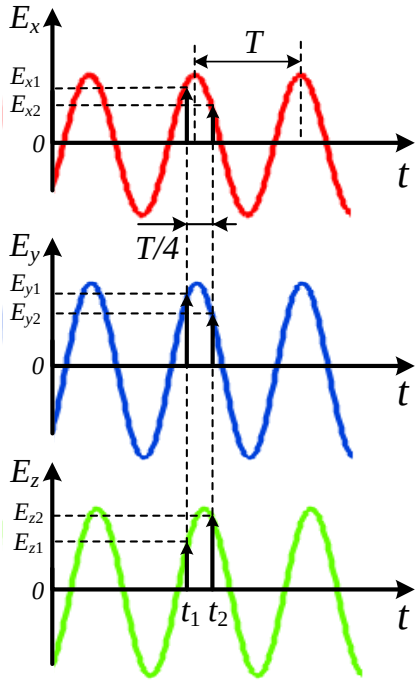



Рис. 3. Временные диаграммы ортогональных компонент $E_x$, $E_y$, $E_z$, принятых на АЭ$_1$, АЭ$_2$, и АЭ$_3$ ТОВАС, а также их значения $E_{x1}$, $E_{y1}$, $E_{z1}$ и $E_{x2}$, $E_{y2}$, $E_{z2}$, измеренные в моменты времени $t_1$ и $t_2$ соответственно

На рисунке 3 представлены временные диаграммы ортогональных компонент $E_x$, $E_y$, $E_z$, принятого в общем случае эллиптически поляризованного аналогового радиосигнала на АЭ$_1$, АЭ$_2$, и АЭ$_3$ ТОВАС соответственно. В моменты времени $t_1$ и $t_2$ измеряют значения компонент $E_{x1}$, $E_{y1}$, $E_{z1}$ и $E_{x2}$, $E_{y2}$, $E_{z2}$ с помощью АЭ$_1$, АЭ$_2$, и АЭ$_3$ ТОВАС соответственно.

Векторная сумма ортогональных компонент напряженностей электрического поля $E_{x1}$, $E_{y1}$, $E_{z1}$, измеренных на АЭ$_1$, АЭ$_2$, и АЭ$_3$ ТОВАС в момент времени $t_1$ соответственно в момент времени $t_1$ составляет вектор напряженности электрического поля $\vec{\mathbf{E}}_1$.

Аналогично, векторная сумма ортогональных компонент напряженностей электрического поля $E_{x2}$, $E_{y2}$, $E_{z2}$, измеренных на АЭ$_1$, АЭ$_2$, и АЭ$_3$ ТОВАС в момент времени $t_2$ составляет вектор напряженности электрического поля $\vec{\mathbf{E}}_2$.

Далее измеритель параметров электромагнитной волны перемещают его в новую позицию $O_2$. Аналогичные рассуждения справедливы при построении вспомогательных плоскостей $\Omega_{E3}$ и $\Omega_{E4}$, которые ортогональны векторам напряженности электрического поля $\vec{\mathbf{E}}_1$ и $\vec{\mathbf{E}}_2$ в моменты времени $t_3$ и $t_4$ соответственно и проходят через центр ТОВАС $O_2$.

Пересечение плоскостей $\Omega_{E3}$ и $\Omega_{E4}$, 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 $\Omega_{E1}$ и $\Omega_{E2}$, равен $\pi/2$.

Для измерения ортогональных компонент векторов напряженности электрического поля $\vec{\mathbf{E}}_3$ и $\vec{\mathbf{E}}_4$ в заявленном способе используют ТОВАС, состоящую из трех АЭ$_1$, АЭ$_2$, и АЭ$_3$.

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 ТОВАС, оси $O_2X_2$, $O_2Y_2$ и $O_2Z_2$ перпендикулярны АЭ$_1$, АЭ$_2$, и АЭ$_3$ (см. рисунок 4).

Векторная сумма ортогональных компонент напряженностей электрического поля $E_{3}$, $E_{y3}$, $E_{z3}$, измеренных на АЭ$_1$, АЭ$_2$, и АЭ$_3$ ТОВАС соответственно в момент времени $t_3$ составляет вектор напряженности электрического поля $\vec{\mathbf{E}}_3$. Аналогично, векторная сумма ортогональных компонент напряженностей электрического поля $E_{x4}$, $E_{y4}$, $E_{z4}$, измеренных на АЭ$_1$, АЭ$_2$, и АЭ$_3$ ТОВАС в момент времени $t_4$ составляет вектор напряженности электрического поля $\vec{\mathbf{E}}_4$.

Строят вспомогательные плоскости $\Omega_{E1}$ и $\Omega_{E2}$, ортогональные векторам напряженности электрического поля $\vec{\mathbf{E}}_1$ и $\vec{\mathbf{E}}_2$ соответственно и проходящие через центр ТОВАС $O_1$ 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 $\Omega_{E1}$, $\Omega_{E2}$ (см. рисунок 4).

Строят вспомогательные плоскости $\Omega_{E3}$ и $\Omega_{E4}$, ортогональные векторам напряженности электрического поля $\vec{\mathbf{E}}_3$ и $\vec{\mathbf{E}}_4$ соответственно и проходящие через центр ТОВАС $O_2$ 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 $\Omega_{E3}$, $\Omega_{E4}$ (см. рисунок 4).

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.

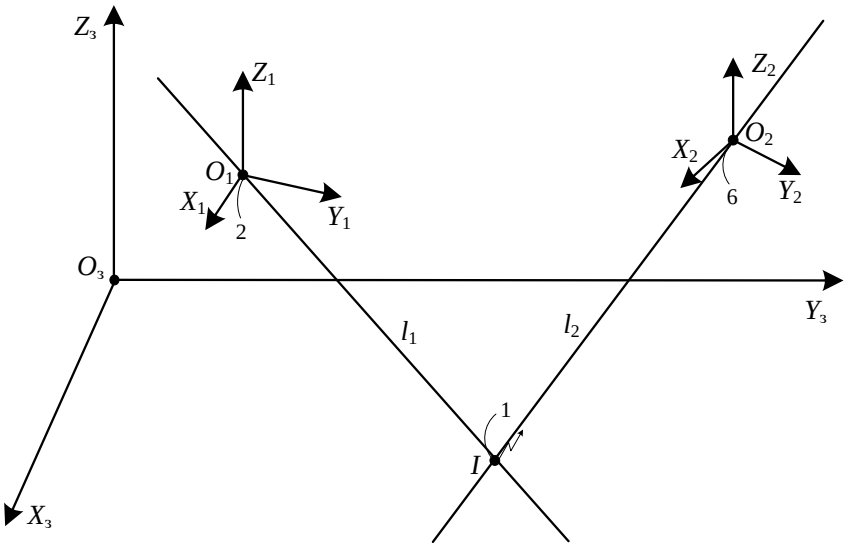



Рис. 4. Графическое представление определения координат ИРИ как пересечения линий положения ИРИ $l_1$ и $l_2$ в ДСК $O_3X_3Y_3Z_3$

Векторы напряженности электрического поля $\vec{\mathbf{E}}_1$ и $\vec{\mathbf{E}}_2$ из ДСК $O_1X_1Y_1Z_1$ преобразуют в $\vec{\mathbf{E}}'_1$ и $\vec{\mathbf{E}}'_2$ за счет последовательного перемножения каждого из них на три матрицы поворота $\mathbf{A}_3(\xi_{\alpha_1})$, $\mathbf{A}_2(\xi_{\beta_1})$, $\mathbf{A}_3(\xi_{\gamma_1})$, 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]:

$$\vec{\mathbf{E}}'_1(E'_{x1}, E'_{y1}, E'_{z1}) = \vec{\mathbf{E}}_1\mathbf{A}_3(\xi_{\alpha_1})\mathbf{A}_2(\xi_{\beta_1})\mathbf{A}_3(\xi_{\gamma_1}),$$

$$\vec{\mathbf{E}}'_2(E'_{x2}, E'_{y2}, E'_{z2}) = \vec{\mathbf{E}}_2 \mathbf{A}_3(\xi_{\alpha_1}) \mathbf{A}_2(\xi_{\beta_1}) \mathbf{A}_3(\xi_{\gamma_1}),$$

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 $\Omega_{E3}$ и $\Omega_{E4}$ в топоцентрической ДСК $O_3X_3Y_3Z_3$ будут описываться уравнениями:

$$E'_{x3}(x + x_2) + E'_{y3}(y + y_2) + E'_{z3}(z + z_2) = 0, \tag{3}$$

$$E'_{x4}(x + x_2) + E'_{y4}(y + y_2) + E'_{z4}(z + z_2) = 0, \tag{4}$$

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 $\Omega_{E1}$ и $\Omega_{E2}$. Алгебраически такое построение соответствует решению системы уравнений (1) и (3):

$$\begin{cases} E'_{x1}(x + x_1) + E'_{y1}(y + y_1) + E'_{z1}(z + z_1) = 0; \\ E'_{x2}(x + x_1) + E'_{y2}(y + y_1) + E'_{z2}(z + z_1) = 0. \end{cases}$$

Аналогично строят линию положения ИРИ $l_2$ на пересечении плоскостей $\Omega_{E3}$ и $\Omega_{E4}$. Алгебраически такое построение соответствует решению системы уравнении (3) и (4):

$$\begin{cases} E'_{x3}(x + x_2) + E'_{y3}(y + y_2) + E'_{z3}(z + z_2) = 0; \\ E'_{x4}(x + x_2) + E'_{y4}(y + y_2) + E'_{z4}(z + z_2) = 0. \end{cases}$$

Решают систему, составленную из уравнений (1), (2), (3) и (4):

$$\begin{cases} E'_{x1}(x + x_1) + E'_{y1}(y + y_1) + E'_{z1}(z + z_1) = 0; \\ E'_{x2}(x + x_1) + E'_{y2}(y + y_1) + E'_{z2}(z + z_1) = 0; \\ E'_{x3}(x + x_2) + E'_{y3}(y + y_2) + E'_{z3}(z + z_2) = 0; \\ E'_{x4}(x + x_2) + E'_{y4}(y + y_2) + E'_{z4}(z + z_2) = 0. \end{cases} \tag{5}$$

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.

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 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. Богдановский С.В., Волков Р.В., Севидов В.В., Симонов А.Н. Способ поляризационного пеленгования радиосигналов. Патент на изобретение 2624449 C, 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.

# ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОНФИГУРАЦИИ СИСТЕМ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ С ПОМОЩЬЮ ГЕНЕТИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА

И. Ю. Еремеев[1], К. А. Неретина[1], В. В. Печурин[1]

[1]Военно-космическая академия имени А.Ф.Можайского, Санкт-Петербург, Россия

**Аннотация.** Развитие наукоемких технологий и искусственного интеллекта позволяет повысить точность систем позиционирования реального времени за счет оптимизации их пространственной конфигурации. При этом к наиболее подходящим технологиям решения такой задачи относятся генетические алгоритмы. В связи с этим рассмотрена современная стандартная схема и принцип работы генетического алгоритма, проведена формализация задачи оптимизации пространственной конфигурации системы позиционирования с помощью генетического алгоритма. Рассмотрены одноцелевая и многоцелевая оптимизация угломерных и разностно-дальномерных систем позиционирования реального времени относительно одной и нескольких опорных точек, представлены решения по их оптимальной пространственной конфигурации. Полученные генетическим алгоритмом практические результаты соответствую теоретическим.

**Ключевые слова:** системы позиционирования реального времени; оптимизация пространственной конфигурации; генетические алгоритмы.

# THE SPATIAL CONFIGURATION OPTIMIZATION OF REAL-TIME POSITIONING SYSTEMS USING A GENETIC ALGORITHM

I. U. Eremeev[1], K. A. Neretina[1], V.V. Pechurin[1]

[1]Military Space Academy named after A.F.Mozhaisky, St. Petersburg, Russia

**Abstract.** The development of high-tech technologies and artificial intelligence makes it possible to increase the precision of real-time positioning systems by optimizing their spatial configuration. At the same time, the most suitable technologies for solving such a problem include genetic algorithms. In this regard, the modern standard scheme and the principle of operation of the genetic algorithm are considered, the problem of optimizing the spatial configuration of the positioning system using a genetic algorithm is formalized. The single-objective and many-objective optimization of angle of arrival and time difference of arrival real-time positioning systems relative to one and many reference points are considered, solutions for their optimal spatial configuration are presented. The practical results obtained by the genetic algorithm correspond to the theoretical ones.

**Keywords:** real-time positioning systems; spatial configuration optimization; genetic algorithms.

## 1. Введение

Развитие наукоемких технологий и искусственного интеллекта обусловило расширение области применения систем позиционирования реального времени (СПРВ) [1, 2] и повышение требований к точности определения координат (ОК) различных пользователей и физических объектов от нескольких метров до нескольких десятков сантиметров. Для достижения такой точности применяются различные методы ОК (угломерный, дальномерный и разностно-дальномерный), специальные виды

радиосигналов и протоколов передачи данных, радиочастотные метки и оптимизация пространственной конфигурации (ОПрК) СПРВ.

ОПрК СПРВ заключается в определении такой пространственной конфигурации, которая обеспечивает наилучшую точность ОК в заданной области. При этом оптимальная пространственная конфигурация, кроме повышения точности, позволяет снизить сложность и стоимость СПРВ. Поэтому данная задача является актуальной и важной, а кроме этого, первоначальной.

Точность ОК характеризует степень соответствия измеренных координат радиопередающего устройства (РПдУ) его истинным координатам, и количественно оценивается среднеквадратическим значением погрешности измерения координат $\sigma_{ОК}$ [3]. Погрешность ОК РПдУ зависит от погрешности измерения координатно-информативного параметра $\sigma_{КИП}$ (параметра, несущего информацию о координатах РПдУ) и геометрического фактора СПРВ $\Gamma$ (коэффициента, определяющего изменение погрешности ОК РПдУ в зависимости от его положения относительно радиоприемных измерительных устройств (РПИУ):

$$\sigma_{ОК} = \sigma_{КИП} \cdot \Gamma, \quad (1)$$

где $\Gamma = \sqrt{tr(H^T H)^{-1}}$ – геометрический фактор СПРВ, $tr(\cdot)$ – процедура вычисления следа матрицы, $H$ – матрица частных производных, $(\cdot)^T$ – процедура транспонирования матрицы, $(\cdot)^{-1}$ – процедура вычисления обратной матрицы.

Матрица частных производных $H$ включает координаты РПдУ и всех РПИУ. Ее вид зависит от метода ОК [3]. Например, матрица частных производных $H_{УМ}$ для угломерной СПРВ имеет вид:

$$H_{УМ} = \begin{bmatrix} -\frac{y-y_1}{r_1^2} & \frac{x-x_1}{r_1^2} \\ \cdots & \cdots \\ -\frac{y-y_{N_{РПИУ}}}{r_{N_{РПИУ}}^2} & \frac{x-x_{N_{РПИУ}}}{r_{N_{РПИУ}}^2} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где $x$ и $y$ – координаты РПдУ, $x_1, \ldots x_i, \ldots, x_{N_{РПИУ}}$ и $y_1, \ldots y_i, \ldots, y_{N_{РПИУ}}$ – координаты РПИУ, $r_i = \sqrt{(x-x_i)^2 + (y-y_i)^2}$ – расстояние между РПдУ и $i$-ым РПИУ.

Увеличением числа РПИУ, РПдУ и повышение сложности рельефа местности географического района приводит к существенному увеличению размерности задачи пространственной конфигурации СПРВ, прямое решение которой становится невозможным. Методы линейной оптимизации либо не рассчитаны на поиск множества решений, либо требуют для этого очень больших временных затрат. Поэтому решить такую задачу легче приближенно с помощью использования технологий искусственного интеллекта [4]. При этом к наиболее подходящим технологиям решения такой задачи относятся генетические алгоритмы. Однако терминология теории генетических алгоритмов отличается от той, что принята в технических науках и поэтому требует некоторого пояснения.

## 2. Применение генетического алгоритма для оптимизации пространственной конфигурации СПРВ

Генетический алгоритм (ГА) – это эвристический алгоритм поиска, использующий принципы биологической эволюции, такие как отбор, скрещивание и мутация [5, 6]. Суть ГА заключается в том, что в ходе последовательной искусственной эволюции выживают (отбираются) наиболее приспособленные индивиды (решения), которые скрещиваются между собой и порождают новое потомство (решения). Для внесения нового разнообразия, неограниченного наследованием, выполняется случайная мутация некоторых потомков. В связи с тем, что ГА является эвристическим алгоритмом, полученные им решения являются субоптимальными.

В формализованном виде задача оптимизации на основе ГА выглядит следующим образом:

$$S = GA(S^0, f, N_S, GT, K, L), \quad (3)$$

где $S = (s_1, \ldots, s_j, \ldots, s_{N_S})$ – множество решений; $GA$ – генетический алгоритм; $N_S$ – размер множества (популяции) $S$; $S^0$ – исходное множество (популяция) решений; $f$ – функция приспособленности, а $\phi_i = f(s_i)$ – приспособленность $i$-го решения; $GT = \{cross, mut, sel, elite, scale\}$ – генетическое преобразование, включающее операторы скрещивания (*cross*), мутации (*mut*) отбора (*sel*), элитизма (*elite*) и масштабирования (*scale*); $K$ – критерий останова работы ГА; $L$ – ограничения.

Работа ГА начинается с формирования исходного множества решений $S^0$ (например, случайно, по равномерному закону распределения [5, 6]) при заданных ограничениях $L$ и критерии останова $K$ (рис. 1).

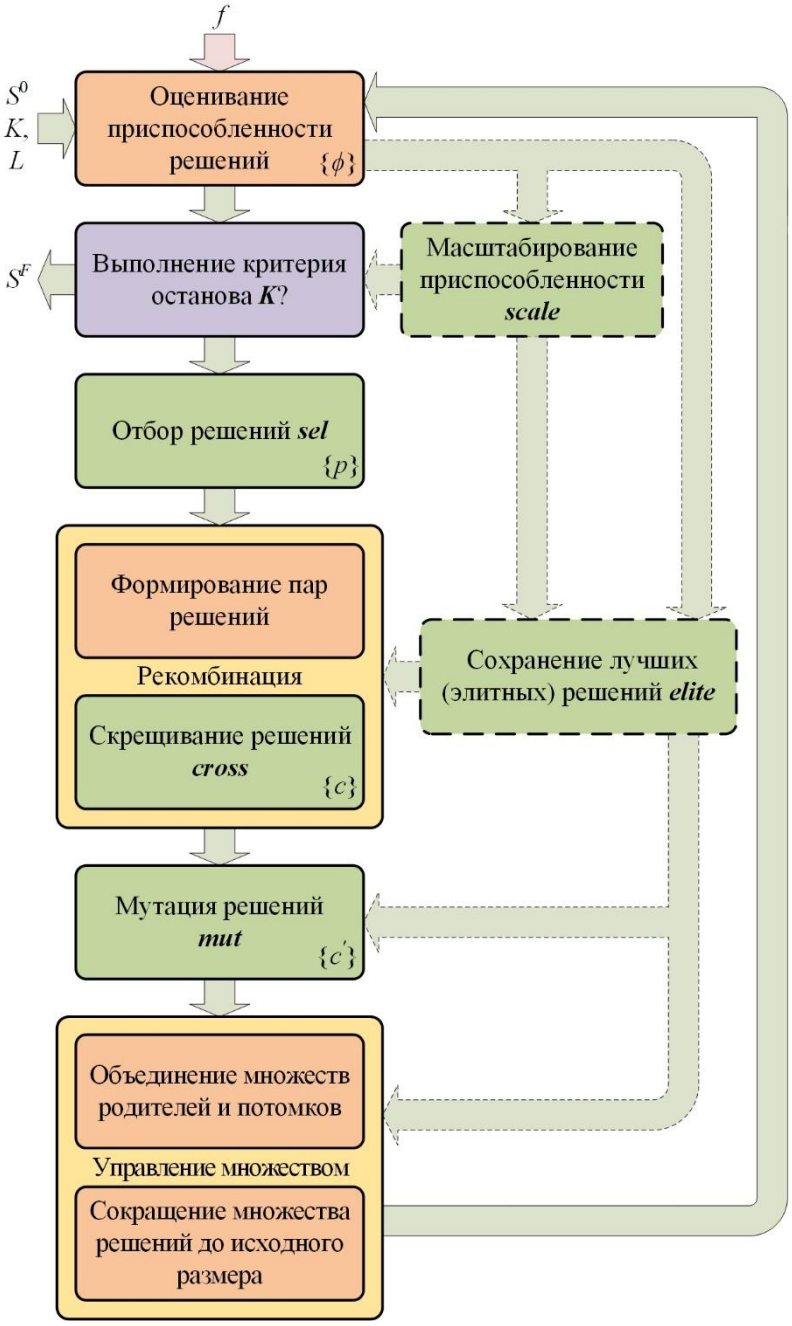



Рис. 1. Стандартная схема ГА

В соответствии с заданной функцией приспособленности $f$ оценивается приспособленность $\phi_i$ каждого решения $s_j$ множества $S^0$. При необходимости выполняется масштабирование приспособленности полученных решений [5, 6]. Отбор решений в множество следующего поколения $S^1$ осуществляется в соответствии с их приспособленностью [5, 6]. Отобранные решения являются родителями $p$ для следующих решений-потомков. В ходе скрещивания выбираются $N_S$ раз два случайных решения-родителя $p$, образующих двух решений-потомков $c$ [5, 6]. Полученные решения-потомки с некоторой вероятностью подвергаются мутации [5, 6], образуя новые мутированные решения $c'$. Полученные не мутированные $c$ и мутированные $c'$ решения-потомки переходят в следующее поколение и процесс эволюции повторяется снова, пока не выполнится критерий останова $K$ (например, будет достигнута требуемая точность ОК) [5, 6]. Для более быстрой сходимости лучшие (элитные) решения могут переходить в следующее поколение минуя скрещивание и мутацию. Схема $k$-го поколения эволюции ГА представлена на рис. 2.

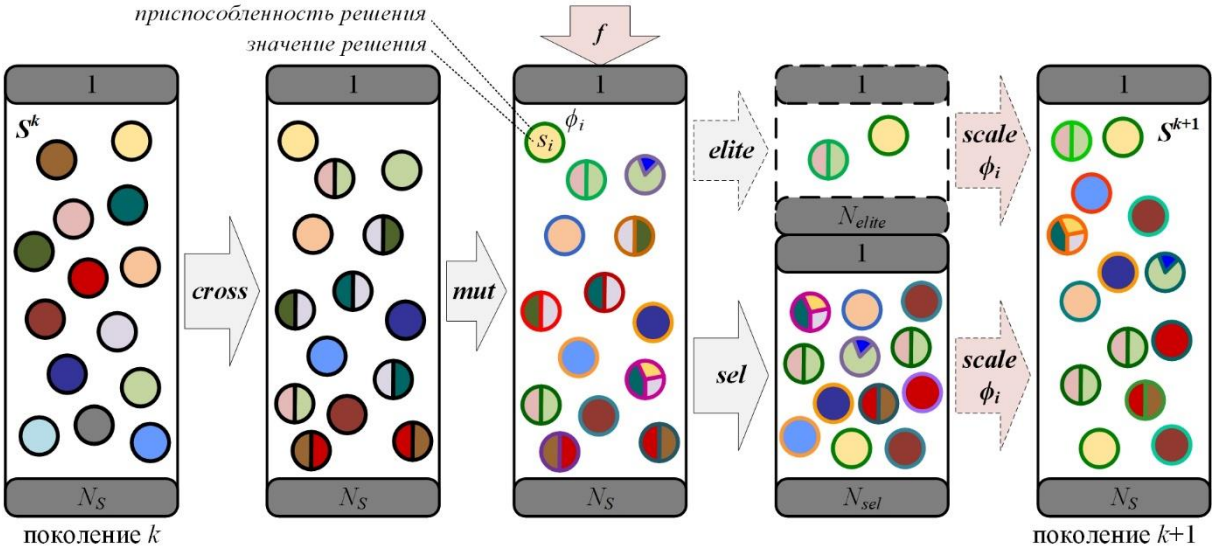



Рис. 2. Схема $k$-го поколения ГА
(где $N_{elite}$ и $N_{sel}$ – число элитных и отобранных решений)

Применительно к ОПрК СПРВ функция приспособленности определяется выражением (1). При этом в связи с тем, что цель оптимизации состоит в снижении погрешности ОК, приспособленность будет тем лучше, чем меньше ее значение. Поэтому искомое субоптимальное решение $s_{субопт}$, находящееся в множестве (популяции) $S^F$ последнего эволюционного поколения ГА, определяется лучшей приспособленностью:

$$f(s_{субопт}) = min\ f(s_j) |\ s_j \in S^F,\ j = 1, \ldots, N_S. \quad (4)$$

Как правило, в существующих программных библиотеках, реализующих ГА, решения (индивиды) представляются одномерными массивами [7]. Поэтому один $j$-ый вариант-решение пространственной конфигурации СПРВ имеет вид:

$$s_j = (x_{j,1}, y_{j,1}, z_{j,1}, \ldots, x_{j,i}, y_{j,i}, z_{j,i} \ldots, x_{j,N_{РПИУ}}, y_{j,N_{РПИУ}}, z_{j,N_{РПИУ}}), \quad (5)$$

где $x_{j,i}$, $y_{j,i}$, $z_{j,i}$ – координаты $i$-го РПИУ в $j$-ом решении, $j = 1, \ldots, N_S$, $i = 1, \ldots, N_{РПИУ}$; $N_{РПИУ}$ – число РПИУ.

ОПрК СПРВ может осуществляться относительно одной опорной точки (ОТ) и относительно некоторой области, которую можно описать множеством ОТ. Таким образом, ОПрК СПРВ может быть одноцелевой и многоцелевой.

## 3. Одноцелевая оптимизация пространственной конфигурации СПРВ с помощью генетического алгоритма

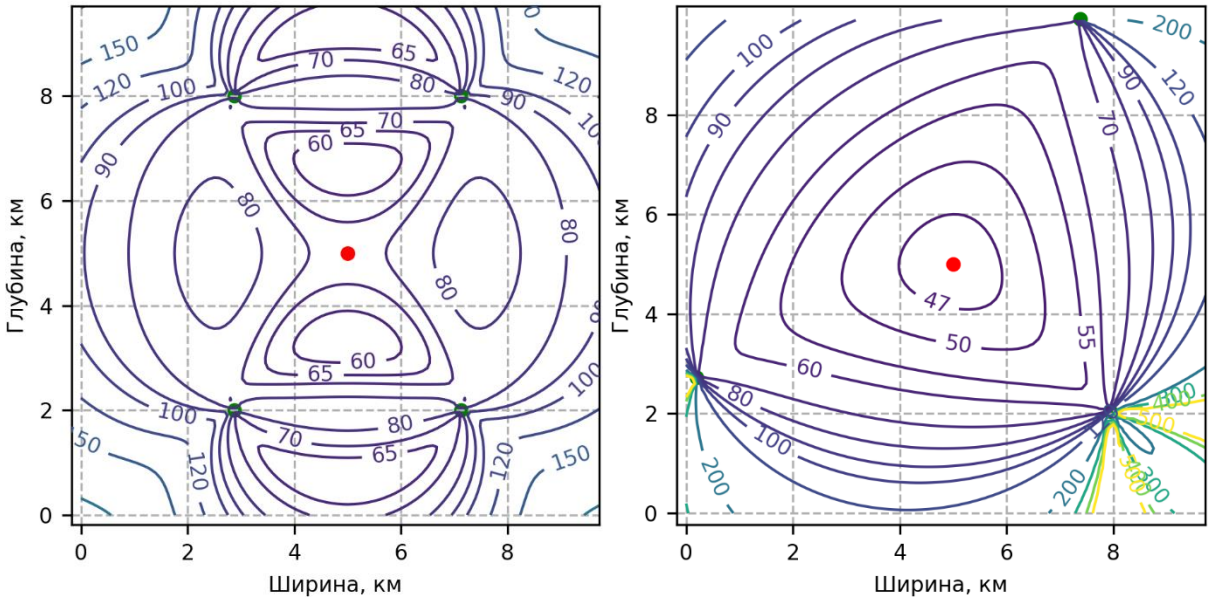
При одноцелевой ОПрК СПРВ использовалась стандартная схема ГА без процедуры масштабирования. Функция приспособленности была задана выражением (1) для одной ОТ. Применялись сохранение пяти элитных решений, турнирный отбор с размером турнира, равным 7 [6], имитирующее бинарное скрещивание (6), полиномиальная мутация (7). Размер популяции равнялся 300 решениям. В качестве критерия останова было задано максимально число поколений, равное 300. Результаты одноцелевой ОПрК угломерной и разностно-дальномерной СПРВ с четырьмя и тремя РПИУ соответственно представлены на рис. 3. Для демонстрации соответствия практических результатов теоретическим представлены результаты оптимизации конфигурации СПРВ на плоскости.

$$\begin{matrix} c_1 = 0{,}5\big((1+\beta)p_1 + (1-\beta)p_2\big) \\ c_2 = 0{,}5\big((1-\beta)p_1 + (1+\beta)p_2\big) \end{matrix}, \quad \beta = \begin{cases} (2u)^{\frac{1}{\eta_c+1}}, & \text{если } u \le 0{,}5 \\ \left(\frac{1}{2(1-u)}\right)^{\frac{1}{\eta_c+1}}, & \text{если } u > 0{,}5 \end{cases}, \tag{6}$$

где $c_1$ и $c_2$ – решения-потомки, полученные от скрещивания решений-родителей $p_1$ и $p_2$, $\eta_c$ – коэффициент разброса скрещивания (чем меньше значение, тем больше разброс), $u \in [0, 1)$ – случайное число из равномерного распределения.

$$c_i' = \begin{cases} c_i + (c_i - x_L)\overline{\delta}_L, & \text{если } u \le 0{,}5 \\ c_i + (x_U - c_i)\overline{\delta}_R, & \text{если } u > 0{,}5 \end{cases}, \quad \begin{matrix} \overline{\delta}_L = (2u)^{\frac{1}{\eta_m+1}} - 1, & \text{если } u \le 0{,}5 \\ \overline{\delta}_R = 1 - \big(2(1-u)\big)^{\frac{1}{\eta_m+1}}, & \text{если } u > 0{,}5 \end{matrix}, \tag{7}$$

где $c_i'$ – решение-потомок, полученный от мутации $c_i$, $x_L$ и $x_U$ – нижняя и верхняя границы ограничений, $\eta_m$ – коэффициент разброса мутации (чем меньше значение, тем больше разброс), $u \in [0, 1]$ – случайное число из равномерного распределения.




*а*) *б*)

Рис. 3. Пространственная конфигурация, полученная ГА при одноцелевой оптимизации, для угломерной а) и разностно-дальномерной б) СПРВ

На рис. 3 опорная точка и РПИУ обозначены соответственно красным и зеленым цветами. Контуры на рисунке соответствуют погрешности измерения пеленга в 1° и погрешности измерения разности расстояний в 50 м. Район размещения РПИУ ограничен размером 10 на 10 км. Кроме этого для угломерной СПРВ запрещено размещение РПИУ от 2 до 8 км по глубине (иначе РПИУ будут размещаться в координатах ОТ). Из рисунка

видно, что результаты одноцелевой ОПрК СПРВ, полученные ГА, соответствуют теоретическим [8, 9].

## 4. Многоцелевая оптимизация пространственной конфигурации СПРВ с помощью генетического алгоритма

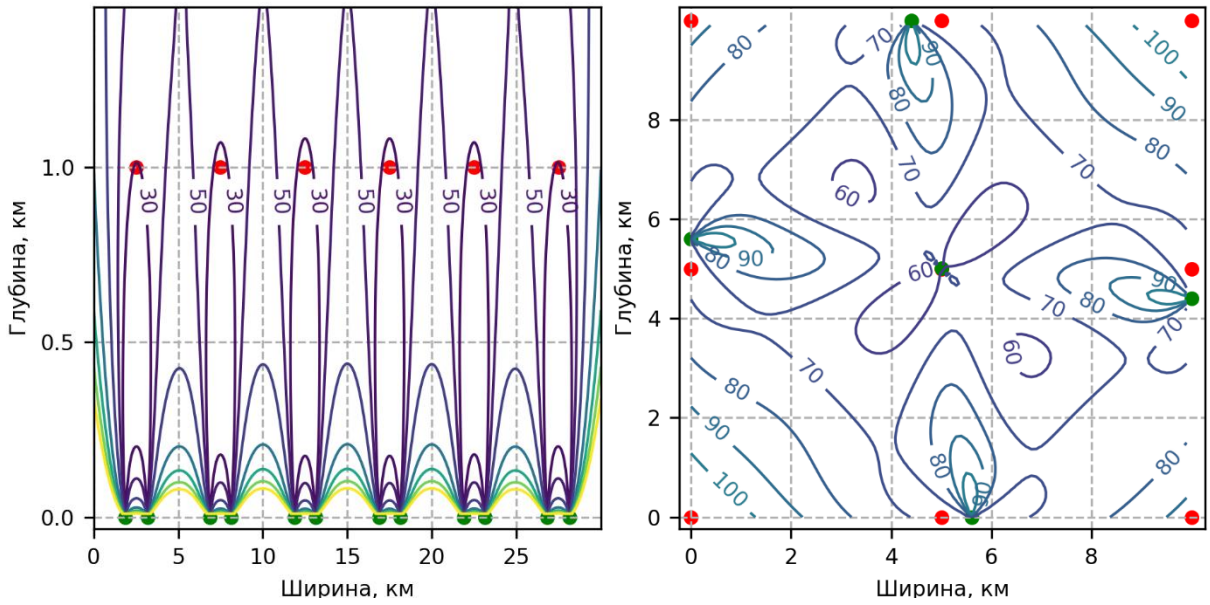
Отличительной особенностью многоцелевой оптимизации является использование нескольких функций приспособленности. Их число равняется числу ОТ, описывающих область, в которой СПРВ определяет координаты РПИУ. В каждой такой ОТ погрешность ОК должна быть наименьшей или другими словами должны быть наименьшими значения всех функций приспособленности:

$$min\ f(s) = [f_1(s), f_2(s), \ldots, f_{N_{от}}(s)], \quad (8)$$

где $N_{ОТ}$ – число опорных точек.

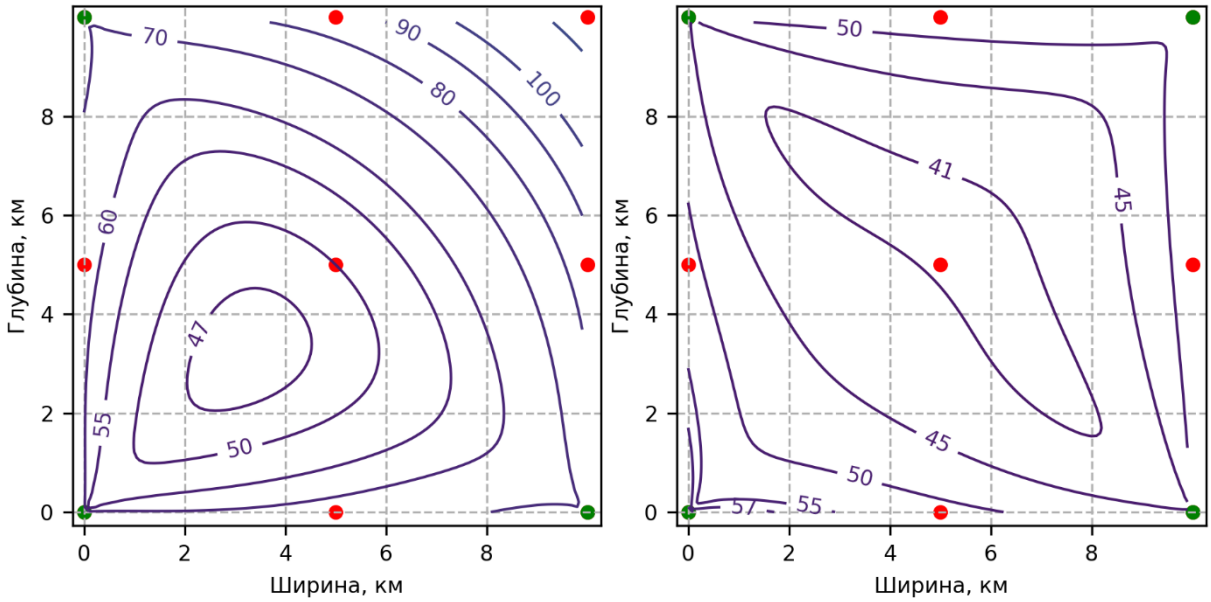
В теории многоцелевой оптимизации точка, удовлетворяющая выражению (8), называется идеальной [10]. Однако из-за того, что минимизация каждой конфликтующей функции приспособленности достигается за счет максимизации других, такой точки не существует. Поэтому многоцелевая ОПрК СПРВ осуществлялась по точке, в которой все целевые функции одновременно имеют наименьшие значения, и ни одно из них не конфликтует со значением любой другой функции. В иностранной литературе такая точка называется компромиссной, а компромиссная функция приспособленности задается длиной вектора от идеальной точки до точки компромисса [10]. В данном случае, т.к. идеальная точка имеет нулевые координаты, значение компромиссной функции вычислялось, как квадратный корень из суммы квадратов значений каждой функции приспособленности.

При многоцелевой оптимизации использовались те же схема и параметры ГА. Результаты многоцелевой ОПрК угломерной и разностно-дальномерной СПРВ с числом РПИУ, равным от 3 до 12, представлены на рис. 4 и 5. Для демонстрации соответствия практических результатов теоретическим также представлены результаты оптимизации конфигурации СПРВ на плоскости.




*а*) *б*)

Рис. 4. Пространственная конфигурация, полученная ГА, при многоцелевой оптимизации угломерной СПРВ




*а*) *б*)

Рис. 5. Пространственная конфигурация, полученная ГА,
при многоцелевой оптимизации разностно-дальномерной СПРВ

ОТ и РПИУ на рис. 4 и 5 обозначены соответственно красными и зелеными цветами. Контуры на рисунках соответствуют погрешности измерения пеленга в 1° и погрешности измерения разности расстояний в 50 м. На рис. 4*а* глубина для наглядности задана не пропорционально ширине, также задано ограничение по расположению РПИУ относительно ОТ не менее одного километра. На рис. 4*б*, 5*а*, 5*б* район размещения РПИУ и определения их координат СПРВ обозначен девятью ОТ. Результаты многоцелевой ОПрК СПРВ, полученные ГА, также соответствуют теоретическим [8, 9].

## 5. Заключение

Результаты ОПрК СПР были получены на обычном пользовательском компьютере за время, не превышающее одной минуты (при многоцелевой оптимизации). Полученные результаты соответствуют теоретическим и подтверждают возможность использования ГА для ОПрК СПРВ. Кроме представленных конфигураций СПРВ были исследованы и другие, в том числе трехмерные. Каждая исследованная конфигурация СПРВ обеспечивала низкую погрешность ОК в заданных ОТ. Однако использование стандартной схемы ГА приводит к тому, что несколько РПИУ в СПРВ размещаются в одних и тех же координатах и в самих ОТ. Это обусловлено тем, что функция приспособленности ни каким образом не учитывает энергетическую доступность к сигналу. Выходом из такой ситуации может послужить включение в схему ГА штрафной функции, которая будет уменьшать приспособленность решений при снижении энергетической доступности. Кроме этого включение в ограничения ГА цифровой карты местности (города) позволит получить решения, которые можно реализовать на практике.

## Литература

1. ГОСТ 30721–2020 Информационные технологии. Технологии автоматической идентификации и сбора данных. Гармонизированный словарь. введ. 31.08.2020. – М.: Стандартинформ, 2020. – 170 с.
2. Методы спутникового и наземного позиционирования. Перспективы развития технологий обработки сигналов, под ред. Д. Дардари, Э. Фаллетти, М. Луизе. – М.: Техносфера, 2012. – 528 с.

3. Печурин В.В., Печурин М.В., Колбаско И.В. Расчет рабочих зон систем определения местоположения // Электромагнитные волны и электронные системы, 2020. Том 25. № 6. С. 5 – 12.
4. ГОСТ Р 59277–2020 Системы искусственного интеллекта. Классификация систем искусственного интеллекта. введ. 01.03.2021. – М.: Стандартинформ, 2021. – 11 с.
5. Карпенко А.П. Современные алгоритмы поисковой оптимизации. Алгоритмы, вдохновленные природой. – 2-е изд. – Москва: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2017. – 446 с.
6. Саймон Д. Алгоритмы эволюционной оптимизации / пер. с англ. А.В. Логунова. – М.: ДМК Пресс, 2020. – 1002 с.
7. Blank J., Deb K., Pymoo: multi-objective optimization in python / IEEE Access Journal, Vol. 8. – 2020.
8. Печурин В.В., Чеборать И.В., Пивкин И.Г. Обеспечение минимальной погрешности определения координат источников радиоизлучений в наземных разностно-дальномерных системах // Радиотехника, 2020. – № 6 (11). – С. 69 – 76.
9. Печурин В.В., Печурин М.В., Копичев О.А. Минимальная погрешность в угломерных системах определения местоположения с двумя приемными пунктами // Электромагнитные волны и электронные системы, 2020. – Том 25. – № 6. – С. 13 – 20.
10. Xinjie Yu, Mitsuo Gen Introduction to evolutionary algorithms, Springer, 2010. – 418 p.

**REFERENCES**

1. GOST 30721–2020 Information technology. Automatic identification and data collection technologies. A harmonized dictionary. introd. 08/31/2020. – Moscow: Standartinform, 2020. – 170 p.;
2. Satellite and terrestrial radio positioning techniques. A signal processing perspective, D. Dardari, E. Falletti, M. Louise. – M.: Technosphere, 2012. – 528 p.
3. Pechurin V.V., Pechurin M.V., Kolbasko I.V. Dilution of precision computation for positioning systems // Electromagnetic waves and Electronic Systems, 2020. Volume 25. No. 6. pp. 5 – 12.
4. GOST R 59277-2020 Artificial intelligence systems. Classification of artificial intelligence systems. introd. 03/01/2021. – Moscow: Standartinform, 2021. – 11 p.
5. Karpenko A.P. Modern search engine optimization algorithms. Algorithms inspired by nature. – 2nd ed. – Moscow: Publishing House of Bauman Moscow State Technical University, 2017. – 446 p.
6. Simon D. Evolutionary optimization algorithms / translated from English by A.V. Logunov. – M.: DMK Press, 2020. – 1002 p.
7. Blank J., Deb K., Pymoo: multi-objective optimization in python / IEEE Access Journal, Vol. 8. – 2020.
8. Pechurin V.V., Cheborat I.V., Pivkin I.G. Minimum inaccuracy ensuring of the radio source positioning in the time difference of arrival systems // Radio engineering, 2020. – № 6 (11). – Pp. 69 – 76.
9. Pechurin V.V., Pechorin M.V., Kopichev O.A. Minimum precision in direction of arrivals positioning systems with two receiving stations // Electromagnetic waves and Electronic Systems, 2020. – Volume 25. – No. 6. – pp. 13 – 20.
10. Xinjie Yu, Mitsuo Gen Introduction to evolutionary algorithms, Springer, 2010. – 418 p.

# ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ОШИБОК ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ АВТОНОМНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ НА ТОЧНОСТЬ КООРДИНАТОМЕТРИИ УПРАВЛЯЕМЫХ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ

Ю. Л. Козирацкий, Р. Г. Хильченко, Е. М. Шутько

ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия

**Аннотация.** Для управления воздушным объектом в зоне ограниченного доступа к спутниковой радионавигационной системе предложено организовать наземную локальную автономную навигационную систему. Разработанная в статье имитационная модель позволяет исследовать влияние ошибок позиционирования элементов автономной навигационной системы на точность координатометрии управляемых воздушных объектов относительно требуемой траектории полета.

**Ключевые слова:** оценка координат, воздушный объект, автономная навигационная система, передатчик навигационного сигнала, точность, ошибки позиционирования, бортовая подсистема навигационной коррекции.

# THE ESTIMATION OF THE INFLUENCE MISTAKE POSITIONING COMPONENT ELEMENT AUTONOMOUS NAVIGATIONAL SYSTEM ON ACCURACY OF THE DETERMINATION OF THE COORDINATES OPERATED AIR OBJECT

Yu. L. Koziratsky, R. G. Khilchenko, E. M. Shutko

Military Training and Research Center of the Air Force, «Air Force Academy ft. Professor N. E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin», Voronezh, Russia

**Abstract.** For air object governing in zone, where is absent the access to satellite navigational system, is offered organize the overland local autonomous navigational system. In article is designed simulation model, which allows to research the influence a mistake of components of the autonomous navigational system on accuracy of the determination of the coordinates of the air object.

**Keywords:** estimation of the coordinates, air object, autonomous navigational system, transmitter of the navigational signal, accuracy, mistakes of the positioning, on-board subsystem to navigational correction.

## 1. Введение

Процесс управления воздушным объектом подразумевает изменение траектории его движения (полета) во времени и связан с оценкой большого количества параметров [1, 2]. К числу частных задач управления относится задача определения собственных координат воздушных объектов, для решения которой наибольшее распространение получили бортовые средства спутниковой радионавигационной системы (СРНС). Качество решения этой задачи может быть подорвано помеховым воздействием различного происхождения и при наличии запредельных ошибок координатометрии велика вероятность срыва управления, влекущего за собой потерю объекта и невыполнение возложенной на него задачи [3].

Для ситуации, когда сложная электромагнитная обстановка преднамеренно создана в пределах ограниченной области воздушного пространства, а необходимость появления в ней управляемого воздушного объекта (УВО) превышает указанные выше

риски, проблема оценки координат может быть решена путем формирования локальной помехоустойчивой автономной навигационной системы (АНС) [4].

На рисунке 1 представлен возможный вариант формирования АНС, обеспечивающей координатометрию УВО в зоне ограниченного доступа к СРНС, суть которого заключается в следующем.

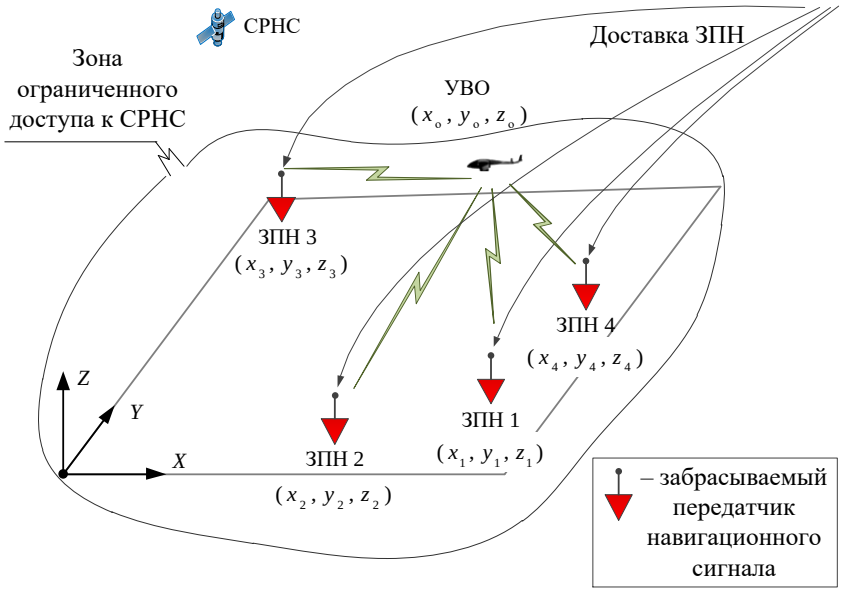



Рис. 1. Вариант формирования АНС, обеспечивающей координатометрию УВО в зоне ограниченного доступа к СРНС

Основным элементом АНС является забрасываемый передатчик навигационного сигнала (ЗПН), представляющий собой автономный источник кодированного (шумоподобного) навигационного сигнала, в состав которого включены средства радионавигационного определения координат и приемопередачи радиосигналов для дистанционной подстройки излучаемого сигнала [5]. Доставка ЗПН осуществляется заблаговременно, а сам процесс формирования информационно-устойчивой зоны применения УВО включает в себя: проверку функционирования по мощности и структуре сигналов; оценку качества формирования навигационных сигналов; определение собственных координат ЗПН (в интервалы времени качественного приема сигналов СРНС, либо в результате накопления навигационной информации от СРНС); анализ взаимного расположения ЗПН; синхронизацию работы ЗПН, для случая отсутствия системы единого времени.

Посредством бортовой аппаратуры УВО осуществляется его привязка к созданной АНС с последующим выполнением задач по предназначению с минимальными ошибками оценки собственных координат. При этом точность координатометрии УВО будет определяться ошибками позиционирования ЗПН, что объясняет необходимость обоснования требований к точностным характеристикам АНС.

Целью настоящей статьи является оценка влияния ошибок позиционирования элементов АНС на точность координатометрии управляемых воздушных объектов, позволяющая обосновать возможность реализации АНС, а также требования к ее точностным характеристикам.

## 2. Решаемые задачи и структурная схема имитационной модели

Определение текущих координат УВО в АНС осуществляется на этапе его вхождения в зону устойчивого приема навигационных сигналов ЗПН.

Будем считать, что для обеспечения синхронизации функционирования УВО и применяемых ЗПН используется система единого времени, нестабильность которой пренебрежимо мала [6]. Бортовая аппаратура УВО, работая в пассивном режиме, производит оценку собственных координат дальномерным, либо разностно-дальномерным методом [7], оперируя следующими исходными данными:

– местоположение (координаты) наземных передатчиков навигационного сигнала (определяются каждым ЗПН и синхронно излучаются);

– номер ЗПН (присваивается заблаговременно и зашифрован в кодовой посылке навигационного сигнала);

– моменты времени синхронного излучения ЗПН.

Процесс оценки координат и управления траекторией полета воздушного объекта в рамках АНС может быть представлен последовательностью решения следующих задач.

1. Оценка координат ЗПН АНС.

2. Синхронное излучение навигационных сигналов ЗПН.

3. Оценка координат УВО по принятым навигационным сигналам в соответствии с реализуемым методом.

4. Оценка отклонения координат УВО от требуемой траектории полета.

5. Формирование и выдача сигналов управления (коррекции) траекторией полета воздушного объекта, компенсирующих выявленные отклонения.

Одним из подходов к обоснованию возможности реализации АНС, а также требований к ее точностным характеристикам является имитационное моделирование исследуемого процесса, допускающее внесение элемента случайности в результат решения обозначенных выше задач. Структурная схема имитационной модели, воспроизводящей решение первых четырех задач, в предположении о том, что точность координатометрии УВО (задача 3), находящегося в зоне устойчивого приема сигналов АНС, зависит лишь от ошибок позиционирования ее наземных передатчиков (задача 1), показана на рисунке 2.

Измеренные координаты ЗПН формируются в блоке 3 предложенной схемы, как трехмерный нормальный закон распределения их случайных значений, математическое ожидание которых соответствует истинным координатам ЗПН (формируются в блоке 1), а среднее квадратичное отклонение задается в блоке 2 и является характеристикой точности АНС.

В блоке 4 реализован метод определения пространственных координат УВО, использующий оценки местоположения ЗПН (из блока 3) и моменты синхронного излучения навигационных сигналов (из блока 5).

В качестве примера рассмотрим дальномерный метод определения координат, для которого необходимо минимум три ЗПН. Аналитически этот метод может быть реализован следующим образом [8].

1. На основании известных моментов времени ($t_{\text{изл}\,g}$) синхронного излучения навигационных сигналов (формируются блоком 5), измеряются величины наклонных дальностей:

$$l_i = c\left(t_{\text{прм}\,i} - t_{\text{изл}\,g}\right) = c\tau_{gi}\ ; \quad i = \overline{1,N}\ ; \quad g = \overline{1,G}\ , \qquad (1)$$

где $c$ – скорость света; $\tau_{gi} = t_{\text{прм}\,i} - t_{\text{изл}\,g}$ – время задержки навигационного сигнала $i$-го ЗПН между моментами его $g$-го излучения и приема; $N$ – количество применяемых ЗПН $(N = 3)$; $G$ – число моментов периодического синхронного излучения навигационных сигналов за время пребывания УВО в зоне АНС.

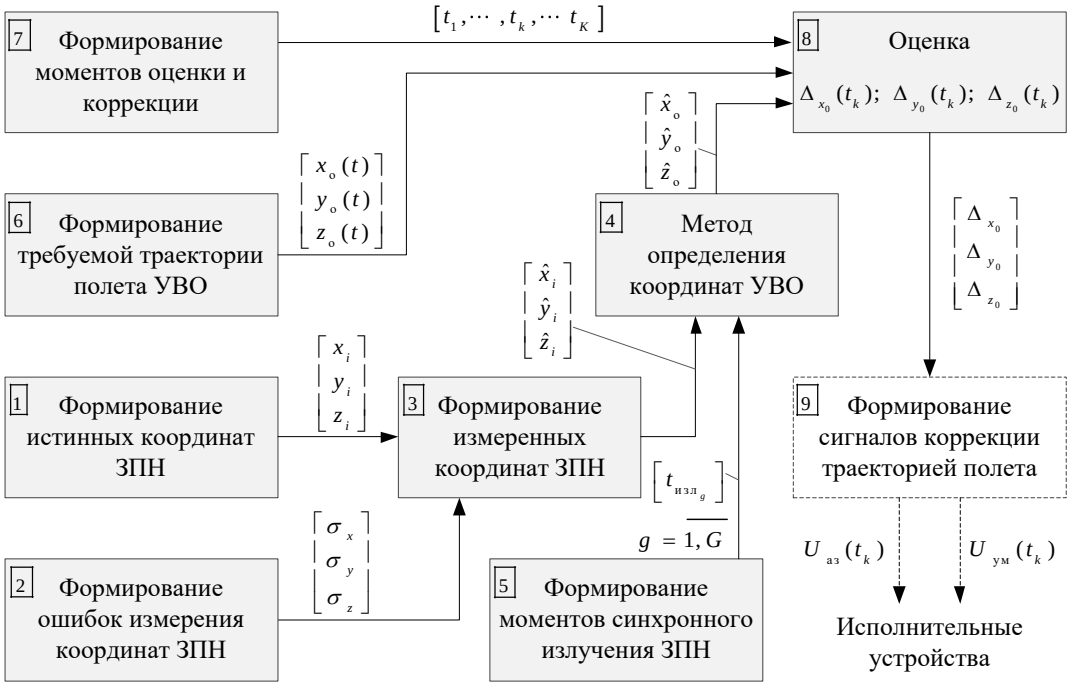



Рис. 2. Структурная схема имитационной модели процесса оценки координат УВО в рамках АНС

2. Мгновенные значения этих дальностей имеют известную связь с координатами местоположения УВО $(x_o, y_o, z_o)$ и точек позиционирования ЗПН $(x_i, y_i, z_i)$:

$$l_i = \sqrt{(x_o - x_i)^2 + (y_o - y_i)^2 + (z_o - z_i)^2}\ . \qquad (2)$$

Выражение (2) представляет собой систему трех навигационных уравнений с тремя неизвестными $(x_o, y_o, z_o)$.

3. Возведением левых и правых частей системы уравнений (2) в квадрат, получим:

$$\begin{cases} l_1^2 = \rho_o^2 + \rho_1^2 - 2\left(x_o x_1 + y_o y_1 + z_o z_1\right) \\ l_2^2 = \rho_o^2 + \rho_2^2 - 2\left(x_o x_2 + y_o y_2 + z_o z_2\right) \\ l_3^2 = \rho_o^2 + \rho_3^2 - 2\left(x_o x_3 + y_o y_3 + z_o z_3\right) \end{cases}, \qquad (3)$$

где $\rho_i^2 = x_i^2 + y_i^2 + z_i^2$ ; $\rho_o^2 = x_o^2 + y_o^2 + z_o^2$.

4. Путем вычитания из $j$-го уравнения $(j = 2, 3)$ системы (3) первого и приведем к виду:

$$\begin{cases} x_{\text{о}}\left(x_2 - x_1\right) + y_{\text{о}}\left(y_2 - y_1\right) = a_{21} - z_{\text{о}}\left(z_2 - z_1\right) \\ x_{\text{о}}\left(x_3 - x_1\right) + y_{\text{о}}\left(y_3 - y_1\right) = a_{31} - z_{\text{о}}\left(z_3 - z_1\right) \end{cases}, \tag{4}$$

где $a_{j1} = \dfrac{\rho_j^2 - \rho_1^2 + l_1^2 - l_j^2}{2},\ j = 2, 3$.

Решение (4) относительно координат $x_0,\ y_0$ записывается в виде:

$$\begin{cases} x_{\text{о}}\left(z_{\text{о}}\right) = b_{0x} + b_{1x} z_{\text{о}} \\ y_{\text{о}}\left(z_{\text{о}}\right) = b_{0y} + b_{1y} z_{\text{о}} \end{cases}, \tag{5}$$

где $b_{0x} = \dfrac{a_{21}\left(y_3 - y_1\right) - a_{31}\left(y_2 - y_1\right)}{\left(x_2 - x_1\right)\left(y_3 - y_1\right) - \left(x_3 - x_1\right)\left(y_2 - y_1\right)}$ ; $b_{1x} = \dfrac{\left(y_2 - y_1\right)\left(z_3 - z_1\right) - \left(y_3 - y_1\right)\left(z_2 - z_1\right)}{\left(x_2 - x_1\right)\left(y_3 - y_1\right) - \left(x_3 - x_1\right)\left(y_2 - y_1\right)}$ ;

$b_{0y} = \dfrac{a_{31}\left(x_2 - x_1\right) - a_{21}\left(x_3 - x_1\right)}{\left(x_2 - x_1\right)\left(y_3 - y_1\right) - \left(x_3 - x_1\right)\left(y_2 - y_1\right)}$ ; $b_{1y} = \dfrac{\left(x_3 - x_1\right)\left(z_2 - z_1\right) - \left(x_2 - x_1\right)\left(z_3 - z_1\right)}{\left(x_2 - x_1\right)\left(y_3 - y_1\right) - \left(x_3 - x_1\right)\left(y_2 - y_1\right)}$ .

Подставляя $x_{\text{о}},\ y_{\text{о}}$ из системы (5) в одно из уравнений (например, в первое) системы (3), получим квадратное уравнение:

$$\begin{aligned} &\left(b_{1x}^2 + b_{1y}^2 + 1\right) z_{\text{р}}^2 + 2\left(b_{0x} b_{1x} + b_{0y} b_{1y} - b_{1x} x_1 - b_{1y} y_1 - z_1\right) z_{\text{р}} + \\ &+ \left(b_{0x}^2 + b_{0y}^2 + \rho_1^2 + l_1^2 - 2 b_{0x} x_1 - 2 b_{0y} y_1\right) = 0 . \end{aligned} \tag{6}$$

Решение квадратного уравнения (6) дает оценку координаты $z_{\text{о}}$:

$$\begin{aligned} z_{\text{о}} = \left(b_{1x}^2 + b_{1y}^2 + 1\right)^{-1} \Big\{ &\left(z_1 - b_{0x} b_{1x} - b_{0y} b_{1y} + b_{1x} x_1 + b_{1y} y_1\right) \pm \\ \pm &\left[\left(z_1 - b_{0x} b_{1x} - b_{0y} b_{1y} + b_{1x} x_1 + b_{1y} y_1\right)^2 - \left(b_{1x}^2 + b_{1y}^2 + 1\right) \times \right. \\ &\left. \times \left(b_{0x}^2 - 2 x_1 b_{0x} + b_{0y}^2 - 2 y_1 b_{0y} + l_1^2 + \rho_1^2\right)\right]^{1/2} \Big\}, \end{aligned} \tag{7}$$

двузначность которой устраняется, например, путем сравнения с предварительными сведениями о координатах ракеты и выполнением требования $z_{\text{о}} \geq 0$.

Мгновенные значения координат $x_{\text{о}},\ y_{\text{о}}$ вычисляются подстановкой $z_{\text{о}}$ из (7) в выражение (5).

При этом в связи с наличием ошибок позиционирования ЗПН, заданных блоком 2, найденные координаты УВО на выходе блока 4 будут носить оценочный характер и отличаться от истинных значений. В блоке 8 решается задача оценки соответствия измеренных координат УВО координатам требуемой траектории полета, формируемым в блоке 6, посредством определения пространственной ошибки координатометрии в дискретные моменты времени, задаваемые блоком 7.

На основании ошибок координатометрии в блоке 9 формируются сигналы управления (коррекции) траекторией полета воздушного объекта по азимуту и углу места, передаваемые на исполнительные плоскости управления.

### 3. Допущения, исходные данные и результаты моделирования

В соответствии со структурной схемой, показанной на рисунке 2, проведено имитационное моделирование исследуемого процесса с использованием компьютерной среды программирования MATLAB. При этом были приняты следующие ограничения и допущения.

1. Наклонные дальности до УВО не превышают расстояния между любой парой ЗПН.

2. Размещение ЗПН на земной поверхности исключает влияние рельефа местности и мешающих объектов на качество работы АНС.

3. Позиционирование ЗПН оцениваются с одинаковой точностью по всем трем координатам, значения которых независимы друг от друга.

4. Ошибки координатометрии УВО, вызванные погрешностями измерения наклонных дальностей (точность измерения временных задержек) пренебрежимо мало по сравнению с ошибками позиционирования ЗПН на местности.

Исходные данные моделирования приведены в таблице 1.

Таблица 1. Исходные данные моделирования

| № ЗПН | Координаты ЗПН | | | Ошибки позиционирования ЗПН |
|---|---|---|---|---|
| | $x_i$, *м* | $y_i$, *м* | $z_i$, *м* | $\sigma_x = \sigma_y = \sigma_z$ |
| 1 | 6000 | 6000 | 6 | 3 |
| 2 | 1000 | 5000 | 2 | 3 |
| 3 | 1000 | 1000 | 0 | 3 |

Результаты моделирования в виде точек трехмерной системы координат, полученных итерационным путем оценочных значений координат УВО на фоне требуемой траектории полета для пяти моментов времени $(K = 5)$ и для различных условий, представлены на рисунках 3, 4.

На рисунке 3 представлены результаты оценки координат УВО в зоне устойчивого приема сигналов АНС для требуемого полета по прямолинейной траектории под различными углами зрения. Такая траектория является характерной для летательных аппаратов (пилотируемых и беспилотных), однако в качестве УВО могут рассматриваться боеприпасы с бортовой подсистемой навигационной коррекции. В этом случае имеет смысл оценки координат УВО, полет которого к точечному объекту поражения (ТОП) осуществляется по баллистической траектории.

На рисунке 4 показаны результаты оценки координат УВО в зоне устойчивого приема сигналов АНС для требуемого полета по баллистической траектории, характерной корректируемым боеприпасам.

Анализ представленных на рисунках 3 и 4 результатов моделирования позволяет сформулировать следующие выводы.

1. Для рассмотренных траекторий полета УВО наименьшую точность координатометрии демонстрирует оценка координаты $z_{\text{о}}$ , характеризуемая высоту полета.

2. Точность оценок координат УВО в горизонтальной плоскости $(x_{\text{о}}, y_{\text{о}})$, для заданных значений вероятного отклонения координатометрии ЗПН, можно считать допустимой.

3. Для повышения точности координатометрии УВО и исключения запредельных ошибок их определения объект должен обладать возможностью определения собственной высоты полета.

4. Применительно к боеприпасу с бортовой подсистемой навигационной коррекции проблема запредельных ошибок оценки координат УВО по высоте может быть решена путем изменения траектории на конечном участке его полета, как это показано на рисунке 5.

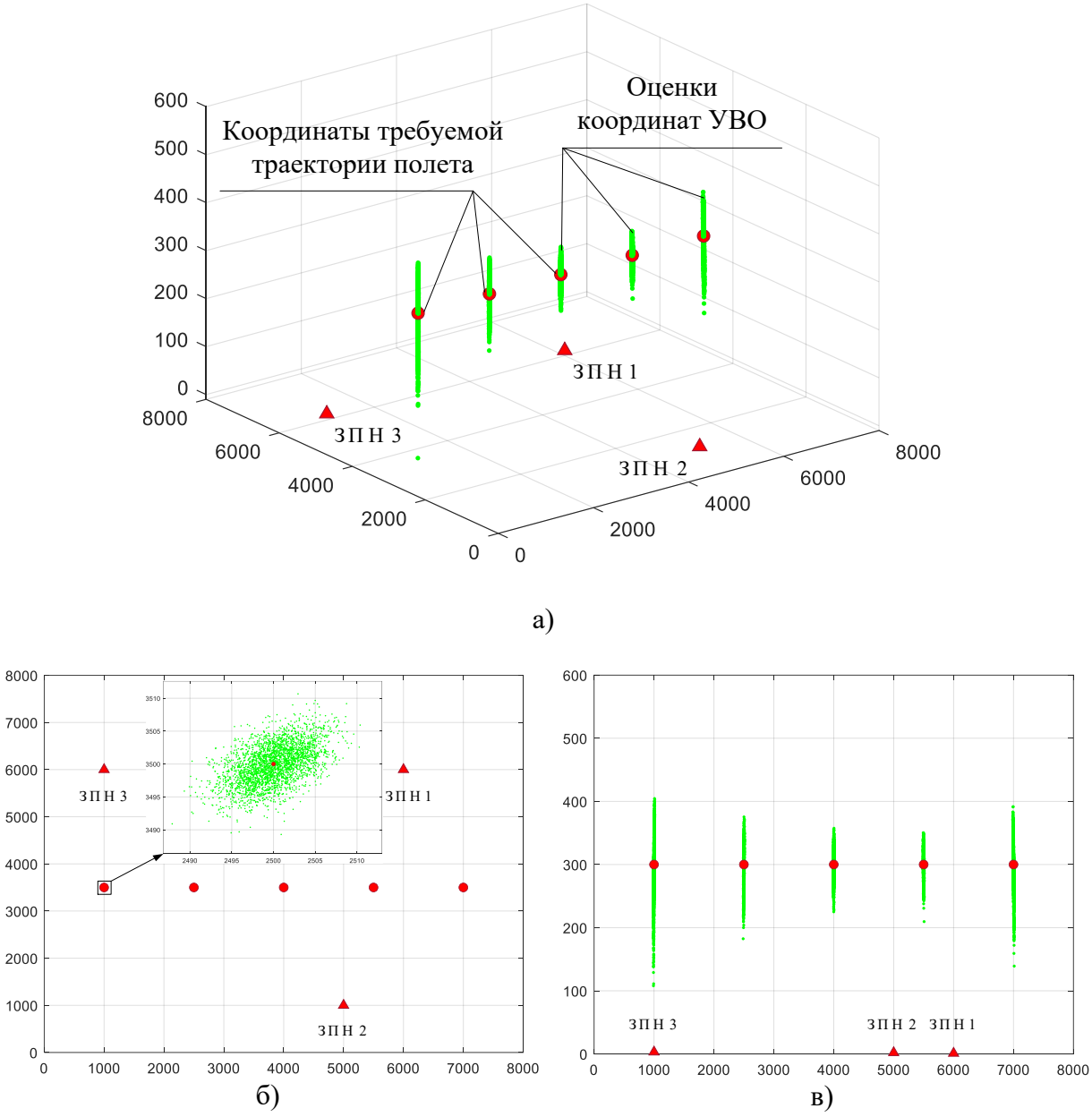



Рис. 3. Результаты оценки координат УВО в зоне устойчивого приема сигналов АНС для требуемого полета по прямолинейной траектории: а) – трехмерное изображение; б) – в горизонтальной плоскости (вид сверху); в) – в вертикальной плоскости (вид слева)

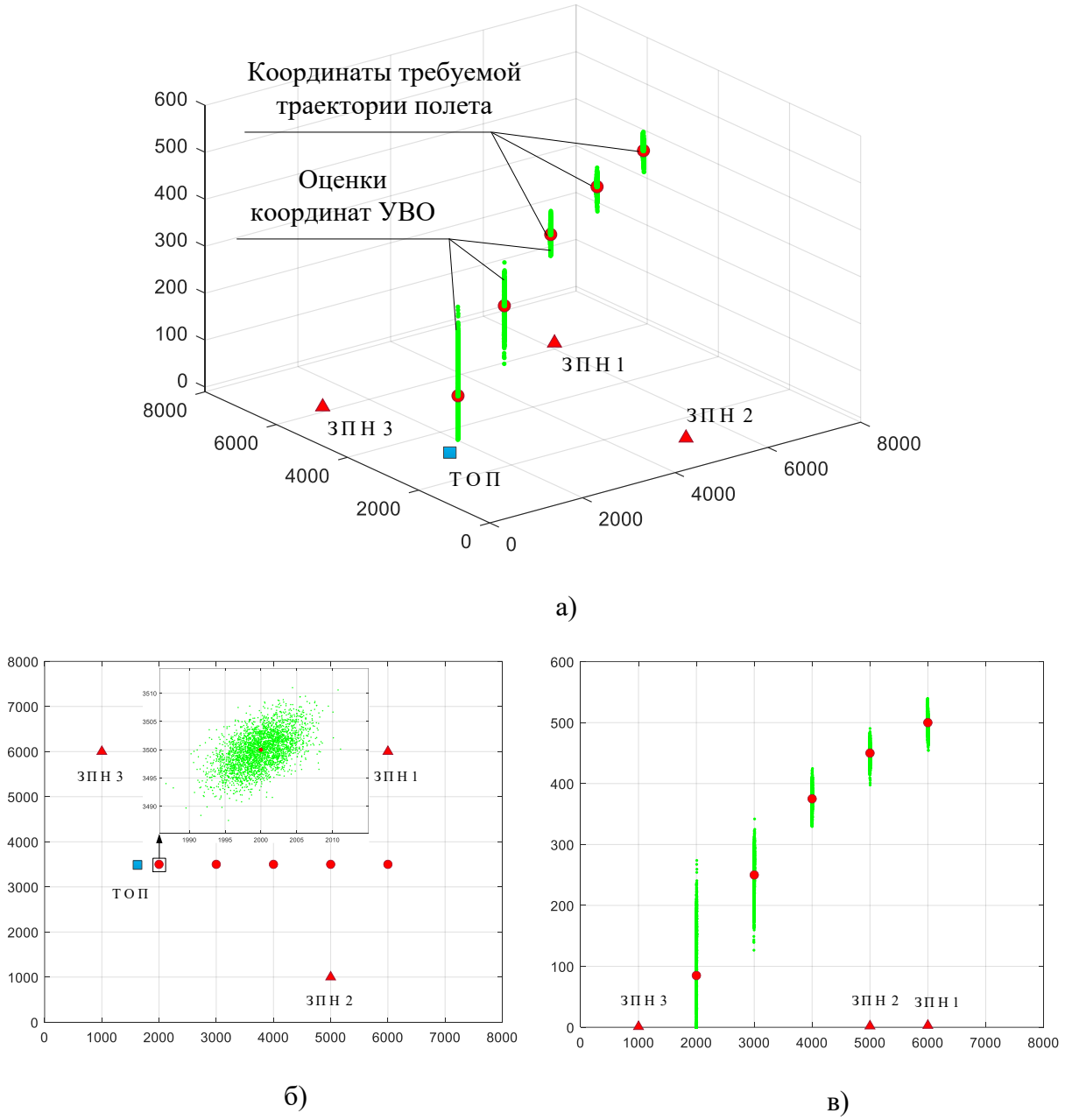



Рис. 4. Результаты оценки координат УВО в зоне устойчивого приема сигналов АНС для требуемого полета по баллистической траектории: а) – трехмерное изображение; б) – в горизонтальной плоскости (вид сверху); в) – в вертикальной плоскости (вид слева)

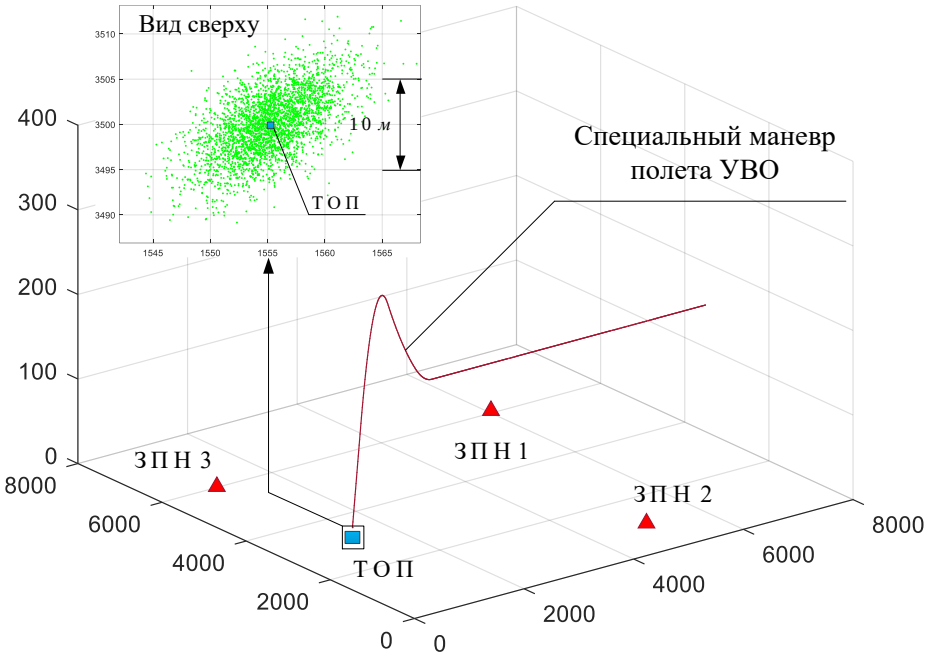



Рис. 5. Результаты оценки координат УВО в зоне устойчивого приема сигналов АНС для требуемого полета по специальной траектории (при выполнении специального маневра)

## 4. Заключение

Полученные результаты и сформулированные по ним выводы позволяют определить направления дальнейшего исследования возможности реализации и обоснования требований к АНС, среди которых:

– разработка подобной имитационной модели, реализующей разностно-дальномерный метод определения пространственных координат УВО, провести сравнительный анализ результатов с результатами, полученными в настоящей статье;

– обоснование пространственно-энергетических требований к формированию АНС, обеспечивающих допустимые (в рамках решаемой задачи) ошибки координатометрии УВО;

– обоснование максимально допустимых ошибок позиционирования элементов АНС в зависимости от геометрических размеров объекта поражения в картинной плоскости (применительно к боеприпасу с бортовой подсистемой навигационной коррекции);

– разработка подобной имитационной модели, учитывающей, помимо ошибок позиционирования элементов АНС, ошибки измерения на борту УВО наклонных дальностей.

## Литература

1. Козирацкий Ю.Л., Кадыков Е.Ф. Алгоритм совместного различения и оценивания параметров траекторий движущихся объектов при наличии информации о конечных точках. Радиотехника, 1996. № 6. С. 18-24.
2. Козирацкий Ю.Л., Лысенко В.Ф. Об одном решении задачи совместного различения и оценивания параметров возмущенной траектории летательного аппарата. Материалы IV Международной научно-практической конференции «Информатика: проблемы, методология, технологии». Воронеж: ВГУ, 1998. С. 86-93.
3. Дятлов А.П., Дятлов П.А., Кульбикаян Б.Х. Радиоэлектронная борьба со спутниковыми радионавигационными системами. М.: Радио и связь, 2004. 226 с.

4. Хильченко Р.Г. Способ координатометрии планирующего воздушного объекта в рамках автономной навигационной системы и основные пути его реализации. Материалы XXIV Международной научно-методической конференции «Информатика: проблемы, методология, технологии» (14-15 февраля 2024 года). Воронеж: ВГУ, 2024. С. ___-___.
5. Способ радиопротиводействия зенитно-ракетным комплексам. Козирацкий Ю.Л., Кулешов П.Е., Бутузов В.В., Хильченко Р.Г. Патент на изобретение 2755567 С1, 17.09.2021. Заявка № 2020143020 от 24.12.2020.
6. Филимонов С.В. Обеспечение единства времени в отрасли связи России. Первая миля, 2011. № 3. С. 8-15.
7. Радиотехнические системы. Учебник для вузов / Под ред. Ю.М. Казаринова. М.: Сов. радио, 1968. 496 с.
8. Гринкевич А.В. Радионавигация. Учебно-методическое пособие. Минск: БГУИР, 2018. 214 с.

## REFERENCES

1. Koziracкiy Yu.L., Kadykov E.F. Algorithm of the joint distinguishing and check parameter to paths of the motion objects at presence of information on endpoints. Radiotechnics, 1996. № 5. – P.p. 18-24.
2. Koziracкiy Yu.L., Lysenko V.F. One decision of the problem of the joint distinguishing and check parameter flight path of the flying machine. The Material IV International scientifically-methodical conference «Informatics: problems, methodology, technologies» (the February 14-15 1998). Voronezh: VGU, 1998. – Pp. 86-93.
3. Dyatlov A.P., Dyatlov P.A., Kulbikayan B.Kh. Electronic warfare against satellite radio navigation systems. M.: Radio and communication, 2004. – 226 p.
4. Khilichenko R.G. The Way of the determination of the coordinates planning air object, which is found in autonomous navigational system and the primary tasks to realization of the way. The Material XXIV International scientifically-methodical conference «Informatics: problems, methodology, technologies» (the February 14-15 2024). Voronezh: VGU, 2024.
5. The Way of the reluctance zenithal missile complex. Koziracкiy Yu.L., Kuleshov P.E., Butuzov V.V., Khilichenko R.G. The Patent for invention № 2755567 C1 from 17.09.2021. The Demand № 2020143020 from 24.12.2020.
6. Filimonov C.B. Provision unity time in branches relationship to Russia. The First mile, 2011. № 3. – Pp. 8-15.
7. The Systems radio engineering. The Textbook for high school / Under editing Yu.M. Kazarinov. M.: Soviet radio, 1968. – 496 p.
8. Grinkevich A.V. Radionavigaciya. Scholastic-methodical allowance. Minsk: BGUIR, 2018. – 214 p.

# ОЦЕНКА КАЧЕСТВА РАБОТЫ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ, ПРИМЕНЯЮЩИЕ ПЕРСПЕКТИВНЫЕ НАВИГАЦИОННЫЕ СИГНАЛЫ.

М. В. Авдеев, С. Н. Богомолов, В. В. Шамилин

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.

# ASSESSMENT OF THE QUALITY OF GLOBAL NAVIGATION SATELLITE SYSTEMS USING ADVANCED NAVIGATION SIGNALS.

M.V. Avdeev, S.N. Bogomolov, V. V. Shamilin

MESC AF Air Force Academy, 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.

**Keyword**s: satellite radio navigation systems, consumer navigation equipment; monitoring and control subsystem; spacecraft subsystem.

## 1. Введение

Глобальные навигационные спутниковые системы (ГНСС) 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 ГНСС и ввод их в эксплуатацию стимулирует появление совмещённой навигационной аппаратуры потребителей (НАП), работающей одновременно по перспективным сигналам ГНСС «Галилей» и модернизируемой ГНСС GPS. В тоже время, особенности формирования перспективных сигналов ГНСС, существенные с позиции их влияния на качество работы навигационных систем, исследованы недостаточно полно.

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

## 2. Основная часть

В основной состав ГНСС 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 качеством функционирования ГНСС 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 ГНСС, 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 L2=1227,6 МГц будет дополнительно излучаться сигнал С - кода, аналогичный (но не тождественный) сигналу С/А-кода, излучаемому на частоте L1=1575,42 МГц (для ГНСС GPS). В ГНСС «Галилей» для передачи со спутников будут использоваться десять навигационных сигналов на частотах в нижнем (E5A-E5B: 1164-1215 МГц, и E6: 1260-1300 МГц) и верхнем (E2-L1-E1: 1559-1591 МГц) участках L-диапазона частот.

2. Добавляется еще одна частота (L5=1176,45 МГц), на которой будет передаваться два навигационных сигнала в квадратуре (F/A –код) (для ГНСС GPS). 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 дополнительного закрытия кода.

3. Взаимозаменяемость ГНСС «Галилей» и GPS: участок E5A соответствует частоте L5, а участок E2-L1-E1 - частоте L1 системы GPS. Кроме того, зарезервирован участок С-диапазона частот (C1: 5000-5030 МГц), который предполагается использовать на спутниках второго поколения ГНСС «Галилей».

4. Добавляется новый военный сигнал (М-код), с несущими частотами L1=1575,42 и L2=1227,6 МГц (в дополнение к уже использующимся). Особенность сигнала М-кода – наличие провала на центральной частоте, что практически означает частотное разделение с сигналами Р(Y), 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(Y) - код) на частоте L1 составляет 23,8…25 дБВт, а на частоте L2 - 19,7…22,3 дБВт. Эффективная изотропная мощность излучения открытого сигнала (С/А –код, частота L1) составляет 26,8…28 дБВт. Рассматривается возможность, по команде с земли, перераспределять мощность между гражданскими и военными сигналами.

Анализ литературы [1,2] показывает, что перспективная НАП будет обеспечивать работу на всех используемых частотах со всеми используемыми сигналами. Аппаратура будет многоканальной, то есть обеспечивать параллельную обработку сигналов от 8 и более КА, что позволяет повысить точность определения координат и помехозащищенность. Важно отметить, что в соответствии с принятой концепцией предполагается изначально ориентироваться на создание АП, обеспечивающей работу одновременно со всеми существующими и разрабатываемыми ГНСС. Распределение сигналов по частотам показано на рисунке 1.

В современных и перспективных ГНСС используется несколько видов сигналов:

- фазоманипулированная псевдослучайной последовательностью (ФМ ПСП) – C/A-код, P(Y)-код;
- квадратурноманипулированная (QPSK) – F/A-код, E5, E6;
- со смещенной несущей (BOC(n,m)) – M-код, Ca(E6), E2-L1-E1 BOC(15,2,5);
- квадратурноманипулированная со смещенной несущей (OQPSK). E2-L1-E1 BOC(1,1).

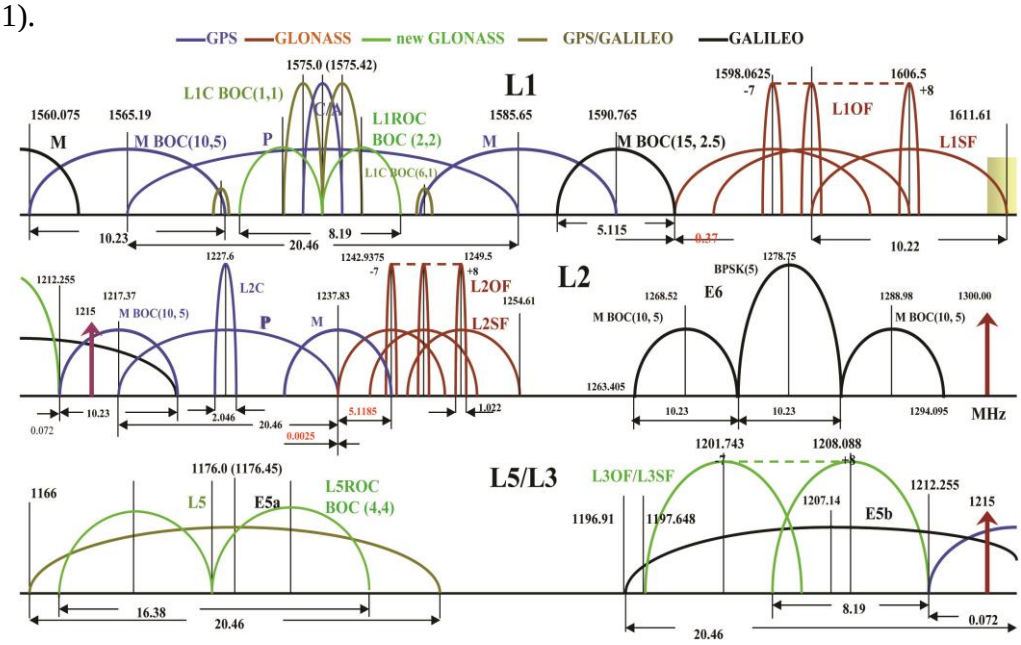



Рис. 1. Распределение по частотам навигационных сигналов ГНСС

Способы синтеза сигналов фазоманипулированных псевдослучайной последовательностью рассматривались ранее в работах [1,2,3]. Принципиальная схема формирователя сигналов ФМ ПСП представлена на рисунке 2. Аналитический вид сигнала представлен формулой [4]:

$$s(t)=Ad(t)p(t)\cos(\omega_0 t+\theta_0), \quad (1)$$

где A – амплитуда сигнала, d(t) – информационная последовательность, p(t) – расширяющая спектр сигнала функция (М-последовательность).

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.

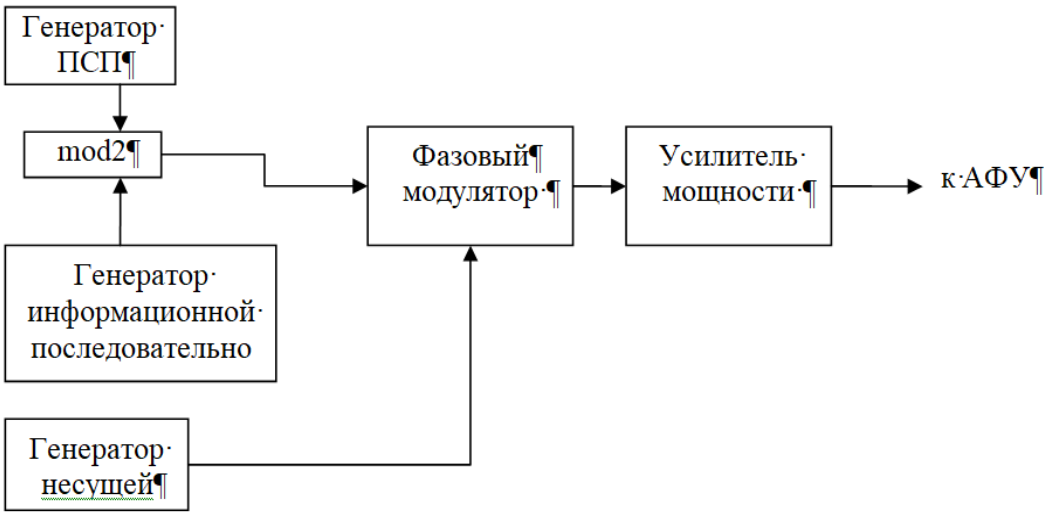



Рис. 2. Принципиальная схема формирователя ФМ ПСП сигнала

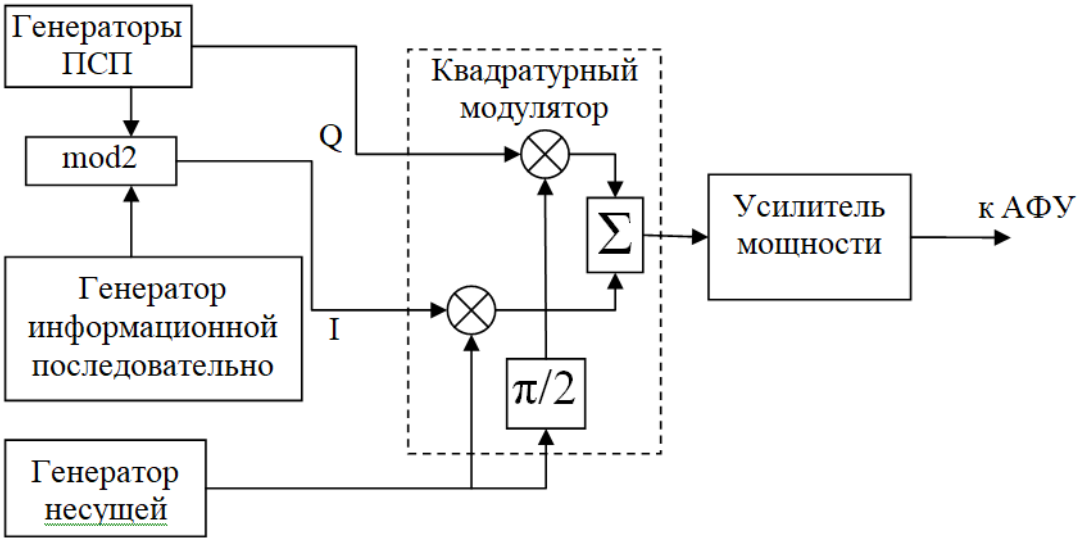



Рис. 3. Принципиальная схема формирователя QPSK сигнала

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

$$s(t)=Ad(t)p_1(t)\cos(\omega_0 t+\theta_0)+ Ap_2(t)\sin(\omega_0 t+\theta_0), \quad (2)$$

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

Для формирования сигнала на поднесущих BOC(n,m) сигнал с генератора ПСП с тактовой частотой m×1,023 МГц складывается по модулю два (mod2) с меандром (тактовая частота меандра n×1,023 МГц). Полученный сигнал модулирует несущую при помощи фазового или квадратурного модулятора для получения BOC 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:

$$s(t)=Ad(t)p_1(t)m(t)\cos(\omega_0 t+\theta_0)+Ap_2(t)m(t)\sin(\omega_0 t+\theta_0), \quad (3)$$

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

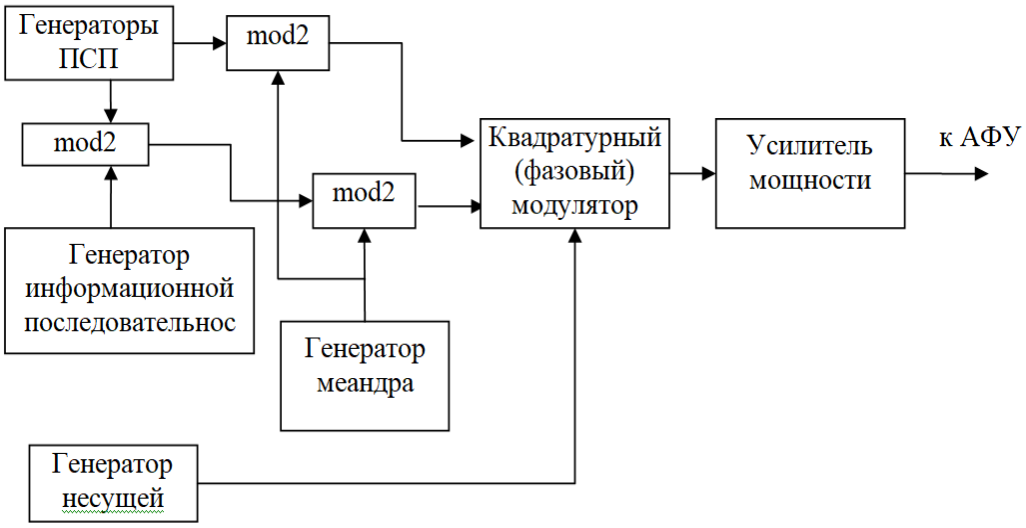



Рис. 4. Принципиальная схема формирователя OQPSK (BOC) сигнала

На частоте 1176,45 параметры сигналов F/A ГНСС GPS и E5a ГНСС «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 ГНСС «Галилей». На частоте1227,6 передается C/A, P(Y) и M – коды СРНС GPS. Так как модернизированный сигнал для военных потребителей передается в том же участке диапазона частот, что и сигналы C/A и P(Y), то в ГНСС GPS 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.

## 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 ГНСС «Галилей» и GPS 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 ГНСС GPS, а также BOC (15, 2,5), BOC (1,1) от ГНСС «Галилей» (см. рисунок 1).

2. Рассмотренные особенности формирования перспективных сигналов ГНСС обусловливают 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 качество функционирования ГНСС:

- 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 высокомобильных 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.

# ПЕРСПЕКТИВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ СИСТЕМЫ НАВИГАЦИОННОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПОЛЕТОВ АВИАЦИИ ВОЗДУШНО-КОСМИЧЕСКИХ СИЛ

А. В. Коровин[1], Н. И. Костыркин[1], Д. А. Устюжанин[1]

[1]Центральный научно-исследовательский институт Военно-воздушных сил (Министерства обороны Российской Федерации), Москва, Российская Федерация

**Аннотация.** Статья описывает проблемные вопросы навигации для военных авиационных потребителей и перспективные направления развития, которые позволят их решить.

**Ключевые слова:** навигация; авиационные потребители; система навигационного обеспечения

# PROMISING DIRECTIONS FOR THE DEVELOPMENT OF THE NAVIGATION SUPPORT SYSTEM FOR AVIATION FLIGHTS OF THE AEROSPACE FORCES

A. V. Korovin[1], N. I. Kostirkin[1], D. A. Ustyuzhanin[1]

[1]Central Research Institute of the Air Force of the Ministry of Defense of Russia (Central Scientific Research Institute of the Air Force), Moscow, Russia

**Abstract.** The article describes the problematic issues of navigation for military aviation consumers and promising areas of development that will allow them to be solved.

**Keywords:** navigation; aviation consumers; navigation support system.

## 1. Введение

В настоящее время система навигационного обеспечения полетов авиации Воздушно-космических сил (ВКС) требует существенного технического и организационного обновления. Система навигационного обеспечения полетов авиации ВКС – комбинация взаимодействующих элементов навигационного (штурманского), радиотехнического, метрологического, топогеодезического обеспечений, организованных в целях достижения высокой точности навигации и эффективности боевого применения авиационных комплексов авиации ВКС на всех этапах и во всех условиях полета.

## 2. Основная часть

Проблемные вопросы применения и развития системы навигационного обеспечения полетов авиации ВКС обобщены на рисунке 1.

Ключевые отличия военной системы навигационного обеспечения полетов авиации от гражданской заключены в условиях применения, которые в свою очередь формируют требования к электронно-компонентной базе (ЭКБ), технологиями и ряду других.

Так, например, для авиации ВКС не применима система CNS/ATM, построенная на основе СРНС (GNSS D(GNSS)), цифровой связи обмена данными (ATN) и автоматически-зависимым наблюдением (АЗН) в качестве радиолокационной системы (РЛС) управления воздушным движением (УВД) в условиях боевых действий и сложной помеховой обстановки.

В настоящей статье обобщим перспективные направления развития системы навигационного обеспечения полетов авиации Воздушно-космических сил, которые в свою очередь опираются на перспективные технологии, разработанные и используемые в интересах навигационного обеспечения. Развитие данных направлений позволит снизить влияние описанных проблемных вопросов.

Рис. 1. Проблемные вопросы применения и развития системы навигационного обеспечения полетов авиации Воздушно-космических сил.

Проведенный анализ и опыт применения авиации Воздушно-космических сил позволяет сформулировать основные перспективные направления развития системы навигационного обеспечения полетов:

использование альтернативных диапазонов волн;

использование переброса частоты;

использование автономных средств навигации, в первую очередь корреляционно-экстремальных навигационных систем (КЭНС);

применение алгоритмов и технологий искусственного интеллекта (ИИ) на борту;

развертывание наземной сети локальных навигационных систем;

введение специальных режимов работы наземных средств навигации а в навигационных космических аппаратах, исключающих их использование противником;

использование в качестве резервных источников навигационной информации гражданских средств.

Кроме того, важно учитывать следующие пути решения проблемных вопросов:

внедрение средств и способов повышения помехозащищённости средств и систем навигационного обеспечения полетов авиации ВКС, учитывая развитие средств радиоэлектронной борьбы (РЭБ) потенциальных противников;

разработка методов построения и формирования требований к перспективной системе навигационного обеспечения полетов авиации ВКС с развитием традиционных средств радиотехнического обеспечения (РТО) и внедрением средств РТО на новых физических принципах (лазерная система посадки, система на псевдоспутниках и т. д.);

разработка методов построения перспективной системы навигационного обеспечения полетов авиации ВКС с учетом наличия в эксплуатации средств различного технологического уклада (ламповая техника, техника снятая с производства, отсутствие электронно-компонентной базы) для текущего ремонта;

разработка методов построения перспективной системы навигационного обеспечения полетов авиации ВКС на территории Российской Федерации в условиях боевых действий и сложной помеховой обстановки;

совершенствование средств и систем навигационного комплекса перспективных авиационных комплексов и беспилотных летательных аппаратов (БПЛА);

совершенствование методов испытаний и разработки средств измерений для средств и систем навигационного обеспечения (НО) с точностями менее 1 м;

изготовление картографических основ для КЭНС;

разработка отечественной ЭКБ для перспективной системы навигационного обеспечения полетов авиации ВКС и включение требований по разработке ключевой ЭКБ при формировании ТТЗ на ОКР на средства и системы НО;

разработка автономных систем навигации с точностями позволяющими решать весь спектр задач стоящих перед авиационными комплексами авиации ВКС;

разработка систем радиотехнического обеспечения полетов авиации ВКС не требующих облета или при невозможности разработка систем облета на базе беспилотных носителей;

проработка вопросов снижения численности экипажей наземной составляющей системы навигационного обеспечения полетов авиации ВКС;

разработка методов формирования оптимального состава системы НО в заданном районе военного конфликта в целях поддержания на требуемом уровне надежности навигационного обеспечения полетов авиации ВКС.

## 3. Заключение

Внедрение и использование основных перспективных направлений развития системы навигационного обеспечения полетов позволит существенно повысить эффективность боевого применения авиационных комплексов авиации ВКС на всех этапах и во всех условиях полета.

Данную направления целесообразно использовать в заказывающих органах МО РФ, ГК ВКС, НИО МО РФ, предприятиях промышленности при построении перспективной системы НВО полетов военной авиации и формировании требований к перспективным техническим средствам.

# РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ НАПРАВЛЕНИЙ НА ПАССИВНЫЙ РАДИОМАЯК С ЗАДАННЫМИ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ РАССЕЯНИЯ

В. Л. Гулько, А. А. Мещеряков

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), Томск, Россия

**Аннотация.** Предлагается радиолокационный метод определения направления в горизонтальной плоскости на пассивный радиомаяк с заданными поляризационно-анизотропными характеристиками рассеяния. Пассивный радиомаяк представляет собой два пространственно разнесенных в горизонтальной плоскости радиолокационных поляризационно-анизотропных трехгранных уголковых отражателей с горизонтальной и вертикальной собственными поляризациями соответственно. Определение направления на радиомаяк осуществляется в горизонтальной плоскости по одному отраженному импульсу на выходе СВЧ двухканального приемного устройства по измеренной разности фаз между горизонтальной и вертикальной поляризованными составляющими принятого сигнала.

**Ключевые слова:** трехгранный уголковый отражатель, поляризационная решетка, анизотропия рассеяния, импульсные сигналы, плоскость поляризации, разность фаз, пеленг.

# RADAR METHOD FOR DETERMINING DIRECTIONS TO A PASSIVE RADIO BEACON WITH SPECIFIED POLARIZATION SCATTERING CHARACTERISTICS

V. L. Gulko, A. A. Mescheryakov

Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Tomsk, Russia

**Abstract.** A radar method for determining the direction in the horizontal plane to a passive beacon with specified polarization-anisotropic scattering characteristics is proposed. The passive radio beacon consists of two spatially separated radar polarization-anisotropic trihedral corner reflectors with horizontal and vertical intrinsic polarizations. Determination of the direction to the radio beacon is carried out in the horizontal plane by a single reflected pulse at the output of the microwave dual-channel receiving device by the measured phase difference between the horizontal and vertical polarized components of the received signal.

**Keywords**: trihedral corner reflector, polarization grating, scattering anisotropy, pulse signals, plane of polarization, phase difference, bearing.

## 1. Введение

В современных радиолокационных системах (РЛС) для определения пеленга подвижного объекта (ПО) используются такие методы измерений, в которых угловая информация о ПО содержится в амплитудных, фазовых или временных характеристиках принимаемых на борту ПО сигналов [1-3]. Поляризационные же характеристики излучаемых бортовыми РЛС сигналов в практической навигации используются в меньшей степени, а поляризационные характеристики рассеяния самих пассивных радиомаяков в виде радиолокационных отражателей с целью определения пеленга ПО не используются совсем. В [4-6] для навигационной привязки летательного аппарата (ЛА) к местности и измерения его навигационных элементов (например, крен или тангаж) предлагается использовать пассивные радиомаяки в виде радиолокационных поляризационно-анизотропных трехгранных уголковых отражателей (*УО*). Для придания *УО* поляризационно-анизотропных свойств в его раскрыв помещается вертикально

ориентированная поляризационная решетка (*ПР*), выполненная в виде параллельно расположенных металлических проводников с заданными шагом и диаметром [5]. Для обнаружения таких пассивных радиомаяков на радиолокационном изображении земной поверхности предлагается использовать в бортовых РЛС зондирующие сигналы в виде последовательности радиоимпульсов, линейная плоскость поляризации которых вращается с некоторой частотой [4,6]. Приводятся результаты экспериментальных исследований подтверждающие высокую эффективность использования таких пассивных поляризационно-анизотропных радиомаяков.

## 2. Матрица рассеяния пассивного радиомаяка с заданными поляризационными характеристиками рассеяния

Расположим в точке с известными координатами пассивный радиомаяк, представляющий собой два пространственно разнесенных на расстоянии $d$ в горизонтальной плоскости поляризационно-анизотропных трехгранных $УО_1$ и $УО_2$ с горизонтальной и вертикальной собственными поляризациями соответственно (см. рис. 1).

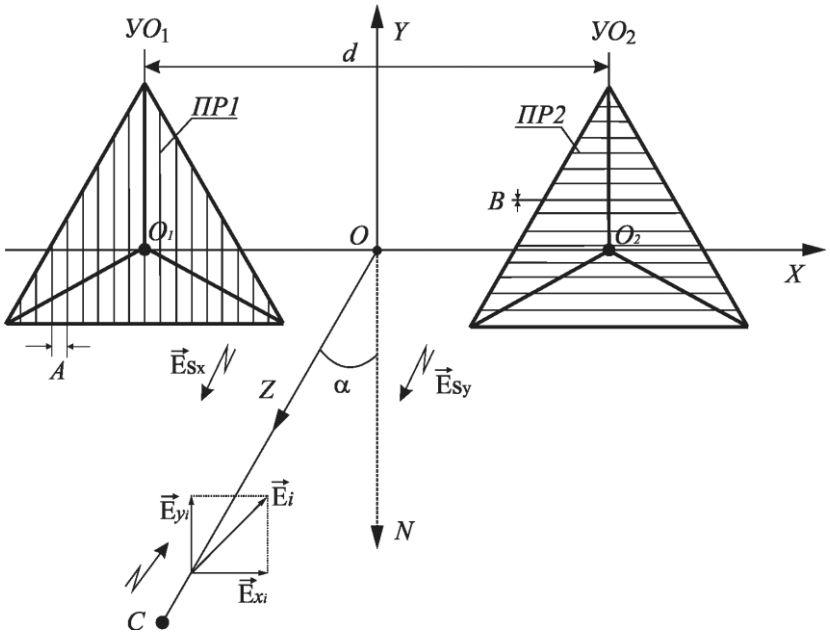



Рис. 1. К пояснению радиолокационного метода определения направления на пассивный радиомаяк с заданными поляризационными характеристиками рассеяния

Введем декартову опорную систему координат (ОСК), оси *OX* и *OZ* которой находятся в горизонтальной плоскости *XOZ*, а ось *OY* перпендикулярна ей. Поместим вершины $УО_1$ и $УО_2$ в точки $O_1$ и $O_2$ соответственно, которые равно удалены на расстоянии $d/2$ от центра ОСК и находятся на оси *OX*. Нормаль $ON$ ориентирована к середине базы $d$ и находится в горизонтальной плоскости *XOZ* (рис. 1).

Известно [4-6], что для придания, поляризационно-изотропному *УО* поляризационно-анизотропных свойств с горизонтальной собственной поляризацией при которой *УО* обладает максимальной эффективной площадью рассеивания $\sigma_{m1}$, необходимо в раскрыве $УО_1$ разместить вертикально ориентированную поляризационную решетку *ПР1* из параллельных металлических проводников с шагом *A* и диаметром *B*. Соответственно для придания *УО* поляризационно-анизотропных свойств с вертикальной собственной

поляризацией, при которой $\sigma_{m2}$ максимальна, необходимо в раскрыве $УО_2$ разместить горизонтально ориентированную *ПР2* с такими же параметрами *A* и *B*. Параметры *A* и *B* поляризационных решеток выбираются такими [4, 5], чтобы, например, составляющая $\vec{E}_{xi}$ вектора напряженности электрического поля падающей электромагнитной волны $\vec{E}_i$, плоскость поляризации которой ортогональна металлическим проводникам *ПР1*, проходила через *ПР1* практически не изменяясь, и после трехкратного отражения от треугольных граней $УО_1$ распространялась в направлении, обратном направлению падения. При этом отраженная составляющая $\vec{E}_{Sx}$ электромагнитной волны будет всегда горизонтально поляризована и ее фазовый центр рассеяния будет находиться в вершине $УО_1$, расположенный в точке $O_1$. [5]. В тоже время составляющая $\vec{E}_{yi}$, падающей электромагнитной волны $\vec{E}_i$, плоскость поляризации которой параллельна металлическим проводникам *ПР1*, полностью отражается от нее как от плоской металлической пластины [4-6]. Аналогичным образом действует горизонтально ориентированная *ПР2* в $УО_2$. Только в этом случае отраженная составляющая $\vec{E}_{Sy}$ электромагнитной волны будет всегда вертикально поляризована и ее фазовый центр рассеяния будет находиться в вершине $УО_2$ в точке $O_2$. Таким образом, трехгранные $УО_1$ и $УО_2$ с размещенной в плоскости раскрыва вертикально ориентированной *ПР1* или горизонтально ориентированной *ПР2* рассматриваются как поляризационно-анизотропные объекты соответственно с горизонтальной и вертикальной собственными поляризациями.

Предположим, что $\sigma_{m1} = \sigma_{m2} = \sigma_m$, тогда суммарная матрица рассеяния (МР) $S_\Sigma$ поляризационно-анизотропных $УО_1$ и $УО_2$ в ОСК в линейном поляризационном базисе на направлении $\alpha$, определяемом как угол между перпендикуляром *ON* и направлением на ПО, опуская временную зависимость, может быть представлены в виде

$$\left[S_\Sigma\right] = \sqrt{\sigma_m}\left\{\begin{bmatrix}1 & 0\\ 0 & 0\end{bmatrix}\cdot e^{-j\Delta\varphi/2} + \begin{bmatrix}0 & 0\\ 0 & 1\end{bmatrix}\cdot e^{j\Delta\varphi/2}\right\} = \sqrt{\sigma_m}\cdot\begin{bmatrix}e^{-j\Delta\varphi/2} & 0\\ 0 & e^{j\Delta\varphi/2}\end{bmatrix}, \qquad (1)$$

где $\sigma_m$ - максимальная ЭПР совпадающая с электрической осью симметрии, проходящей через вершину соответствующего *УО* перпендикулярно плоскости раскрыва.

В (1) разность фаз $\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$ является фазовым сдвигом между ортогонально линейно поляризованными составляющими $\vec{E}_{Sx}, \vec{E}_{Sy}$ отраженной $\vec{E}_S$ от $УО_1$ и $УО_2$ электромагнитной волны в точке приема *C* на борту ПО и определяется как

$$\Delta\varphi = \frac{4\pi d}{\lambda}\sin\alpha \pm n\pi, \qquad (2)$$

где $\lambda$ - длина волны, $\alpha$ - угол между нормалью *ON* к середине базы *d* и направлением на ПО, $n = 0, \pm 1....$ (см. рис. 1).

### 3. Описание метода

Предположим, что пассивный радиомаяк, облучается импульсным зондирующим радиосигналом, линейная плоскость поляризации которого составляет угол $\pi/4$ с

горизонтальной плоскостью *XOZ*. Вектор Джонса излучаемой электромагнитной волны можно записать в виде [7]

$$\vec{E}_i = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}1\\1\end{bmatrix}, \tag{3}$$

где множитель $1/\sqrt{2}$ принят для удобства единичной интенсивностью волны.

Используя формализм векторов и матриц Джонса [7], а также выражения (1) и (3) амплитуды $A_{Sx}$ и $A_{Sy}$, а также фазы $\varphi_{Sx}$ и $\varphi_{Sy}$ ортогонально линейно поляризованных составляющих принятых сигналов $\dot{E}_{Sx}$ и $\dot{E}_{Sy}$ на выходе 2-х канального приемного устройства будут равны

$$A_{Sx} = \frac{1}{\sqrt{2}}, \quad \varphi_{Sx} = -\operatorname{arctg}\left(\operatorname{tg}\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right)\right) = -\frac{\Delta\varphi}{2}, \tag{4}$$

$$A_{Sy} = \frac{1}{\sqrt{2}}, \quad \varphi_{Sy} = \operatorname{arctg}\left(\operatorname{tg}\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right)\right) = \frac{\Delta\varphi}{2}. \tag{5}$$

Откуда разность фаз $\varphi_{Sy} - \varphi_{Sx}$ составляющих $\dot{E}_{Sy}$ и $\dot{E}_{Sx}$ будет равна

$$\varphi_{Sy} - \varphi_{Sx} = \Delta\varphi. \tag{6}$$

Подставляя (5) в (2) можем определить пеленг $\alpha$ ПО, по формуле

$$\alpha = \arcsin\frac{\lambda}{4\pi d}\cdot\left(\varphi_{Sy} - \varphi_{Sx}\right) \pm n\pi\,. \tag{7}$$

По аналогии с фазовыми пеленгаторами [1-3], точность пеленгования в предлагаемом радиолокационном методе определяется отношением $d/\lambda$. Однако, при $d \geq \lambda/2$ появляется неоднозначность пеленгования. Неоднозначность может быть устранена путем использования при пеленговании различной длины базы *d*.

## 4. Заключение

Использование поляризационных характеристик зондирующих импульсных сигналов, а также поляризационных характеристик рассеяния пассивного радиомаяка позволяет произвести оценку угловых координат ПО по одному отраженному импульсу. Причем точность пеленгования определяется пространственным разносом *d* двух поляризационно-анизотропных *УО*, а не направленными свойствами приемо-передающей антенны РЛС.

## 5. Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ, проект FEWM-2023-0014.

## Литература

1. Skrypnik O.N. Radio Navigation Systems for Airports and Airways. Singapore: Springe, 2019.- 239 p.
2. Ярлыков М.С. Статистическая теория радионавигации. М.: Радио и связь, 1985. - 344 с.
3. Ленов А.И., Фомичев К.И. Моноимпульсная радиолокация. М.: Радио и связь, 1984. - 312 с.
4. Гулько В.Л., Мещеряков А.А. Использование поляризационно-модулированных сигналов в задачах обнаружения и селекции объектов на радиолокационном

изображении земной поверхности / Сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции, посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ. Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2023. Т1, с.301-304.
5. Кобак В.О. Радиолокационные отражатели. М.: Сов. Радио и связь, 1975. – 248 с.
6. Gulko, V.L., Mescheryakov, A.A., Blinkovsky, N.K. Radar Method for Determining the Roll Angle of an Aircraft // Instruments and Experimental Techniques, 2022, 65(3), pp. 500–508.
7. Аззам Р., Башара Н. Эллипсометрия и поляризованный свет. М.: МИР, 1981. - 583 с.

**REFERENCES**

1. Skrypnik O.N. Radio Navigation Systems for Airports and Airways. Singapore: Springer, 2019.- 239 p.
2. Yarlykov M. Statistical theory of radio navigation. M.: Radio i svyaz', 1985. – 344 p.
3. Leonov A.I., Fomichev K.I. Monopulse radar. M.: Radio i svyaz', 1984. - 312 p.
4. Gulko V.L., Mescheryakov A.A. Use of polarization-modulated signals in problems of detection and selection of objects on the radar image of the Earth surface / Proceedings of the XXIX International Scientific and Technical Conference devoted to the 70th anniversary of the Department of Radiophysics of VGU. Voronezh: Publishing House VGU, 2023. Vol. 1, pp. 301-304.
5. Kobak V.O. Radar reflectors. M.: Sov. Radio i svyaz', 1975. – 248 c.
6. Gulko, V.L., Mescheryakov, A.A., Blinkovsky, N.K. Radar Method for Determining the Roll Angle of an Aircraft // Instruments and Experimental Techniques, 2022, 65(3), pp. 500–508.
7. Azzam R., Bashara N., Ellipsometry and polarized light. M.: Mir, 1981. – 583 p.

# РЕАЛИЗАЦИЯ РАЗНОСТНО-ДОПЛЕРОВСКОГО МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ИРИ В ББ

И.О. Смольняков, И.О. Щипачкин, А.Ю. Трущинский

ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия

**Аннотация.** Статья обсуждает проблемы современных беспилотных боеприпасов (ББ), которые не соответствуют современным требованиям из-за отсутствия радиолокационных средств. Авторы предлагают использовать радиолокационные средства для обеспечения поиска и уничтожения целей в любое время суток, а также внедрить пассивный режим работы радиолокационной системы для снижения воздействия средств радиоэлектронной борьбы. Особое внимание уделяется развитию однопозиционных пассивных радиолокационных систем для беспилотных летательных аппаратов, использующих разностно-доплеровский способ местоопределения радиоизлучающих целей.

**Ключевые слова:** ББ; Алгоритм; GNURADIO; ИРИ; РЭССН.

# THE IMPLEMENTATION OF THE DIFFERENCE-DOPPLER METHOD FOR DETERMINING THE COORDINATES OF THE IRI IN THE BB

I.O. Smolnyakov, I.O. Shchipachkin, A.Y. Truschinsky

VUNTS of the Air Force "VVA named after Professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin", Voronezh, Russia

**Abstract.** The article discusses the problems of modern unmanned munitions (UAVs), which do not meet modern requirements due to the lack of radar facilities. The authors propose to use radar facilities to ensure the search and destruction of targets at any time of the day, as well as to introduce a passive mode of operation of the radar system to reduce the impact of electronic warfare. Special attention is paid to the development of single-position passive radar systems for unmanned aerial vehicles using the difference-Doppler method of locating radio-emitting targets.

**Keywords:** B; Algorithm; GNURADIO; IRI; RESN.

## 1. Введение

Барражирующий боеприпас (ББ) представляет собой сравнительно новое явление в сфере беспилотных летательных аппаратов (БпЛА). Он разработан с целью использования в военных операциях для атаки и уничтожения целей, включая военные базы, корабли, аэропорты и другие критические инфраструктурные объекты [1]. Барражирующие боеприпасы активно применяются в современных военных конфликтах, в том числе и на СВО в Украине [2].

Характерной особенностью барражирующих боеприпасов является меньшая стоимость в сравнении с другими средствами поражения. Они значительно дешевле управляемых вооружений сухопутного и воздушного базирования с сопоставимыми показателями точности. Стоимость БпЛА и управляемого артиллерийского снаряда сопоставима, однако для применения последнего необходимы дополнительные средства разведки.

## 2. Описание применения барражирующего боеприпаса на театре военных действий. Постановка задачи

Применение барражирующего боеприпаса резко ускоряет и упрощает поиск и поражение целей. Такое изделие должно вести патрулирование в заданном районе и имеет возможность сразу поразить найденный объект [3]. Соответственно, не теряется время на передачу данных к другим огневым средствам и организацию удара.

Большинство барражирующих боеприпасов имеет характерные недостатки. Это ограниченная дальность полета, уступающая другим ударным средствам, небольшая масса боезаряда и т. д. За счет этого барражирующий боеприпас не может полноценно заменить весь спектр вооружений, хотя и занимает свое место над полем боя.

Требования, предъявляемые к современным барражирующим боеприпасам:

- всепогодность,
- круглосуточность,
- отсутствие канала радиолинии управления,
- автономность.

Вышеперечисленные образцы ББ не соответствуют современным требованиям, которые к ним предъявляются. Из-за отсутствия радиолокационных средств на приведённых образцах обеспечить поиск, обнаружение и уничтожение целей в любое время дня и ночи невозможно. Это объясняется тем, что наличие только оптико-электронных средств не позволяет работать в ночное время.

Средства РЭБ могут эффективно воздействовать на каналы радиоуправления и радионавигации, а это приводит к перехвату БпЛА и его уничтожению. Проблема всепогодности тоже связана с ТВ визирным каналом. Дальность действия в зависимости от погодных условий варьируется от 10 до 40 км. Для того, чтобы обеспечить постоянный поиск и уничтожение целей в любое время суток необходимо использовать радиолокационные средства, т. е. использовать преимущества радиодиапазона по сравнению с оптическим. Это повысит дальность обнаружения и наведения ББ на цель, а также позволит добиться работы в любое время дня и ночи. Недостаток, связанный с воздействием средств радиоэлектронной борьбы, можно устранить установкой автономной радиоэлектронной системы самонаведения. При этом не будет нужен канал радиолинии управления, что положительно скажется на помехозащищенности ББ. Приведенные технические решения могут существенно улучшить эффективность и надежность барражирующих боеприпасов и сделать их более готовыми к выполнению своих задач в различных условиях боевых действий. Так же, чтобы снизить влияние средств РЭБ необходимо перейти к пассивному режиму работы радиолокационной системы (РЛС). В этом режиме отсутствует возможность непосредственного измерения дальности и скорости сближения с наблюдаемой целью в процессе первичной обработки сигналов. Возможно лишь измерение ее угловых координат, а также временных, частотных и энергетических параметров принимаемых сигналов. Поэтому в однопозиционных пассивных РЛС летательных аппаратов (ЛА) определение координат (местоопределение) и параметров движения радиоизлучающих целей (РИЦ) обеспечивается в результате совместной вторичной обработки нескольких измерений углов прихода и/или параметров принимаемых сигналов.

## 3. Модель воздушной обстановки. Определение местоположения источника радиоизлучения

На сегодняшний день большое внимание уделяется развитию однопозиционных пассивных РЛС ЛА, использующих разностно-доплеровский способ местоопределения РИЦ. Его суть заключается в совместной обработке нескольких измерений несущей

частоты сигнала наблюдаемой цели и параметров собственного движения ЛА, сформированных при его размещении в разных точках пространства. Это позволяет методами максимального правдоподобия (наименьших квадратов), либо нелинейной фильтрации получить оценки координат РИЦ и несущей частоты излучаемых ее сигналов. Способ не требует использования направленных антенных систем, а его реализация предполагает задание начальных (опорных) значений оцениваемых параметров, формирование за несколько (не менее трех) циклов анализа радиоэлектронной обстановки вектора наблюдений частоты принимаемых сигналов, выполнение расчета оценок координат и несущей частоты ИРИ с учетом данных о собственных координатах и параметрах движения ЛА. Прием сигналов пассивной РЛС осуществляется в дискретные моменты времени, поэтому траектория ЛА задается расположением на плоскости конечного числа точек, в которых выполняется наблюдение РИЦ, как показано на рисунке 1. На нём приняты следующие обозначения: $(x_ц; z_ц)$ - координаты РИЦ; $(x_k; z_k)$, $Д_k$, $\beta_k$, $\varepsilon_k$ - координаты ЛА, дальность до РИЦ, ее бортовой пеленг и угол визирования в $t_k$ -ый дискретный момент времени; $V$ - скорость ЛА; $L$ - расстояние (база) между точками приема пассивной РЛС сигналов РИЦ.

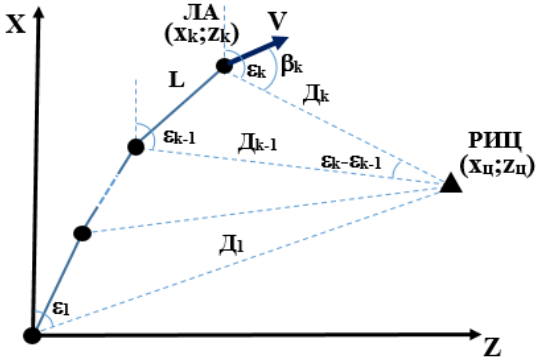



Рис. 1. Взаимное расположение РИЦ и ЛА

Математическое выражение, описывающие дисперсию ошибки местоопределения РИЦ представлено ниже

$$\sigma_r^2 = \frac{\sigma_f^2 c^2}{f_0^2} \frac{\sum_{k=1}^{n} \omega_k^2}{\sum_{k=1}^{n-1} \sum_{i=k+1}^{n} \omega_k^2 \omega_i^2 \sin^2(\varepsilon_i - \varepsilon_k)}, \quad (1)$$

где $f_0$ – несущие частоты сигнала на стороне РЛС и РИЦ; $\sigma_f^2$ – дисперсия центрированной гауссовской величины; $c$ – скорость распространения радиоволн; $\omega_k = \dot{\varepsilon}_k$ – угловая скорость вращения линии визирования РИЦ в k -ый момент времени; $\omega_i = \varepsilon_i$ – угловая скорость вращения линии визирования РЛС в i-ый момент времени.

Анализ (1) показывает, что точность местоопределения РИЦ разностно-доплеровским способом тем выше, чем больше время ее наблюдения, выше рабочий диапазон частот, меньше дисперсия погрешностей измерений пассивной РЛС несущей частоты принимаемых сигналов, а также больше угловая скорость вращения линии визирования цели. Это означает, что эффективность местоопределения находится в зависимости от геометрического фактора. Рассмотренный способ позволит реализовать

высокую помехозащищённость, достаточно высокую точность оценки определения фазовых координат [4].

## 4. Реализация разностно-доплеровского метода определения координат радиоизлучающей цели

Для реализации данного метода местоопределения РИЦ была создана радиоэлектронная система самонаведения барражирующего боеприпаса (РЭСН ББ). В качестве БЦВМ был использован одноплатный компьютер Raspberry Pi 4 Model B (рисунок 2).

Рис. 2. Raspberry Pi 4

В качестве программного обеспечения использовалась программа «GNU Radio», которая имеет открытый исходный код и предназначена для разработки и реализации радиосистем на базе программно-определяемого радио. С использованием GNU Radio можно создавать различные радиосистемы, начиная от простых приемников и передатчиков, и заканчивая сложными многоканальными системами. Программно-определяемое радио предоставляет возможность для работы с частотными диапазонами от 1 МГц до 6 ГГц. Устройство имеет широкий диапазон параметров настройки, включая управление передатчиком и приемником, настройку частоты, фильтрацию сигнала и получение сырых оцифрованных данных для последующей обработки. Программно-определяемое радио BladeRF 2.0 изображено на рисунке 3.

Рис. 3. BladeRF 2.0

Для приема сигнала РИЦ используется всенаправленная антенна. Для определения данных о собственных координатах и параметрах движения ББ используется модуль GPS на базе чипа NEO-6M, который представлен на рисунке 4.

Рис. 4. Модуль GPS Neo-6M

Внешний вид радиоэлектронной системы самонаведения барражирующего боеприпаса представлен на рисунке 5.

Рис. 5. РЭСН ББ

На рисунке 6 представлена структурная схема системы обработки сигналов в РЭСН ББ и ниже описана её работа для тестового (гармонического) сигнала на частоте 4.1 ГГц.

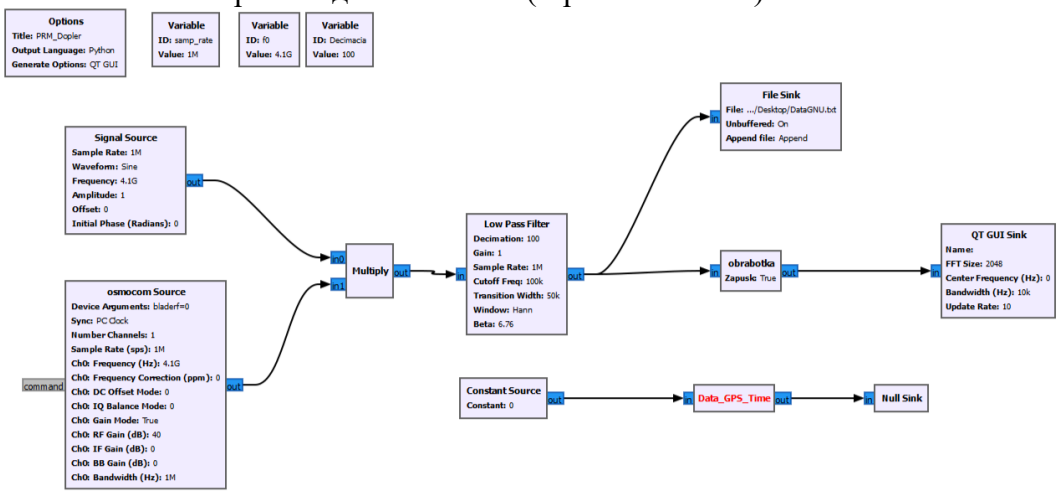



Рис. 6. Структурная схема системы обработки сигналов в РЭСН ББ

Сигнал источника радиоизлучения поступает на вход программно-конфигурируемое радио. Прием сигнала осуществляется с помощью блока osmocom Source, который настраивает SDR на частоту принимаемого сигнала 4.1 ГГц (Ch0: Frequency). Частота дискретизации 1 МГц (Sample Rate). Задающий генератор (signal source) формирует синусоидальное колебание на частоте f0= 4.1 ГГц. Сигналы с выходов блоков поступают на Смеситель (Multiply), где происходит умножение сигналов. Следующий шаг состоит в фильтрации частот кроме той, которая установлена на предыдущем такте. Эта задача выполняется блоком low pass filter (ФНЧ) с полосой 100 КГц. Параметр Transition Width обозначает длину спада характеристики фильтра и равен 50 КГц. Параметр Decimation равен 100 и определяет децимацию выборок. С выхода фильтра сигнал поступает на вход блока File Sink, который реализует запись обработанного сигнала в файл для дальнейшей обработки и взаимодействия с ним и на вход блока QT GUI Sink, который графически производит отображение результатов БПФ, что необходимо для отладки программы. Блок DATA_GPS реализован для получения информации об местоположении ББ и работает параллельно с другими блоками. Данные в DATA_GPS поступают от GPS-модуля NEO-6M. В блоке obrabotka реализована

алгоритм первичной обработки сигнала. В результате обработки наблюдаем изменение несущей частоты источника радиоизлучения его амплитуды и доплеровской частоты. Изменения представлены на рисунке 7.

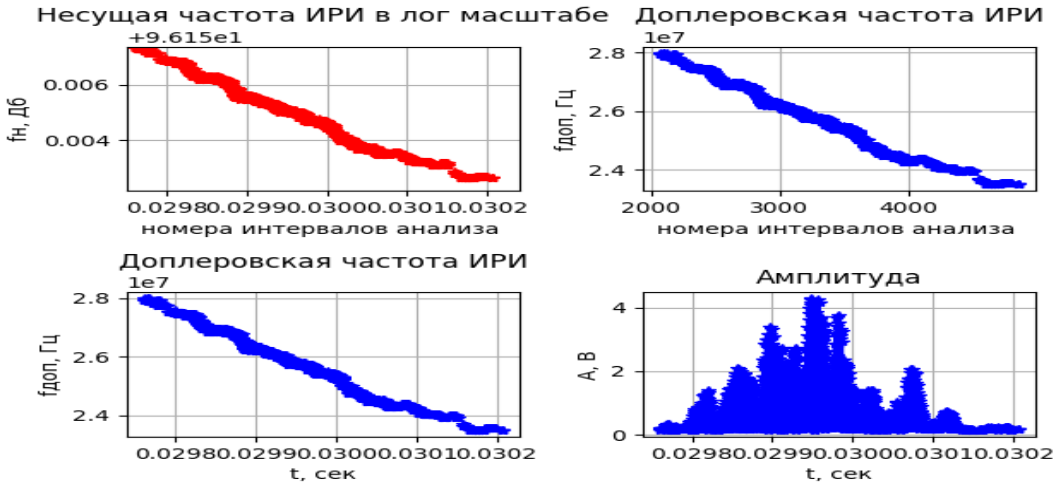



Рис. 7. Оценка изменения параметров ИРИ

Как видно, можем наблюдать изменение несущей частоты ИРИ, распределение амплитуды сигнала и частоты Доплера. Это позволит использовать эти значения совместно со значениями с GPS-модуля для вычисления местоположения источника радиоизлучения. На данный момент создаётся блок вторичной обработки, который будет определять местоположение ИРИ в реальном масштабе времени.

## 5. Заключение

В данной работе был предложен алгоритм реализации разностно-доплеровского определения местоположения источника радиоизлучения. Были получены реальные значения сигнала и обработаны в реальном масштабе времени. Была оценена точность метода и его преимущества на театре военных действий. Также предложена радиоэлектронная система самонаведения ББ на источники радиоизлучения. Хочется отметить, что данная система позволит решать задачи наведения в автоматическом режиме.

Важным замечанием будет упоминание, что описанные результаты получены на основе программной платформы GNURADIO в реальном масштабе времени, что подтверждает возможность практического применения данной системы.

## Литература

1. Федосов Е.А. Авиация ПВО России и научно-технический прогресс. Боевые комплексы и системы вчера, сегодня, завтра. М.: Дрофа, 2001. 718 с.
2. Колбаско И.В., Васильев А.В., Нехайков А.Н. Корреляционно-базовая система локации неподвижных источников радиоизлучения с использованием беспилотного летательного аппарата: пат. 2674265 Российская Федерация, МПК G01S 11/16; заявитель и патентообладатель ФГКВОУ ВО «ВА ВКО им. Маршала Советского Союза Г.К. Жукова» МО РФ. № 2018112597; заявл. 06.04.2018; опубл. 06.12.2018.
3. Рябов К.С. Тенденции развития барражирующих боеприпасов. Военное обозрение 22.10.2023 г. С. 12-15.
4. Иванов С.Л., Цуканов С.А., Баражегетера Ж.-Б., Эсенов Д.С. Кинематико-доплеровский способ местоопределения источников радиоизлучений на основе расширенного фильтра Калмана // Современное состояние, актуальные проблемы и

перспективные направления развития авиационного радиоэлектронного оборудования: Сб. науч. ст. по материалам VIII Международной НПК «Академические Жуковские чтения» (25-26 ноября 2020 г.). Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2020. С. 112- 117.

## REFERENCES

1. Fedosov E.A. Russian air defense aviation and scientific and technical progress. Combat complexes and systems yesterday, today, tomorrow. Moscow: Bustard, 2001. 718 p.
2. Kolbasko I.V., Vasiliev A.V., Nekhaykov A.N. Correlation and basic system for locating stationary radio sources using an unmanned aerial vehicle: pat. 2674265 Russian Federation, IPC G01S 11/16; applicant and patent holder of FGKVOU HE "VA East Kazakhstan Region named after Marshal of the Soviet Union G.K. Zhukov" Ministry of Defense of the Russian Federation. No. 2018112597; application 06.04.2018; publ. 06.12.2018.
3. Ryabov K.S. Trends in the development of barrage ammunition. Military review 10/22/2023, pp. 12-15.
4. Ivanov S.L., Tsukanov S.A., Barazhegetera Zh.-B., Esenov D.S. Kinematic-Doppler method of locating radio sources based on an extended Kalman filter // The current state, current problems and promising directions for the development of aviation radioelectronic equipment: Collection of scientific articles based on the materials of the VIII International Scientific and Technical Conference "Academic Zhukovsky Readings" (November 25-26, 2020). Voronezh: VUNTS VVS "VVA", 2020. pp. 112- 117.

# РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ НАВИГАЦИИ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СИСТЕМЫ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА

А.В.Коровин[1], Д.А.Устюжанин[1]

[1]Центральный научно-исследовательский институт Военно-воздушных сил (Министерства обороны Российской Федерации), Москва, Российская Федерация

**Аннотация.** Статья описывает подходы к решению задачи навигации беспилотных летательных аппаратов с использованием системы искусственного интеллекта.

**Ключевые слова:** навигация; беспилотный летательный аппарат; искусственный интеллект.

# SOLVING THE PROBLEM OF NAVIGATION OF UNMANNED AERIAL VEHICLES USING ARTIFICIAL INTELLIGENCE

A. V. Korovin[1], D. A. Ustyuzhanin[1]

[1]Central Research Institute of the Air Force of the Ministry of Defense of Russia (Central Scientific Research Institute of the Air Force), Moscow, Russia

**Abstract.** The article describes approaches to solving the problem of navigation of unmanned aerial vehicles using an artificial intelligence system.

**Keywords:** navigation; unmanned aerial vehicles; artificial intelligence.

## 1. Введение

В интересах обеспечения навигации беспилотного летательного аппарата (БпЛА) в состав его комплекса бортового оборудования (КБО) в классическом исполнении входят различные системы, приборы и датчики (бесплатформенная инерциальная навигационная система, аппаратура спутниковой навигации, система воздушных сигналов и др.), предназначенные для обеспечения его управляемого и безопасного полёта.

## 2. Основная часть

Решение задачи навигации является крайне важной и ресурсозатратной, с точки зрения вычислительных возможностей, для управления полётом БпЛА и может включать как уточнение данных о положении аппарата, так и высокоточное определение его положения в отсутствие, например, данных от спутниковых навигационных систем. При этом входными данными могут является не только информация от различных измерительных датчиков (положения, угловых скоростей и ускорений и др.), но и данных оптико-электронных систем (ОЭС) наблюдения, из которых можно извлекать визуальные ориентиры.

Помимо сложных технических проблем, в данной области также стоит задача анализа большого объёма поступающей информации различной природы, требуется оперативное принятие решений по управлению полётом, траекторией, наведением или применением тех или иных специальных технических средств. Применение алгоритмов и технологий искусственного интеллекта (ИИ) на борту БпЛА, вместо штатной вычислительной системы, может позволить выйти на новый уровень эффективности их применения за счёт кардинального ускорения обработки получаемой информации,

повышения ситуационной осведомлённости и существенного снижения нагрузки на операторов.

Стремительное усовершенствование комплектующих БпЛА, включая камеры, датчики и навигационные элементы, специальные процессоры и программное обеспечение позволяют вплотную подойти к решению задач, требующих интеллектуального поведения при выполнении как одиночных, так и групповых действий.

В таблице 1 представлены основные характеристики, обосновывающие применение системы ИИ для решения задач навигации БпЛА [1-8].

Для реализации алгоритмов системы ИИ, например, в интересах решения задачи навигации БпЛА по данным ОЭС, бортовая навигационная система должна предоставлять информацию о положении и ориентации датчика бортовой информационно-управляющей системы БпЛА (а дополнительно ещё данные акселерометров и датчика угловых скоростей) для расчёта пространственного положения, исходя из рассчитанных положений объектов на снимках. Точность данных навигационной системы при этом определяется требованиями к точности определения пространственного положения, которые в свою очередь определяются потребителями этих данных (бортовые системы, авиационное вооружение, наземные потребители и др.).

Исходя из расчётов, погрешность определения углового положения датчика системы технического зрения (ОЭС) оказывает определяющее влияние на ошибку определения пространственного положения объектов, обнаруженных на изображении. Для достижения точности определения положения не более 20 метров (что является минимально приемлемым значением) размер погрешности определения углового положения должен составлять не более 1 градуса для всех углов ориентации датчика.

Важным информационным источником для работы алгоритмов определения пространственного положения объектов на основе результатов их обнаружения и распознавания на изображениях является цифровая модель рельефа (ЦМР). Минимальным разрешением ЦМР в плане для решения основных задач с приемлемой точностью является разрешение 30 метров на ячейку ЦМР.

Кроме того, в условиях подавления противником работы спутниковой навигационной системы, для обеспечения группового применения БпЛА необходимо наличие помехоустойчивой системы взаимного определения координат БпЛА в группе, обеспечивающей работу алгоритма формирования рациональных параметров (вариантов) боевого порядка. Конкретные требования к дальности работы системы и точности определения взаимных координат сильно зависят от решаемых конкретным типом БпЛА задач, эффективной поверхности рассеивания БпЛА, характеристик средств разведки воздушного пространства потенциального противника.

Предварительно основные характеристики системы определения взаимного положения могут быть заданы как:

для БпЛА большой дальности: максимальная дальность – не менее 20 км, минимальная дальность – не более 60 м, погрешность измерения дальности (3σ) – не более 60 м;

для БпЛА средней дальности: максимальная дальность – не менее 10 км, минимальная дальность – не более 20 м, погрешность измерения дальности (3σ) – не более 20 м;

для БпЛА малой дальности: дальность действия – не менее 5 км, погрешность измерения дальности (3σ) – 10 м [1]. Данная система может быть совмещена с системой связи в группе БпЛА.

Таблица 1. Характеристики, обосновывающие применение системы ИИ для решения задач навигации БпЛА

| Название характеристики | Характеристика задачи |
|---|---|
| Назначение задачи | Определение координат местоположения БпЛА в пространстве и составляющих его скорости для обеспечения полета по заданному маршруту |
| Целесообразность решения задачи с использованием штатной вычислительной системы или системы ИИ | Неавтономный режим: обработку сигналов ИНС и СНС целесообразно реализовать с использованием штатной вычислительной системы вследствие применения известных функциональных зависимостей.<br>Автономный режим: обработку сигналов ИНС и РЛС (ОЭС) целесообразно реализовать с использованием системы ИИ вследствие применения методов корреляционно-экстремальной навигации и нейросетевых методов принятия решений при обработке изображений |
| Источники входной информации для решения задачи | 1) ИНС в составе: трехкоординатного акселерометра, трех одноосевых гироскопов, барометрического высотомера.<br>2) СНС – спутниковый приемник.<br>3) ОЭС (РЛС). 4) База цифровой координатной информации (БЦКИ) |
| Состав и форма представления входной информации | 1) ИНС: углы пространственной ориентации (рыскания, тангажа и крена) БпЛА и скорости их изменения, продольная, нормальная и боковая перегрузки БпЛА, барометрическая высота (в цифровом виде).<br>2) СНС: псевдодальность до спутников (в цифровом виде).<br>3) ОЭС (РЛС): кадр оптического (радиолокационного) изображения (в цифровом виде) и его параметры (битность, цветность, разрешение, тип кодека).<br>4) БЦКИ: цифровая карта местности |
| Содержание функций обработки входной информации при решении задачи | Неавтономный режим: аналитические преобразования входных параметров ИНС и СНС в выходные в соответствии с известными функциональными зависимостями.<br>Автономный режим: обработка входной информации ИНС с использованием информации ОЭС (РЛС) и БЦКИ на основе методов корреляционно-экстремальной навигации и нейросетевых методов принятия решений |
| Состав и форма представления выходной информации | Координаты БпЛА в геодезической системе координат (ГСК), составляющие вектора скорости БпЛА (в цифровом виде) |
| Требования к периодичности решения задачи | Задача должна решаться на каждом такте функционирования КБО в течение полета БпЛА |
| Пользователи задачи | Навигационные системы (ИНС и СНС). Бортовые информационные системы (РЛС, ОЭС, ЛДЦ).<br>Система управления полетом. Система управления оружием |

Так, американская компания Exyn Technologies представила первые дроны с четвертым уровнем автономности [9, 10]. Заявлено, что при помощи ИИ ExynAI беспилотники могут самостоятельно ориентироваться в пространстве, в том числе на незнакомой местности и в нестандартных условиях, например, в пещере, причем делать это за пределами прямой видимости, без беспроводной связи или GPS-навигации. Машины, оснащённые такой программной разработкой, вполне сносно ориентируются в темноте и способны самостоятельно выстраивать маршрут, полагаясь на свои сенсоры. Бортовой компьютер во время движения на скорости до 2 м/с сканирует окружающее пространство и в реальном времени составляет трехмерную карту местности, площадь которой может достигать 16 млн кубометров.

Рис. 1. Автономная навигация дрона в шахте.

При этом отмечается, что создать такой ИИ для БпЛА гораздо сложнее, чем разработать аналогичную программу для беспилотных автомобилей или любого другого наземного автономного устройства. Дроны перемещаются в трёх измерениях, а это значит, что часто им приходится сталкиваться с препятствиями, которые не были нанесены на карту. Кроме этого, умный автономный летательный аппарат должен учитывать и другие параметры: груз, который он способен поднять, расход батарей и многое другое.

На четвертом уровне автономности дроны способны проводить изучение местности в режиме свободного полета на больших скоростях и собирать данные в автоматическом режиме. Достижение пятого уровня осуществляется, когда БпЛА может продемонстрировать полный контроль в неограниченной среде без какого-либо участия человека.

Израильская компания Sightec сообщила о создании технологии, которая позволяет гражданским дронам точно ориентироваться на местности даже без сигнала GPS. Для этого используются технологии компьютерного зрения и искусственного интеллекта [11, 12]. Успешный испытательный полёт был осуществлён в рамках программы испытаний беспилотников для доставки, осуществляемой Министерством транспорта Израиля (MOT), Ayalon Highways, Управлением гражданской авиации Израиля (CAAI) и Управлением по инновациям Израиля.

Компания Sightec разработала программное обеспечение, получившее название NavSight, которое можно установить на любой серийный дрон с камерой (рисунок 2). Программное обеспечение использует камеру, которая позволяет дрону «видеть и

понимать свое окружение». При этом заявляется, БпЛА сможет точно определять своё местоположение в режиме реального времени, ориентируясь на картинку.

Рис. 2. Серийный дрон с камерой и ПО NavSight.

Разработчики уточняют, что такие дроны для доставки будут заранее программироваться с возможностью использования GPS, однако если сигнал пропадёт, БдЛА переходит на навигацию по камере. Программное обеспечение позволит сопоставлять то, что попадает в объектив камеры, с картой, и точно направлять беспилотник как днём, так и ночью.

Технология способна обнаруживать и классифицировать наземные и воздушные объекты, а также выполнять трёхмерное картографирование. При этом беспилотный летательный аппарат может либо безопасно приземлиться в аварийном режиме, либо добраться до своего конечного местоположения без использования GPS или оператора-человека.

Учёные Цюрихского университета разработали новый подход к автономному управлению полётом БпЛА на высоких скоростях в незнакомых условиях с многочисленными препятствиями, используя исключительно локальные сенсоры и обработку информации мощностями самих дронов [13]. В основе решения лежат алгоритмы искусственного интеллекта. Нейросеть обучилась управлению дроном, наблюдая за работой «симулированного эксперта» – алгоритма, который управлял виртуальным дроном в смоделированной среде, наполненной большим числом различных препятствий. Алгоритм располагал полной информацией о состоянии квадрокоптера и показаниях его сенсоров, а также имел достаточный запас времени и вычислительной мощности для построения оптимальной траектории.

Данное решение имеет значительные преимущества перед существующими системами, которые сначала на основе сенсоров составляют карту окружающей местности, а затем строят траекторию по этим данным – два лишних шага занимают слишком много времени и делают невозможным полёт на высоких скоростях. После обучения система была протестирована в реальном мире (рисунок 3), где она успешно смогла управлять машиной в различных условиях, избегая столкновений на скорости до 40 км/ч.

Рис. 3. Схема испытаний дрона.

Авторы проекта уточняют [13], что сфера практического применения результатов их работы не ограничивается квадрокоптерами. Этот же подход может быть полезен для повышения производительности систем автопилота на автотранспорте; более того, данные принципы можно использовать для обучения систем ИИ в любых областях, где сбор данных затруднён или вообще невозможен.

## 3. Заключение

Таким образом, эволюцию способов решения задачи навигации БпЛА с использованием системы ИИ, с учётом этапов развития комплексов (систем) с БпЛА [1, 14-16], можно условно разделить на три этапа:

Первый этап (современное состояние): на данном этапе в качестве высокоточного источника навигационной информации о параметрах полёта используется спутниковая навигация. Уровень интеллектуализации ограничивается возможностью БпЛА вернуться на исходную отправную точку при невозможности продолжать выполнение поставленной боевой задачи (техническая неисправность, недостаток топлива, отсутствия средств воздействия).

Второй этап (до 2029 гг.): при взаимодействии БпЛА в составе разнородных (смешанных) групп КБО БпЛА с системой ИИ должны обеспечивать навигацию с помощью распознавания местности зоны воздействия, а также обладать возможностью строить трёхмерную карту местности в масштабе времени, близком к реальному (картирование).

Третий этап (2030…2035 гг.): на данном этапе должна осуществляться полностью автономная навигация как отдельных элементов, так и всей группы БпЛА, в целом, при помощи всей доступной информации от БпЛА сенсорной направленности.

## Литература

1. Научно-технический отчёт о НИР «Ясность», 2022, ФАУ «ГосНИИАС».
2. А. Уланов. Армейский сборник. Журнал, 2022 – № 2.
3. В. Комашинский «Об особенностях развития технологий искусственного интеллекта в ВС РФ». Журнал «Информация и космос», 2019-№4.
4. А. Степанов. Журнал «Зарубежное военное обозрение», 2021-№ 1.
5. В. Буренок. Журнал «Арсенал Отечества». 2021-№ 3.

6. Электронный ресурс: Беспилотник, ударные российские БпЛА Орлан, ТТХ дронов-охотников, какие интеграторы и ретрансляторы, дальность полетов, межконтинентальные перелеты (warways.ru).
7. В. Иванов. Журнал «Зарубежное военное обозрение». 2020-№2.
8. Электронный ресурс: Применение элементов искусственного интеллекта в беспилотных летательных аппаратах ВС США – ЦАТУ (catu.su).
9. Электронный ресурс: В США показали работу дронов с продвинутым искусственным интеллектом – новости политики: ruposters.ru.
10. Дрон с искусственным интеллектом научился обходиться без GPS – Hi-News.ru
11. Электронный ресурс: Теперь дронам не нужен сигнал GPS: ПО NavSight можно установить на любой серийный БПЛА с камерой (ixbt.com)
12. Электронный ресурс: В Израиле разработан дрон, перемещающийся без GPS. (smart-lab.ru)
13. Электронный ресурс: Швейцарцы с помощью ИИ научили дроны автономно летать по незнакомой местности со множеством препятствий (3dnews.ru)
14. Электронный ресурс: Искусственный интеллект научится управлять сенсорами беспилотников (nplus1.ru)
15. Электронный ресурс: Разум дронов (armystandard.ru)
16. Электронный ресурс: Автономные БпЛА: ключевые отличия от обычных дронов, проблемы и перспективы (militaryarms.ru).

**REFERENCES**

1. Scientific and technical report on research and development "Clarity", 2022, FAA GosNIIAS.
2. A. Ulanov. Army collection. Magazine, 2022 – No. 2.
3. V. Komashinsky "On the peculiarities of the development of artificial intelligence technologies in the Armed Forces of the Russian Federation". Information and Space Magazine, 2019-No.4.
4. A. Stepanov. The magazine "Foreign Military Review", 2021-No. 1.
5. V. Burenok. Arsenal of the Fatherland magazine. 2021-№ 3.
6. Electronic resource: UAV, Russian Orlan attack UAVs, TTX of hunter drones, which integrators and repeaters, flight range, intercontinental flights (warways.ru ).
7. V. Ivanov. The magazine "Foreign Military Review". 2020-No.2.
8. Electronic resource: Application of artificial intelligence elements in unmanned aerial vehicles of the US Armed Forces – TSATU (catu.su
9. Electronic resource: In the USA, drones with advanced artificial intelligence were shown to work – policy news:
10. ruposters.ru 10. An artificial intelligence drone has learned to do without GPS – Hi-News.ru
11. Electronic resource: Now drones do not need a GPS signal: NavSight software can be installed on any serial UAV with a camera (ixbt.com )
12. Electronic resource: A drone moving without GPS has been developed in Israel. (smart-lab.ru
13. Electronic resource: The Swiss, with the help of AI, have taught drones to fly autonomously through unfamiliar terrain with many obstacles (3dnews.ru )
14. 14. Electronic resource: Artificial intelligence will learn to control the sensors of drones (nplus1.ru )
15. Electronic resource: The mind of drones (armystandard.ru
16. Electronic resource: Autonomous UAVs: key differences from conventional drones, problems and prospects (militaryarms.ru ).

# СРАВНЕНИЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ ЗАТРАТ ПРИ ПОИСКЕ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С ДВОЙНОЙ МЕАНДРОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ПРИ ПРИМЕНЕНИИ РАЗЛИЧНЫХ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ

В. В. Неровный[1], В.С. Радько[2], В. В. Филоненко[2], Н. А. Неровная[2]

[1]АО НВП «ПРОТЕК», Воронеж, Россия
[2]ВУНЦ ВВС «ВВА», Воронеж, Россия

**Аннотация.** Рассмотрены оптимальный и модифицированный, основанный на аппроксимации навигационных сигналов с двойной меандровой модуляцией в виде суммы четырех BPSK-сигналов, алгоритмы обнаружения. Приведены результаты сравнения вычислительных затрат на процедуру параллельного поиска. Показано, что применение модифицированного алгоритма значительно снижает требования к вычислительным ресурсам навигационной аппаратуры потребителей.

**Ключевые слова:** навигационные сигналы с двойной меандровой модуляцией; алгоритмы обнаружения; вычислительные затраты.

# COMPARISON OF COMPUTATIONAL COSTS IN THE SEARCH FOR NAVIGATION DBOC-SIGNALS USING VARIOUS DETECTION ALGORITHMS

V. V. Nerovnyj[1], V. S. Radko[2], V. V. Filonenko[2], N. A. Nerovnaya[2]

[1]JSC SPE “PROTEK”, Voronezh, Russia
[2]MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia

**Abstract.** The optimal and modified detection algorithms based on the approximation of navigation DBOC-signals in the form of a sum of four BPSK-signals are considered. The results of comparing the computational costs of the parallel search procedure are presented. It is shown that the use of the modified algorithm significantly reduces the requirements for computing resources of consumer navigation equipment.

**Keywords:** navigational DBOC-signals; detection algorithms: computational costs.

## 1. Введение

Одним из направлений развития глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) является внедрение новых видов навигационных сигналов, в частности меандровых шумоподобных сигналов, называемых в англоязычной литературе BOC-сигналами [1]. Вариантом развития BOC-сигналов являются DBOC-сигналы, у которых модулирующая функция формируется путем перемножения псевдослучайной последовательности (ПСП) дальномерного кода и двух меандровых поднесущих колебаний (МПК) с различными частотами, кратными базовой частоте $f_b = 1,023$ МГц, из которой формируется ПСП дальномерного кода. Преимущества DBOC-сигналов над применяемыми в настоящее время BOC-сигналами показаны в работе [2]. Применение дополнительных МПК расширяет информационные возможности сигналов, но при этом также увеличивает требования к вычислительным ресурсам устройств обработки, что может затруднить внедрение перспективных сигналов в существующую навигационную аппаратуру потребителей (НАП).

Таким образом, является актуальным проведение исследований, направленных на совершенствование алгоритмов обнаружения *DBOC*-сигналов, направленных на получение высоких показателей эффективности при обеспечении реализуемых на сегодняшний день требований к вычислительным ресурсам устройств обработки.

## 2. Описание оптимального и модифицированного алгоритмов обнаружения *DBOC*-сигналов

Сигнал на входе приемника НАП можно описать выражением:

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

где $S(t)$ – навигационный *DBOC*-сигнал, $j(t)$ – помеха, распределенная по нормальному закону.

Навигационный *DBOC*-сигнал в (1) без учета навигационного сообщения и доплеровского сдвига частоты описывается выражением:

$$S(t) = AG_{ДК}(t-\tau)M_1(t-\tau)M_2(t-\tau)\cos(2\pi f_0(t-\tau)+\varphi_0), \quad (2)$$

где $A$ – амплитуда сигнала;

$G_{\text{НС}}(t)$ – двоичные символы навигационной информации;

$G_{\text{ДК}}(t)$ – псевдослучайная последовательность дальномерного кода;

$M_1(t)$ – первое МПК;

$M_2(t)$ – второе МПК;

$f_0$ – несущая частота сигнала;

$\tau$ – сдвиг по времени для учета неизвестного времени приема сигнала;

$\varphi_0$ – неизвестная начальная фаза, равномерно распределенная на интервале $[0;2\pi]$.

Основной процедурой оптимальной обработки сигнала (1, 2) в обнаружителе НАП является вычисление двух корреляционных интегралов [3] с применением в составе опорных сигналов произведения ПСП дальномерного кода и модулирующих поднесущих колебаний:

$$I = \int_0^{T_c} y(t)G_{\text{ДК}}(t-\tau)M_1(t-\tau)M_2(t-\tau)\cos(2\pi f_0 t)dt, \quad (3)$$

$$Q = \int_0^{T_c} y(t)G_{\text{ДК}}(t-\tau)M_1(t-\tau)M_2(t-\tau)\sin(2\pi f_0 t)dt. \quad (4)$$

Синфазная $I$ и квадратурная $Q$ составляющие с выходов корреляторов объединяются в соответствии с выражением:

$$X = \sqrt{I^2+Q^2}. \quad (5)$$

В основе модифицированного алгоритма обработки [4] лежит представление *DBOC*-сигнала как результата двухкратного расщепления спектра меандровыми поднесущими колебаниями, как показано на рисунке 1: сначала сплошной спектр сигнала *BPSK*(*n*) раздваивается первой поднесущей частотой $f_{M1} = mf_b$, затем полученный спектр – второй $f_{M2} = kf_b$, где *n*, *m*, *k* – коэффициенты кратности частот колебания, из которого формируется ПСП дальномерного кода $f_{\text{ПСП}}$, первого и второго МПК базовой частоте.

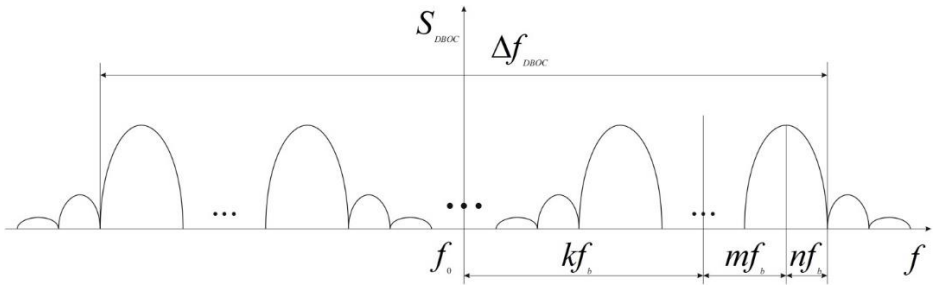



Рис. 1. Общий вид спектра *DBOC*-сигнала

В соответствии с рисунком 1 выражение для определения ширины основной полосы спектра *DBOC*-сигнала имеет вид:

$$\Delta f_{\text{DBOC}} = 2(f_{\text{M1}} + f_{\text{M2}} + f_{\text{ПСП}}) = 2f_b(k+m+n). \quad (6)$$

В этом случае *DBOC*-сигнал можно представить в виде четырех спектральных компонент, показанных на рисунке 1, с верхними и нижними центральными частотами: $\omega_{B1} = 2\pi(f_0 + f_{M1} + f_{M2})$ , $\omega_{B2} = 2\pi(f_0 + f_{M1} - f_{M2})$ , $\omega_{H1} = 2\pi(f_0 - f_{M1} - f_{M2})$ , $\omega_{H2} = 2\pi(f_0 - f_{M1} + f_{M2})$:

$$S(t) \approx \frac{A}{4}G_{\text{ДК}}(t-\tau)\cos(\omega_{\text{B1}}t+\varphi_0) + \frac{A}{4}G_{\text{ДК}}(t-\tau)\cos(\omega_{\text{B2}}t+\varphi_0) +$$
$$+\frac{A}{4}G_{\text{ДК}}(t-\tau)\cos(\omega_{\text{H1}}t+\varphi_0) + +\frac{A}{4}G_{\text{ДК}}(t-\tau)\cos(\omega_{\text{H2}}t+\varphi_0). \quad (7)$$

В обнаружителе сигнала (7) выполняются операции:

$$I_{\text{B1}} = \int_0^{T_c} y(t)G_{\text{ДК}}(t-\tau)\cos(\omega_{\text{B1}}t)dt, \quad (8)$$

$$Q_{\text{B1}} = \int_0^{T_c} y(t)G_{\text{ДК}}(t-\tau)\sin(\omega_{\text{B1}}t)dt, \quad (9)$$

$$I_{\text{B2}} = \int_0^{T_c} y(t)G_{\text{ДК}}(t-\tau)\cos(\omega_{\text{B2}}t)dt, \quad (10)$$

$$Q_{\text{B2}} = \int_0^{T_c} y(t)G_{\text{ДК}}(t-\tau)\sin(\omega_{\text{B2}}t)dt, \quad (11)$$

$$I_{\text{H1}} = \int_0^{T_c} y(t)G_{\text{ДК}}(t-\tau)\cos(\omega_{\text{H1}}t)dt, \quad (12)$$

$$Q_{\text{H1}} = \int_0^{T_c} y(t)G_{\text{ДК}}(t-\tau)\sin(\omega_{\text{H1}}t)dt, \quad (13)$$

$$I_{\text{H2}} = \int_0^{T_c} y(t)G_{\text{ДК}}(t-\tau)\cos(\omega_{\text{H2}}t)dt, \quad (14)$$

$$Q_{\text{H2}} = \int_0^{T_c} y(t)G_{\text{ДК}}(t-\tau)\sin(\omega_{\text{H2}}t)dt, \quad (15)$$

$$X = \sqrt{I_{B1}^2 + I_{B2}^2 + I_{H1}^2 + I_{H2}^2 + Q_{B1}^2 + Q_{B2}^2 + Q_{H1}^2 + Q_{H2}^2}. \quad (16)$$

## 3. Определение вычислительных затрат при поиске *DBOC*-сигналов при применении оптимального и модифицированного алгоритмов обнаружения

Вычислительные затраты при поиске сигнала вида *DBOC*(*k*,*m*,*n*) в основном определяются общим количеством рассчитываемых корреляционных интегралов, на которое влияют два фактора [5]:

- количество анализируемых ячеек поля поиска;
- количество корреляционных интегралов в алгоритме.

Количество анализируемых ячеек при параллельном поиске определяется выражением $N = N_t N_f$, где $N_t$ – количество каналов по времени задержки, $N_f$ – количество каналов по доплеровскому сдвигу частоты. В свою очередь, $N_t = \Delta T / \Delta\tau$, $N_f = \Delta F / \Delta f$, где $\Delta T$ и $\Delta F$ – диапазоны поиска, а $\Delta\tau$ и $\Delta f$ – значения шага поиска по времени и частоте. Вид алгоритма обнаружения не влияет на диапазон и шаг поиска в частотной области, поэтому в дальнейшем анализируется только количество каналов поиска по времени задержки. Основой навигационных сигналов ГНСС является *BPSK*-сигнал, ширина основного пика АКФ которого равна длительности элементарного символа ПСП, из которой формируется дальномерный код. Шаг поиска по времени задержки определяется шириной основного пика АКФ. Значение шага поиска *BPSK*-сигнала определяется выражением $\Delta\tau_{BPSK} = \tau_э = 1/ f_b$.

При применении модифицированного алгоритма обнаружения *DBOC*-сигналов в каждой ячейке выполняется корреляционная квадратурная обработка четырех спектральных компонент, со структурой, аналогичной структуре *BPSK*-сигнала, т. е. вычисление восьми корреляционных интегралов. Общее количество корреляторов, применяемых при поиске навигационного *DBOC*-сигнала, в этом случае равно:

$$N_M = \frac{8\Delta T}{\Delta\tau_{BPSK}} = 8\Delta T f_b \quad . \tag{17}$$

При применении оптимального алгоритма обнаружения в каждой ячейке используются два коррелятора (синфазной и квадратурной составляющей *DBOC*-сигнала), на которые подаются опорные *DBOC*-сигналы, сдвинутые один относительно другого по фазе несущей частоты на $\pi/2$. Установлено, что ширина основного пика АКФ и шаг поиска *DBOC*-сигналов, составляет $\Delta\tau_{DBOC} = (0,096...0,132)\tau_c$, при этом общее количество корреляторов определяется выражением:

$$N_{opt} = \frac{2\Delta T}{\Delta\tau_{DBOC}} = (15,2...20,8)\Delta T f_b \quad . \tag{18}$$

Коэффициент, показывающий сокращение количества корреляторов в случае применения модифицированного алгоритма по сравнению с оптимальным, равен:

$$K = \frac{N_0}{N_M} = (1,9...2,6) \quad . \tag{19}$$

Применение модифицированного алгоритма обнаружения *DBOC*-сигнала обеспечивает невысокую точность поиска, соответствующую ширине основного пика АКФ *BPSK*-сигнала. Для достижения точности, соответствующей ширине основного пика АКФ *DBOC*-сигнала необходим второй этап поиска, при котором анализируется 0,01…0,1 от общего количества ячеек поиска [5].

Также необходимо учитывать, что требуется разная частота дискретизации и тактовая частота для реализации оптимального и модифицированного алгоритмов обнаружения *DBOC*-сигналов. Частота дискретизации согласно теореме Котельникова

должна удовлетворять условию $f_d \geq 2 f_{max}$, где $f_{max}$ – максимальная частота в спектре обрабатываемого сигнала, для рассматриваемых навигационных сигналов равная ширине основной полосы спектра.

Для реализации оптимального алгоритма с учетом (6) минимальное значение частоты дискретизации определяется выражением:

$$f_{d0} = 4(k+m+n) f_b . \quad (20)$$

Для реализации модифицированного алгоритма минимальное значение частоты дискретизации определяется выражением:

$$f_{dM} = 2n f_b . \quad (21)$$

Коэффициент, показывающий, во сколько раз уменьшилась требуемая частота дискретизации в случае применения модифицированного алгоритма по сравнению с оптимальным, равен:

$$K_{fd} = \frac{f_{d0}}{f_{dM}} = \frac{2(k+m+n)}{n} . \quad (22)$$

При значениях $4 \leq (k+m+n) \leq 8$ , характерных для *DBOC*-сигналов, соответствующих по ширине спектра для применения в диапазоне L1 ГЛОНАСС [6], уменьшение требуемой частоты дискретизации при применении модифицированного алгоритма обнаружения по сравнению с оптимальным составляет 8–16 раз. Во столько же раз уменьшится количество отсчетов обрабатываемого навигационного сигнала. Также снизится требование к минимальному значению тактовой частоты в устройстве обработки НАП.

## 4. Заключение

Таким образом, применение модифицированного алгоритма обнаружения при поиске навигационных *DBOC*-сигналов позволяет снизить количество вычисляемых корреляционных интегралов при параллельном поиске в 1,9–2,6 раз, требуемые значения частоты дискретизации и количество временных отсчетов обрабатываемого сигнала в 8–16 раз, а также тактовую частоту процессора, что значительно снижает требования к вычислительным ресурсам и позволит внедрить обработку навигационных *DBOC*-сигналов в существующую НАП путем модернизации программного обеспечения. Необходимость второго этапа поиска, увеличивающего требования к вычислительным ресурсам на величину до 10 %, не должно в существенной мере повлиять на возможность внедрения навигационных *DBOC*-сигналов. Уменьшение вычислительных затрат на поиск особенно заметно при приеме и обработке навигационных *DBOC*-сигналов с большой шириной спектра, обеспечивающих наилучшую точность измерения времени приема.

## Литература

1. Ярлыков М.С. Меандровые шумоподобные сигналы (BOC-сигналы) и их разновидности в спутниковых радионавигационных системах. Монография. М.: // Радиотехника, 2017. – 416 с.
2. 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.
3. Перов А.И. Методы и алгоритмы оптимального приема сигналов в аппаратуре потребителей спутниковых радионавигационных систем. Учеб. пособие для вузов. М.: Радиотехника, 2012. – 240 с.

4. Неровный В.В., Филоненко В.В., Аксенов С.Ю. Алгоритмы поиска и обнаружения навигационного сигнала с двойной меандровой модуляцией с различным числом спектральных компонент // Радиотехника. 2023. Т. 87. № 3. С. 93–104.
5. Липа И.В., Болденков Е.Н. Анализ эффективности двухэтапной процедуры поиска навигационного сигнала. // Радиотехника. 2012. Выпуск 174. № 6. С. 148–152.
6. Глобальная навигационная система ГЛОНАСС. Интерфейсный контрольный документ. Общее описание системы с кодовым разделением сигналов. Редакция 1.0. Москва, 2016. URL: https://russianspacesystems.ru/wp-content/uploads/2016/08/IKD.-Obshh.-opis.-Red.-1.0-2016.pdf (дата обращения 20.01.2024).

**REFERENCES**

1. Yarlykov M.S. Meander (BOC - Modulated) Pseudorandom Signals and their Varieties in Satellite Radionavigation Systems. Moscow: Radiotekhnika, 2017. – 416 p.
2. 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.
3. Perov A.I. Methods and algorithms for optimal signal reception in the equipment of consumers of satellite radio navigation systems. Moscow: Radiotekhnika, 2012. – 240 p.
4. Nerovny V.V., Filonenko V.V., Aksenov S.Y. Algorithms for searching and detecting navigation signals with double meander modulation with a different number of spectral components. Radioengineering. 2023. V. 87. № 3. – P. 93-104.
5. Lipa I.V., Boldenkov Y.N. Two-stage navigation signal acquisition approach perfomance analysis. Radioengineering. 2012. V. 174. № 6. – P. 148-152.
6. Global navigation system GLONASS. Interface control document. General description of a system with code division of signals. Red. 1.0. Moscow, 2016. URL: https://russianspacesystems.ru/wp-content/uploads/2016/08/IKD.-Obshh.-opis.-Red.-1.0-2016.pdf (date of application 20.01.2024).

# СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛОВ В КАНАЛЕ ОЦЕНКИ ДИСПЕРСИИ ПОМЕХИ ОБНАРУЖИТЕЛЯ НАВИГАЦИОННЫХ MBOC-СИГНАЛОВ

В.В. Неровный[1], Н.А. Неровная[2], П.С. Облов[2], П. Д. Коратаев[2]

[1]АО НВП «ПРОТЕК», Воронеж, Россия
[2]ВУНЦ ВВС «ВВА», Воронеж, Россия

**Аннотация.** Приведены результаты исследования статистических характеристик сигналов в канале оценки дисперсии помехи обнаружителя навигационных мультиплексированных широкоплосных сигналов, 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:** меандровое поднесущее колебание обнаружение навигационных сигналов, закон распределения случайной величины, проверка гипотез о значениях параметров распределения, выбор порога обнаружения.

# STATISTICAL CHARACTERISTICS OF SIGNALS IN THE INTERFERENCE DISPERSION ESTIMATION CHANNEL OF THE NAVIGATION MB OC SIGNAL DETECTOR

V.V. Nerovniy[1], H.A. Nerovniy[2], P.S. Oblov[2], P. D. Korataev[2]

[1]AO HVP «PROTEK», Voronezh, Russia
[2]VUNC «VVA», Voronezh, Russia

**Abstract.** The results of a study of the statistical characteristics of signals in the interference dispersion estimation channel of the navigation multiplexed wide-band signal detector are presented, the probability distribution law of its output value is determined, the dependence of the detection threshold value on the output value of the interference dispersion estimation channel is established, providing a constant level of false alarm probability.

**Keywords:** meander subcarrier oscillation detection of navigation signals, the law of distribution of a random variable, testing hypotheses about the values of distribution parameters, selection of the detection threshold.

## 1. Введение

Стремление получить высококачественное функционирование ГНСС нового поколения за счет использования навигационных BOC-сигналов обусловлено разработкой более сложных навигационных сигналов. Одним из вариантов решения является применение МШПС (мультиплексированных широкополосных сигналов) в англоязычной литературе называют *MBOC*-сигналами (Multiplexed binary offset carrier modulated signals). Они представляют собой такие ШПС, у которых меандровые поднесущие колебания (МПК), являются составными, сформированными на основе двух МПК различных типов.

Разработка и внедрение в практику ГНСС *MBOC*-сигналов заключается в необходимости повышения помехоустойчивости (особенно при воздействии помех в условиях многолучевости),их характеристики могли бы превзойти, обычные *BOC*-сигналы. Кроме того, *MBOC*-сигналы должны иметь хорошую ЭМС с традиционными

навигационными сигналами, имеющими такую же несущую частоту, например с *BPSK*-сигналами.

Для синтеза структуры оптимальных обнаружителей *MBOC* -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 *MBOC*-сигналов, обеспечивающего постоянный уровень ложных тревог в условиях шумовых гауссовских помех различной интенсивности.

Цель работы достигается решением частных задач:

– обоснование структуры обнаружителя *MBOC*-сигналов в НАП ГНСС;

– определение закона распределения вероятностей выходной величины канала оценки дисперсии помехи;

– установление зависимости порога обнаружения от оценки дисперсии помехи.

## 2. Оценка дисперсии помехи навигационных MBOC-сигналов.

Для определения структуры обнаружителя необходимо рассмотрение структуры навигационного сигнала. *MBOC* - сигнал без учета навигационного сообщения описывается выражением:

$$S(t) = AG_{\text{ДК}}(t)(\alpha M_1(t) + \beta M_2(t))\cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (1)$$

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); $\omega_{M1}$ – циклическая частота первого меандрового колебания; $\omega_{M2}$ – циклическая частота второго меандрового колебания; $\omega_0 = 2\pi f_0$ – циклическая частота несущего колебания, $\varphi_0$ – 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 *MBOC* (*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.

Обобщенная структурная схема обнаружителя навигационных сигналов, функционирующего по критерию Неймана-Пирсона, представлена на рисунке 2.

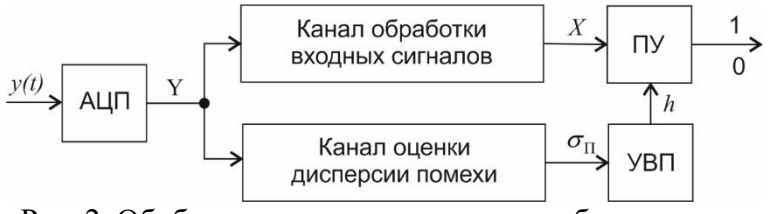



Рис. 2. Обобщенная структурная схема обнаружителя

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 $\mathbf{Y}$. 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 $\sigma_{\Pi}$ 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 (BOC-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:

$$X = \sqrt{\sum_{l=1}^{8} X_l^2}\,, \tag{3}$$

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].

Опорные сигналы в канале оценки дисперсии помехи могут быть получены различными вариантами, в зависимости от типа сигнала

Выходные величины корреляторов канала оценки дисперсии помехи для варианта №1 формируются в соответствии с выражениями:

$$S_{\text{ВАР1,1}}(t) = G_{OPT}(t)(\beta M_1(t) + \alpha M_2(t))\cos((\omega_o + \omega_{M1})t)\,, \tag{4}$$

$$S_{\text{ВАР1,2}}(t) = G_{OPT}(t)(\beta M_1(t) + \alpha M_2(t))\cos((\omega_o - \omega_{M1})t)\,, \tag{5}$$

$$S_{\text{ВАР1,3}}(t) = G_{OPT}(t)(\beta M_1(t) + \alpha M_2(t))\cos((\omega_o + \omega_{M2})t)\,, \tag{6}$$

$$S_{\text{ВАР1,4}}(t) = G_{OPT}(t)(\beta M_1(t) + \alpha M_2(t))\cos((\omega_o - \omega_{M2})t)\,. \tag{7}$$

Выходные величины корреляторов канала оценки дисперсии помехи для варианта №2 формируются в соответствии с выражениями:

$$S_{\text{ВАР2,1}}(t) = G_{OPT}(t)(\alpha M_1(t) + \beta M_2(t))\cos((\omega_o + \omega_{M1})t)\,, \tag{8}$$

$$S_{\text{ВАР2,2}}(t) = G_{OPT}(t)(\alpha M_1(t) + \beta M_2(t))\cos((\omega_o - \omega_{M1})t)\,, \tag{9}$$

$$S_{\text{ВАР2,3}}(t) = G_{OPT}(t)(\alpha M_1(t) + \beta M_2(t))\cos((\omega_0 - \omega_{M2})t)\,, \tag{10}$$

$$S_{\text{ВАР2,4}}(t) = G_{OPT}(t)(\alpha M_1(t) + \beta M_2(t))\cos((\omega_0 - \omega_{M2})t)\,. \quad (11)$$

Выходные величины корреляторов канала оценки дисперсии помехи для варианта №3 формируются в соответствии с выражениями:

$$S_{\text{ВАР3,1}}(t) = G_{OPT}(t)(\alpha M_1(t) + \beta M_2(t))\cos((\omega_o + 2\omega_{M1})t)\,, \quad (12)$$

$$S_{\text{ВАР3,2}}(t) = G_{OPT}(t)(\alpha M_1(t) + \beta M_2(t))\cos((\omega_o - 2\omega_{M1})t)\,, \quad (13)$$

$$S_{\text{ВАР3,3}}(t) = G_{OPT}(t)(\alpha M_1(t) + \beta M_2(t))\cos(\omega_0 + (\omega_{M2} - \omega_{M1})t)\,, \quad (14)$$

$$S_{\text{ВАР3,4}}(t) = G_{OPT}(t)(\alpha M_1(t) + \beta M_2(t))\cos(\omega_0 - (\omega_{M2} - \omega_{M1})t)\,. \quad (15)$$

$$\sigma_{П} = \sqrt{\sum_{l=1}^{8} S_l^2}\,, \quad (16)$$

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) – (16).

Для определения закона распределения выходной величины канала оценки дисперсии помехи (16) можно воспользоваться свойством, в соответствии с которым случайная величина $S = \sqrt{\sum_{l=1}^{n} S_l^2}$, где $S_l$ – независимые гауссовские случайные величины, имеющие нулевые математические ожидания и одинаковые дисперсии, имеет распределение, плотность вероятности которой описывается выражением [5]:

$$p(x) = \frac{x^{n-1}\,\mathrm{e}^{-x^2/2\sigma^2}}{2^{(n-2)/2}\sigma^n \Gamma(n/2)}\,, \quad (17)$$

где $\sigma$ – 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 (17) для описания выходной величины канала оценки дисперсии $\sigma_{\text{П}}$ требуется проверить выполнение условий:

- нормального закона распределения вероятностей величины на выходах корреляторов (4) – (15);
- 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 $S_1 \ldots S_8$ объемом $N = 1000$ при отношении «сигнал/помеха» (ОСП) на входе обнаружителя $s/j = -16$ дБ и $s/j = -26$ дБ. Для определения закона распределения (4) – (15) 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 $\chi^2$-Пирсона [6]:

$$\chi^2 = \sum_{j=1}^{K} \frac{(\nu_j - Np_j^0)^2}{Np_j^0}\,, \quad (18)$$

где $j$ – номер интервала; $\nu_j$ – частота, накопленная в $j$-м интервале; $p_j^0$ – вероятность попадания случайной величины в $j$-й интервал при нормальном распределении.

В результате получены шестнадцать наблюденных значений $\chi^2$ 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 $\chi^2_{\text{кр}} = 23,685$ при уровне значимости $\alpha = 0,05$ определено в [6]. Условие $\chi^2 < \chi^2_{\text{кр}}$ выполняется для всех выборок, следовательно, гипотеза о нормальном распределении выходных значений корреляторов не отвергается при данном уровне значимости.

Таблица 1. Значение $\chi^2$ для выборок S1-S8

| ОСП, Дб | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Наименование параметра | V1 | V2 | V3 | V4 | V5 | V6 | V7 | V8 |
| Значение $\chi^2_{\text{QMBOC_3}}$ | 6.903 | 6.905 | 6.903 | 6.905 | 17.765 | 13.046 | 9.730 | 9.263 |
| Значение $\chi^2_{\text{QMBOC_5}}$ | 15.520 | 15.914 | 9.949 | 8.739 | 21.212 | 11.1793 | 13.206 | 20.232 |
| Значение $\chi^2_{\text{QMBOC_8}}$ | 11.103 | 9.035 | 5.993 | 9.811 | 7.449 | 16.949 | 10.975 | 8.9547 |

Проверка второго условия выполнена с учетом того, что некоррелированность нормально распределенных случайных величин эквивалентна их независимости [6]. Определены попарные коэффициенты корреляции не ранжированных выборок (4) – (15)

Значение коэффициента корреляции будем интерпретировать следующим образом:

**0<|r|< 0,2** — связи нет;
**0,2 <|r|< 0,4** — связь слабая;
**0,4 <|r|< 0,7** — связь средняя;
**0,7 <|r|< 1** — связь сильная;
**r > 0** — связь прямая или положительная;
**r < 0** — связь обратная или отрицательная.

Если коэффициент корреляции r=0, то корреляция отсутствует, но это не указывает об отсутствии связи, так как она может быть нелинейной.

Проверка заключалась в вычислении статистик [7]

$$t_{ij} = \frac{\rho_{ij}\sqrt{N-2}}{\sqrt{1-\rho_{ij}^{\ 2}}}, \qquad (15)$$

имеющих распределение Стьюдента с $r = N - 2$ степенями свободы, и сравнении их с критическим значением $t_{\text{кр}}$ для установленного уровня значимости. В случае выполнения условия $|t_{ij}| < t_{\text{кр}}$ гипотеза об отсутствии корреляции $i$-й и $j$-й выборки не отвергается. В результате обработки выборок $S_1 \ldots S_8$ получено: диапазон значений

коэффициентов корреляции для варианта №1 $\rho_{ij} \in [0;0,27]$, для варианта №2 $\rho_{ij} \in [0;0,17]$, для варианта №3 $\rho_{ij} \in [-0,007;0,066]$.

Таблица 2. Результаты вычисления статистики $t_i$ (м.о.=0)

| Наименование статистики | t1 | t2 | t3 | t4 | t5 | t6 | t7 | t8 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Наимен. выхода коррелятора | S1 | S2 | S3 | S4 | S5 | S6 | S7 | S8 |
| Значение выборочного среднего QMBOC_3 | 0.0012 | -0.001 | 0.0012 | -0.001 | -0.003 | 0.0014 | -0.003 | -8.86e-04 |
| Значение выборочной дисперсии QMBOC_3 | 0.0023 | 0.0024 | 0.0023 | 0.0024 | 0.0021 | 0.0020 | 0.0021 | 0.0020 |
| Значение статистики QMBOC_3 | 0.259 | -0.645 | 0.791 | 0.645 | -1.781 | 0.991 | -2.209 | 0.006 |
| Значение выборочного среднего QMBOC_5 | -3.158e-04 | -0.0015 | -1.43e-04 | -0.0013 | 1.980e-04 | 0.0017 | -0.0019 | -8.867e-04 |
| Значение выборочной дисперсии QMBOC_5 | 0.0011 | 0.001 | 9.533 e-04 | 9.5671e- | 0.0012 | 0.0011 | 0.0011 | 0.0011 |
| Значение статистики QMBOC_5 | 0.259 | -0.645 | 0.791 | 0.645 | -1.781 | 0.991 | -2.209 | 0.006 |
| Значение выборочного среднего QMBOC_8 | -0.0024 | 0.0017 | 9.2195e-05 | -0.0015 | -0.0022 | 0.0019 | 8.3852e-04 | 0.0013 |
| Значение выборочной дисперсии QMBOC_8 | 0.0011 | 0.0011 | 0.0010 | 0.0010 | 0.0011 | 0.0010 | 0.0011 | 0.0011 |
| Значение статистики QMBOC_8 | -2.208 | 1.621 | 1.041 | -1.5 | -2.098 | 1.9 | 0.799 | 1.24 |

При уровне значимости $\alpha = 0,05$. Критическое значение статистики при этом $t_{\text{кр}} = 1,96$ [6], условие $|t_{ij}| < t_{\text{кр}}$ 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) – (15) выполнена путем вычисления статистик [7, 8]:

$$t_i = \frac{\overline{x}_i \sqrt{N}}{S_i}, \qquad (16)$$

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. 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.

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) – (15) $\sigma_i^2 = \sigma_j^2$ проверена путем вычисления статистик [7, 8]:

$$F_{ij} = S_i^2 \big/ S_j^2 , \qquad (17)$$

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:

$$F_{ij} > F_\alpha(n-1; m-1) , \qquad (18)$$

где $F_\alpha$ – критическое значение статистики, то гипотеза равенства отклоняется в пользу альтернативы $\sigma_i^2 > \sigma_j^2$. В результате обработки выборок $S_1 \ldots S_8$ получен диапазон значений статистики (17) для варианта №1 $F_{ij} \in [1,089; 1,44]$, для варианта №2 $F_{ij} \in [1,089; 1,44]$, для варианта №3 $F_{ij} \in [0,826; 1,21]$,. Критическое значение статистики (17) при уровне значимости $\alpha = 0,05$, $F_\alpha = 1,83$, 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) – (15), 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:

$$p_8(x) = \frac{x^7 \, e^{-x^2/2\sigma^2}}{48\sigma^8} , \qquad (19)$$

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 $P_{ЛТ}$.

Обеспечение функционирования обнаружителя QMBOC -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:

$$\int_{h}^{+\infty} \frac{x^7 \, \mathrm{e}^{-x^2/2\sigma^2}}{48\sigma^8} dx = P_{\text{ЛТ}}, \qquad (20)$$

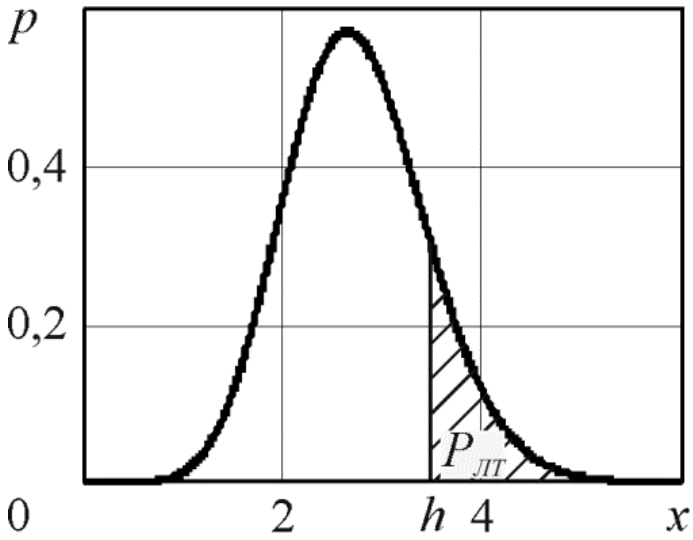



Рис. 3. Плотность вероятности распределения Рэлея при $n$=8

Уравнение (20) имеет различные решения при различных значениях $\sigma_{\text{П}}$. Для исследования выбран диапазон изменения ОСП $s/j \in [-40;-10]$ дБ. Зависимость $\sigma_{\text{П}}(s/j)$, определенная методом имитационного моделирования,

Таблица 3. Определение уровня порога для варианта №1

| Наименование статистики | h1 | h2 | h3 | h4 | h5 | h6 | h7 | h8 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Значение порога h при $P_{лт}=10^{-4}$ | 0.012 | 0.013 | 0.013 | 0.013 | 0.012 | 0.011 | 0.011 | 0.012 |
| Значение порога h при $P_{лт}=10^{-6}$ | 0.014 | 0.015 | 0.015 | 0.015 | 0.012 | 0.012 | 0.012 | 0.011 |

Таблица 4. Определение уровня порога для варианта №2

| Наименование статистики | h1 | h2 | h3 | h4 | h5 | h6 | h7 | h8 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Значение порога h при $P_{лт}=10^{-4}$ | 0.012 | 0.012 | 0.012 | 0.013 | 0.013 | 0.011 | 0.014 | 0.01 |
| Значение порога h при $P_{лт}=10^{-6}$ | 0.014 | 0.015 | 0.01 | 0.014 | 0.012 | 0.011 | 0.011 | 0.011 |

Таблица 5. Определение уровня порога для варианта №3

| Наименование выхода коррелятора | S1 | S2 | S3 | S4 | S5 | S6 | S7 | S8 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Значение порога h при $P_{лт}=10^{-4}$ | 4.957e-3 | 4.957e-3 | 4.929e-3 | 4.929e-3 | 4.957e-3 | 4.929e-3 | 4.957e-3 | 4.957e-3 |
| Значение порога h при $P_{лт}=10^{-6}$ | 5.521e-3 | 5.521e-3 | 4.722e-3 | 4.722e-3 | 5.521e-3 | 4.722e-3 | 5.521e-3 | 5.521e-3 |

В определенных границах изменения $\sigma_{\text{П}}$ путем решения численными методами (20) получены значения порога обнаружения от выходной величины канала оценки дисперсии помехи, соответствующие $P_{\text{ЛТ}}=10^{-4}$, $P_{\text{ЛТ}}=10^{-6}$.

## 3. Заключение

Таким образом, выполнено исследование статистических характеристик мультиплексированных ШПС в канале оценки дисперсии помех обнаружителя навигационных сигналов 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;

– выбор структуры опорного сигнала в канале оценки дисперсии QMBOC в обнаружители обеспечивает заданные статистические характеристики.

## 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 A.I. Perov, V.N. Kharisova. Ed. 4th, reprint. and additional M.: Radio Engineering, 2010. – 800 p.
2. Weitzel A.V. A new class of meander noise-like radio signals for radio navigation systems // Bulletin of MAI. 2009. vol. 16 No. 7. – pp. 43-48.
3. Uneven V.V., Zhuravlev A.V., Kiryushkin V.V., Filonenko V.V., Uneven N.A. Autocorrelation functions of navigation signals with meander modulation at two subcarrier frequencies // Radio Engineering. 2022. Vol. 86. No. 7. – pp. 56-61.
4. Nerovny V.V. Noise immunity of multi-system equipment of GNSS consumers: monograph. Voronezh: Publishing and Printing Center "Scientific Library", 2018. - 230 p
5. Perov A.I. Statistical theory of radio engineering systems: textbook. handbook for universities. M.: Radio engineering, 2003. – 400 p.
6. Wentzel E.S. Probability theory. Studies for universities. 10th ed., ster. M.: Higher School, 2006. – 575 p.
7. Puchkov N.P. Mathematical statistics. Application in professional activity. Study guide. Tambov: Publishing house of FGBOU VPO "TSTU", 2013. – 80 p.
8. Kobzar A.I. Applied mathematical statistics. For engineers and researchers. M. Fizmatlit, 2006. – 816 p.

# СЦЕНАРИИ РОЕВОГО УПРАВЛЕНИЯ РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫМИ БЕСПИЛОТНЫМИ СИСТЕМАМИ

А. А. Васильченко

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

**Аннотация**. В статье представлен инструментарий и критерии формирования сценария роевого управления измерительными БПЛА в ходе наблюдения за объектами. Приведены результаты имитационного моделирования в виде зависимостей суммарной точности оценки местоположения объектов от времени наблюдения для четырех сценариев роевого управления.

**Ключевые слова:** рой БПЛА, измерительная система, наблюдение за объектами, нижняя граница Крамера-Рао, траекторные измерения, методы роевого управления.

# SWARM CONTROL SCENARIOS FOR DISTRIBUTED MEASURING UNMANNED SYSTEMS

A. A. Vasilchenko, I. V. Kerimov

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

**Abstract.** The article presents the tools and criteria for the formation of a steering scenario for measuring UAVs during object observation. The results of simulation modeling are presented in the form of dependencies of the total accuracy of estimating the location of objects on the observation time for four swarm control scenarios.

**Keywords:** swarm of UAVs, measuring system, object observation, lower boundary of Cramer-Rao, trajectory measurements, swarm control methods.

## 1. Введение

Реконфигурация траекторных измерительных систем наблюдения на базе БПЛА (ИБПЛА) за объектами может проявляться:

— в изменении местоположения ИБПЛА в пространстве по определенной программе, обеспечивающей непрерывное наблюдение за интересующими объектами;

— в оптимизации на измерителях (ИБПЛА), количества и информационной структуры одновременных наблюдений за объектами (ОН), а именно, в обосновании и выборе:

— метода измерений (угломерного, угломерно-дальномерного, дальномерного, разностно-дальномерного);

— типа измерительных каналов (оптических, ИК, радиолокационных, лидаров);

— методов обработки измерительной информации.

Предпочтительным направлением достижения высоких показателей точности траекторных измерений и их непрерывности следует считать повсеместное внедрение в структуру измерительного комплекса алгоритмов цифровой оптимальной статистической обработки сигналов, а также комплексирование результатов измерений, полученных средствами, различными по физическим принципам функционирования, а именно [3, 4]:

— радиотехнических измерителей (радиолокационных, радионавигационных);

— оптико-электронных;

— инфракрасных;

— оптических квантовых измерителей дальности (лидаров).

Структурно это выглядит как синтез комплексной измерительной системы, дополненной методами технического зрения, картографии и триангуляции.

Генеральным направлением создания нового облика траекторных измерительных систем (систем наблюдения за объектами) должно стать применение в структуре измерительного комплекса мобильных платформ. Мобильные платформы предназначены для компактного размещения средств измерений и средств обработки результатов наблюдений, и допускающих их перемещение на и над земной поверхностью в горизонтальной и/или вертикальной плоскостях.

В качестве мобильных платформ могут быть использованы беспилотные летательные аппараты (БПЛА) [1]:

— одиночные или группа (рой) с единой задачей выполнения конкретных задач контроля объекта испытаний;

— управляемые или автономные;

— управляемые с централизованным или индивидуальным управлением;

— с универсальным или специализированным оборудованием для траекторных измерений объектов испытаний;

Позиционирование БПЛА-измерителей в пространстве может осуществляться как по сигналам космических навигационных систем, так и сигналам от реперных источников радиоизлучений и автономной навигации.

Роевые системы, состоят из БПЛА – агентов, локально взаимодействующих между собой и с окружающей средой.

Каждый агент следует простым правилам, направленным на решение единой для всех элементов генеральной целевой функции. Простота этих правил заключается в отсутствии подробного представления каждому из них порядка действий.

Алгоритм функционирования роя как единой системы формируется практически в реальном масштабе времени. Каждый агент системы подчинен решению двуединой задачи, - решение целевой функции с наложением определенных ограничений на свободу действий при случайных воздействиях на него.

Такая система проявляет эмерджентность, т.е. набор особых свойств, не присущих ни отдельным агентам, ни бессистемной сумме агентов, её составляющих, т.е. обладает свойствами искусственного интеллекта.

Роевой интеллект, применяемый для управления группировкой БПЛА-измерителей, описывает коллективное поведение децентрализованной самоорганизующейся системы взаимодействующих друг с другом БПЛА-измерителей (ИБПЛА).

Реализация этого общего алгоритма управления роем ИБПЛА может быть конкретизируема известными методами роевого управления:

а) имитации физического взаимодействия частиц в узлах кристаллической решетки [1];

б) оптимизации на основе роя частиц (алгоритм PSOP) и блокирования по Рейнольдсу [2];

в) построенные на основе функционирования децентрализованной самоорганизации мультиагентных систем [2, 3];

г) отбора искусственной иммунной системы [2, 3];

д) бактериального поиска;

е) «капель воды» - метод выбора альтернативных «путей для воды»: либо наиболее близкие, либо наиболее оптимальные;

ж) гравитационного поиска наиболее качественных, «тяжелых», агентов;

з) имитации поведения социальных насекомых;

и) полета плотной стаи птиц.

Учитывая необходимость обеспечения непрерывности и высокой точности траекторных измерений, целесообразно в рое ИБПЛА выделение:

а) «ведущих» БПЛА-измерителей;

б) сопровождающих целевых групп БПЛА, обеспечивающих:

- эффективный поиск ОН;
- решение задач распознавания, захвата и наблюдение ОН;
- последующую эстафетную передачу управления БПЛА- измерителям.

Реализация непрерывности и точности траекторных измерений требует для управления БПЛА-измерителей применения роевых алгоритмов, отличающиеся некоторым способом от классических звериных алгоритмов, децентрализованной самоорганизации мультиагентных систем и алгоритма роя частиц, что в свою очередь приводит формированию новых алгоритмов (методов) роевого управления.

## 2. Выбор критерия управления

Практика построения современных информационных измерительных комплексов и систем показывает несостоятельность подходов, основанных на одноэтапной обработке данных, при этом обеспечение необходимой точности измерений является одной из основных задач системы, однако этим не исчерпывается круг требований, котором она должна удовлетворять [4, 5].

В качестве точности измерений местоположения ОН от погрешностей первичных измерений с заданной доверительной вероятностью выступает общепринятая метрика нижняя граница Крамера-Рао (CRLB), вычисляемая как след (сумма элементов главной диагонали) ковариационной матрицы, обратной к информационной матрице Фишера:

$$\Sigma = \begin{bmatrix} \sigma_x^2 & r\sigma_x\sigma_y & r\sigma_x\sigma_z \\ r\sigma_x\sigma_y & \sigma_y^2 & r\sigma_y\sigma_z \\ r\sigma_x\sigma_z & r\sigma_y\sigma_z & \sigma_z^2 \end{bmatrix} = \left(J^T N^{-1} J\right)^{-1} = FIM^{-1}\left(g_{no}\right) \quad (1)$$

$$CRLB\left(g_{no}\right) = tr\left(FIM^{-1}\left(g_{no}\right)\right) = tr\left(\Sigma\right) \quad (2)$$

где $J = \begin{bmatrix} \frac{\partial x}{\partial \alpha} & \frac{\partial y}{\partial \alpha} & \frac{\partial z}{\partial \alpha} \\ \frac{\partial x}{\partial \beta} & \frac{\partial y}{\partial \beta} & \frac{\partial z}{\partial \beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\alpha\cdot\cos\beta & -\sin\alpha\cos\beta & 0 \\ -\sin\alpha\sin\beta & -\cos\alpha\sin\beta & \cos\beta \end{bmatrix}$ - матрица частных производных, вычисляемая при начальной оценке;

$J_K = \begin{bmatrix} J_1 \\ \dots \\ J_k \end{bmatrix}$ - общая матрица частных производных оценок местоположения от первичных измерений для роя из $K$ ИБПЛА;

$N = \begin{bmatrix} N_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & N_2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & N_k \end{bmatrix}$ - общая ковариационная матрица первичных измерений для $K$ ИБПЛА.

$N_k = \begin{bmatrix} \sigma^2_{\alpha_k} & 0 \\ 0 & \sigma^2_{\beta_k} \end{bmatrix}$ - частная ковариационная матрица первичных измерений для *k*-го ИБПЛА;

$\alpha_k(t_i) = \tan^{-1}\left(\dfrac{x_{u_k}(t_i) - x_{он}(t_i)}{y_{u_k}(t_i) - y_{он}(t_i)}\right)$ - азимут визирной оси оптического прибора *k*-го ИБПЛА;

$\beta_k(t_i) = \tan^{-1}\left(\dfrac{z_{u_k}(t_i) - z_{он}(t_i)}{R_k(t_i)}\right)$ - угол места визирной оси оптического прибора *k*-го ИБПЛА;

$R_k$ – наклонная дальность между ОН и ИБПЛА, вычисляемая по выражению [5]:

$$R_k = \sqrt{\left(x_{u_k}(t_i) - x_{он}(t_i)\right)^2 + \left(y_{u_k}(t_i) - y_{он}(t_i)\right)^2 + \left(z_{u_k}(t_i) - z_{он}(t_i)\right)^2} \quad (3)$$

$g_{u_k}(t_i) = \left[ g_{u_k}(t_{i-1})^T, V_{u_k}{}^T, a_{u_k}{}^T \right]$ - вектор координат местоположения *k*-го ИБПЛА $\left(k = \overline{1,K}\right)$ в *i*-ый момент времени наблюдения;

$g_{он}(t_i) = \left[ x_{он}(t_i), y_{он}(t_i), z_{он}(t_i) \right]$ - вектор координат местоположения ОН в *i*-ый момент времени наблюдения;

*K* – количество ИБПЛА в траекторной системе наблюдения;

$V_{u_k i} = \left[ V_{u_X_k i}, V_{u_Y_k i}, V_{u_Z_k i} \right]$ - вектор проекций скоростей местоположения *k*-го ИБПЛА;

$a_{u_k i} = \left[ a_{u_X_k i}, a_{u_Y_k i}, a_{u_Z_k i} \right]$ - вектор проекций скоростей местоположения *k*-го ИБПЛА;

$n_{u_k i}(t_i) = \left[ n_{u_X_k i}(t_i), n_{u_Y_k i}(t_i), n_{u_Z_k i}(t_i) \right]$ - вектор погрешностей оценок местоположения *k*-го ИБПЛА, распределенных по нормальному закону распределения:

$$M\left[ n_{u_X_k i}(t_i) \right] = M\left[ n_{u_Y_k i}(t_i) \right] = M\left[ n_{u_Z_k i}(t_i) \right] = 0$$

$$\sigma^2_{n_{u_k}} = tr\left( diag\left[ \sigma^2_{n_{u_X_k}}, \sigma^2_{n_{u_Y_k}}, \sigma^2_{n_{u_Z_k}} \right] \right)$$

Учитывая погрешности местоположения *K* ИБПЛА роевой формации, суммарная точность оценки местоположения ОН будет определяться выражениями:

$$CRLB\left(g_{он}, K\right) = \left( J_K^T N^{-1} J_K^T \right)^{-1} = tr\left( FIM^{-1}\left(g_{no}, K\right) \right) = tr\left(\Sigma\right) \quad (4)$$

$$\sigma^2_{u_K} = CRLB\left(g_{no}, K\right) + \sum_{k=1}^{K} \sigma^2_{n_{u_k}} \quad (5)$$

Задаваясь требуемым значением точности траекторных измерений можно сформировать следующие критерии роевого управления:

$$\left[ V_{u_k i}, a_{u_k i}, \alpha_k(t_i), \beta_k(t_i), K \right] \to \arg\min_N \sigma^2_{u_K}(t_i) \quad (6)$$

$$\sigma^2_{u_K}(t_i) = f\left(V_{u_k i}, a_{u_k i}, \alpha_k(t_i), \beta_k(t_i), K\right) \le \sigma^{2\ TP}_{u_K} \qquad (7)$$

### 3. Оценивание точности измерений

Для исследования роевого управления в формациях ИБПЛА по указанному точностному показателю (критерию) были рассмотрены следующие сценарии:

1) неподвижное зависание всех элементов роя на все время набоюдения;
2) движение всех элементов роя в одинаковом направлении (по курсовому углу);
3) движение двух ИБПЛА роя в одинаковом направлении с ОН (по курсовому углу) и неподвижное зависание третьего;
4) движение двух ИБПЛА роя в одинаковом направлении с ОН (по курсовому углу) и движение третьего ИБПЛА навстречу.

Исходные данные для имитационного моделирования представлены в таблице 1. В строках 5, 7, 9 представлены значения проекций скоростей движения ИБПЛА для четырех исследуемых сценариев. Результаты имитационного моделирования представлены на рисунке 1 в виде графиков зависимости суммарной точности оценки местоположения ОН от времени наблюдения для четырех сценариев роевого управления.

Таблица 1. Исходные данные для имитационного моделирования

| № | Наименование параметра | Координаты | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | x | | | | y | | | | z | | | |
| 1 | Начальная точка маневра, м | 0 | | | | 0 | | | | 0 | | | |
| 2 | Скорость движения объекта наблюдения, м/с | 98 | | | | 98 | | | | 98 | | | |
| 3 | Ускорение объекта наблюдения, м/с$^2$ | 0 | | | | -1 | | | | 0 | | | |
| 4 | Положение первого ИБПЛА, м | 2353 | | | | 155 | | | | 1272 | | | |
| 5 | Скорость движения первого ИБПЛА, м/с | 0 | 10 | 10 | 10 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 10 | 10 | 10 |
| 6 | Положение второго ИБПЛА, м | 1800 | | | | 500 | | | | 5000 | | | |
| 7 | Скорость движения второго ИБПЛА, м/с | 0 | 10 | 10 | 10 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 10 | 10 | 10 |
| 8 | Положение третьего ИБПЛА, м | 6234 | | 10000 | | 489 | | 846 | | 1256 | | 10000 | |
| 9 | Скорость движения третьего ИБПЛА, м/с | 0 | 10 | 0 | -10 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 10 | 0 | -10 |
| 10 | Количество ИБПЛА | 3 | | | | | | | | | | | |
| 11 | Время наблюдения, с | 100 | | | | | | | | | | | |
| 12 | Частота поступления измерительной информации, Гц | 30 | | | | | | | | | | | |

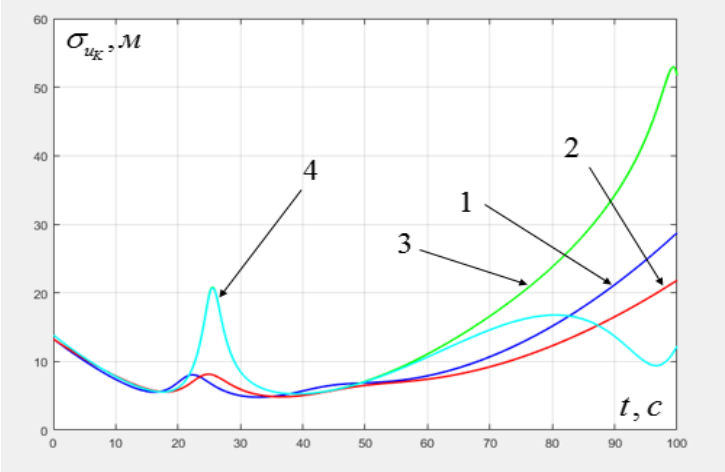



Рис. 1. Графики зависимости суммарной точности оценки местоположения ОН от времени наблюдения для четырех сценариев роевого управления

Результаты имитационного моделирования показывают следующее:

— значения суммарной точности оценки местоположения ОН для первого и второго сценариев практически совпадают до 60 с наблюдения, далее при сопровождении ОН по одинаковому курсовому углу движения обеспечивается уменьшение значения $\sigma_{u_K}$ на 8 м по сравнению с первым сценарием управления;

— значения суммарной точности оценки местоположения ОН для первого, второго и третьего сценариев совпадают до 50 с, далее при сопровождении ОН по одинаковому курсовому углу движения двух ИБПЛА и зависании третьего значение $\sigma_{u_K}$ возрастает наиболее сильно, чем при применении второго сценария управления;

— четвертый сценарий управления является наиболее эффективным, обеспечивающим наименьшее значение $\sigma_{u_K}$ по всему времени наблюдения.

В ходе имитационного моделирования рассмотрены простейшие сценарии управления роем ИБПЛА, но разработанный инструментарий анализа позволяет подобным образом рассмотреть методы роевого управления, указанные в п.1.

## 4. Заключение

Разработанный инструментарий позволяет сформировать наиболее эффективный сценарий роевого управления формацией ИБПЛА с адаптацией под траекторию движения ОН путем анализа значений $\sigma_{u_K}$ и выбором параметров движения (формированием полетного задания) каждому элементу роя.

## Литература

1. Моисеев В.С. Прикладная теория управления беспилотными летательными аппаратами: монография. – Казань: ГБУ «Республиканский центр мониторинга качества образования» (Серия «Современная прикладная математика и информатика»). – 768 с.
2. Цветков В.Я. Комплементарные системы: учебник / В. Я. Цветков, И. И. Лонский, С. В. Булгаков; Московский государственный университет геодезии и картографии. - Москва: МАКС Пресс, 2022. - 159 с.
3. Скобцов Ю.А. Эволюционные методы в программной инженерии: учебное пособие / Ю. А. Скобцов; Министерство науки и высшего образования Российской Федерации, Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение

высшего образования Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения. - Санкт-Петербург: ГУАП, 2020. - 128 с.
4. Булычев Ю.Г., Васильев В.В. Информационно-измерительное обеспечение натурных испытаний сложных технических комплексов. – М.: Машиностроение – Полет, 2016. – 440 с.
5. Булычев Ю.Г., Манин А.П. Математические аспекты определения движения летательных аппаратов. М.: Машиностроение, 2000. – 264 с.

**REFERENCES**

1. Moiseev V.S. Applied theory of control of unmanned aerial vehicles: monograph. – Kazan: GBU "Republican Center for Monitoring the quality of Education" (Series "Modern Applied Mathematics and Computer Science"). – 768 p .
2. Tsvetkov V.Ya. Complementary systems: textbook / V. Ya. Tsvetkov, I. I. Lonsky, S. V. Bulgakov; Moscow State University of Geodesy and Cartography. - Moscow: MAKS Press, 2022. - 159 p.
3. Skobtsov Yu.A. Evolutionary methods in software engineering: textbook / Yu. A. Skobtsov; Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation, Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation. - St. Petersburg: GUAP, 2020. - 128 p.
4. Bulychev Yu.G., Vasiliev V.V. Information and measurement support for field tests of complex technical complexes. – M.: Mashinostroenie – Polet, 2016. – 440 p.
5. Bulychev Yu.G., Manin A.P. Mathematical aspects of determining the motion of aircraft. M.: Mashinostroenie, 2000. – 264 p.

# УЛУЧШЕНИЕ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ С ПОМОЩЬЮ УСТРОЙСТВА ДЛЯ РАБОТЫ С ГЛОБАЛЬНЫМИ НАВИГАЦИОННЫМИ СПУТНИКОВЫМИ СИСТЕМАМИ

Т.Ю. Урывская, В.Б. Васильчук

ВУНЦ ВВС «ВВА», Воронеж, Российская Федерация

**Аннотация**. В статье рассмотрен вопрос выбора программного обеспечения для устройства улучшения позиционирования с участием спутниковых радионавигационных систем, применение на практике программное обеспечение для анализа и конфигурации собранного устройства с использованием компьютера. Полученные результаты могут использоваться разработчиками локальных навигационных систем.

**Ключевые слова:** навигационные системы, BPSK-сигналы, программное обеспечение, позиционирование, спутниковые радионавигационные системы.

# IMPROVED POSITIONING WITH A DEVICE FOR WORKING WITH GLOBAL NAVIGATION SATELLITE SYSTEMS

T. Yu. Uryvskaia, V. B. Vasilchuk

Zhukovsky-Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russian Federation

**Abstract.** The article considers the issue of choosing software for a positioning improvement device involving satellite radio navigation systems, and the practical application of software for analyzing and configuring an assembled device using a computer.The results obtained can be used by developers of local navigation systems. The results obtained can be used by developers of local navigation systems.

**Keywords:** navigation systems, BPSK signals, software, positioning, СРНС.

## 1. Введение

В настоящее время использование спутниковых радионавигационных систем является как никогда актуальным. Особенно это заметно в современных условиях, когда подобные технологии могут использованы большими государствами в военных целях. В этой связи как государству, так и обычному пользователю важно знать разные способы работы с сигналами глобальных навигационных спутниковых систем, чтобы всегда иметь альтернативу. В работе рассмотрено устройство для работы с спутниковыми радионавигационными системами, а также предложены два способа проанализировать и настроить его с помощью как официального программного обеспечения, так и с помощью open-source решения. В дальнейшем результаты работы могут быть использованы в любых системах, где необходимо как просто точное позиционирование, так и улучшение уже существующих показателей с помощью методов дифференциальной коррекции (например, Real Time Kinematic). Параметрами АФ называют коэффициенты КИХ-фильтра, подстраиваемые к входному сигналу. По определению, параметры АФ изменяются в процессе адаптивной фильтрации.

## 2. Исследование искажений при фильтрации

Спутниковые радионавигационные системы (сокр. СРНС) – системы, основной задачей которых является точное позиционирование объекта в пространстве с минимальной погрешностью. Для получения координат используется оборудование,

которое связано с наземной инфраструктурой и соединяется с группой спутников, выведенных на околоземную орбиту. Изначально подобные системы государства создавали в военных целях, однако в наши дни они нашли широкое применение в различных гражданских проектах.

GPS и ГЛОНАСС изначально были созданы для военной отрасли, в то время как Galileo создавалась для крупных гражданских и коммерческих проектов. В связи с этим европейская СРНС больше подходит для бизнеса, поскольку она более открыта к рядовому пользователю, особенно на территории стран европы/евросоюза, поскольку нет полной зависимости от зарубежных систем СРНС и нет столь сильной привязки к военной отрасли. На рисунке 1 показана спутниковая радионавигационная система.

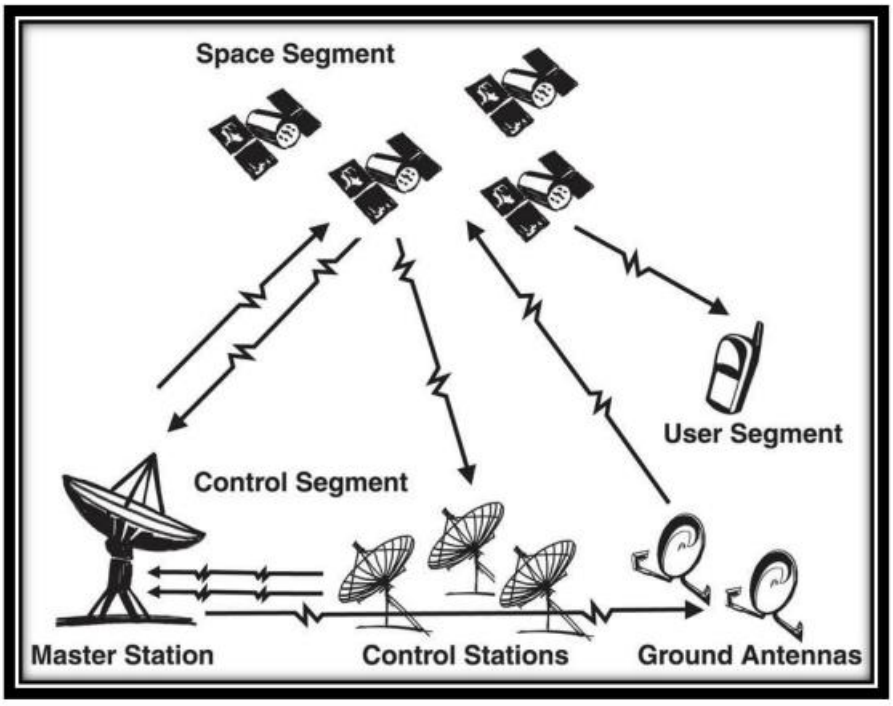



Рис. 1. Составляющие любой спутниковой радионавигационной системы

В СРНС используются сигналы BPSK, у которых $L$ символов укладываются на периоде $Tc$. Для некоторых задач может быть необходим более высокий уровень точности координат. В таком случае координаты могут быть получены при использовании так называемых дифференциальных режимов (ДР) работы спутниковых радионавигационных систем. Реализация дифференциальных режимов достигается путём интеграции дополнительных устройств, которая будет является дополнением для уже имеющейся спутниковой радионавигационной системы. Простейший случай организации такой системы – случай с двумя приёмниками сигналов от навигационных спутников показан на рисунке 2.

Существенным недостатком при использовании одного базового приёмника является тот факт, что максимальная дистанция между ним и ровером не должна превышать 10 – 20 км для того, чтобы быстро и надёжно работать с возможными ошибками и неточностями, которые могут случиться из-за процессов, происходящих с сигналом на орбите или из-за различных явлений, происходящих в тропосфере и ионосфере.

В качестве устройства для работы с глобальными навигационными спутниковыми системами использовалось следующее (рисунок 3-4):

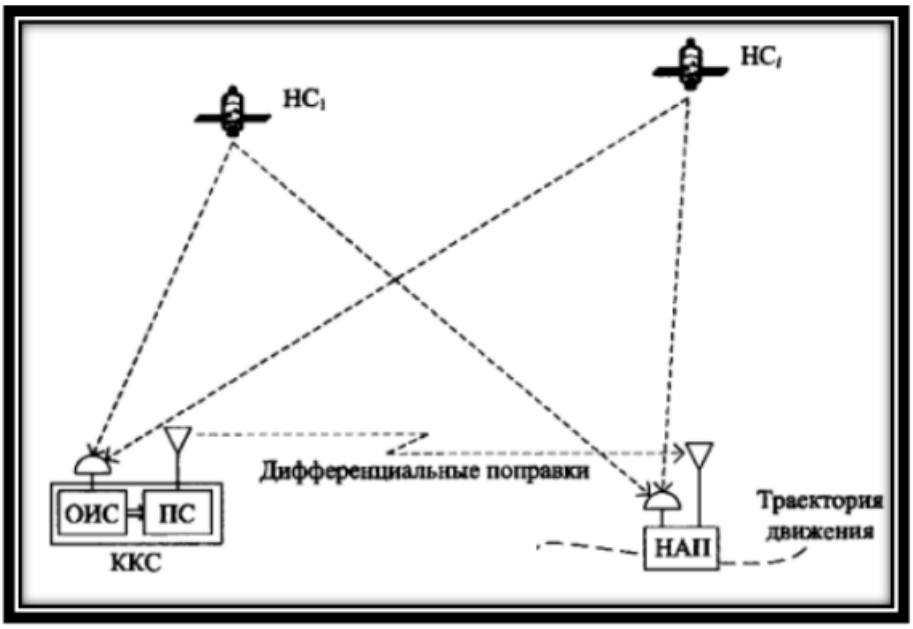



Рис. 2. Реализация дифференциального режима работы СРНС

Рис. 3. Модуль с платой

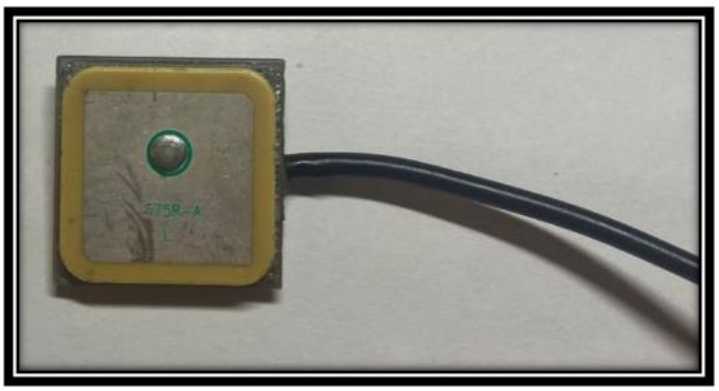
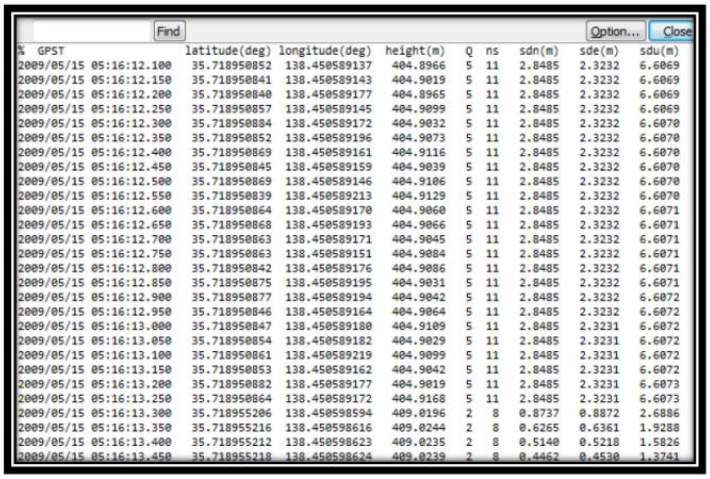


Рис. 4. Антенна

Используя специализированное ПО производится настройка устройства. Когда всё настроено правильно со стороны пользователя и нет проблем с сигналами спутников,

результат может выглядеть в виде успешно определённых широты, долготы, высоты точки позиционирования и других параметров, что показано на рисунке 5.




| % GPST | latitude(deg) | longitude(deg) | height(m) | Q | ns | sdn(m) | sde(m) | sdu(m) |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 2009/05/15 05:16:12.100 | 35.718950852 | 138.450589137 | 404.8966 | 5 | 11 | 2.8485 | 2.3232 | 6.6069 |
| 2009/05/15 05:16:12.150 | 35.718950841 | 138.450589143 | 404.9019 | 5 | 11 | 2.8485 | 2.3232 | 6.6069 |
| 2009/05/15 05:16:12.200 | 35.718950840 | 138.450589177 | 404.8965 | 5 | 11 | 2.8485 | 2.3232 | 6.6069 |
| 2009/05/15 05:16:12.250 | 35.718950857 | 138.450589145 | 404.9099 | 5 | 11 | 2.8485 | 2.3232 | 6.6069 |
| 2009/05/15 05:16:12.300 | 35.718950884 | 138.450589172 | 404.9032 | 5 | 11 | 2.8485 | 2.3232 | 6.6070 |
| 2009/05/15 05:16:12.350 | 35.718950852 | 138.450589196 | 404.9073 | 5 | 11 | 2.8485 | 2.3232 | 6.6070 |
| 2009/05/15 05:16:12.400 | 35.718950869 | 138.450589161 | 404.9116 | 5 | 11 | 2.8485 | 2.3232 | 6.6070 |
| 2009/05/15 05:16:12.450 | 35.718950845 | 138.450589159 | 404.9039 | 5 | 11 | 2.8485 | 2.3232 | 6.6070 |
| 2009/05/15 05:16:12.500 | 35.718950869 | 138.450589146 | 404.9106 | 5 | 11 | 2.8485 | 2.3232 | 6.6070 |
| 2009/05/15 05:16:12.550 | 35.718950839 | 138.450589213 | 404.9129 | 5 | 11 | 2.8485 | 2.3232 | 6.6070 |
| 2009/05/15 05:16:12.600 | 35.718950864 | 138.450589170 | 404.9060 | 5 | 11 | 2.8485 | 2.3232 | 6.6071 |
| 2009/05/15 05:16:12.650 | 35.718950868 | 138.450589193 | 404.9066 | 5 | 11 | 2.8485 | 2.3232 | 6.6071 |
| 2009/05/15 05:16:12.700 | 35.718950863 | 138.450589171 | 404.9045 | 5 | 11 | 2.8485 | 2.3232 | 6.6071 |
| 2009/05/15 05:16:12.750 | 35.718950863 | 138.450589151 | 404.9084 | 5 | 11 | 2.8485 | 2.3232 | 6.6071 |
| 2009/05/15 05:16:12.800 | 35.718950842 | 138.450589176 | 404.9086 | 5 | 11 | 2.8485 | 2.3232 | 6.6071 |
| 2009/05/15 05:16:12.850 | 35.718950875 | 138.450589195 | 404.9031 | 5 | 11 | 2.8485 | 2.3232 | 6.6071 |
| 2009/05/15 05:16:12.900 | 35.718950877 | 138.450589194 | 404.9042 | 5 | 11 | 2.8485 | 2.3232 | 6.6072 |
| 2009/05/15 05:16:12.950 | 35.718950846 | 138.450589164 | 404.9064 | 5 | 11 | 2.8485 | 2.3232 | 6.6072 |
| 2009/05/15 05:16:13.000 | 35.718950847 | 138.450589180 | 404.9109 | 5 | 11 | 2.8485 | 2.3231 | 6.6072 |
| 2009/05/15 05:16:13.050 | 35.718950854 | 138.450589182 | 404.9029 | 5 | 11 | 2.8485 | 2.3231 | 6.6072 |
| 2009/05/15 05:16:13.100 | 35.718950861 | 138.450589219 | 404.9099 | 5 | 11 | 2.8485 | 2.3231 | 6.6072 |
| 2009/05/15 05:16:13.150 | 35.718950853 | 138.450589162 | 404.9042 | 5 | 11 | 2.8485 | 2.3231 | 6.6072 |
| 2009/05/15 05:16:13.200 | 35.718950882 | 138.450589177 | 404.9019 | 5 | 11 | 2.8485 | 2.3231 | 6.6073 |
| 2009/05/15 05:16:13.250 | 35.718950864 | 138.450589172 | 404.9168 | 5 | 11 | 2.8485 | 2.3231 | 6.6073 |
| 2009/05/15 05:16:13.300 | 35.718955206 | 138.450598594 | 409.0196 | 2 | 8 | 0.8737 | 0.8872 | 2.6886 |
| 2009/05/15 05:16:13.350 | 35.718955216 | 138.450598616 | 409.0244 | 2 | 8 | 0.6265 | 0.6361 | 1.9288 |
| 2009/05/15 05:16:13.400 | 35.718955212 | 138.450598623 | 409.0235 | 2 | 8 | 0.5140 | 0.5218 | 1.5826 |
| 2009/05/15 05:16:13.450 | 35.718955218 | 138.450598624 | 409.0239 | 2 | 8 | 0.4462 | 0.4530 | 1.3741 |

Рис. 5. Рабочее окно настроенного устройства

## 3. Заключение

В настоящей работе были рассмотрены принципы позиционирования с применением спутниковых радионавигационных систем, а также то, каким образом достигается повышение точности навигации за счёт использования математических моделей для работы с погрешностями, было показано, как настроивается и анализируется устройство для работы с глобальным навигационными спутниковыми системами.

## Литература

1. Chen H. C., Huang Y. S., Chiang K. W., Yang M., Rau R. J. The performance comparison between GPs and BeiDou‐2/compass: A perspective from Asia // Journal of the Chinese Institute of Engineers. – 2009. – Vol. 35. - №5. - P. 679-689.
2. Bonnor N. A Brief History Of Global Navigation Satellite Systems // Journal of Navigation. – 2011. – Vol. 65. - №1. – P. 3.
3. Неровный В.В., Журавлев А.В., Урывская Т.Ю., Коратаев П.Д. Математические модели навигационных сигналов с требуемой формой спектральной плотности мощности // Радиотехника. 2022. № 7. С. 69–75.
4. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. Изд. 4-е, перераб. и доп. - М: Радиотехника, 2010. 800 с.

## References

1. Chen H. C., Huang Y. S., Chiang K. W., Yang M., Rau R. J. The performance comparison between GPs and BeiDou‐2/compass: A perspective from Asia // Journal of the Chinese Institute of Engineers. – 2009. – Vol. 35. - №5. - P. 679-689.
2. Bonnor N. A Brief History Of Global Navigation Satellite Systems // Journal of Navigation. – 2011. – Vol. 65. - №1. – P. 3.
3. Nerovny V.V., Zhuravlev A.V., Uryvskaya T.Yu., Karataev P.D. Mathematical models of navigation signals with the required form of spectral power density // Radio engineering. 2022. No. 7. pp. 69-75.
4. GLONASS. Principle: built and operated / under order. A.And. Perova, V.N. Harisova. Ed. 4th, perab. and DOP. - M: Radio Engineering, 2010. 800 p.

# УМЕНЬШЕНИЕ ПИК-ФАКТОРА НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

В.В. Неровный[1], П. Д. Коратаев[2] ,Д.А. Киселев[2]

[1]АО НВП «ПРОТЕК», Воронеж, Россия
[2]ВУНЦ ВВС «ВВА», Воронеж, Россия

**Аннотация.** В настоящее время OFDM является одним из популярных способов формирования сигнала, который используется для проектирования систем высокоскоростной передачи данных. Однако, помимо преимуществ, данный метод формирования сигнала не лишен и некоторых недостатков. Наиболее существенный из них – это нерациональное использование мощности передатчика. Это связано с использованием защитного интервала для защиты от межсимвольной интерференции и высоким пик-фактором сигнала, который при увеличении количества поднесущих стремится к пик-фактору белого шума.

**Ключевые слова:** сигнал; пик-фактор; пиковая мощность; уменьшение.

# REDUCING THE PEAK FACTOR OF NAVIGATION SIGNALS

V.V. Nerovniy[1], P. D. Korataev[2] , D.A. Kiselev

[1]AO HVP «PROTEK», Voronezh, Russia
[2]VUNC «VVA», Voronezh, Russia

**Abstract .**Currently, OFDM is one of the popular methods of signal conditioning, which is used to design high-speed data transmission systems. However, in addition to the advantages, this method of signal conditioning is not without some disadvantages. The most significant of them is the irrational use of transmitter power. This is due to the use of guard interval to protect against inter-symbol interference and high peak factor of the signal, which tends to the peak factor of white noise when the number of subcarriers increases.

**Keywords:** signal; peak factor; peak power; reduction.

## 1. Введение

Современные тенденции обуславливают необходимость высокоскоростной передачи данных. Ввиду данного факта в настоящее время применяется OFDM, которая является одним из наиболее часто использующихся способов формирования сигнала. Однако и она не лишена недостатков, к примеру, высокого пик-фактора, который негативно влияет на коэффициент полезного действия (КПД) передатчика и мощность излучаемого сигнала. Существует множество способов уменьшения пик-фактора, а в данной статье будет приведена информация по значениям пик-фактора и разница между максимальным значением в основном канале приема и максимальных значением в соседнем канале приема различных сигналов, на основе чего будут сделаны выводы о целесообразности применения данных сигналов.[1,2]

## 2. Пик-фактор навигационных сигналов

Пик-фактор (PAPR) определяется как отношение пиковой мгновенной мощности сигнала к его средней мощности, что представлено в формуле (1) [3]:

$$PAPR = \frac{P_{max}}{P_{av}} \quad (1)$$

Пиковая мощность определяется выражением:

$$P_{max} = max(x[i])_{i=1..N} \quad (2)$$

где i – значение текущего отсчета; N – длина сигнала.

Величина PAPR в реальных системах передачи зависит от двух параметров:

- кратности вида модуляции;
- коэффициента скругления согласованного фильтра Найквиста, определяющего полосу излучаемого сигнала в эфире.

Значение пик-фактора обратно пропорционально влияет на коэффициент полезного действия (КПД) и мощность излучаемого сигнала, следовательно, для наименьших потерь по мощности и КПД передатчика необходимо либо уменьшить величину пик-фактора сигнала, либо изначально найти сигнал с наименьшем его значением.

Для определения сигнала с наименьшим значением пик-фактора была разработана имитационная модель в среде MatLab. В этой модели были рассчитаны значения пик-фактора и разница между максимальным значением в основном канале приема и максимальных значением в соседнем канале приема S(b) для различных сигналов.

Значения PAPRи S(b) для различных сигналов представлены в таблице 1 и таблице 2.

Таблица 1. Значения PAPRи S(b) для сигнала PAPR_BOC_1_1_F_v1(v2)

| | PAPR_BOC_1_1_F_v1 | | | | PAPR_BOC_1_1_F_v2 | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | S(b) | | PAPR | | S(b) | | PAPR | |
| | sin | cos | sin | cos | sin | cos | sin | cos |
| 0,95 | 9,126 | 4,512 | 3,158 | 3,111 | 9,293 | 5,532 | 2,344 | 3,103 |
| 0,9 | 8,781 | 4,637 | 3,159 | 3,110 | 8,666 | 6,322 | 2,244 | 3,101 |
| 0,85 | 10,422 | 6,276 | 3,147 | 3,150 | 9,064 | 7,044 | 2,095 | 3,124 |
| 0,8 | 10,692 | 6,573 | 3,148 | 3,202 | 10,455 | 6,955 | 1,982 | 3,144 |
| 0,75 | 11,359 | 6,177 | 3,210 | 3,213 | 10,983 | 6,892 | 1,807 | 3,163 |
| 0,7 | 12,129 | 6,935 | 3,230 | 3,171 | 11,907 | 8,200 | 1,670 | 3,155 |
| 0,65 | 13,561 | 7,458 | 3,186 | 3,156 | 11,991 | 7,700 | 1,841 | 3,144 |
| 0,6 | 14,583 | 8,005 | 3,073 | 3,080 | 13,582 | 8,513 | 2,004 | 3,068 |
| 0,55 | 15,506 | 9,173 | 2,931 | 2,937 | 15,223 | 8,996 | 2,208 | 2,926 |
| 0,5 | 15,989 | 9,446 | 2,753 | 2,759 | 15,734 | 10,551 | 2,749 | 2,514 |
| 0,45 | 17,037 | 7,176 | 2,817 | 2,822 | 17,938 | 10,511 | 2,814 | 2,713 |
| 0,4 | 19,504 | 11,490 | 3,260 | 3,263 | 19,836 | 11,193 | 2,835 | 3,258 |
| 0,35 | 22,268 | 12,925 | 3,628 | 3,630 | 22,010 | 12,216 | 2,989 | 3,626 |
| 0,3 | 25,126 | 13,492 | 4,034 | 4,034 | 24,591 | 13,911 | 3,064 | 4,034 |
| 0,25 | 12,483 | 12,492 | 4,498 | 4,497 | 26,989 | 15,537 | 3,073 | 4,498 |
| 0,2 | 30,771 | 17,080 | 4,871 | 4,871 | 31,127 | 17,171 | 3,040 | 4,871 |
| 0,15 | 30,387 | 18,737 | 5,144 | 5,147 | 31,633 | 19,158 | 2,989 | 5,141 |
| 0,1 | 29,797 | 20,878 | 5,321 | 5,329 | 29,370 | 22,069 | 2,942 | 5,316 |
| 0,05 | 28,920 | 22,334 | 5,413 | 5,430 | 28,708 | 23,595 | 2,913 | 5,409 |

Таблица 2. Значения PAPRи S(b) для сигнала PAPR_BOC_5_2_F_v1(v2)

| | PARP_BOC_5_2_F_v1 | | | | PARP_BOC_5_2_F_v2 | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | S(b) | | PAPR | | S(b) | | PAPR | |
| | sin | cos | sin | cos | sin | cos | sin | cos |
| 0,95 | 4,998 | 4,230 | 3,408 | 3,405 | 5,998 | 7,101 | 3,409 | 3,409 |
| 0,9 | 5,529 | 4,401 | 3,398 | 3,393 | 6,387 | 6,550 | 3,399 | 3,399 |
| 0,85 | 5,729 | 4,565 | 3,395 | 3,388 | 7,647 | 7,465 | 3,396 | 3,396 |
| 0,8 | 6,158 | 3,715 | 3,362 | 3,356 | 7,824 | 5,618 | 3,363 | 3,363 |
| 0,75 | 6,250 | 4,804 | 3,247 | 3,243 | 8,214 | 8,746 | 3,247 | 3,247 |
| 0,7 | 7,099 | 4,385 | 3,103 | 3,130 | 8,828 | 9,163 | 3,103 | 3,103 |
| 0,65 | 7,699 | 6,308 | 3,061 | 3,189 | 8,074 | 5,627 | 2,935 | 2,935 |
| 0,6 | 7,729 | 6,565 | 3,148 | 3,240 | 9,819 | 10,207 | 2,794 | 2,794 |
| 0,55 | 8,890 | 6,667 | 3,218 | 3,270 | 10,785 | 9,916 | 2,561 | 2,561 |
| 0,5 | 11,365 | 7,358 | 3,237 | 3,252 | 10,812 | 10,763 | 2,529 | 2,524 |
| 0,45 | 12,582 | 6,882 | 3,231 | 3,216 | 12,813 | 12,982 | 2,914 | 2,921 |
| 0,4 | 12,938 | 7,875 | 3,374 | 3,365 | 11,866 | 12,638 | 3,226 | 3,226 |
| 0,35 | 14,740 | 8,734 | 3,677 | 3,677 | 13,539 | 15,462 | 3,645 | 3,645 |
| 0,3 | 15,896 | 10,264 | 4,076 | 4,087 | 16,580 | 17,262 | 3,947 | 3,947 |
| 0,25 | 18,812 | 12,242 | 4,574 | 4,585 | 19,016 | 18,881 | 4,118 | 4,195 |
| 0,2 | 20,364 | 13,839 | 5,099 | 5,098 | 21,587 | 20,462 | 4,333 | 4,428 |
| 0,15 | 22,474 | 16,022 | 5,686 | 5,659 | 23,793 | 24,357 | 4,477 | 4,573 |
| 0,1 | 25,034 | 18,136 | 6,159 | 6,099 | 25,964 | 25,721 | 4,548 | 4,636 |
| 0,05 | 25,412 | 20,773 | 6,465 | 6,377 | 25,003 | 24,596 | 4,750 | 4,822 |

Так же влияние на сигнал оказывает такой показатель, как ACPR (AdjacentChannelPowerRation), которые представляет из себя разницу между значениями средних мощностей сигнала в основном канале $P_{\text{осн.к}}$ и в соседнем канале $P_{\text{сос.к}}$, что представлено в формуле (3) [4]:

$$ACPR = 10\log_{10}(P_{\text{осн.к}} - P_{\text{сос.к}}) \tag{3}$$

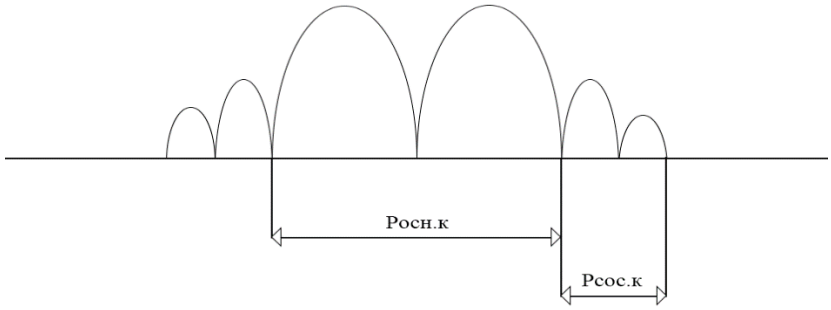



Рис. 1. Мощности сигнала в основном канале $P_{\text{осн.к}}$ и в соседнем канале $P_{\text{сос.к}}$

## 3. Заключение

Значение пик-фактора навигационного сигнала отрицательно сказывается на КПД и мощности излучаемого сигнала, следовательно, чем меньше будет величина пик-фактора, тем больше будут мощность и КПД. Так же важным является сам сигнал, так как, несмотря на множество способ снижения пик-фактора, в разных сигналах его значения различны. На основе наших расчетов можно выделить сигнал PAPR_BOC_1_1_F_v2 как наиболее подходящий.

## Литература

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. 2-е изд. Пер. с англ. М.: Вильямс. 2007. 586 с.
2. Малев А.С., Соловьев А.М., Шутов В.Д. Подходы к оптимизации методов формирования сигналов с многопозиционной модуляцией по минимуму пик-фактора // Теория и техника радиосвязи. Воронеж: ОАО «Концерн ”Созвездие”», 2012, №2, С. 50-56.
3. Charan Langton, Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) Tutorial, 2009. – 22 с.
4. Prasad R., OFDM wireless communication systems – Artech House, 2004. – 289 с.

## References

1. Sklyar B. Digital communication. Theoretical Foundations and Practical Applications. 2nd ed. Per. from Engl. Moscow: Williams. 2007. 586 p.
2. Malev, A.S.; Soloviev, A.M.; Shutov, V.D. Approaches to optimization of signal formation methods with multi-position modulation by the minimum peak factor // Theory and Technique of Radio Communications. Voronezh: JSC "Concern "Sozvezdiye", 2012, No.2, P. 50-56.
3. Charan Langton, Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) Tutorial, 2009. – 22 p.
4. Prasad R., OFDM wireless communication systems – Artech House, 2004. – 289 p.

# ФОРМИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ С ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ С ПОНИЖЕННЫМ УРОВНЕМ ВНЕПОЛОСНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

В.В. Неровный[1], Т.Ю. Урывская[2], В.Б. Васильчук[2], Д,В. Степанов[3]

[1]АО НВП «ПРОТЕК», Воронеж, Российская Федерация
[2]ВУНЦ ВВС «ВВА», Воронеж, Российская Федерация
[3]ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет», Москва, Российская Федерация

**Аннотация.** В статье рассмотрен вопросы выбора фильтров нижних частот с конечной и бесконечной импульсной характеристикой, используемых для формирования сигналов с фазовой манипуляцией с пониженным уровнем внеполосного излучения. Методом математического моделирования оценено влияние полосы частот фильтров на искажения сигналов с фазовой манипуляцией в частотной и временной области. Проведено исследование и расчитаны такие параметры фильтров, пик-фактор и ACPR (Adjacent Channel Power Ratio). Полученные результаты могут использоваться разработчиками локальных навигационных систем.

**Ключевые слова:** фильтр «приподнятый косинус», BPSK(1)-сигналы, минимальной полосы частот, максимальная полоса частот, пик-фактор, ACPR.

# GENERATION OF SIGNALS WITH PHASE MANIPULATION WITH A REDUCED LEVEL OF OUT-OF-BAND RADIATION

V.V. Nerovnyy[1], T.Yu. Uryvskaia[2], V.B. Vasilchuk[2], D.V. Stepanov[3]

[1]AO NVP "PROTEK", Voronezh, Russian Federation
[2]Zhukovsky – Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russian Federation
[3]MIREA – Russian Technological University, Moscow, Russian Federation

**Abstract.** The article considers the issues of choosing low-pass filters with finite and infinite pulse characteristics used to generate phase-manipulated signals with a reduced level of out-of-band radiation. The influence of the filter frequency band on the distortion of phase-manipulated signals in the frequency and time domain is estimated by mathematical modeling. The following filter parameters, peak factor and ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) were studied and calculated. The results obtained can be used by developers of local navigation systems.

**Keywords:** the "raised cosine" filter, BPSK(1)-signal, minimum frequency band, maximum frequency band, PARP, ACPR.

## 1. Введение

В настоящее время одним из направлений развития радионавигационных систем являются локальные навигационные системы. В локальных навигационных системах используются сигналы, параметры которых совместимы с сигналами глобальных навигационных систем GPS, ГЛОНАСС, ГАЛИЛЕО и КОМПАСС. Существующие и новые навигационные сигналы имеют высокий уровень боковых лепестков спектра и, как следствие, большой уровень внеполосного излучения [1].

Необходимо отметить, что в системах подвижной радиосвязи с BPSK-сигналами для минимизации занимаемой полосы радиочастот и максимально возможного подавления внеполосного излучения при формировании сигнала используются специальные фильтры. Технически достаточно сложно получить требуемую форму спектра в формирователе на радиочастоте [2, 3]. Поэтому в современных системах

подвижной радиосвязи фильтрация сигнала осуществляется в полосе частот около нуля [3]. Форма амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) таких фильтров приближена к АЧХ «идеального» фильтра нижних частот. Если подать в качестве модулирующего сигнала на фазовый модулятор цифровой сигнал, то получим сигнал с фазовой манипуляцией – BPSK(1). Данный вид двоичной фазовой манипуляции нашел очень широкое применение ввиду высокой помехоустойчивости и простоты модулятора и демодулятора.

Однако, вопросы формирования BPSK(1) сигналов с помощью фильтра «приподнятый косинус» исследованы недостаточно полно. В частности, остаётся открытым вопрос выбора полосы частот фильтра типа «приподнятый косинус».

Цель работы – исследование характеристик фильтров «приподнятый косинус», используемых для формирования BPSK(1) сигналов с пониженным уровнем внеполосного излучения, а также сравнение с характеристиками фильтров с конечной (FIR) и бесконечной (IIR) импульсной характеристикой, а именно: фильтры нижних частот: Чебышева I и II рода, Баттерворда, Бесселя, FIR фильтр окна Хэмминга. Амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики данных фильтров представлены на рисунках 1-6.

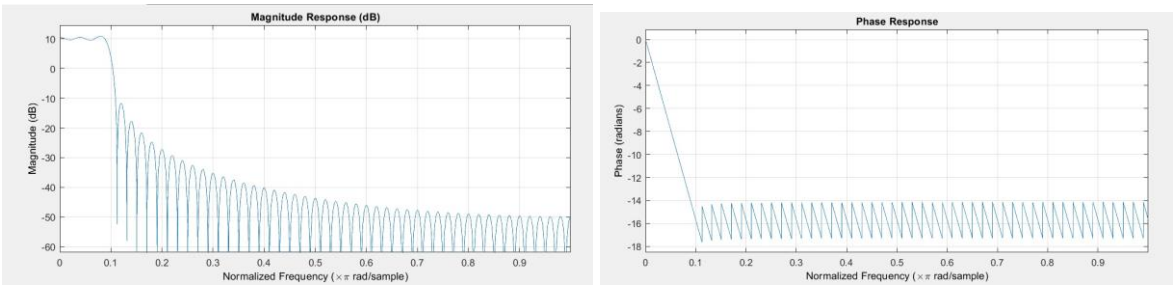



Рис. 1. АЧХ и ФЧХ фильтра «приподнятый косинус».

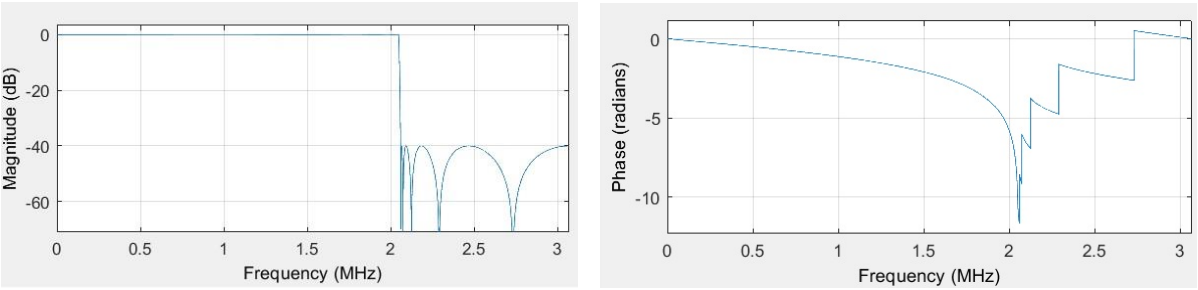



Рис. 2. АЧХ и ФЧХ фильтра Бесселя.

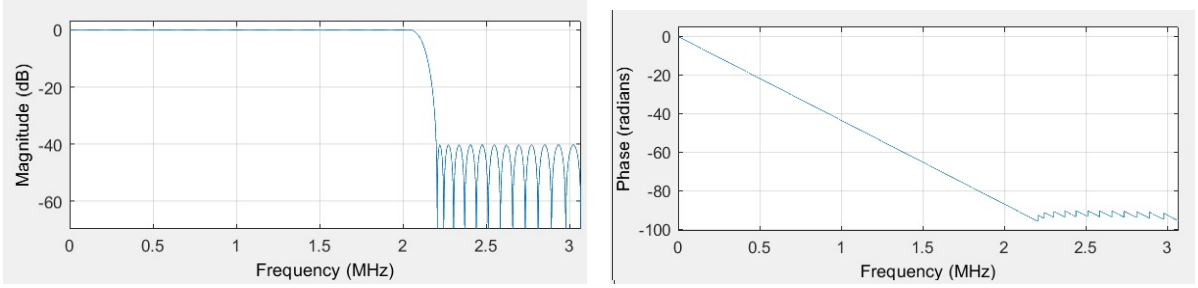



Рис. 3. АЧХ и ФЧХ фильтра на подобии окна Хэмминга.

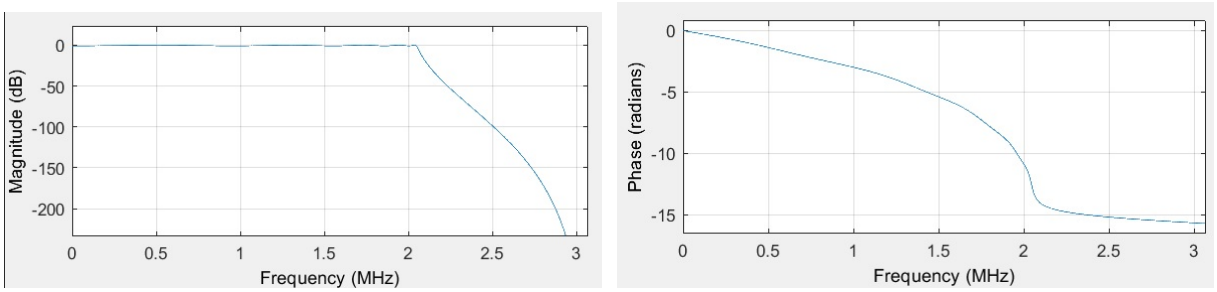



Рис. 4. АЧХ и ФЧХ фильтра Чебышева I рода.

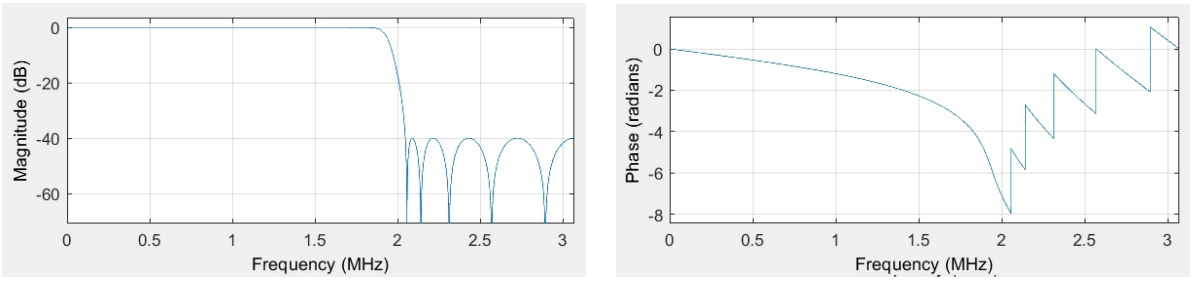



Рис. 5. АЧХ и ФЧХ фильтра Чебышева II рода.

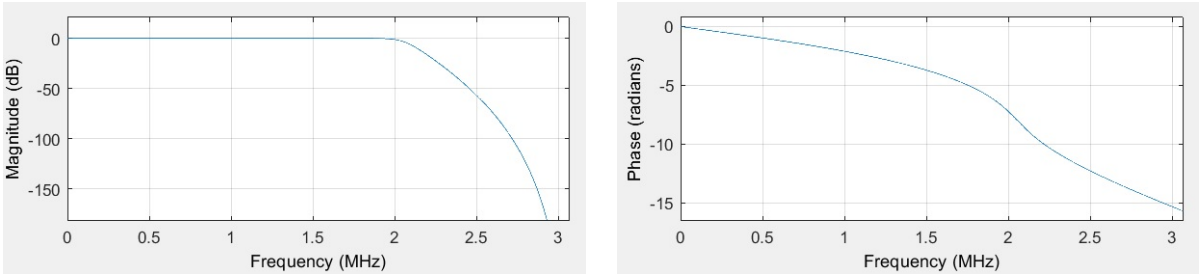



Рис. 6. АЧХ и ФЧХ фильтра Баттерворда.

## 2. Исследование параметров фильтров

Для достижения целей необходимо оценить, как влияет выбор полосы частот фильтра «приподнятый косинус», а также вышеуказанный фильтры за счёт искажений BPSK(1)-сигналов, вызванных фильтрацией на спектральные и временные характеристики, энергетическую эффективность передатчика и корреляционную функцию [4-5].

Метод билинейного преобразования является наиболее распространенным методом синтеза рекурсивных фильтров, аппроксимирующих прямоугольные частотные характеристики. Это связано с тем, что методика расчета дробно-рациональных функций передачи навигационных сигналов, которые аппроксимируют прямоугольные частотные характеристики, хорошо разработана (к данному классу относятся фильтры Баттерворта, фильтры Чебышева первого и второго рода, эллиптические фильтры). В результате такого синтеза устойчивый аналоговый прототип гарантированно дает устойчивый дискретный фильтр, порядок получающегося фильтра равен порядку аналогового прототипа. Поэтому данный метод широко используется на практике.

Еще один метод синтеза фильтров – оконный метод. Как известно, он не является оптимальным, его главная ценность в том, что он дает простую процедуру, пригодную для синтеза любых нерекурсивных фильтров. Каких-либо ограничений по типам реализуемых частотных характеристик здесь нет. Идея оконного метода заключается в том, что мы получаем бесконечную импульсную характеристику идеального фильтра, из которой выделяется фрагмент конечной длительности с помощью весовой функции,

которая часто называется окном (window). Основные минусы данного методы – искажения идеальной частотной характеристики:

появляются переходные зоны между полосами пропускания и задерживания;

появляются пульсации в полосах пропускания;

появляются боковые лепестки в полосах задерживания.

Окно Хэмминга дает очень хорошие результаты (оно почти эквивалентно окну Кайзера при P = 5) и рассчитывается по простой формуле. Главный его недостаток – в отсутствии регулируемого параметра.

Для оценки влияния искажений на спектральные характеристики в среде MatLab/Simulink были разработаны модели формирователей навигационных BPSK(1)-сигналов. В качестве навигационных сигналов рассматривались BPSK(1)-сигналы. Выбор BPSK(1)-сигнала обусловлен тем, что он используется в качестве пилотной компоненты сигналов ГЛОНАСС с кодовым разделением [6].

## 3. Исследование параметра ACPR

В целях реализации необходимого отношения сигнал/шум одновременно с требованием обеспечения заданной мощности передатчика, необходимо обеспечить требование выполнения непревышения заданного уровня излучения в соседнем канале.Оценивание фильтров осуществлялось по двум параметрам: параметр ACPR (Adjacent Channel Power Ratio), который определяется следующим соотношением:

$$ACPR = 10lg\left(\frac{P_{\text{сос.к.}}}{P_{\text{осн.к}}}\right); \quad (1)$$

где *Росн.к.* — средняя мощность сигнала в основном канале;

*Рсос.к.* — средняя мощность сигнала в соседнем канале.

Режим с заданным уровнем мощности излучения в соседнем канале обеспечивается путем моделирования или экспериментально путем изменения уровня загрузки.

С использованием разработанных моделей получены энергетические спектры навигационных BPSK(1)-сигналов на радиочастоте, которые приведены на рис. 1–3. На рис. 7-9 пунктирной линией обозначен спектр для полосы частот BPSK(1)-сигнала с фильтром Баттерворда, а сплошной – «приподнятый косинус»

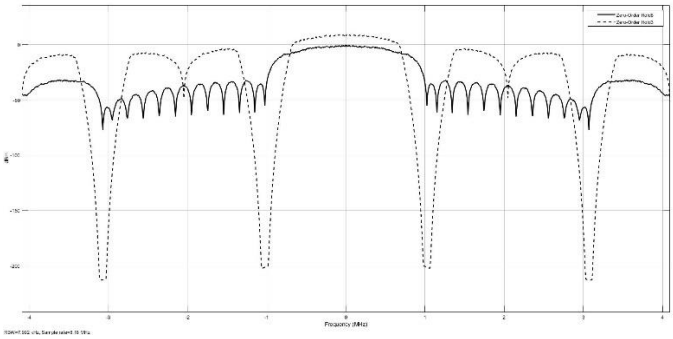


Рис. 7. Спектр BPSK(1)-сигнала для параметров фильтра «приподнятый косинус» с коэффициентом сгругления α=0.

Анализ спектров BPSK(1)-сигналов, приведенных на рис. 7–9, показывает, что использование в фильтрах типа «приподнятый косинус» параметр ACPR выше у фильтра типа «приподнятый косинус», ближайший к нему – фильтр Чебышева II рода. В таблице 1 показаны результаты измерения параметра ACPR для всех исследуемых фильтров.

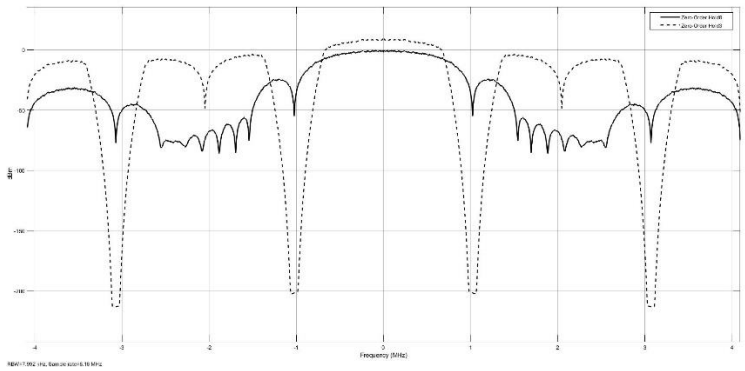


Рис. 8. Спектр BPSK(1)-сигнала для параметров фильтра «приподнятый косинус» с коэффициентом сгругления α=0,5.

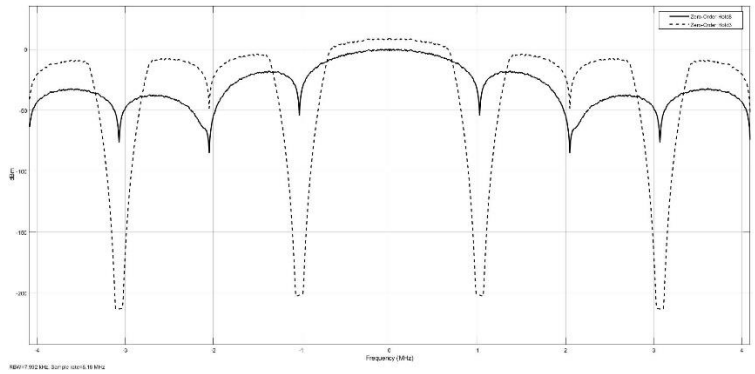


Рис. 9. Спектр BPSK(1)-сигнала для параметров фильтра «приподнятый косинус» с коэффициентом сгругления α=1.

Таблица 1. Параметр ACPR при разных фильтрах.

| Тип фильтра | ACPR | | |
|---|---|---|---|
| α | 0 | 0,5 | 1 |
| Приподнятый косинус | 35,243 | 30,297 | 21,19 |
| Баттерворда | 14,792 | | |
| Чебышева I рода | 14,783 | | |
| Чебышева II рода | 15,138 | | |
| Хемминга | 14,706 | | |
| Бесселя | 14,804 | | |

## 4. Исследование параметра ACPR

Наличие паразитной амплитудной модуляции вызывает увеличение значения пик-фактора, что предполагает использование выходного усилителя передатчика сигнала в линейном режиме, и как следствие приводит к снижению КПД усилителя.

Для количественной оценки пик-фактора используется показатель PARP (pick/average ratio power), который определяется соотношением:

$$PARP = \frac{P_{ПИК}}{P_{СР}} \quad (2)$$

где $P_{ПИК}$ − пиковая мощность; $P_{СР}$ − средняя мощность.

Причем величина PARP в реальных системах передачи зависит от двух параметров:

– кратности вида модуляции;

– коэффициента скругления согласованного фильтра типа «приподнятого косинуса», определяющего полосу излучаемого сигнала в эфире.

На рис. 10 приведены интегральные законы распределения значения PARP в дБ после фильтрации BPSK(1)-сигнала для α=0.

На рис. 11 приведены интегральные законы распределения значения PARP в дБ после фильтрации BPSK(1)-сигнала для α=0,5.

На рис. 12 приведены интегральные законы распределения значения PARP в дБ после фильтрации BPSK(1)-сигнала для α=1.

Пунктирной линией на рис. 10-12 обозначена кривая распределения для полосы частот фильтра Баттерворда, а непрерывная кривая распределения для полосы частот фильтра «приподнятый косинус».

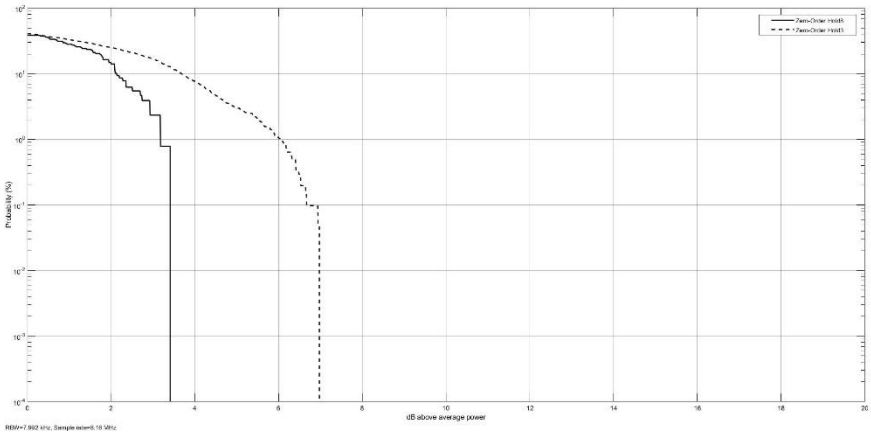



Рис. 10. Интегральное распределение пик-фактора для BPSK(1)-сигнала после фильтрации для α=0.

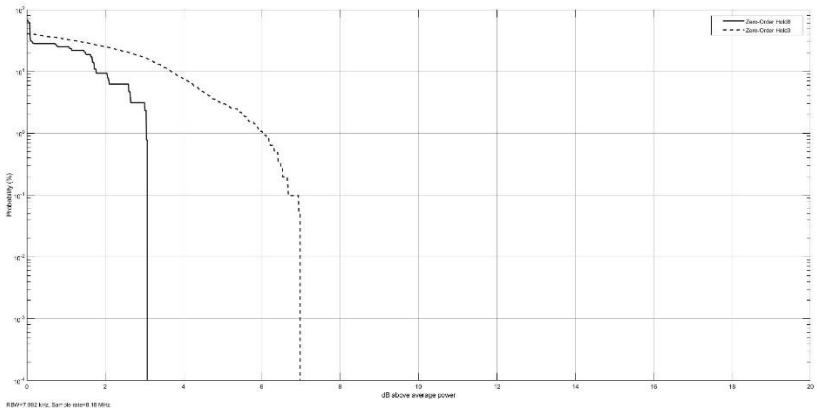



Рис. 11. Интегральное распределение пик-фактора для BPSK(1)-сигнала после фильтрации для α=0,5.

Анализ зависимостей, приведенных на рис. 10, 11 и 12 показывает:

значение пик-фактора для BPSK(1)-сигнала составило:

− для полосы частот фильтра «приподнятый косинус» PARP =1,12 дБ при α_=1, PARP =3,083 дБ при α_=0,5 и PARP =3,2 дБ при α_=0;

− для полосы частот фильтра Баттерворда PARP =7,1 дБ;

Для остальных фильтров получены следующие значения:

− для полосы частот фильтра Чебышева I рода PARP =7,6 дБ;

− для полосы частот фильтра Чебышева II рода PARP =6,5 дБ;

− для полосы частот фильтра окна Хемминга PARP =4,6 дБ;

− для полосы частот фильтра Бесселя PARP =7,1 дБ;

Как видно из полученных данных, ближе всего к фильтру «приподнятый косинус» по значению параметра PARP стоит фильтр на подобии окна Хемминга

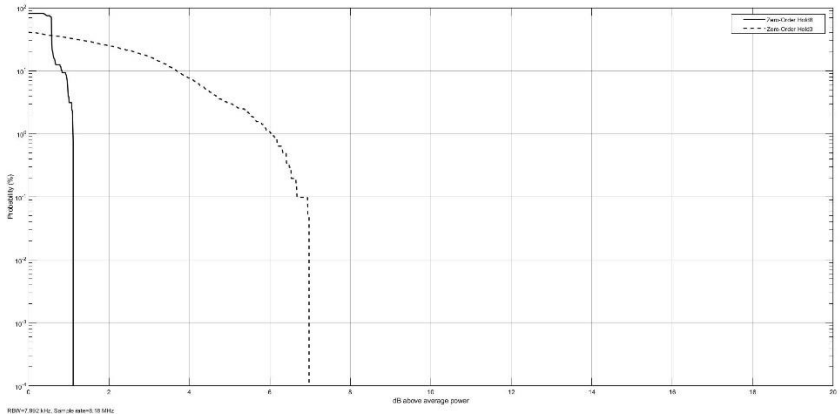



Рис. 12. Интегральное распределение пик-фактора для BPSK(1)-сигнала после фильтрации для α=1.

## 5. Заключение

Таким образом, для формирования BPSK(1)-сигналов целесообразно выбирать в фильтрах «приподнятый косинус» полосу частот, что обеспечивает:

− минимальные искажения в частотной и временной областях;

− минимальное значение пик-фактора;

− лучшие характеристики целостности структурно-временных параметров сигналов.

Однако, недостатком такого способа формирования BPSK(1)-сигналов является необходимость использования выходного усилителя передатчика сигнала в линейном режиме, что приводит к снижению его КПД. Если не использовать фильтр типа «приподнятого косинуса» из-за сложности реализации, возможен выбор фильтра на подобии окна Хемминга (по приближенному к фильтру типа «приподнятый косинус») по значению параметра PARP, либо фильтр Чебышева II рода, как ближайшему по значению относительно параметра ACPR.

При формировании BPSK(1)-сигналов если встает необходимость сузить полосу подавления, то можно варьировать выбор фильтра нижних частот, что в свою очередь приведет к увеличению параметра ACPR.

## Литература

1. Неровный В.В., Журавлев А.В., Урывская Т.Ю., Коратаев П.Д. Математические модели навигационных сигналов с требуемой формой спектральной плотности мощности // Радиотехника. 2022. № 7. С. 69–75.
2. Маковеева М. М., Шинаков Ю. С. Системы связи с подвижными объектами. М.: Радио и связь, 2002. – 440 с.
3. Скляр Бернард Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
4. Системы телеметрические бортовые. Методы модуляции с эффективным использованием полосы пропускания. ГОСТ Р 56527-2015, М., 2015. – 23 с.
5. Харисов В.Н., Оганесян А.А. Потенциальные характеристики помехоустойчивости перспективных сигналов ГНСС // Радиотехника. 2010. №7. С. 121 – 126.
6. Ершов А.Н., Березкин В.В., Петров С.В., Петров А.В., Почивалин Д.А. Особенности расчета и проектирования высокоскоростных радиолиний космических аппаратов

Д33 // Ракетно-космические приборостроение и информационные системы. 2018. Т.5. Выпуск 1. С. 52–57.

**REFERENCES**

1. Nerovnyy V.V., Zhuravlev A.V., Uryvskaya T.Yu., Korataev P.D. Mathematical models of navigation signals with the required form of spectral power density // Radio engineering. 2022. No. 7. pp. 69-75.
2. Makoveeva M. M., Shinakov Y. S. Communication systems with mobile objects. M.: Radio and communications, 2002. – 440 p.
3. Bernard Sklar Digital communication. Theoretical foundations and practical application. Moscow: Williams Publishing House, 2003. – 1104 p.
4. Weitzel A.V. A new class of meander noise-like radio signals for radio navigation systems // Bulletin of MAI. 2009. vol. 16 No. 7. pp. 43-48.
5. Kharisov V.N., Oganesyan A.A. Potential characteristics of noise immunity of promising GNSS signals // Radio Engineering. 2010. No.7. pp. 121 – 126.
6. Ershov A.N., Berezkin V.V., Petrov S.V., Petrov A.V., Pochivalin D.A. Features of calculation and design of high-speed radio lines of remote sensing spacecraft // Rocket and space instrumentation and information systems. 2018. Vol.5. Issue 1. pp. 52-57.

# ВЛИЯНИЕ ГАУССОВСКИХ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ НА ТОЧНОСТЬ ОЦЕНКИ СРЕДНЕЙ ЧАСТОТЫ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

П.А. Трифонов, Т.Т. Доан

Воронежский государственный университет, Воронеж, Россия

**Аннотация.** В статье представлены результаты синтеза и анализа алгоритма оценки средней частоты сверхширокополосных сигналов, принимаемых на фоне гауссовских узкополосных помех и гауссовского белого шума. Найдена дисперсия оценки средней частоты сверхширокополосных сигналов, принимаемых на фоне гауссовских узкополосных помех и гауссовского белого шума. Исследовано влияние гауссовских узкополосных помех на точность оценки средней частоты сверхширокополосных сигналов.

**Ключевые слова:** средняя частота, квазиправдоподобная, уравнение Фоккера-Планка-Колмогорова, узкополосная гауссовская помеха, сверхширокополосный сигнал.

# INFLUENCE OF GAUSSIAN NARROW-BAND INTERFERENCE ON THE ACCURACY OF ESTIMATING THE AVERAGE FREQUENCY OF ULTRA-WIDEBAND SIGNALS

P.A. Trifonov, T.T. Doan

Voronezh State University, Voronezh, Russia

**Abstract.** The article presents the results of the synthesis and analysis of an algorithm for estimating the average frequency of ultra-wideband signals received against the background of Gaussian narrowband interference and Gaussian white noise. The dispersion of the estimate of the average frequency of ultra-wideband signals received against the background of Gaussian narrowband interference and Gaussian white noise is found. The influence of Gaussian narrowband interference on the accuracy of estimating the average frequency of ultra-wideband signals has been studied.

**Keywords:** average frequency, quasi-likelihood, Fokker-Planck-Kolmogorov equation, narrowband Gaussian interference, ultra-wideband signal.

## 1. Введение

В настоящее время в радиоэлектронных средствах различного назначения широко используются сверхширокополосные сигналы (СШПС), которые могут обеспечивать высокую информативность и устойчивость функционирования при воздействии помех, часто сопровождающих процесс приема радиосигналов [1, 2, 3]. Во многих прикладных задачах радиолокации необходимо решать задачи оценки частотных параметров СШПС [3, 6, 8]. В частности, существенный интерес вызывает задача оценки средней частоты СШПС.

Цель работы: Определение влияния гауссовских узкополосных помех (ГУП) на точность оценки средней частоты СШПС, принимаемых на фоне гауссовского белого шума (ГБШ).

## 2. Основная часть

Пусть на фоне ГУП и ГБШ наблюдает СШПС $s(t,\Omega_1,\Omega_2)$, обозначим $\Omega_1$ – минимальная частота спектра СШПС, $\Omega_2$ – максимальная частота спектра СШПС и $\Omega_v=(\Omega_1+\Omega_2)/2$ – средняя частота СШПС. Спектр СШПС $s(t,\Omega_1,\Omega_2)$ можно представить в виде

$$S(\omega,\Omega_1,\Omega_2)=\begin{cases} g(\omega),\Omega_1\le\omega\le\Omega_2,\\ 0,\omega<\Omega_1;\omega>\Omega_2. \end{cases} \quad (1)$$

Здесь $\Omega_1$, $\Omega_2$ могут принимать значения из априорных интервалов

$$\Omega_1\in[\Omega_{1\min};\Omega_{1\max}],\ \Omega_2\in[\Omega_{2\min};\Omega_{2\max}]. \quad (2)$$

Предположим, что $n(t)$ – реализация ГБШ с односторонней спектральной плотностью $N_0$, $\xi(t)$ – ГУП с корреляционной функцией $B_\xi(t_2-t_1)$. В частном случае, спектральная плотность ГУП можно представить в виде [3]

$$G_\xi(\omega)=\frac{\gamma}{2}\left[I\left(\frac{\omega_0-\omega}{\Omega_\xi}\right)+I\left(\frac{\omega_0+\omega}{\Omega_\xi}\right)\right], \quad (3)$$

где $\omega_0$ – центральная частота ГУП, $\Omega_\xi$ – ширина полосы частот ГУП, $\gamma$ – величина спектральной плотности ГУП (интенсивность), $I(x)=\begin{cases}1,|x|<1/2\\0,|x|>1/2\end{cases}$.

В (1) функция $g(\omega)$ описывает форму спектра СШПС в полосе частот $\omega\in[\Omega_1;\Omega_2]$. Согласно (1) СШПС описывается выражением

$$s(t,\Omega_1,\Omega_2)=\frac{1}{2\pi}\int_{\Omega_1}^{\Omega_2} g(\omega)\exp(j\omega t)d\omega. \quad (4)$$

Как известно [5], для оценки частотных параметров СШПС можем использовать квазиправдоподобный (КП) алгоритм оценки, согласно которому логарифм функционала отношения правдоподобия (ЛФОП) для сигнала (4) запишется в виде

$$L(\Omega_1,\Omega_2)=\frac{2}{N_0}\int_0^T x(t)s(t,\Omega_1,\Omega_2)dt-\frac{1}{N_0}\int_0^T s^2(t,\Omega_1,\Omega_2)dt. \quad (5)$$

Здесь $x(t)=s(t,\Omega_{01},\Omega_{02})+n(t)+\xi(t)$ – реализация наблюдаемых данных на интервале времени $[0;T]$. В соответствии с определением [5] КП оценки $\hat{\Omega}_1$ минимальной и КП оценки $\hat{\Omega}_2$ максимальной частот спектра СШПС (4) определяются выражением

$$(\hat{\Omega}_1,\hat{\Omega}_2)=\arg\sup L(\Omega_1,\Omega_2), \quad (6)$$

где $\Omega_1$, $\Omega_2$ принадлежат интервалам (2).

Для определения характеристик КП оценки (6) представим (5) в виде суммы сигнальной составляющей и шумовых функций [3, 8]

$$L(\Omega_1,\Omega_2)=S(\Omega_1,\Omega_2)+N(\Omega_1,\Omega_2)=S(\Omega_1,\Omega_2)+N_n(\Omega_1,\Omega_2)+N_\xi(\Omega_1,\Omega_2). \quad (7)$$

Здесь

$$S(\Omega_1,\Omega_2)=\frac{2}{N_0}\int_0^T s(t,\Omega_1,\Omega_2)s(t,\Omega_{01},\Omega_{02})dt-\frac{1}{N_0}\int_0^T s^2(t,\Omega_1,\Omega_2)dt \tag{8}$$

– сигнальная составляющая,

$$N_n(\Omega_1,\Omega_2)=\frac{2}{N_0}\int_0^T n(t)s(t,\Omega_1,\Omega_2)dt \tag{9}$$

– шумовая функция, обусловленная воздействия ГБШ,

$$N_\xi(\Omega_1,\Omega_2)=\frac{2}{N_0}\int_0^T \xi(t)s(t,\Omega_1,\Omega_2)dt \tag{10}$$

– шумовая функция, обусловленная действием ГУП.

Найдем далее выражение для корреляционной функции шумовой функции $N(\Omega_1,\Omega_2)$. Учитывая, что $\langle N(\Omega_1,\Omega_2)\rangle=0$ , можно записать

$$B(\Omega_1,\Omega_2)=\langle N(\Omega_1)N(\Omega_2)\rangle=\langle N_n(\Omega_1)N_n(\Omega_2)\rangle+$$
$$+\langle N_\xi(\Omega_1)N_\xi(\Omega_2)\rangle=B_n(\Omega_1,\Omega_2)+B_\xi(\Omega_1,\Omega_2) \quad . \tag{11}$$

Здесь

$$B_n(\Omega_1,\Omega_2)=\frac{2}{N_0}\int_0^T s^2(t,\Omega_1,\Omega_2)dt \quad , \tag{12}$$

$$B_\xi(\Omega_1,\Omega_2)=\frac{4}{N_0^2}\int_0^T\int_0^T B_\xi(t_2-t_1)s(t_1,\Omega_1,\Omega_2)s(t_2,\Omega_1,\Omega_2)dt_1dt_2 \quad . \tag{13}$$

Для того, чтобы рассчитывать (11), выразим корреляционную функцию ГУП через ее спектральную плотность

$$B_\xi(t_2-t_1)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} G_\xi(\omega)\exp\left[j\omega(t_2-t_1)\right]d\omega \quad . \tag{14}$$

В случае, когда $\omega<\omega_0-\Omega_\xi/2$ или $\omega>\omega_0+\Omega_\xi/2$, запишем (14) в виде

$$B_\xi(t_2-t_1)=0 \quad , \tag{15}$$

соответственно $B_\xi(\Omega_1,\Omega_2)=0$. Если $\omega_0-\Omega_\xi/2<\omega<\omega_0+\Omega_\xi/2$, то

$$B_\xi(t_2-t_1)=\frac{\gamma}{2}\delta(t_2-t_1) \quad , \tag{16}$$

где $\delta(.)$ – дельта-функция.

В дальнейшем для определения влияния ГУП на точность оценки рассмотрим случай $\omega_0-\Omega_\xi/2<\omega<\omega_0+\Omega_\xi/2$.

Подставляя (16) в (13), находим выражение для корреляционной функции ГУП

$$B_\xi(\Omega_1,\Omega_2)=\frac{2\gamma}{N_0^2}\int_0^T s^2(t,\Omega_1,\Omega_2)dt \quad , \tag{17}$$

тогда выражение для корреляционной функции $N(\Omega_1,\Omega_2)$ представить в виде

$$B(\Omega_1,\Omega_2)=\frac{2}{N_0}\int_0^T s^2(t,\Omega_1,\Omega_2)dt+\frac{2\gamma}{N_0^2}\int_0^T s^2(t,\Omega_1,\Omega_2)dt=(1+\frac{\gamma}{N_0})\left[\frac{2}{N_0}\int_0^T s^2(t,\Omega_1,\Omega_2)dt\right] \quad (18)$$

Далее выразим ЛФОП (5) и корреляционную функцию (18) через спектр СШПС (1). Для этого воспользуемся теоремой Парсеваля и представим

$$\int_0^T s^2(t,\Omega_1,\Omega_2)dt=\frac{1}{2\pi}\int_{\Omega_1}^{\Omega_2}\left|g(\omega)\right|^2 d\omega \quad . \quad (19)$$

Подставляя (4) в первое слагаемое правой части (5), имеем

$$\int_0^T x(t)s(t,\Omega_1,\Omega_2)dt=\frac{1}{2\pi}\int_0^T dt\int_{\Omega_1}^{\Omega_2} g(\omega)x(t)\exp(j\omega t)d\omega \quad . \quad (20)$$

Обозначая

$$x(\omega)=\int_{-\infty}^{+\infty} x(t)\exp(-j\omega t)dt \quad (21)$$

– текущий (выборочный) спектр наблюдаемых данных, перепишем (20) как

$$\int_0^T x(t)s(t,\Omega_1,\Omega_2)dt=\frac{1}{2\pi}\int_{\Omega_1}^{\Omega_2} g(\omega)x^*(\omega)d\omega \quad . \quad (22)$$

Подставляя (19), (22) в (5), (18) получаем выражения

$$L(\Omega_1,\Omega_2)=\frac{1}{\pi N_0}\int_{\Omega_1}^{\Omega_2} g(\omega)x^*(\omega)d\omega-\frac{1}{2\pi N_0}\int_{\Omega_1}^{\Omega_2}\left|g(\omega)\right|^2 d\omega \quad , \quad (23)$$

$$B(\Omega_1,\Omega_2)=(1+\frac{\gamma}{N_0})\left[\frac{1}{\pi N_0}\int_{\Omega_1}^{\Omega_2}\left|g(\omega)\right|^2 d\omega\right]. \quad (24)$$

Для расчета характеристик оценок (6) представим (23) в виде суммы

$$L(\Omega_1,\Omega_2)=L_1(\Omega_1)+L_2(\Omega_2) \quad . \quad (25)$$

Здесь

$$L_1(\Omega_1)=\frac{1}{\pi N_0}\int_{\Omega_1}^{\Omega_f} g(\omega)x^*(\omega)d\omega-\frac{1}{2\pi N_0}\int_{\Omega_1}^{\Omega_f}\left|g(\omega)\right|^2 d\omega \quad , \quad (26)$$

$$L_2(\Omega_2)=\frac{1}{\pi N_0}\int_{\Omega_f}^{\Omega_2} g(\omega)x^*(\omega)d\omega-\frac{1}{2\pi N_0}\int_{\Omega_f}^{\Omega_2}\left|g(\omega)\right|^2 d\omega \quad , \quad (27)$$

где $\Omega_f$ – произвольное фиксированное значение частоты из интервала $\left[\Omega_{1\max};\Omega_{2\min}\right]$. В частности, можно выбрать

$$\Omega_f=\left(\Omega_{1\max}+\Omega_{2\min}\right)/2 \quad . \quad (28)$$

Как известно [7], гауссовские спектральные меры на неперекрывающихся частотных интервалах ортогональны. Поэтому слагаемые в (25), т.е. случайные процессы $L_1(\Omega_1)$ (26) и $L_2(\Omega_2)$ (27) будут статистически независимыми. В результате КП оценки (6) минимальной и максимальной частот спектра СШПС можно переписать как

$$\widehat{\Omega}_1 = \arg\sup L_1(\Omega_1), \widehat{\Omega}_2 = \arg\sup L_2(\Omega_2), \Omega_1 \in [\Omega_{1\min}; \Omega_{1\max}], \ \Omega_2 \in [\Omega_{2\min}; \Omega_{2\max}]. \quad (29)$$

Полагаем отношение сигнал-шум (ОСШ) принимаемого СШПС настолько большим, что КП оценки (29) обладают высокой апостериорной точностью [5]. Чтобы найти в этих условиях характеристики оценки $\widehat{\Omega}_2$ максимальной частоты спектра СШПС, представим (27) в виде суммы сигнальной и шумовой функций

$$L_2(\Omega_2) = S_2(\Omega_2, \Omega_{02}) + N_2(\Omega_2) = S_2(\Omega_2, \Omega_{02}) + N_{n2}(\Omega_2) + N_{\xi 2}(\Omega_2). \quad (30)$$

Подставляя реализацию $x(t)$ в (30) и выполняя усреднение, находим для сигнальной функции выражение

$$S_2(\Omega_2, \Omega_{02}) = \frac{1}{\pi N_0} \int_{\Omega_f}^{\min(\Omega_2, \Omega_{02})} |g(\omega)|^2 \, d\omega - \frac{1}{2\pi N_0} \int_{\Omega_f}^{\Omega_2} |g(\omega)|^2 \, d\omega. \quad (31)$$

Далее запишем выражение для корреляционной функции шумовой функции $N_2(\Omega_2)$ как

$$B_2(\Omega_{12}, \Omega_{22}) = (1 + \frac{\gamma}{N_0}) \left[ \frac{1}{\pi N_0} \int_{\Omega_f}^{\min(\Omega_{12}, \Omega_{22})} |g(\omega)|^2 \, d\omega \right]. \quad (32)$$

Для расчета потенциальной точности оценки максимальной частоты спектра СШПС исследуем поведение сигнальной функции (31) и корреляционной функции (32) в малой окрестности точки $\Omega_{02}$ [3, 5]. С этой целью обозначим

$$\Delta = \Omega_2 - \Omega_{02}, \Delta_1 = \Omega_{12} - \Omega_{02}, \Delta_2 = \Omega_{22} - \Omega_{02}. \quad (33)$$

Используя обозначения (33), перепишем (31) и (32) в виде

$$S_2(\Omega_2, \Omega_0) = \frac{1}{\pi N_0} \int_{\Omega_f}^{\Omega_0 + \min(0, \Delta)} |g(\omega)|^2 \, d\omega - \frac{1}{2\pi N_0} \int_{\Omega_f}^{\Omega_0 + \Delta} |g(\omega)|^2 \, d\omega, \quad (34)$$

$$B_2(\Omega_{12}, \Omega_{22}) = (1 + \frac{\gamma}{N_0}) \left[ \frac{1}{\pi N_0} \int_{\Omega_f}^{\Omega_0 + \min(0, \Delta)} |g(\omega)|^2 \, d\omega \right]. \quad (35)$$

В условиях высокой апостериорной точности оценки

$$|\Delta| << \Omega_{02}, |\Delta_1| << \Omega_{02}, |\Delta_2| << \Omega_{02}. \quad (36)$$

Поэтому разложим (34), (35) в ряд по степеням малых параметров $\Delta, \min(0, \Delta)$, $\min(\Delta_1, \Delta_2)$ и ограничимся использованием членов, содержащих лишь первые степени малых параметров. В результате получаем приближенные выражения

$$S_2(\Omega_2, \Omega_{02}) = \frac{1}{\pi N_0} \int_{\Omega_f}^{\Omega_{02}} |g(\omega)|^2 \, d\omega + \frac{1}{\pi N_0} G_2^2 \left[ \min(0, \Omega_2 - \Omega_{02}) - \frac{\Omega_2 - \Omega_{02}}{2} \right], \quad (37)$$

$$B_2(\Omega_{12}, \Omega_{22}) = (1 + \frac{\gamma}{N_0}) \left[ \frac{1}{\pi N_0} \int_{\Omega_f}^{\Omega_{02}} |g(\omega)|^2 \, d\omega + \frac{1}{\pi N_0} G_2^2 \min(\Omega_{12} - \Omega_{02}, \Omega_{22} - \Omega_{02}) \right]. \quad (38)$$

Здесь $G_2 = |g(\Omega_{02})|$.

Как следует из (37), (38) в малой окрестности точки $\Omega_{02}$ ЛФОП (30) является гауссовским марковским случайным процессом диффузионного типа [5].

Используя (37) и (38), аналогично [9, 10] находим коэффициенты сноса и диффузии локально – марковского случайного процесса (30)

$$K_{21} = \frac{1}{2\pi N_0} G_2^2 \begin{cases} 1, \Omega_2 < \Omega_{02}, \\ -1, \Omega_2 > \Omega_{02}, \end{cases} \quad (39)$$

$$K_{22} = \frac{(1+\frac{\gamma}{N_0})}{\pi N_0} G_2^2 . \quad (40)$$

Решая уравнение Фоккера-Планка-Колмогорова с коэффициентами (39), (40) при соответствующих начальных и граничных условиях, находим, применяя метод локально-марковской аппроксимации, асимптотическое выражение для дисперсии КП оценки $\Omega_2$ максимальной частоты $\Omega_{02}$ спектра СШПС

$$D(\hat{\Omega}_2) = \frac{104\pi^2 N_0^2 (1+\frac{\gamma}{N_0})^2}{G_2^4} . \quad (41)$$

Найдем аналогичным образом дисперсию КП оценки $\hat{\Omega}_1$ минимальной частоты $\Omega_{01}$ спектра СШПС

$$D(\hat{\Omega}_1) = \frac{104\pi^2 N_0^2 (1+\frac{\gamma}{N_0})^2}{G_1^4} , \quad (42)$$

где $G_1 = |g(\Omega_{01})|$.

Как известно [3], можем найти оценки $\hat{\Omega}_v$ средней частоты СШПС и их характеристики с использованием КП оценки $\hat{\Omega}_1$ и $\hat{\Omega}_2$, получаемых из (29). Действительно, для оценки $\hat{\Omega}_v$ средней частоты СШПС используем формулу

$$\hat{\Omega}_v = (\hat{\Omega}_1 + \hat{\Omega}_2)/2 . \quad (43)$$

В силу статистической независимости оценок минимальной и максимальной частот спектра СШПС, можем записать дисперсию оценки (43) средней частоты СШПС как

$$D(\hat{\Omega}_v) = \frac{\left[ D(\hat{\Omega}_1) + D(\hat{\Omega}_2) \right]}{4} = \frac{26\pi^2 N_0^2 (G_1^4 + G_2^4)(1+q)^2}{G_1^4 G_2^4} , \quad (44)$$

где $q$ – отношение помеха–шум, которое определяется выражением

$$q = \gamma / N_0 . \quad (45)$$

Здесь $\gamma$ – величина спектральной плотности ГУП (интенсивность ГУП).

Таким образом, дисперсия оценки (43) средней частоты СШПС асимптотически при больших ОСШ описывается выражением (44). Из выражения (44), (45) можно сказать, что с увеличением интенсивности ГУП увеличивается дисперсия оценки средней частоты СШПС, соответственно приводит к снижению точности оценки средней частоты СШПС.

## 3. Заключение

Полученные результаты позволяют сделать обоснованный выбор необходимого алгоритма оценки частотных параметров СШПС в зависимости от имеющейся априорной информации об помехе и в зависимости от требований, предъявляемых к простоте реализации алгоритма и точности оценки.

## Литература


1. Шепета, А. П. Особенности применения сверхширокополосных сигналов в современных РЛС / А. П. Шепета, А. М. Махлин, С. А. Львовский // I-methods. – 2016. – Т. 8, № 3. – С. 18-23.
2. Любавский, А. П. Классификация, области применения и перспективы развития систем радиосвязи со сверхширокополосными сигналами / А. П. Любавский, С. Н. Разиньков // Информатика: проблемы, методология, технологии: Сборник материалов XVIII международной научно-методической конференции: в 7 томах, Воронеж, 08–09 февраля 2018 года / Под редакцией Н. А. Тюкачева. Том 6. – Воронеж: Научно-исследовательские публикации, 2018. – С. 22-26.
3. Радзиевский В.Г., Трифонов П.А. Обработка сверхширокополосных сигналов и помех.– М.: Радиофизика, 2009.–288с.
4. Корчагин, Ю. Э. Квазиправдоподобный алгоритм оценки частоты сверхширокополосного квазирадиосигнала с неизвестной длительностью / Ю. Э. Корчагин, К. Д. Титов, О. Н. Завалишина // Журнал радиоэлектроники. – 2023. – № 8. – DOI 10.30898/1684-1719.2023.8.9.
5. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. − М.: Сов. радио, 1978. − 296 с.
6. 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.
7. Трифонов А.П., Шинаков Ю.С. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех. − М.: Радио и связь, 1986. − 246 с.
8. Радзиевский В.Г., Трифонов П.А. Влияние узкополосной помехи на точность оценки ширины спектра сверхширокополосного сигнала. // Сб. трудов IX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». − Воронеж, 2003. − Т. 1. − С. 132−138.
9. Тихонов В.И., Миронов М.А. Марковские процессы. −М.:Радио и связь,1977.− 488 с.
10. Трифонов А.П., Корчагин Ю.Э. Приём сигналов с неизвестными моментами появления исчезновения / Радиофизика.– Воронеж, 2017.


## References


1. Shepeta, A. P. Features of the use of ultra-wideband signals in modern radars / A. P. Shepeta, A. M. Makhlin, S. A. Lvovsky // I-methods. – 2016. – T. 8, No. 3. – P. 18-23.
2. Lyubavsky, A. P. Classification, areas of application and prospects for the development of radio communication systems with ultra-wideband signals / A. P. Lyubavsky, S. N. Razinkov // Computer science: problems, methodology, technologies: Collection of materials of the XVIII international scientific and methodological conference : in 7 volumes, Voronezh,

February 08–09, 2018 / Edited by N. A. Tyukachev. Volume 6. – Voronezh: Scientific research publications, 2018. – P. 22-26.
3. Radzievsky V.G., Trifonov P.A. Processing of ultra-wideband signals and interference. - M.: Radiophysics, 2009. - 288 p.
4. Korchagin, Yu. E. Quasi-plausible algorithm for estimating the frequency of an ultra-wideband quasi-radio signal with unknown duration / Yu. E. Korchagin, K. D. Titov, O. N. Zavalishina // Journal of Radio Electronics. – 2023. – No. 8. – DOI 10.30898/1684-1719.2023.8.9.
5. Kulikov E.I., Trifonov A.P. Estimation of signal parameters against a background of interference. − M.: Sov. radio, 1978. − 296 p.
6. Radzievsky V.G., Trifonov P.A. The influence of narrowband interference on the accuracy of estimating the angle of arrival of an ultra-wideband signal. // Interuniversity collection of articles “Synthesis, transmission and reception of control and communication signals.” − Voronezh. state tech. Univ., 2002, pp. 122−127.
7. Trifonov A.P., Shinakov Yu.S. Joint discrimination of signals and estimation of their parameters against a background of interference. − M.: Radio and Communications, 1986. − 246 p.
8. Radzievsky V.G., Trifonov P.A. The influence of narrowband interference on the accuracy of estimating the spectral width of an ultra-wideband signal. // Sat. Proceedings of the IX International Scientific and Technical Conference “Radar, Navigation, Communications”. − Voronezh, 2003. − T. 1. − P. 132−138.
9. Tikhonov V.I., Mironov M.A. Markov processes. −M.: Radio and Communications, 1977.− 488 p.
10. Trifonov A.P., Korchagin Yu.E. Reception of signals with unknown moments of disappearance / Radiophysics. - Voronezh, 2017.

# МОДЕЛЬ ГЕНЕРАТОРА С ИЗМЕНЯЕМОЙ ФОРМОЙ СКИ

Г. К. Усков, А. Е. Елфимов, А. С. Величкина, А. М. Бобрешов

Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия.

**Аннотация.** В работе описан метод управления формой колокольного импульса Гаусса. Подход основан на независимом управлении временем и моментом начала накопления и рассасывания заряда в активную область диода с накоплением заряда. Приведены результаты моделирования, подтверждающие предложенный метод.

**Ключевые слова:** сверхкороткие импульсы, СКИ, сверхширокополосные сигналы, СШПС, диод с накоплением заряда.

# MODEL OF THE UWB-GENERATOR WITH RECONFIGURABLE PULSE SHAPE

G. K. Uskov, A. E. Elfimov, A. S. Velichkina, A. M. Bobreshov

Voronezh state university (VSU), Voronezh, Russia

**Abstract.** The paper describes a method for controlling the shape of a Gaussian pulse. The approach is based on independent control of the time and moment of the start of pumping and resorption of charge into the active region of the diode with charge accumulation. Simulation results confirming the proposed method are presented.

**Keywords:** ultrashort pulses, ultrawideband signals, step recovery diode.

## 1. Введение

Генераторы сверхкоротких импульсов (СКИ) используются в системах высокоскоростной радиосвязи, высокоточной и подземной радиолокации, в различных научных исследованиях [1-2]. Для формирования сверхкоротких колокольных видеоимпульсов часто используют схемы с использованием диодов с накоплением заряда (ДНЗ) [3]. Для формирования импульса в такой схеме используют токоразмыкающие свойства и высокую скорость восстановления обратного сопротивления ДНЗ.

Управление формой таких сигналов даёт возможность модулировать последовательность СКИ. При реализации такого подхода необходимо иметь возможность менять форму (амплитуду и длительность) видеоимпульса во время работы генератора. В статье предлагается управлять формой, меняя количество заряда, инжектируемого в активной области ДНЗ. Регулировать его объём можно при помощи длительности импульса накопления заряда. Соответственно, необходимо также иметь возможность управлять моментом начала и длительностью процесса рассасывания заряда. Для реализации такого подхода предлагается использовать независимые импульсы накачки и рассасывания заряда, обеспечивая таким образом гибкость в управлении зарядом в активной области ДНЗ.

## 2. Метод управлением заряда в ДНЗ

Алгоритм независимого управления длительностями накопления и рассасывания заряда можно описать при помощи иллюстрации на рисунке 1. На первой стадии происходит накачка заряда в активную область ДНЗ. Время накачки ограничено диапазоном времени t1-t2. В примере используется отрицательный импульс накопления, обусловленный включения диодов. Процесс рассасывания заряда

происходит на отрезке времени t2-t3. В момент t3 происходит резкое восстановление сопротивления ДНЗ. СКИ формируется в промежутке времени t3-t4.

Для работы алгоритма необходимо использовать двухканальную схему управления зарядом ДНЗ. Для этого предлагается использовать два транзистора и запускающих генератора. Схема двухканального формирователя СКИ изображена на рисунке 2. Процесс накопления в схеме происходит за счет прямоугольного импульса с генератора G2 и транзистора VT2. Импульс рассасывания формируется при помощи G1 и VT1. Ток накачки и рассасывания формируют блоки питания (БП) V- и V+ соответственно. Полярности токов накачки и рассасывания зависят от включения ДНЗ в цепь.

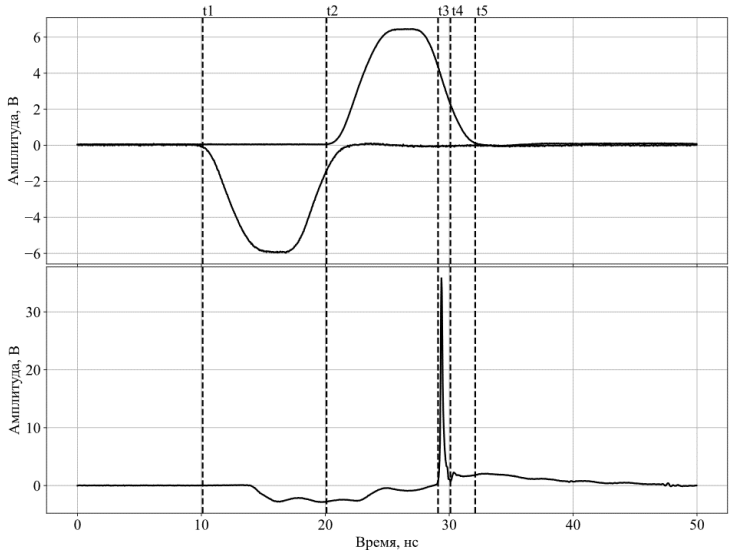



Рис. 1. Иллюстрация процесса формирования импульса.

Предложенная схема позволяет обеспечить независимое управление процессами накопления и рассасывания заряда. Два источника запускающих видеоимпульсов позволяют регулировать длительность и моменты начала этих процессов, а также их задержки друг относительно друга. С помощью источников питания можно регулировать величину прямого и обратного токов.

### 3. Моделирование предложенного схемотехнического решения

Была реализована модель схемы генератора, изображённой на рисунке 2. Для описания работы транзистора использовалась модель Ampleon BLF571, предоставленная производителем полупроводникового элемента [4]. Для формирования СКИ использовались два последовательно включенных ДНЗ. Последовательное включение позволяет увеличить амплитуду видеоимпульса [5]. Для уточнения работы диода использовалась модель, описанная в [6]. В модели использовались запускающие импульсы, приближенные к возможностям экспериментального оборудования, располагаемого у авторов статьи. Фронты импульсов составляли 3 нс, длительности импульсов не менее 6 нс. Гауссовский видеоимпульс наблюдался на нагрузке Rload с омическим сопротивлением 50 Ом.

На выходе представленной схемы был получен квазигауссов СКИ. Осциллограмма сигнала изображена на рисунке 3. Амплитуда сигнала составила 68 В, длительность по полувысоте 200 пс. Также важно отметить отсутствие высокочастотных колебаний после заднего фронта импульса, которые часто наблюдаются в других схемах генерации с использованием ДНЗ. Это свойство

позволяет использовать формирователь СКИ вместе с сумматорами СШП [7-8] видеоимпульсов, так как при сложении последовательно идущих импульсов они не будут оказывать влияние своими послеимпульсными искажениями на форму следующих видеоимпульсов.

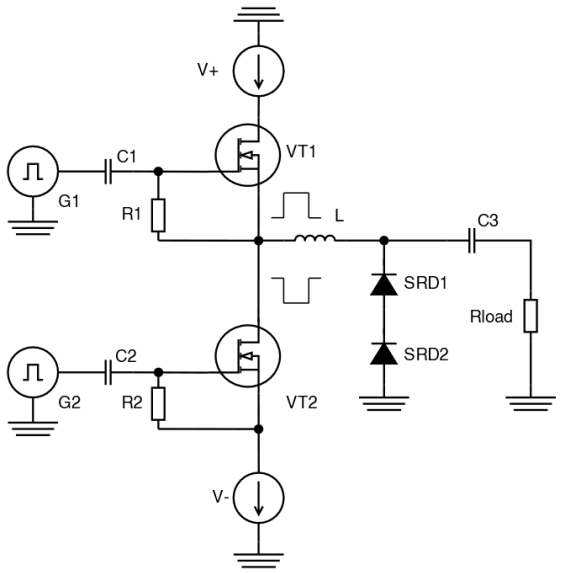



Рис. 2. Электрическая принципиальная схема генератора СКИ с независимым управлением накачкой и рассасыванием заряда в ДНЗ.

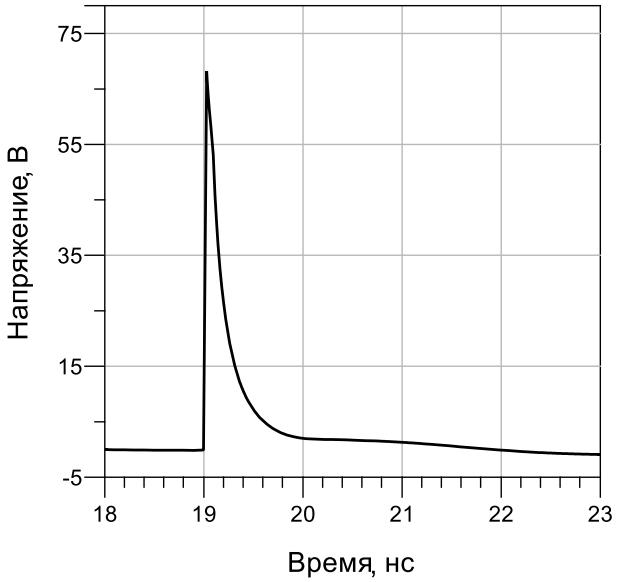



Рис. 3. Осциллограмма видеоимпульса, наблюдаемого на нагрузке.

Была получена зависимость формы импульса от длительности процесса накопления заряда. Ток накачки и время рассасывания были зафиксированы. Когда длительность импульса накачки увеличивается на такую же величину, то увеличивается и задержка импульса рассасывания, чтобы импульсы шли последовательно. Из рисунка 4 видно, что с увеличением времени накопления заряда растет амплитуда и длительность видеоимпульса. Таким образом, регулируя длительность одного из запускающих импульсов, можно менять параметры результирующего СКИ.

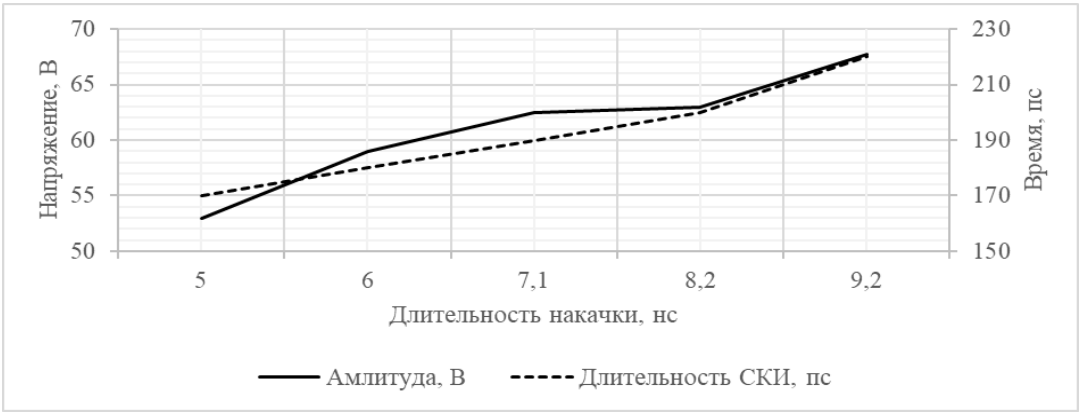



Рис. 4. Зависимости амплитуды и длительности импульса от времени накачки.

## 4. Заключение

Был предложен метод управления формой СКИ. Описана схема генератора, которая позволяет менять длительности и задержки между импульсами накопления и рассасывания заряда в активной области ДНЗ. При помощи моделирования продемонстрирована возможность изменения формы импульса. Диапазон перестройки по амплитуде составил 28%, по длительности 29%. После заднего фронта полученного импульса отсутствуют высокочастотные послеимпульсные искажения, являющиеся частой проблемой в других схемах генерации на основе ДНЗ.

## 5. Благодарности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 24-19-00891, https://rscf.ru/project/24-19-00891/

Для выполнения моделирования и измерений в работе использовалось оборудование учебно-научного дизайн-центра проектирования радиоэлектронных систем СВЧ, терагерцового и оптического диапазонов на отечественной электронной компонентной базе ФГБОУ ВО «ВГУ».

## Литература

1. Zhou, Yuan; Law, Choi Look; Xia, Jingjing (2012). "Ultra low-power UWB-RFID system for precise location-aware applications". 2012 IEEE Wireless Communications and Networking Conference Workshops (WCNCW). pp. 154–158. doi:10.1109/WCNCW.2012.6215480
2. R. S. Kshetrimayum, "An introduction to UWB communication systems," in IEEE Potentials, vol. 28, no. 2, pp. 9-13, March-April 2009, doi: 10.1109/MPOT.2009.931847.
3. Пикосекундная импульсная техника / В. Н. Ильюшенко [и др.], под ред. В. Н. Ильюшенко – Москва : Энергоатомиздат, 1993. – 386 с.
4. Ampleon BLF571 HF / VHF power LDMOS transistor Datasheet, Ampleon.com. Accessed: Jun. 30, 2023. Available (17.02.2024): https://www.ampleon.com/products/general-purpose-wideband/50-v/BLF571.html
5. Bobreshov A. M., Zhabin A. S., Ryazantsev A. D., Stepkin V. A., Uskov G. K. Improvement of Ultrashort Pulses by Serial Connection of Step Recovery Diodes // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2021. Vol. 31. №2. PP. 204-206.
6. Kyhl, J.. An Advanced PIN-diode Model. / Kyhl J., Andersson M. // Microwave Journal. — 2005. — № 48. — P.206-212.
7. Uskov G. K., Elfimov A. E., Velichkina A. S., Smuseva K. V. Formation of a Gauss Doublet Using a Configurable UWB Signal Generator // IEEE 8th All-Russian Microwave Conference (RMC). 2022 г. P. 110–112.
8. Бобрешов А.М., Елфимов А.Е., Степкин В.А., Усков Г.К. Формирование сверхкоротких импульсов с помощью сумматора конструкции Уилкинсона // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2021. Т. 24. №4. С. 46-52.

## References

1. Zhou, Yuan; Law, Choi Look; Xia, Jingjing (2012). "Ultra low-power UWB-RFID system for precise location-aware applications." 2012 IEEE Wireless Communications and Networking Conference Workshops (WCNCW). pp. 154–158. doi:10.1109/WCNCW.2012.6215480
2. R. S. Kshetrimayum, "An introduction to UWB communication systems," in IEEE Potentials, vol. 28, no. 2, pp. 9-13, March-April 2009, doi: 10.1109/MPOT.2009.931847.

3. Picosecond pulse technology / V. N. Ilyushenko [et al.], ed. V. N. Ilyushenko - Moscow: Energoatomizdat, 1993. - 386 p.
4. Ampleon BLF571 HF/VHF power LDMOS transistor Datasheet, Ampleon.com. Accessed: Jun. 30, 2023. Available (02/17/2024): https://www.ampleon.com/products/general-purpose-wideband/50-v/BLF571.html
5. Bobreshov A. M., Zhabin A. S., Ryazantsev A. D., Stepkin V. A., Uskov G. K. Improvement of Ultrashort Pulses by Serial Connection of Step Recovery Diodes // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2021. Vol. 31. No. 2. PP. 204-206.
6. Kyhl, J.. An Advanced PIN-diode Model. / Kyhl J., Andersson M. // Microwave Journal. - 2005. - No. 48. - P.206-212.
7. Uskov G. K., Elfimov A. E., Velichkina A. S., Smuseva K. V. Formation of a Gauss Doublet Using a Configurable UWB Signal Generator // IEEE 8th All-Russian Microwave Conference (RMC). 2022, pp. 110–112.
8. Bobreshov A.M., Elfimov A.E., Stepkin V.A., Uskov G.K. Formation of ultrashort pulses using a Wilkinson design adder // Physics of wave processes and radio engineering systems. 2021. T. 24. No. 4. pp. 46-52.

# ОДНОВРЕМЕННОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДВУХ ОСНОВНЫХ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ДИЭЛЕКТРИКА МЕТОДОМ МИНИМИЗАЦИИ КВАДРАТА НОРМЫ НЕВЯЗКИ

А. М. Бобрешов[1], Г. К. Усков[1], К. В. Смусева[1], А. А. Кононов[1]

[1]Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

**Аннотация.** В работе описана экспериментальная установка для измерения электрофизических параметров диэлектрического материала. Представлены обоснования используемого выражения для эквивалентного волнового сопротивления, а также выбора рабочего частотного диапазона. Сформулированы конкретные расчётные соотношения для реализации методики, основанной на минимизации квадрата нормы невязки теоретических и экспериментальных данных. Применяемый алгоритм обобщён на случай одновременного определения относительной диэлектрической проницаемости и тангенса угла потерь. Обсуждается возможность получения ошибочных результатов, которые могут быть вызваны как погрешностями разного рода, так и неподходящими начальными условиями расчёта; даны рекомендации по предупреждению возникновения подобных ошибок. Приведён пример определения параметров реального материала, включающий проверку точности полученных результатов.

**Ключевые слова:** оценка электрофизических параметров; 3D-печать; норма невязки; алгоритм минимизации.

# SIMULTANEOUS DETERMINATION OF TWO MAIN ELECTROPHYSICAL PARAMETERS OF A DIELECTRIC BY THE DISCREPANCY NORM SQUARE MINIMIZATION METHOD

A. M. Bobreshov[1], G. K. Uskov[1], K. V. Smuseva[1], A. A. Kononov[1]

[1]Voronezh state university (VSU), Voronezh, Russia

**Abstract.** The paper describes an experimental setup for measuring the electrophysical parameters of a dielectric material. The expression used for the equivalent wave impedance is justified, as well as the operating frequency range choice. Explicit computational expressions are formulated for implementing a technique based on minimizing the squared norm of the discrepancy between theoretical and experimental data. The applied algorithm is generalized for the case of simultaneous determination of the relative permittivity and the loss angle tangent. The possibility of obtaining erroneous results, which can be caused both by inaccuracies of various kind or by unsuitable initial calculation conditions, is discussed; recommendations are given to prevent the occurrence of such errors. An example of determining the parameters for a real material is given, which includes checking the accuracy of the results thus obtained.

**Keywords:** evaluation of electrophysical parameters; 3D printing; discrepancy rate; minimization algorithm.

## 1. Введение

Проблема высокоточного определения электрофизических параметров диэлектрических материалов возникает в связи с возможностью их применения в качестве рабочего вещества для технологий аддитивного производства (3D-печати [1–5]), в том числе с целью изготовления компонентов приёмно-передающих систем сверхвысокочастотного (СВЧ) диапазона (в качестве одного из примеров можно назвать линзовые антенны), при котором соответствие характеристик реальных изделий целевым

спецификациям может быть достигнуто лишь при условии использования материалов с достаточно хорошо известными свойствами. Практические затруднения возникают из-за того, что свойства имеющихся в распоряжении реальных материалов, поставляемых различными производителями, могут существенно не совпадать (даже в случае одинаковых наименований), а сообщаемые при этом численные характеристики, как правило, имеют недопустимо низкую точность (более того, в силу весьма широкого спектра применения технологий 3D-печати электрофизическим параметрам рабочего вещества внимание может вообще не уделяться; в некоторых же случаях их значения приводятся поставщиками, но только для низкочастотного диапазона). Среди способов экспериментального определения указанных параметров выделяется (за счёт отсутствия необходимости в сложной калибровке и значительного выигрыша в быстродействии по сравнению с прямым моделированием) метод, основанный на минимизации квадрата нормы невязки между теоретическими и измеренными характеристиками передающей линии, в состав одного из элементарных участков которой входит рассматриваемый материал [6–13]. Далее излагается конкретная версия конструкции экспериментальной установки, а также обобщение методики, позволяющее осуществить определение сразу двух основных электрофизических параметров интересующего материала — относительной диэлектрической проницаемости $\varepsilon$ и тангенса угла потерь $\mathrm{tg}\,\vartheta$.

## 2. Измерительная линия на основе прямоугольного волновода

Главная часть экспериментальной установки представляет собой металлический волноводный тракт с прямоугольным поперечным сечением (с геометрической точки зрения характеризующимся большей и меньшей сторонами $a$ и $b$ соответственно) продольной длины $L$, внутрь которого может быть установлен изготовленный с помощью технологий аддитивного производства прямоугольный параллелепипед, состоящий из исследуемого диэлектрика и имеющий длину $L_2$ (так что в волноводе остаётся участок с воздушным заполнением длины $L_1 = L - L_2$). Предполагается, что обеспечена высокая точность совпадения размеров поперечных сечений диэлектрического образца и внутреннего пространства волновода; кроме того, изготовленный параллелепипед должен обладать как можно более правильной геометрической формой и высокой степенью однородности материала (наличием в котором свободных зарядов или эффектов анизотропии мы пренебрегаем).

В качестве основной характеристики описанной измерительной линии выберем коэффициент передачи $S_{21}$, равный отношению комплексных амплитуд нормированных напряжений СВЧ сигналов на выходе и входе (при условии, что в противоположном направлении никакой сигнал не подаётся). Точные вычисления дают следующее выражение [7, 8]:

$$S_{21} = \frac{4R_1R_2e^{-j(Q_1+Q_2)-(A_1+A_2)}}{(R_2+R_1)^2-(R_2-R_1)^2e^{-2(jQ_2+A_2)}}, \qquad (1)$$

где $R_i$ — эквивалентные волновые сопротивления;

$Q_i$ — сдвиги фаз;

$A_i$ — амплитудные показатели затухания (при расшифровке обозначений мы для краткости воспользовались индексом $i$, причём по аналогии с длинами $L_1$ и $L_2$ здесь и далее предполагается, что величины с индексом $i = 1$ относятся к участку волновода, заполненному воздухом, а величины с $i = 2$ — к диэлектрическому заполнению). Заметим, что при выводе **Ошибка! Источник ссылки не найден.** использовался матричный формализм [7], который позволил учесть все переотражения сигнала, происходящие на краях установленного в волноводный тракт образца).

Если ввести амплитудные и фазовые постоянные распространения $\alpha_i$ и $\beta_i$ (для обеих частей передающей линии), то $A_i$ и $Q_i$ выразятся через длины соответствующих участков:

$$A_i = \alpha_i \cdot L_i, \;\; Q_i = \beta_i \cdot L_i. \tag{2}$$

Для получения конкретных расчётных соотношений для $R_i$, $\alpha_i$ и $\beta_i$ необходимо учитывать структуру электромагнитного поля в рассматриваемых условиях. Целесообразно ограничить рабочий диапазон частотами, на которых будет оказывать существенное влияние лишь одна волновая мода — $H_{10}$ (т. н. «низшая» или основная). Можно показать [10], что ей соответствует фазовая постоянная распространения

$$\beta = \sqrt{\psi_\varepsilon + \sqrt{\psi_\varepsilon^2 + \psi_\vartheta^2}}, \tag{3}$$

выражаемая через вспомогательные $\psi$-параметры [10, 12], которые для $H_{10}$ равны

$$\psi_\varepsilon = 2\pi^2 \left(\frac{f^2 \mu\varepsilon}{c^2} - \frac{1}{4a^2}\right), \; \psi_\vartheta = 2\pi^2 \left(\frac{f^2 \mu\varepsilon}{c^2} \operatorname{tg} \vartheta\right), \tag{4}$$

где $f$ — линейная рабочая частота электромагнитных колебаний;

$\mu$ — относительная магнитная проницаемость среды;

$c = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}} = 299\,792\,458 \frac{\text{м}}{\text{с}}$ — электродинамическая постоянная, равная скорости света в вакууме. Придавая величинам $\mu$, $\varepsilon$ и $\operatorname{tg} \vartheta$ индексы 1 или 2, получим соответственно фазовые постоянные распространения $\beta_i$ для воздуха или диэлектрика (это же относится и к дальнейшему использованию индексов для $\alpha_i$ и $R_i$).

Для достижения большей точности необходимо учитывать затухание, происходящее в рабочем частотном диапазоне из-за потерь на ненулевом активном сопротивлении металлических стенок волноводного тракта [11], в связи с чем амплитудная постоянная распространения для волн типа $H_{10}$ должна иметь вид

$$\alpha = \alpha_\varepsilon + \alpha_c; \tag{5}$$

здесь

$$\alpha_\varepsilon = \sqrt{\sqrt{\psi_\varepsilon^2 + \psi_\vartheta^2} - \psi_\varepsilon} \tag{6}$$

учитывает диэлектрические явления, а за скин-эффект отвечает величина

$$\alpha_c = -\frac{1}{2} \cdot \ln\left(1 - \sqrt{\frac{\mu_{\text{ст}}}{\pi f \mu_0 \sigma_{\text{ст}}}} \cdot \frac{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 \left(\frac{2b}{a} + 1\right) + 2 \cdot \sqrt{\psi_\varepsilon^2 + \psi_\vartheta^2}}{\mu b \beta}\right) \tag{7}$$

где $\mu_0 \approx 1.2566 \cdot 10^{-6} \frac{\text{Гн}}{\text{м}}$ — магнитная постоянная;

$\mu_{\text{ст}}$ — относительная магнитная проницаемость стенок волновода (общая для обоих его участков;

$\sigma_{\text{ст}}$ — их удельная проводимость.

Остаётся рассчитать эквивалентное волновое сопротивление волноводного тракта. Если ввести правую декартову систему координат так, как показано на рис. 1 (начало координат принадлежит ребру волновода, оси $Ox$ и $Oy$ направлены вдоль сторон $a$ и $b$ прямоугольного сечения соответственно, а ось $Oz$ — в направлении распространения сигнала), то для явного вида компонент электромагнитного поля моды $H_{10}$ получаются следующие выражения [10]:

$$\begin{cases} E_x = 0, \;\; E_z = 0, \;\; H_y = 0, \\ E_y = -D\omega \frac{\pi}{a} \sin\frac{\pi x}{a} e^{j(\omega t - \beta z) - \alpha z}, \\ H_x = \frac{D \cdot (\beta - j\alpha)}{\mu\mu_0} \frac{\pi}{a} \sin\frac{\pi x}{a} e^{j(\omega t - \beta z) - \alpha z}, \\ H_z = \frac{-jD\pi^2}{\mu\mu_0} \cdot \frac{1}{a^2} \cos\frac{\pi x}{a} e^{j(\omega t - \beta z) - \alpha z}, \end{cases} \tag{8}$$

где $D$ — комплексная константа, описывающая амплитуду и начальную фазу;

$\omega = 2\pi f$ — круговая рабочая частота.

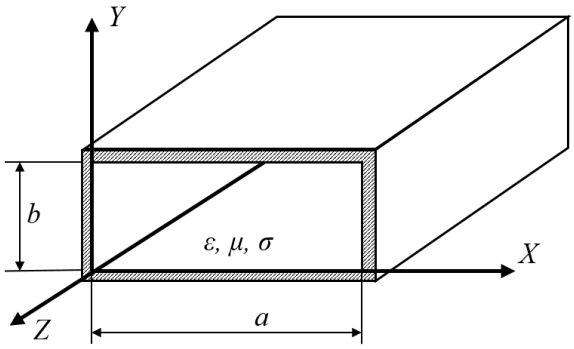



Рис. 1. Система координат в используемом волноводном тракте.

Кроме того, можно определить среднюю мощность, передаваемую сигналом [11]:

$$P = \frac{|D|^2 \omega \beta \pi^2 b}{4\mu\mu_0 a \cdot e^{2\alpha z}}; \quad (9)$$

это позволит нам ввести эквивалентное волновое сопротивление на основе обобщения соотношения между средней мощностью и напряжением:

$$P = \frac{1}{2}\frac{|U|^2}{R} \Rightarrow R = \frac{|U|^2}{2P} \quad (10)$$

(заметим, что, по сути, такое определение предполагается уже на этапе использования матриц волновых параметров для описания линии передачи [7, 8]: так, коэффициент $S_{21}$ связывает между собой именно т. н. нормированные напряжения сигналов, то есть величины вида $\frac{U}{\sqrt{R}}$, — и именно потому, что средняя мощность пропорциональна их квадрату, что упрощает, например, анализ отражения от неоднородности на основе закона сохранения энергии).

Напряжение $U$ можно оценить по величине максимальной разности потенциалов между точками, расположенными на широких стенках волновода напротив друг друга (рис. 2):

$$|U| = \max_{x\in[0;a]} \left| \int_{(1)}^{(2)} \left(\vec{E} \cdot \overrightarrow{dl}\right) \right| = \max_{x\in[0;a]} \left| \int_{(1)}^{(2)} E_y \cdot dy \right| = \frac{|D|\omega\pi b}{a} \cdot e^{-\alpha z}; \quad (11)$$

заметим, что $|U| = b \cdot \max\limits_{x\in[0;a]} |E_y|$, т. е. в нашем случае $S_{21}$ равняется также и отношению обыкновенных амплитуд векторов напряжённости электрического поля выходного и входного сигналов.

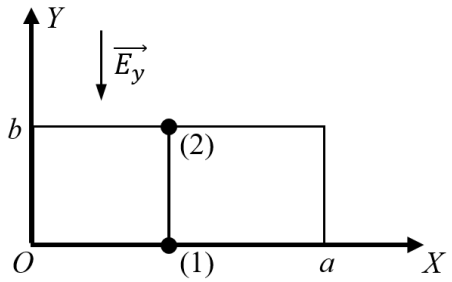



Рис. 2. Оценка величины напряжения в прямоугольном волноводе.

Из (9) – (11) получаем

$$R = \frac{1}{2} \cdot \frac{|D|^2 \omega^2 \pi^2 b^2}{a^2} \cdot e^{-2\alpha z} \cdot \frac{4\mu\mu_0 a \cdot e^{2\alpha z}}{|D|^2 \omega \beta \pi^2 b} = \frac{2b\mu\mu_0\omega}{a\beta} = \frac{4\pi f b \mu\mu_0}{a\beta}. \quad (12)$$

Теперь в нашем распоряжении есть все формулы, необходимые для теоретического расчёта величины $S_{21}$, что позволяет осуществить определение электрофизических параметров диэлектрика по вышеуказанной методике. Это будет выполнено в следующем разделе.

### 3. Алгоритм для определения обоих диэлектрических параметров

Основная расчётная характеристика — амплитудный коэффициент передачи $|S_{21}|$ (а не комплексная величина $S_{21}$), поскольку его измерения обладают наибольшей стабильностью (по сравнению с определением фазы или коэффициентов отражения). Используя соотношение

$$\left|u + v \cdot e^{j\phi}\right|^2 = \left(u + v \cdot e^{j\phi}\right) \cdot \left(u + v \cdot e^{-j\phi}\right) = u^2 + v^2 + 2uv\cos\phi, \qquad (13)$$

справедливое при вещественных $u$, $v$, $\varphi$, из (1) легко получить [7]

$$|S_{21}| = \frac{4R_1R_2e^{-A_1}}{\sqrt{(R_2+R_1)^4e^{2A_2}+(R_2-R_1)^4e^{-2A_2}-2\left(R_2^2-R_1^2\right)^2\cos 2Q_2}}. \qquad (14)$$

Дальнейшая методика представляет собой обобщение способа, изложенного в [9, 12]. Именно, мы будем определять $\varepsilon$ и $\operatorname{tg}\vartheta$, то есть оба параметра, характеризующих диэлектрическую среду (напомним, что в приведённых выше расчётных соотношениях им соответствуют обозначения $\varepsilon_2$ и $\operatorname{tg}\vartheta_2$, а величины $\varepsilon_1 \approx 1.00059$ и $\operatorname{tg}\vartheta_1 \approx 1 \cdot 10^{-15} \approx 0$ описывают свойства воздуха). Вначале выберем рабочий частотный диапазон согласно вышеуказанной рекомендации. Рассмотрим критические частоты различных мод для волноводного тракта с $a \approx 22.86$ мм и $b \approx 10.16$ мм, определяемые по участку с воздушным заполнением (табл. 1):

Таблица 1. Критические частоты различных волновых мод

| Тип моды | Критическая частота, ГГц | Примечание |
|---|---|---|
| $H_{10}$ | 6.56 | Основная мода |
| $H_{01}$ | 14.75 | Критические частоты для мод $H_{02}$, $H_{03}$, … больше 14.75 ГГц |
| $H_{20}$ | 13.11 | Критические частоты для мод $H_{02}$, $H_{03}$, … больше 13.11 ГГц |
| $H_{11}$, $E_{11}$ | 16.14 | Критические частоты для мод $H_{02}$, $H_{03}$, … больше 16.14 ГГц |

Как видно, ближайшей из верхних мод является $H_{20}$. Выберем рабочий диапазон от $f_{min} = 7$ ГГц до $f_{max} = 13$ ГГц и разделим его на равные части, получив промежуточные точки $\{f_k\}_{k=1}^{k=n}$ общим количеством $n = 1000$. Затем зададим примерные границы $\varepsilon_{min}$ и $\varepsilon_{max}$, между которыми по предположению заключено искомое значение $\varepsilon$, после чего разобьём отрезок $[\varepsilon_{min}; \varepsilon_{max}]$ на $N_\varepsilon$ равных частей, что обеспечит погрешность определения диэлектрической проницаемости, не превосходящую $\Delta\varepsilon = \frac{\varepsilon_{max}-\varepsilon_{min}}{N_\varepsilon}$. Поступим так же в отношении тангенса угла потерь, получая в итоге двумерный массив предполагаемых значений электрофизических параметров $\{\varepsilon_i\}_{i=1}^{i=N_\varepsilon} \times \{\operatorname{tg}\vartheta_l\}_{l=1}^{l=N_{\operatorname{tg}\vartheta}}$; для удобства можно принять $N_\varepsilon = N_{\operatorname{tg}\vartheta} = N$. Каждому набору величин $(f_k, \varepsilon_i, \operatorname{tg}\vartheta_l)$, таким образом, соответствует своё вполне определённое теоретическое значение $\hat{S}(f_k, \varepsilon_i, \operatorname{tg}\vartheta_l)$, которое представляет собой результат вычисления $|S_{21}|$ по формуле **Ошибка! Источник ссылки не найден.** при частоте $f_k$, относительной диэлектрической проницаемости диэлектрика $\varepsilon_i$ и тангенсе угла потерь диэлектрика $\operatorname{tg}\vartheta_l$ (мы останавливаемся на этом сейчас так подробно потому, что из-за большого количества величин в расчётных формулах существует опасность возникновения неоднозначности восприятия — например, выше нам пришлось использовать обозначение $\varepsilon_2$ для диэлектрической проницаемости диэлектрика, чтобы отличить её от аналогичного параметра воздуха, здесь же индекс у $\varepsilon_i$ принимает целочисленные значения от 1 до $N$, соответствующие различным гипотетическим значениям «прежней» величины $\varepsilon_2$; эта особенность, впрочем, устраняется при программной реализации описываемого алгоритма, в которой

можно использовать, например, имя `e2` для переменной $\varepsilon_2$, а её предполагаемые значения хранить в элементах массива, обозначаемых `e[i]` или `e2[i]` и т. д.).

Реализовав измерительную линию, соответствующую разработанной модели, мы можем, с другой стороны, получить серию экспериментальных данных, определяя величину $|S_{21}|$ при помощи сверхвысокочастотного анализатора цепей (подключающегося к волноводному тракту посредством коаксиально-волноводных переходов, установленных с двух сторон последнего), для которых введём обозначение $S(f_k)$ (соответствующая настройка экспериментального оборудования должна обеспечить проведение измерений в точности на установленных выше частотах $\{f_k\}$; в случае технических ограничений можно изменить порядок действий и выбирать разбиение частотного диапазона на основе имеющихся в распоряжении вариантов осуществления измерений).

Квадрат нормы невязки между теорией и экспериментом определяется выражением

$$\left(\Delta S(\varepsilon_i, \operatorname{tg}\vartheta_l)\right)^2 = \sum_{k=1}^{n}\left(S(f_k) - \hat{S}(f_k, \varepsilon_i, \operatorname{tg}\vartheta_l)\right)^2. \qquad (15)$$

Для решения поставленной задачи необходимо осуществить поиск её минимума (который в нашем обобщённом рассмотрении должен проводиться, очевидно, по двумерному массиву предполагаемых значений электрофизических параметров). Если

$$\min_{1\le i,l\le N}\left(\Delta S(\varepsilon_i, \operatorname{tg}\vartheta_l)\right)^2 = \left(\Delta S\left(\varepsilon_{i_0}, \operatorname{tg}\vartheta_{l_0}\right)\right)^2, \qquad (16)$$

то $\varepsilon_{i_0}$ и $\operatorname{tg}\vartheta_{l_0}$, возможно, представляют собой искомые значения. Однако на деле это не обязательно так: источниками ошибок могут служить, например, погрешности измерений или неправильный выбор гипотетического диапазона [9]. С учётом специфики ситуации предлагается метод оценки надёжности определения параметров, основанный на визуальном контроле (что в практической реализации проще, чем разработка достаточно общего и надёжного алгоритма для автоматизированного решения той же задачи): с применением специализированного программного обеспечения нужно построить графическое представление величины $(\Delta S)^2$ в координатах $(\varepsilon_i, \operatorname{tg}\vartheta_l)$. При достаточно малом шаге между предполагаемыми значениями обоих параметров полученное изображение будет иметь вид некоторой поверхности; если она является гладкой и имеет один ясно выраженный минимум, то алгоритм применим (хотя возможно, что в результате маловероятного совпадения был выбран гипотетический диапазон в окрестности некоторого локального, но не глобального минимума). Получение на поверхности разрывов, изломов или резких скачков свидетельствует о погрешностях — численных или экспериментальных, а сложный характер графика (с многочисленными областями возрастания и убывания) — о необходимости сузить диапазон (тем не менее, перед этим рекомендуется довести до конца вычисления при прежних настройках — часто это даёт возможность получить весьма хорошее «первое приближение», которое впоследствии может быть использовано в качестве отправной точки для определения границ нового, более «локализованного» гипотетического диапазона).

Иллюстрацией работы изложенного алгоритма может служить пример его реального применения для определения параметров конкретного материала, приведённый в следующем разделе.

## 4. Пример определения электрофизических параметров

Дадим промежуточные и итоговые результаты измерений по разработанной методике. Основные параметры использовавшейся экспериментальной установки уже были приведены выше; кроме того, материалу стенок волновода (медь) соответствуют значения

$$\mu_{\text{ст}} \approx 0.9999904,\ \sigma_{\text{ст}} \approx 5.88 \cdot 10^{7}. \quad (17)$$

Далее, длина исследуемого диэлектрического образца была равна $L_2 = 10$ см, что при общей длине волновода $L = 26.7$ см соответствует длине участка с воздушным заполнением $L_1 = 16.7$ см (этого вполне достаточно для надёжной отсечки нежелательных мод [13]).

В качестве исследуемого вещества (магнитная проницаемость которого по умолчанию предполагается равной 1) был выбран акрилонитрилбутадиенстирол (АБС-пластик). Первоначальный гипотетический диапазон значений электрофизических параметров:

$$1.5 \le \varepsilon \le 3.5,\ 0.001 \le \operatorname{tg}\vartheta \le 0.006; \quad (18)$$

количество значений $N = 100$ (для обоих параметров). Графическое представление поведения квадрата нормы невязки показано на рис. 3.

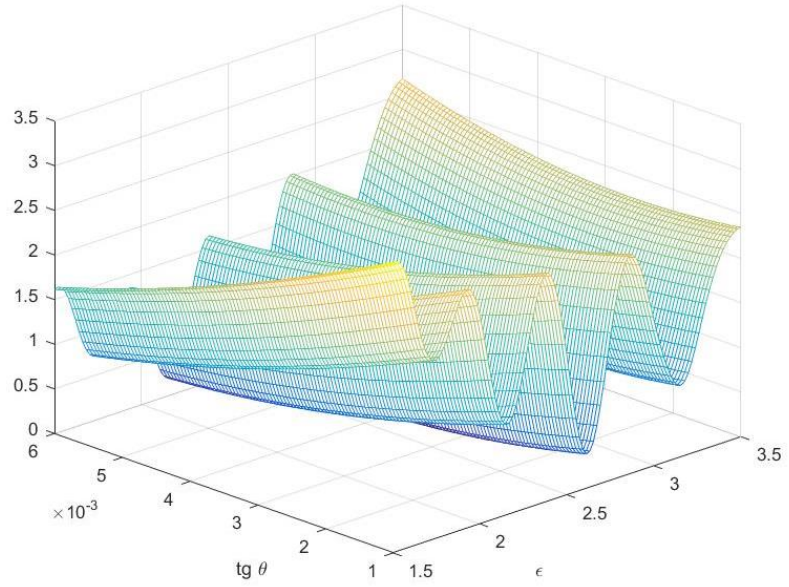



Рис. 3. Квадрат нормы невязки в широком диапазоне.

Картина, изображённая на рис. 3, является довольно характерной для случая слишком широкого диапазона. Гладкость поверхности, тем не менее, говорит о вполне приемлемом качестве экспериментальных данных (и о достаточно низком уровне численных погрешностей). При этом в результате минимизации получаются следующие значения:

$$\varepsilon = 2.611 \pm 0.02,\ \operatorname{tg}\vartheta = (4.64 \pm 0.05) \cdot 10^{-3}. \quad (19)$$

Воспользуемся ими для уточнения диапазона: зададим теперь

$$2.591 \le \varepsilon \le 2.631,\ 3.5 \cdot 10^{-3} \le \operatorname{tg}\vartheta \le 5.5 \cdot 10^{-3}. \quad (20)$$

Визуальный контроль позволяет установить наличие ясно выраженного минимума квадрата нормы невязки (рис. 4).

В итоге алгоритм даёт уточнённые значения параметров

$$\varepsilon = 2.608 \pm 0.0004,\ \operatorname{tg}\vartheta = (4.65 \pm 0.02) \cdot 10^{-3}. \quad (21)$$

Проверим правильность полученных результатов, сравнив экспериментальные значения модулей и фаз так называемых волновых параметров рассеяния (*S*-параметров [7, 8]) с их же теоретическими значениями ([7, 8, 10–12]), рассчитанными с учётом (21). Хорошее совпадение (рис. 5–6) свидетельствует о том, что найденные значения являются достаточно точными.

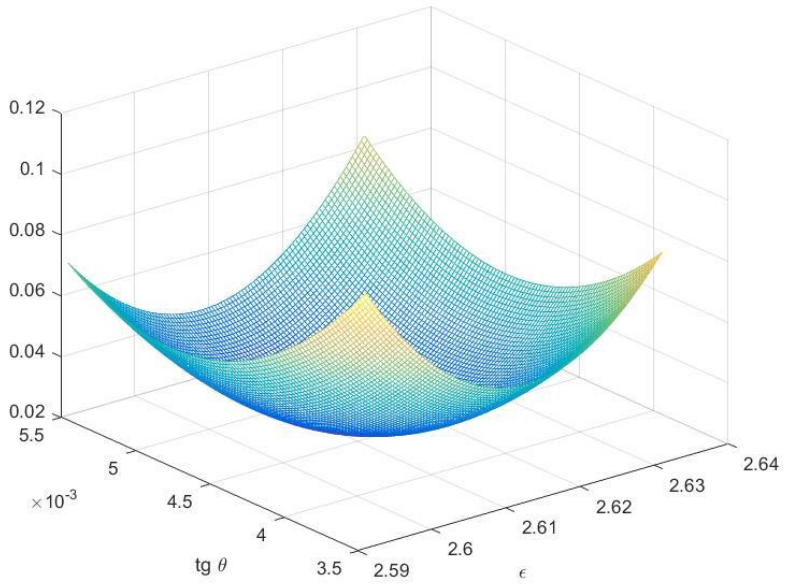



Рис. 4. Квадрат нормы невязки в узком диапазоне.

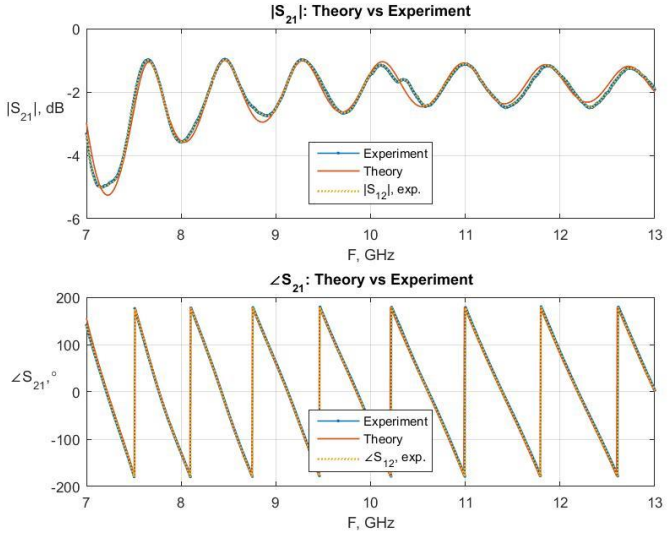



Рис. 5. Волновые параметры $S_{21} = S_{12}$: теория и эксперимент.

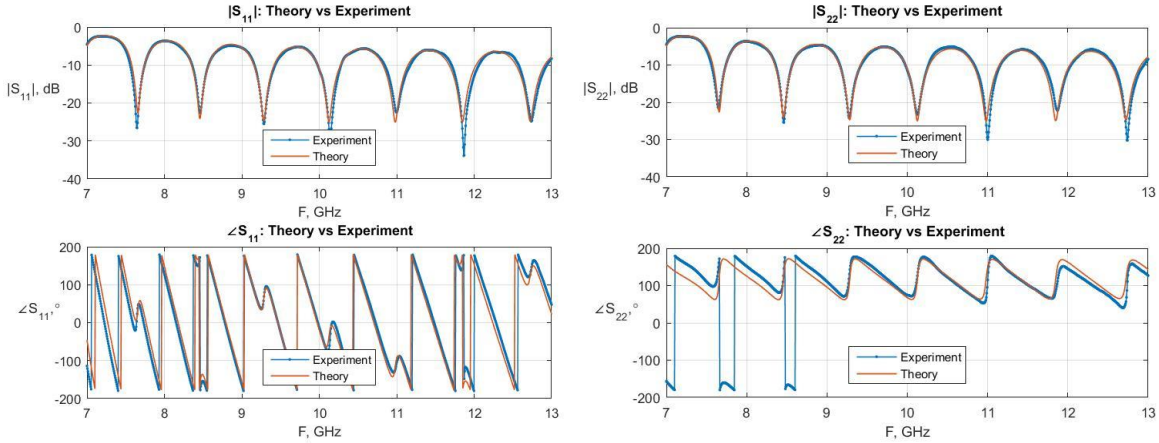



Рис. 6. Волновые параметры $S_{11}$ и $S_{22}$: теория и эксперимент.

## 5. Заключение

Раздел «заключение» обязателен. Обратите внимание, что не следует дублировать в этом разделе текст аннотации, хотя в качестве выводов могут рассматриваться основные положения доклада. В заключении можно подробно остановиться на актуальности работы, значимости полученных результатов или дать рекомендации по их применению.

## 6. Благодарности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 24-19-00891, https://rscf.ru/project/24-19-00891/

Для выполнения численных расчётов в работе использовалось оборудование учебно-научного дизайн-центра проектирования радиоэлектронных систем СВЧ, терагерцового и оптического диапазонов на отечественной электронной компонентной базе ФГБОУ ВО «ВГУ».

## Литература

1. 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.
2. Hornick J. 3D Printing and Intellectual Property: Initial Thoughts / J. Hornick, D. Roland // The Licensing Journal, 2013, Vol. 33, No. 7. – Pp. 12–16.
3. 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.
4. Bobreshov A. M. Biconical antenna with inhomogeneousdielectric lens for UWB applications / Bobreshov A. M., Zhabin A. S., Seregina E. A., Uskov G. K. // Electronics Letters, Vol. 56, No. 17. – Pp. 857–859.
5. Усков Г. К. Асимметричная биконическая антенна с неоднородным диэлектрическим заполнением / Усков Г. К., Смусева К. В., Карпенко Р. В., Кононов А. А. // Сборник докладов XXVIII Всероссийской открытой науной конференции «Распространение радиоволн» – Йошкар-Ола, 2023. – С. 579 – 582.
6. 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.
7. 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.
8. 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, № 4. – С. 225 – 226.
9. 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.
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., Uskov G. K., Smuseva K. V. // 2022 IEEE 8th All-Russian Microwave Conference (RMC). – Pp. 318–321.
11. Бобрешов А. М. Влияние скин-эффекта на распространение электромагнитных сигналов в прямоугольном волноводе с произвольным диэлектрическим заполнением / Бобрешов А. М., Усков Г. К., Смусева К. В., Кононов А. А. // Сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2023, Т. 3. – С. 295–301.
12. Кононов А. А. Методика определения электрофизических параметров диэлектрических материалов по параметрам рассеяния волновода с продольно-частичным заполнением / Кононов А. А., Усков Г. К., Смусева К. В. // Сборник докладов XXVIII Всероссийской открытой науной конференции «Распространение радиоволн» – Йошкар-Ола, 2023. – С. 523 – 526.
13. Бобрешов А. М. О расширении рабочего диапазона частот измерительной волноводной линии с продольно-частичным заполнением / Бобрешов А. М., Кононов А. А., Корчагин Ю. Э., Смусева К. В., Усков Г. К. // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. – Севастополь, 2023, № 5. – С. 187 – 188.
14. 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.
15. Усков Г. К, Смусева К. В., Кононов А. А. Программа определения электрофизических параметров диэлектрика по коэффициенту отражения частично заполненного им волноводного тракта. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ 2024612329, 31.01.2024. Заявка № 2023687554 от 05.12.2023.

**REFERENCES**

1. 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.
2. Hornick, J. 3D Printing and Intellectual Property: Initial Thoughts / J. Hornick, D. Roland // The Licensing Journal, 2013, Vol. 33, No. 7. – Pp. 12–16.
3. 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.
4. Bobreshov, A. M. Biconical antenna with inhomogeneousdielectric 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.
5. Uskov, G. K. Asymmetric biconic antenna with non-homogenous dielectric filling / Uskov G. K., Smuseva K. V., Karpenko R. V., Kononov A. A. // The collection of the reports of XXVIII All-Russian open scientific conference «Propagation of Radio Waves», Yoshkar-Ola, 2023. – Pp. 579–582.
6. 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.

7. 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.
8. 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.
9. 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.
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., Uskov G. K., Smuseva K. V. // 2022 IEEE 8th All-Russian Microwave Conference (RMC). – Pp. 318–321.
11. Bobreshov, A.M. Influence of the skin effect on the propagation of electromagnetic signals in a rectangular waveguide with arbitrary dielectric filling / Bobreshov A. M., Smuseva K. V., Uskov G. K., Kononov A. A. // The collection of the works of XXIX International technological conference «Radiolocation, navigation, communication», Voronezh, 2023, Vol. 3. – Pp. 295–301.
12. Kononov, A. A. A method for determining the electrophysical parameters of dielectric materials based on the scattering parameters of a longitudinally partially filled waveguide / Kononov A. A., Uskov G. K., Smuseva K. V. // The collection of the reports of XXVIII All-Russian open scientific conference «Propagation of Radio Waves», Yoshkar-Ola, 2023. – Pp. 523–526.
13. Bobreshov, A. M. On the expansion of the operating frequency range of a measuring waveguide line with longitudinally partial filling / Bobreshov A. M., Uskov G. K., Smuseva K. V., Kononov A. A. // «Microwave and Telecommunication Technology», Sevastopol, 2023, No. 5. – Pp. 187–188.
14. 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.
15. Uskov, G. K., Smuseva, K. V., Kononov, A. A. The program for determining electrophysical parameters of a dielectric material by the reflection coefficient of a waveguide tract partially filled by it. RU 2024612329, stated 05.12.2023, publ. 31.01.2024.

# СОВРЕМЕННЫЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ

А.С. Путятин[1], А.Ю. Петрова[1], А.В. Сезин[1]

[1]АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Российская Федерация.

**Аннотация.** В данной работе приведены обзорные материалы по статьям и книгам авторов о сверхширокополосных радиоэлектронных системах, а также о их преимуществах и способностях передавать большой объем данных. Рассмотрены потенциальные направления развития для сверхширокополосных радиоэлектронных систем.

**Ключевые слова:** сверхширокополосные радиоэлектронные системы, передача данных, интернет вещей, Ultra Wideband, связь, кибербезопасность.

# MODERN ULTRA-WIDEBAND RADIO ELECTRONIC SYSTEMS

A.S. Putyatin[1], A.Y. Petrova[1], A.V. Sezin[1]

[1]JSC "Concern "Sozvezdie", Voronezh, Russian Federation

**Abstract.** This paper provides review materials on articles and books by the authors on methods of image recognition and processing, as well as methods of using deep learning and neural networks. The method of a complex neural network model is considered.

**Keywords:** ultra-broadband electronic systems, data transmission, Internet of Things, Ultra Wideband, communications, cybersecurity.

## 1. Введение

Современные сверхширокополосные радиоэлектронные системы (СШП РЭС) – это передовые технологии в области радиосвязи, которые позволяют передавать и принимать сигналы на очень широких частотных диапазонах. СШП РЭС нашли применение во множестве сфер: от военной техники до медицинского оборудования.

## 2. Основная часть

Сегодня сверхширокополосные радиоэлектронные системы становятся все более актуальными из-за растущего спроса на беспроводные коммуникации, высокоскоростной передачи данных и расширения интернета вещей. Технология UWB (Ultra Wideband) позволяет передавать большие объемы данных на высокой скорости при минимальном потреблении энергии, что делает ее идеальным решением для множества приложений, включая медицинские устройства, автомобильную промышленность, умные дома и промышленную автоматизацию. Основным преимуществом технологии UWB является ее способность передавать данные на очень широком диапазоне частот (обычно более 500 МГц), что делает ее значительно эффективнее по сравнению с традиционными технологиями передачи данных, такими как: Wi-Fi или Bluetooth. Благодаря этому, UWB обеспечивает возможность передачи большого объема данных на дальние расстояния с высокой скоростью и низкой задержкой. Эти характеристики делают технологию UWB идеальным выбором для использования в различных приложениях, включая точную локализацию и навигацию, безопасность и дистанционное зондирование. Например, в медицинской сфере UWB может использоваться для создания точного контекста мониторинга пациентов, а в промышленности - для сбора данных о состоянии оборудования и отслеживания

оборудования. Еще одним преимуществом технологии UWB является ее высокая точность передачи данных и способность работать в сложных окружениях, что делает ее идеальным выбором для применения в условиях, где другие технологии могут испытывать трудности. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы имеют широкий спектр применения и обеспечивают высокую надежность и эффективность передачи информации. Системы также актуальны для применения в системах безопасности и наблюдения, так как они обладают высокой точностью и разрешением при передаче сигналов. Кроме того, эти системы могут использоваться для определения местоположения объектов с высокой точностью внутри помещений и на открытом воздухе.

Одним из основных преимуществ СШП РЭС является их способность передавать большой объем данных на значительные расстояния, что делает их идеальными для использования в комплексных системах связи (в беспилотных летательных аппаратах или мониторинге окружающей среды). Благодаря своей высокой пропускной способности они также находят применение в медицинской диагностике, обеспечивая более точную передачу данных и изображений.

Важным преимуществом СШП РЭС является их компактность и мобильность. Благодаря использованию современных технологий и материалов, таких как наночастицы и квантовые точки, эти системы являются компактными и легкими, что позволяет использовать их в различных условиях и средах.

Особенности современных СШП РЭС:

1. Широкий диапазон частот – от нескольких гигагерц до десятков гигагерц.
2. Высокая пропускная способность передачи данных.
3. Возможность работы в условиях помех и интерференции.
4. Гибкость и масштабируемость системы.
5. Низкое энергопотребление.
6. Простота интеграции с другими устройствами.

Также, существуют возможные варианты развития СШП РЭС, которые связаны с увеличением скорости передачи данных, улучшением качества связи и расширением спектра применения. Некоторые потенциальные направления развития могут включать в себя:

1. Разработка новых технологий модуляции и демодуляции сигналов для увеличения пропускной способности и эффективности передачи данных.
2. Использование антенных систем с множеством направленных источников для улучшения многолучевой передачи и снижения влияния помех.
3. Интеграция СШП РЭС с другими технологиями, такими как квантовые компьютеры или искусственный интеллект, для повышения эффективности и уровня автоматизации систем.
4. Развитие новых методов обработки сигналов, таких как машинное обучение или глубокое обучение, для улучшения спектральной эффективности и снижения интерференции.
5. Улучшение систем безопасности и защиты данных в СШП РЭС, включая разработку криптографических методов и защиту от кибератак.
6. Создание более гибких и адаптивных систем, способных быстро изменять свои параметры в зависимости от условий применения.

Эти направления могут значительно улучшить производительность и функциональность сверхширокополосных радиоэлектронных систем и сделать их более конкурентоспособными на рынке.

Однако существуют и недостатки в использовании сверхширокополосных радиоэлектронных систем. Одним из которых является высокая стоимость и сложность

в настройке и обслуживании. Кроме того, существует риск возникновения конфликтов частотного спектра при работе в рамках уже насыщенных частотных диапазонов.

## 3. Заключение

Таким образом СШП РЭС актуальна в современном мире и имеет огромный потенциал для развития. В дальнейшем, с развитием технологий и улучшением производственных процессов можно ожидать, что СШП РЭС станут более доступными и широко применяемыми в различных областях промышленности и науки.

## Литература


1. Борисов В.И. К вопросу избирательности современных приёмных устройств при одном имеющем сигнале на входе // Техника средств связи. ТРС. 1978. Вып. 7(23). 65-73 с.
2. Борисов В.И. Оценки избирательности современных приемных устройств, при одном мешающем сигнале на входе // Радиотехника. 1981. Т. 36, № 5. 85-89 с.
3. В. Слюсар. Цифровые антенные решетки в мобильной спутниковой связи // Первая миля. - 2008. - № 4. - 10-15 с.
4. Жуков А.П. отчёт по научно-исследовательской работе «Исследование принципов построения нестационарных согласующих цепей» шифр «Эффект» / А.П. Жуков, И.В. Бабкин., Воронеж, научно-исследовательский институт связи., 2003 - 76 с.
5. Кочетков А.А. Расчёт согласующих цепей передатчиков и анализ настройки // Теория и техника радиосвязи сб. научн. работ: изд-во ОАО «Концерн «Созвездие», 2014 - 97 с.
6. Сезин А.В. Борисов Василий Иванович – величайший учёный-радиотехник АО «Концерн «Созвездие» // Самый выдающийся учёный ч. 6. Нижний Новгород, 2019. - 4 с.
7. Сезин. А.В. Логунова И.В. Дубровский Игорь Петрович – величайший учёный-изобретатель АО «Концерн «Созвездие» // Самый выдающийся учёный ч. 5. Нижний Новгород, 2018. - 22 с.


## References


1. Borisov V. I. to the question of selectivity of modern receivers with one signal at the input / / communication equipment. TRS. 1978. Issue. 7 (23). 65-73 p.
2. Borisov V. I. evaluation of selectivity of modern receivers, with one interfering signal at the input / / radio engineering. 1981. Vol. 36, No. 5. 85-89 p.
3. B. Slusar. Digital antenna arrays in mobile satellite communication / / first mile. - 2008. - № 4. - 10-15 p.
4. Zhukov A. p. report on research work "Research of principles of construction of non-stationary matching chains "cipher" Effect " / A. p. Zhukov, I. V. Babkin., Voronezh, research Institute of communications., 2003 – 76 p.
5. Kochetkov A. A. calculation of matching circuits of transmitters and analysis of tuning. Theory and technique of radio communication. works: publishing house of JSC "Concern "Sozvezdie", 2014 - 97 p.
6. Sezin A. V. Borisov Vasily Ivanovich – the greatest scientist-radio technician of JSC "Concern "Sozvezdie" // Most eminent scientist part 6. Nizhny Novgorod, 2019. - 4 p.
7. Sesin. A. V. Logunov, I. V. Dubrovsky Igor Petrovich – the greatest scientist-inventor of JSC "Concern "Sozvezdie" // Most eminent scientist part 5. Nizhny Novgorod, 2018. - 22 p.

# УВЕЛИЧЕНИЕ МОЩНОСТИ ДВУХТАКТНЫХ ОБОСТРИТЕЛЕЙ ИМПУЛЬСОВ НА ДИОДАХ С НАКОПЛЕНИЕМ ЗАРЯДА С ПРИМЕНЕНИЕМ ИСТОЧНИКА ИМПУЛЬСНОГО ЗАПИРАЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ

М. А. Назаров[1], Э. В. Семенов[1]

ИСЭ СО РАН, Томск, Российская Федерация

**Аннотация.** Доклад посвящен разработке двухтактного формирователя фронта импульсного сигнала на диодах с накоплением заряда КД524Б с выходной пиковой мощностью не менее 8,8 Вт и скоростью нарастания фронта импульса не менее 50 В/нс. Полученный формирователь подразумевает использование генератора запирающего сигнала для предотвращения открывания диодов с накоплением заряда и является усовершенствованной версией двухтактного формирователя импульсов, выполненных на диодах КД524А.

**Ключевые слова:** формирователь разнополярных импульсов, диоды с накоплением заряда, наносекундные импульсы, нелинейные импульсные измерения.

# INCREASING THE POWER OF PUSH-PULL PULSE SHARPENERS ON CHARGE STORAGE DIODES USING A PULSE BLOCKING VOLTAGE SOURCE

M. A. Nazarov[1], E. V. Semyonov[1]

[1]HCEI SBRAS, Tomsk, Russia

**Abstract.** The report is devoted to the development of a push-pull pulse signal edge shaper based on charge storage diodes KD524B with an output peak power of at least 8 W and a pulse rise rate of at least 50 V/ns. The resulting shaper involves the use of a blocking signal generator to prevent the opening of diodes with charge accumulation and is an improved version of the push-pull pulse shaper made on KD524A diodes.

**Keywords**: multi-polarity pulse former, charge storage diodes, nanosecond pulses, nonlinear pulse measurements.

## 1. Введение

Методы нелинейных импульсных измерений используются для характеризации и построения поведенческих моделей видеоимпульсных цепей [1], которые в последствии можно использовать при структурном проектировании радиотехнической системы, состоящей из данных цепей; позволяют решать задачи по обнаружению латентных дефектов в проводниках и диэлектриках [2]; а также для обнаружения электронных устройств радиолокационными методами [3–4].

Применение видеоимпульсных сверхширокополосных сигналов в качестве тестовых в нелинейной локации является более предпочтительным нежели гармонических. Экспериментальные исследования, выполненные в отношении нелинейного рассеяния сигналов металлическими объектами или сложными техническими устройствами [5] показывают, что при одинаковой амплитуде тестовых сигналов амплитуда нелинейного отклика на сверхширокополосный сигнал значительно превосходит нелинейный отклик на гармонический сигнал. Также стоит сказать, что, применяя видеоимпульсный тестовый сигнал, возможно увеличить дальность обнаружения нелинейного локатора.

Нелинейность зондируемого объекта в нелинейном локаторе, использующем в качестве тестовых видеоимпульсные сигналы, в большинстве случаев определяется как разность откликов на тестовые сигналы одинаковой формы, но разной полярности [3-4]. Для таких измерений требуются генераторы пар противоположной полярности [6-7]. Ранее нами был разработан генератор пар противоположной полярности [8] с выходной пиковой мощностью около 3,4 Вт и скоростью нарастания выходного напряжения до 46 В/нс для измерения собственной нелинейности электронных устройств в ТЕМ-камере, в которой создается большая напряженность поля нежели в открытом пространстве.

Однако данный формирователь импульсов имеет недостаточную пиковую мощность для вывода электронного устройства в нелинейный режим. Амплитуда сигнала на выходе формирователя [8] обусловлена тем, что в момент запирания одного из диодов с накоплением заряда (ДНЗ) один из выводов второго ДНЗ имеет постоянное напряжение, равное амплитуде источника тестового сигнала и тем самым при появлении сигнала на выходе формирователя ограничивает его при отпирании второго ДНЗ. Таким образом, амплитуда выходного сигнала ограничена выходным напряжением генератора входных импульсов. Планируется путем использования импульсного генератора запирающего напряжения, который в момент запирания первого ДНЗ подает на вывод второго ДНЗ запирающее напряжение большего уровня нежели от источника входного сигнала, снизить ограничение по амплитуде выходного сигнала. Тем самым максимальное напряжение на выходе формирователя будет по амплитуде меньше на падение напряжения на втором ДНЗ, смещенном в этот момент в прямом направлении. Для этих целей был разработан двухтактный формирователь импульсов с большей пиковой мощностью, о котором далее пойдет речь.

## 2. Принципиальная схема формирователя пар импульсов противоположной полярности

В предыдущем варианте формирователя импульсов [8] с выходной пиковой мощностью 3,4 Вт основными элементами обострителя являлась пара диодов с накоплением заряда (ДНЗ) и дроссель. Энергия, накопленная в дросселе в момент времени накачки одного из ДНЗ, при его закрытии, поступала в нагрузку и тем самым получался короткий импульс с крутизной фронта до 46 В/нс. Более подробно работа данной схемы описана в [8]. Стоит сказать, что амплитуда выходного импульсного сигнала зависит от энергии, запасенной в дросселе, которая в свою очередь зависит от величины тока накачки ДНЗ. Ток накачки ДНЗ ограничен сопротивлением генератора входного сигнала формирователя. Таким образом, увеличить ток накачки ДНЗ можно путем уменьшения выходного сопротивления генератора входного сигнала. Сделать это планируется путем использования двух каналов генератора с выходными сопротивлениями 50 Ом, включенными параллельно.

Отметим, что в предыдущем варианте схемы формирователя [8] выходной сигнал был ограничен постоянным напряжением на катоде (аноде) ДНЗ (в момент получения короткого импульса на выходе формирователя). Данное напряжение получалось в результате того, что при прямом смещении одного из ДНЗ конденсатор, подключенный к катоду (аноду) этого ДНЗ заряжался и поддерживал постоянное напряжение в данной точке в момент закрытия данного ДНЗ, равное амплитуде входного сигнала за вычетом прямого падения напряжения на ДНЗ. В новом варианте формирователя для устранения этого ограничения используется генератор импульсного запирающего напряжения, которое получается больше напряжения входного сигнала формирователя и тем самым запирает ДНЗ при большем напряжении на выходе формирователя. Схема полученного формирователя импульсов показана на рисунке 1.

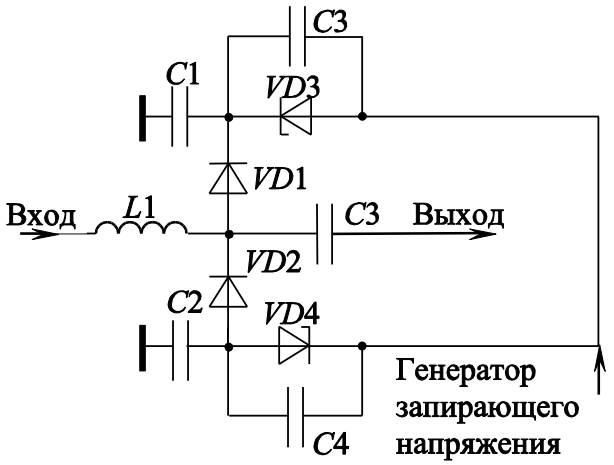



Рис. 1. Модернизированная схема формирователя импульсов с генератором запирающего напряжения с увеличенной выходной мощностью.

На вход данной схемы поступает меандр с частотой 500 кГц и амплитудой 24 В, а на вход генератора запирающего напряжения меандр с той же частотой и амплитудой 20 В. Стоит сказать, что генератор запирающего напряжения также имеет выходное сопротивление 25 Ом путем параллельного подключения синфазных каналов двух источников сигналов. Генератор запирающего напряжения позволяет запирать оба ДНЗ попеременно в моменты времени отсутствия их накачки. Реализуется это для того, чтобы при закрывании одного из ДНЗ и появлении короткого импульса на выходе формирователя не отпирался второй ДНЗ в результате чего амплитуда выходного сигнала формирователя будет ограничена напряжением на катоде *VD*1 (аноде *VD*2).

Варикапы *VD*3 и *VD*4 позволяют смещать запирающие импульсы на катоде *VD*1 и аноде *VD*2. Конденсаторы С3 и С4 позволяют поддерживать напряжение на стабилитронах и соответственно на катоде *VD*1 и аноде *VD*2 в течении времени запирания увеличивается напряжение смещения ДНЗ, что в свою очередь приводит к большему напряжению на выходе формирователя. Конденсаторы С1 и С2 позволяют сгладить напряжение на катоде *VD*1 и аноде *VD*2 в момент времени запирания одного из ДНЗ, что в свою очередь также приводит к увеличению выходного напряжения.

Эпюры напряжения входных сигналов и сигналов с выхода генератора запирающего напряжения показаны на рисунке 2. В интервал времени $t_1 - t_2$ ДНЗ *VD*2 смещен в прямом направлении и происходит его накачка. В интервал времени $t_2 - t_5$ происходит запирание диода *VD*2 и за счет этого происходит разряд энергии, запасенной в дросселе. В момент времени $t_2$, когда происходит смена полярности ДНЗ *VD2* образуется короткий импульс положительной полярности на катоде *VD*2, который может отпереть диод *VD*1 и тем самым ограничить амплитуду выходного сигнала. Для предотвращения отпирания диода *VD*1 на его катод приложено напряжение положительной полярности с выхода генератора запирающего напряжения. Таким образом амплитуда выходного напряжения оказывается меньше напряжения на катоде *VD*1 на величину прямого падения напряжения на диоде *VD*1.

В интервале времени $t_3 - t_4$ диод *VD*1 смещен в прямом направлении и происходит его накачка, далее в момент времени $t_4 - t_6$ диод *VD*1 запирается и происходит так же как и при запирании диода *VD*2 разряд энергии дросселя на сопротивление нагрузки за счет чего образуется короткий импульс с крутым фронтом обратной полярности. Диоды *VD*1 и *VD*2 накачиваются и запираются попеременно и таким образом на одном периоде входного сигнала образуется пара импульсов противоположной полярности.

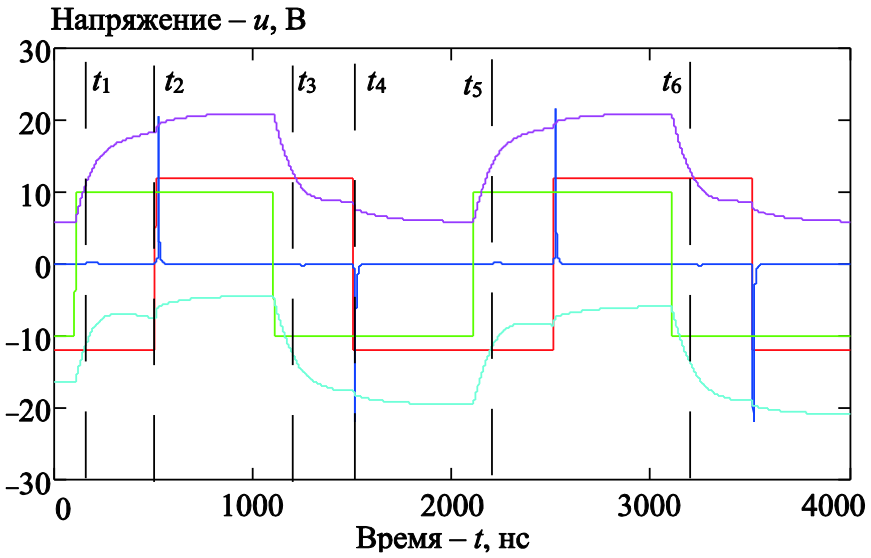



Рис. 2. Входной сигнал (красная кривая), сигнал с генератора запирающего напряжения (зеленая кривая), сигнал на катоде ДНЗ VD1 (пурпурная кривая), сигнал на аноде ДНЗ VD2 (голубая кривая), выходной сигнал (синяя кривая).

### 3. Экспериментальные измерения

Согласно разработанной модели формирователя фронта импульсов был изготовлен макет формирователя импульсов, который показана на рисунке 3.

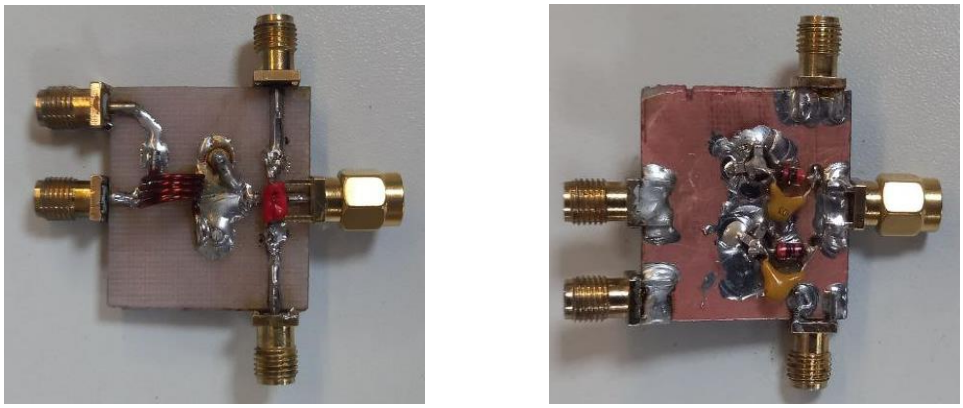
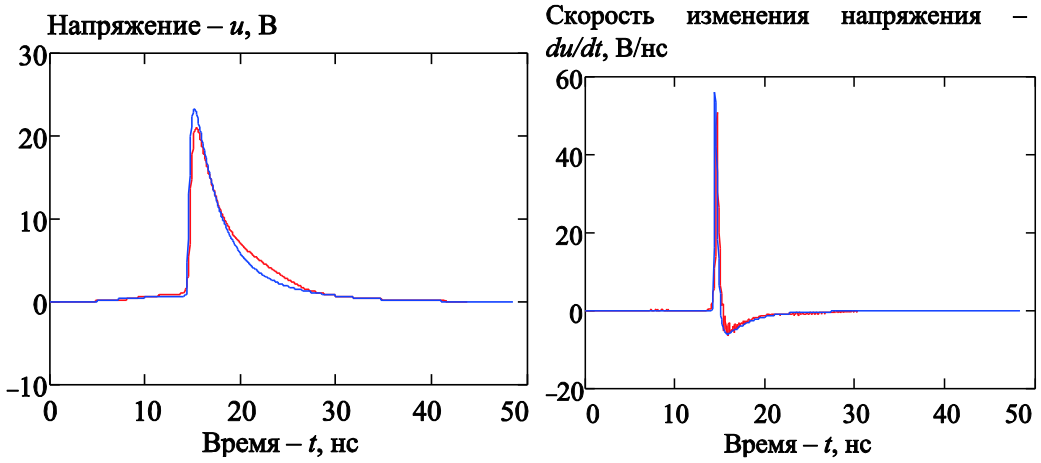


Рис. 3. Макет формирователя пар импульсов противоположной полярности.

Проведем экспериментальные измерения выходного напряжения формирователя импульсов и рассчитаем крутизну фронта его выходного сигнала (рисунок 4).

Полученный выходной сигнал макета данного формирователя имеет амплитуду 21 В (по модели 23 В) и длительность импульса порядка 10 нс. Крутизна фронта полученного макета формирователя составляет 51 В/нс. Для достижения данных параметров был выбран оптимально дроссель с индуктивностью 100 нГн (при увеличении или уменьшении индуктивности падает амплитуда и увеличивается длительности импульса), варикапы *VD*3 и *VD*4 с напряжением стабилизации 16 В, конденсаторы *C*1 и *C*2 общей емкостью 3 нФ (для уменьшения индуктивности данных конденсаторов необходимо использовать минимум три конденсатора типоразмера 0805, включенных параллельно), конденсаторов *C*3 и *C*4 с номинальной емкостью 10 нФ.




*а* *б*

Рис. 4. Выходной сигнал формирователя (*а*): по модели (синяя кривая), по результатам эксперимента (красная кривая), Крутизна фронта формирователя (*б*): по модели (синяя кривая), по результатам эксперимента (красная кривая).

## 4. Заключение

Таким образом, был разработан формирователь импульсов с выходной пиковой мощностью более 8,8 Вт и скоростью нарастания выходного напряжения 51 В/нс, который превосходит по параметрам формирователь, описанный в [8] (мощность 3,4 Вт, скорость нарастания выходного напряжения 46 В/нс). Полученный формирователь импульсов позволил увеличить напряженность электрического поля зондируемого объекта в ТЕМ камере с 240 В/м [9] до 386 В/м.

## 5. Благодарности

Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (проект № FWRM-2024-0001).

## Литература

1. Sobhy M.I., Hosny E.A., Ng M.W.R., Bakkar E.-S.A. Non-Linear System and Subsystem Modelling in The Time Domain // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1996. – V. 44, No. 12. – P. 2571–2579.
2. Bryant P.H. (US). Apparatus and Method for Locating Nonlinear Impairments in a Communication Channel by Use of Nonlinear Time Domain Reflectometry. Pat. 7 230 970 US, IPC H 04 B 1/69, H 04 M 1/24.; assignee Chaos Telecom, Inc. – No. 10/612,175 ; filed 2.7.2003 ; date of patent 12.06.2007.
3. Baikalova A.E., Semyonov E.V. Means and Methods for Decoupling of Receiving and Transmitting Paths of Nonlinear Baseband Pulse Radar // Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves: proc. of Int. IEEE Conf. – Divnomorskoe, Russia, 2023. – 4 p.
4. Авдеев В.Б. Бердышев А.В., Панычев С.Н. Сверхкороткоимпульсная сверхширокополосная нелинейная радиолокация // Телекоммуникации. – 2006. – № 8. – С. 23–27.
5. Семенов Э.В., Малютин Н.Д., Лощилов А.Г. Программно-аппаратный комплекс для исследования нелинейности преобразования видеоимпульсных сигналов сверхширокополосными приемниками // Обмен опытом в области создания сверхширокополосных РЭС : материалы II науч.-техн. конф. Омск, 15–17 октября 2008 г. / Центральное конструкторское бюро автоматики. – Омск, 2008. – С. 174–177.

6. Березин А. А. Двухтактный обостритель импульсов на диодах с накоплением заряда // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо 2022) : материалы 32 Международ. конф. – Севастополь: СевГУ, 2022. – С. 247–248.
7. Афанасьев А.В., Демин Ю.А., Иванов Б.В., Ильин В.А., Лучинин В.В., Сергушичев К.А., Смирнов А.А. Мегаваттный генератор наносекундных импульсов на основе карбидокремниевых дрейфовых диодов с резким восстановлением // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2015. – Вып. 3. – С. 21 – 24.
8. Семенов Э. В., Поздняков В. С., Полторыхин К. М., Березин А. А. Увеличение выходной мощности двухтактных обострителей импульсов на диодах с накоплением заряда // Доклады ТУСУР. – 2023. – Т. 26, № 3. – С. 7–13. DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-3-7-13.
9. Семенов Э.В., Назаров М.А., Фатеев А.В., Полторыхин К.М., Березин А.А., Поздняков В.С. Измерение нелинейного рассеяния видеоимпульсных электромагнитных волн малоразмерными объектами // Приборы и техника эксперимента. – 2024. – [В печати].

**REFERENCES**

1. Sobhy M.I., Hosny E.A., Ng M.W.R., Bakkar E.-S.A. Non-Linear System and Subsystem Modelling in The Time Domain // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1996. – V. 44, No. 12. – P. 2571–2579.
2. Bryant P.H. (US). Apparatus and Method for Locating Nonlinear Impairments in a Communication Channel by Use of Nonlinear Time Domain Reflectometry. Pat. 7 230 970 US, IPC H 04 B 1/69, H 04 M 1/24.; assignee Chaos Telecom, Inc. – No. 10/612,175 ; filed 2.7.2003 ; date of patent 12.06.2007.
3. Baikalova A.E., Semyonov E.V. Means and Methods for Decoupling of Receiving and Transmitting Paths of Nonlinear Baseband Pulse Radar // Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves: proc. of Int. IEEE Conf. – Divnomorskoe, Russia, 2023. – 4 p.
4. Avdeev V.B., Berdyshev A.V., Panychev S.N. Ultrashort-pulse ultra-wideband nonlinear radar // Telecommunications. – 2006. – No. 8. – P. 23–27.
5. Semyonov E.V., Malutin N.D., Lochilov A.G. Hardware and software complex for studying the nonlinearity of pulse impact signal conversion by ultra-wideband receivers // Exchange of experience in the field of creation of ultra-wideband radio stations // II scientific and technical. conf., Omsk, 15-17 oct. 2008 / Central Automation Design Bureau/ - Omsk, 2008. – P. 174–177.
6. Berezin A. A. Push-pull pulse sharpener on diodes with charge storage // Microwave technology and telecommunication technologies (CriMiKo 2022): materials 32 International. conf. – Sevastopol: SevGU, 2022. – P. 247–248.
7. Afanasyev A.V. Demin Yu.A., Ivanov B.V., Ilyin V.A., Luchinin V.V., Sergushichev K.A., Smirnov A.A. Megawatt generator of nanosecond pulses based on silicon carbide drift diodes with sharp recovery // News of Russian universities. Radioelectronics. – 2015. – Issue. 3. – Pp. 21 – 24.
8. Semyonov E. V., Pozdnyakov V.S., Poltorykhin K.M., Berezin A.A. Increasing the output power of push-pull pulse sharpeners on diodes with charge storage // Reports of TUSUR. – 2023. – T. 26, No. 3. – P. 7–13. DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-3-7-13.
9. Semenov E.V., Nazarov M.A., Fateev A.V., Poltorykhin K.M., Berezin A.A., Pozdnyakov V.S. Measurement of nonlinear scattering of baseband pulsed electromagnetic waves by small objects // Instruments and experimental equipment. – 2024. – [In print].

# АКТИВНАЯ ПОЛНОАЗИМУТАЛЬНАЯ МНОГОЛУЧЕВАЯ АНТЕННАЯ СИСТЕМА НА ОСНОВЕ ПЛОСКОЙ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА И ПАТЧ-ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ

Д. К. Проскурин

Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

**Аннотация.** В данной статье рассмотрены два варианта полноазимутальных многолучевых антенных систем, отличающиеся значениями высоты цилиндрического корпуса антенной системы, боковая стенка которого служит также экраном для патч-излучателей кольцевой антенной решетки.

**Ключевые слова:** антенная система, линза Люнеберга, полоса рабочих частот, диаграмма направленности.

# AN ACTIVE FULL-AZIMUTH MULTIPATH ANTENNA SYSTEM BASED ON A FLAT LUNEBERG LENS AND PATCH EMITTERS

D. K. Proskurin

Voronezh State Technical university (VSTU), Voronezh, Russia

**Abstract.** In this report, two variants of full-azimuth multipath antenna systems are considered, differing in the height values of the cylindrical body of the antenna system, the side wall of which also serves as a screen for patch emitters of the annular antenna array.

**Keywords:** antenna system, Luneberg lens, operating frequency band, radiation pattern.

## 1. Введение

Для уменьшения габаритных размеров антенной системы, как высоты, так и ее диаметра, с целью оптимального размещения антенны на БПЛА, перспективным является использование патч- антенн, являющихся низкопрофильными излучателями весьма простой конструкции, реализация которых удобна с использованием технологии производства печатных плат.

Использование патч- излучателей, кроме уменьшения габаритных размеров антенны и повышения технологичности изготовления излучателей, позволяет также реализовать излучение и прием на любом виде поляризации – линейной (вертикальной, горизонтальной, наклонной на ±45°), а также – на круговой поляризации (левого и правого вращения), а также – одновременного излучения и приема на двух ортогональных поляризациях, при использовании излучателей с двумя ортогональными поляризациями. Кроме того, есть возможность плавной регулировки ориентации плоскости линейной поляризации, что является очень важным при создании антенных систем для аппаратуры спутниковой связи и телекоммуникации.

## 2. Полноазимутальные многолучевые антенные системы

Модели разработанных антенных систем показаны на рис. 1-2.

Полоса рабочих частот разработанных антенных систем – от 4.9 ГГц до 5.9 ГГц. Поляризация – вертикальная (определяется видом поляризации излучателей). Число формируемых лучей в полноазимутальном пространстве – 32. Диаметр расположения патч- излучателей – 252 мм. Полная высота – 82 мм (рис. 1). Полная высота – 42 мм (рис. 2).

Антенные системы состоят из 32 патч- излучателей, расположенных эквидистантно на окружности с диаметром 252 мм, а также – полноазимутальной диаграммообразующей системы (ДОС), реализованной в виде планарной металло-диэлектрической структуры с 5 слоями металла (медь, 0.1 мм) и 4 слоями диэлектрика (полистирол 2 мм). Разрез антенной системы в вертикальной плоскости показан на рис.3. Для запитки антенных элементов использована ДОС, содержащая 5 слоев металла, средний из которых – перфорированный экран, разделяющий линзу Люнеберга на две части в Е- плоскости, а верхний и нижний слови металла – полосковые симметрирующие и согласующие трансформаторы, подключенные к телу линзы Люнеберга.

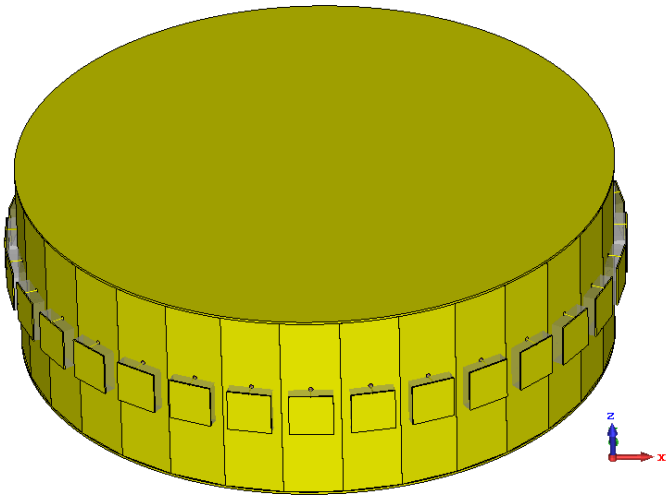


Рис. 1. Вариант 1 модели разработанной многолучевой антенной системы с полноазимутальным диаграммообразованием. Полная высота – 82 мм.

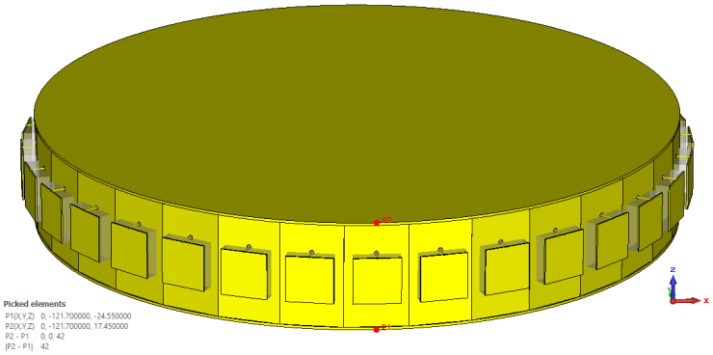


Рис. 2. Вариант 2 модели разработанной многолучевой антенной системы с полноазимутальным диаграммообразованием. Полная высота – 42 мм.

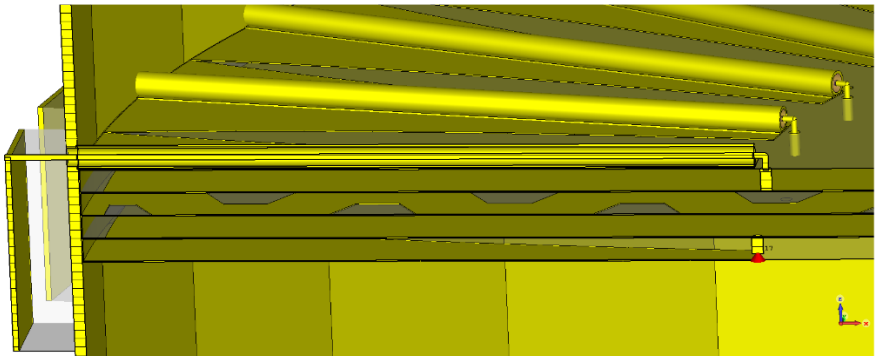


Рис. 3. Разрез антенной системы в вертикальной плоскости.

При включении между антенными элементами и ДОС усилителей антенные системы функционируют в активном режиме. В активной антенной системе компенсируются потери мощности в ДОС, складываются мощности 18 усилителей мощности в каждом направлении, что дает возможность увеличить дальность действия радиотехнической системы (в режиме передачи), и уменьшается шумовая температура (в режиме передачи).

Основные характеристики антенн приведены на рис. 4-11.

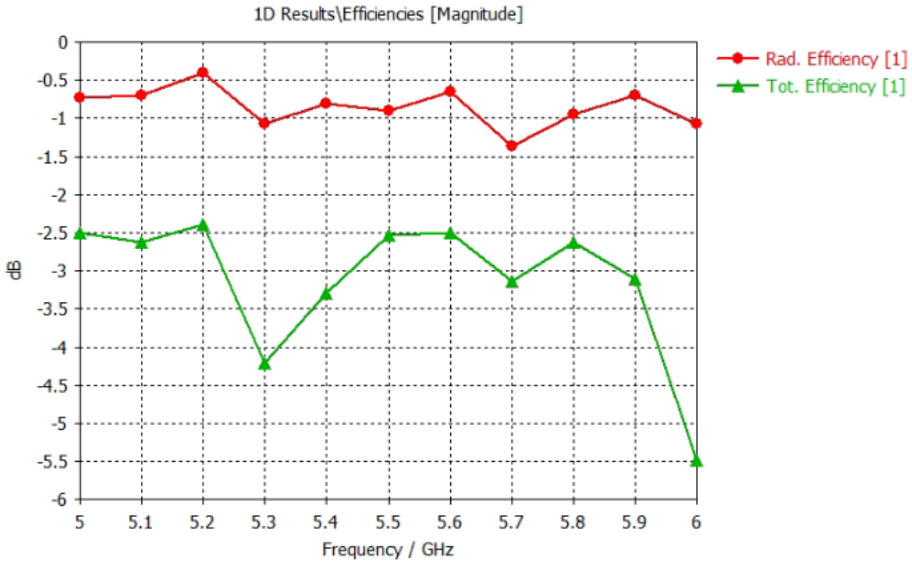



Рис. 4. Вариант 1 антенной системы. Частотные зависимости эффективности излучения и полной эффективности антенны.

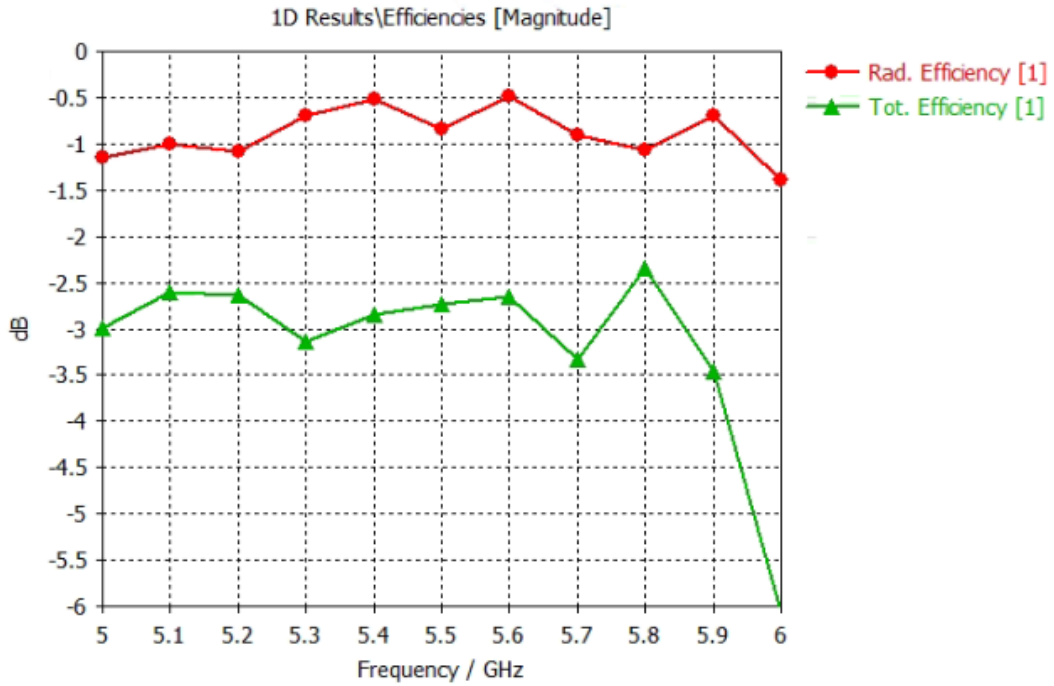



Рис. 5. Вариант 2 антенной системы. Частотные зависимости эффективности излучения и полной эффективности антенны.

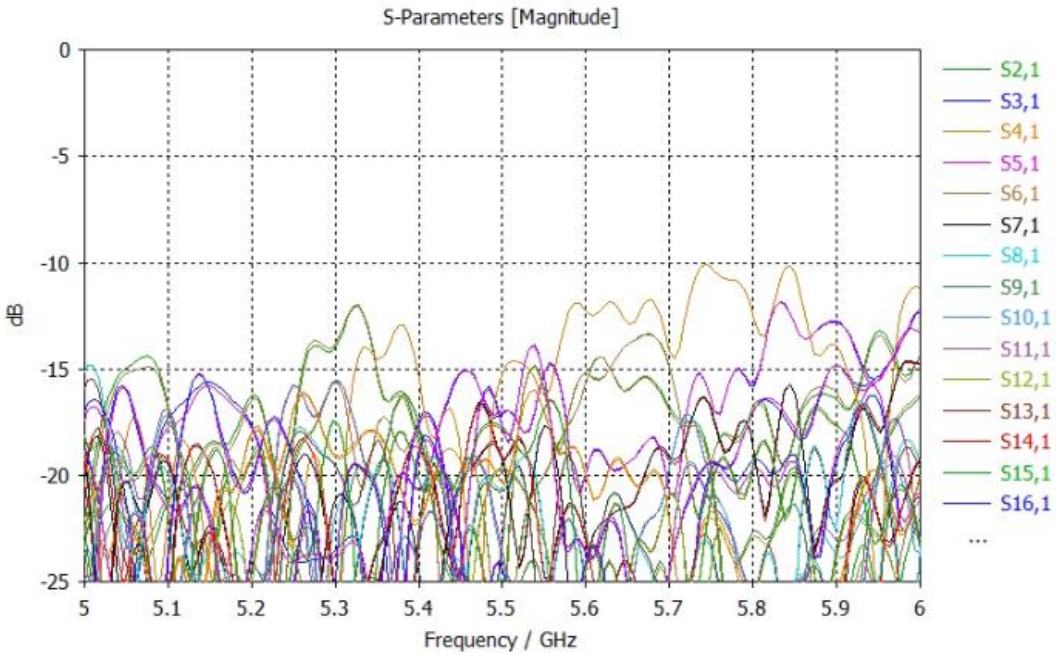



Рис. 6. Вариант 1 антенной системы. Развязка между входами антенны, дБ.

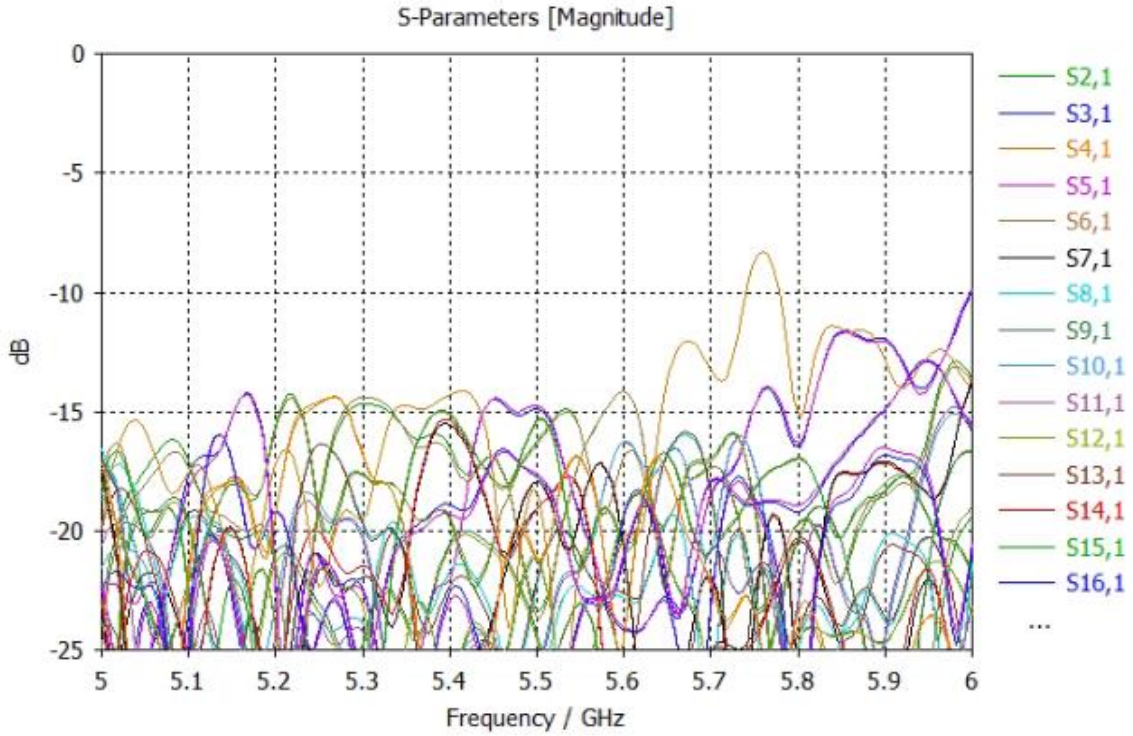



Рис. 7. Вариант 2 антенной системы. Развязка между входами антенны, дБ.

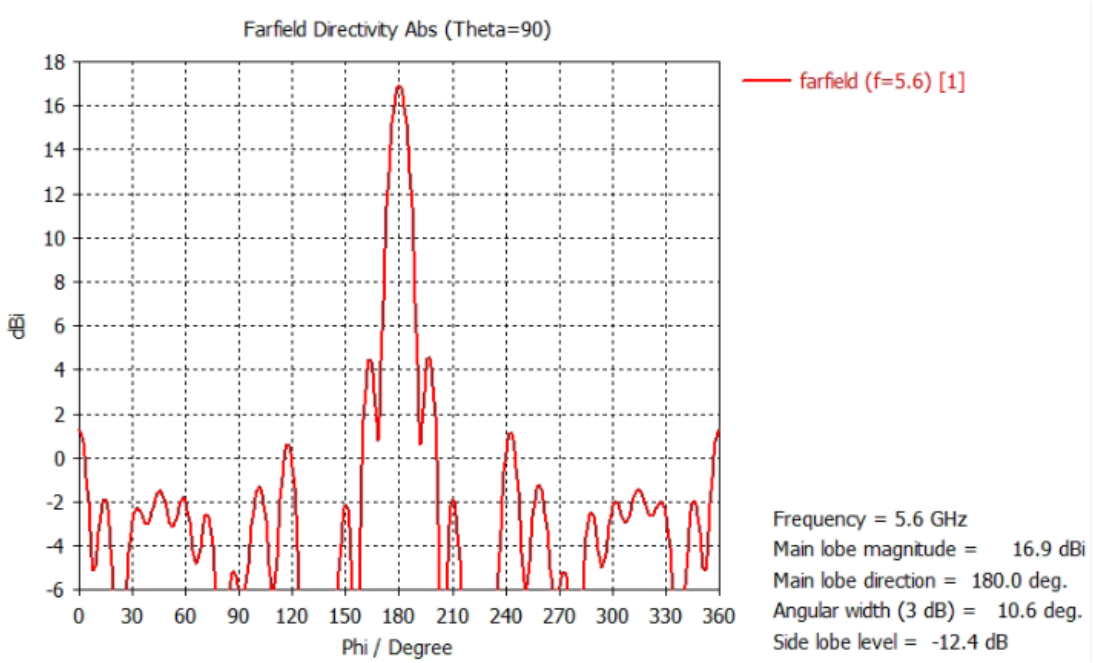



Рис. 8. Вариант 1 антенной системы. ДН в азимутальной плоскости антенной системы на частоте 5.6 ГГц.

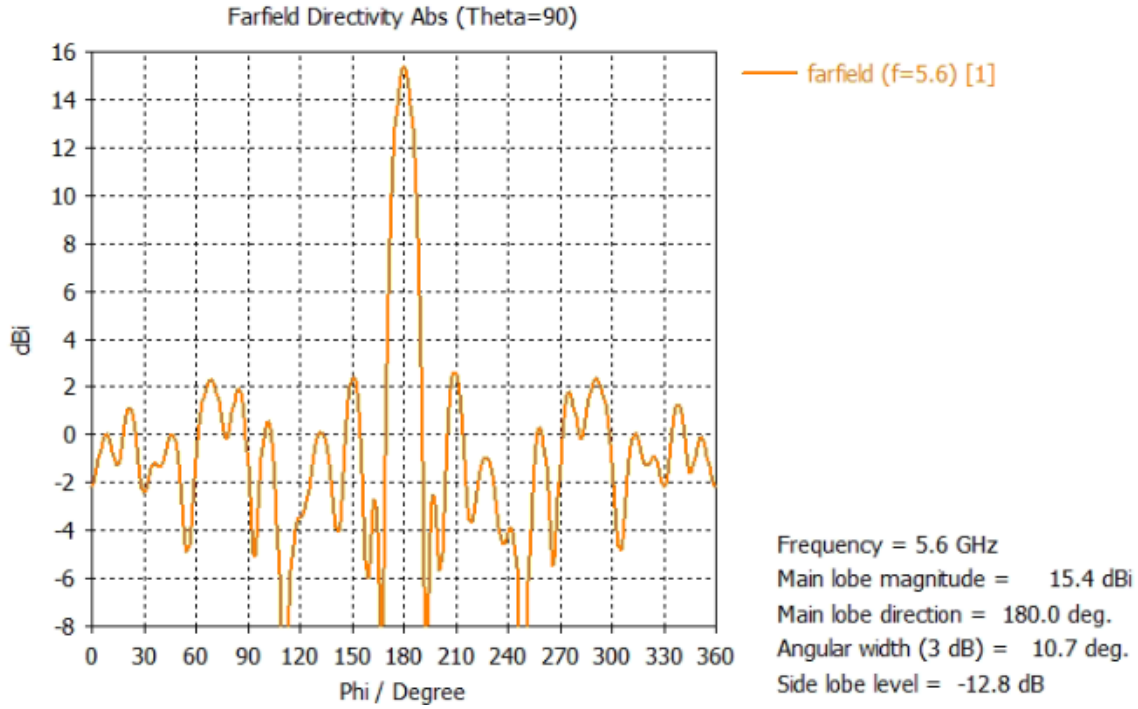



Рис. 9. Вариант 2 антенной системы. ДН в азимутальной плоскости антенной системы на частоте 5.6 ГГц.

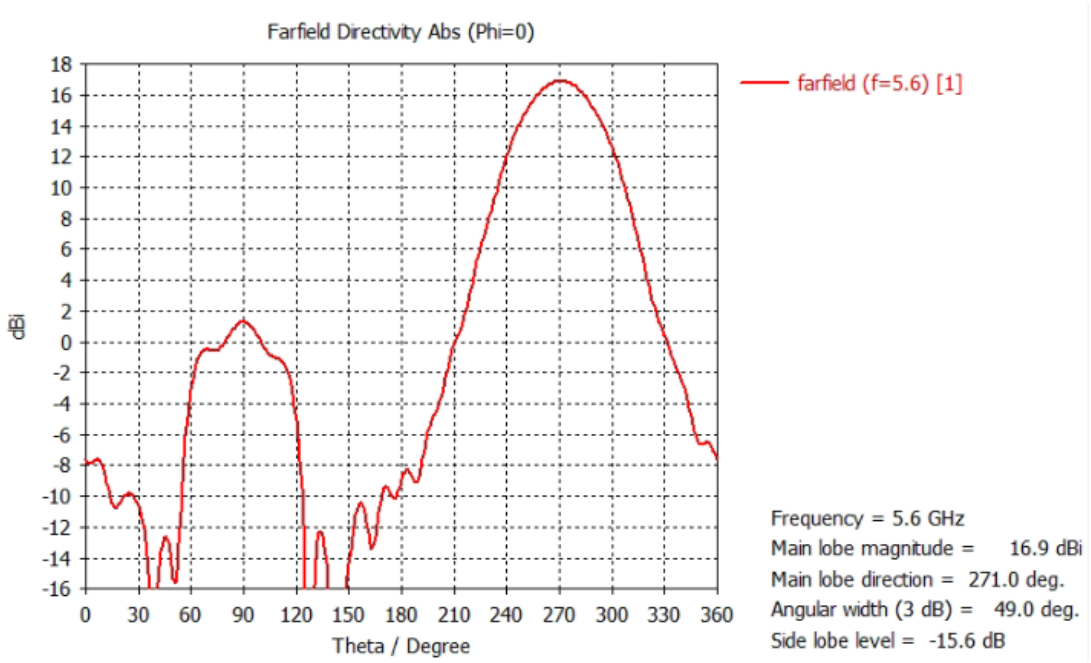



Рис. 10. Вариант 1 антенной системы. ДН в угло-местной плоскости антенной системы на частоте 5.6 ГГц.

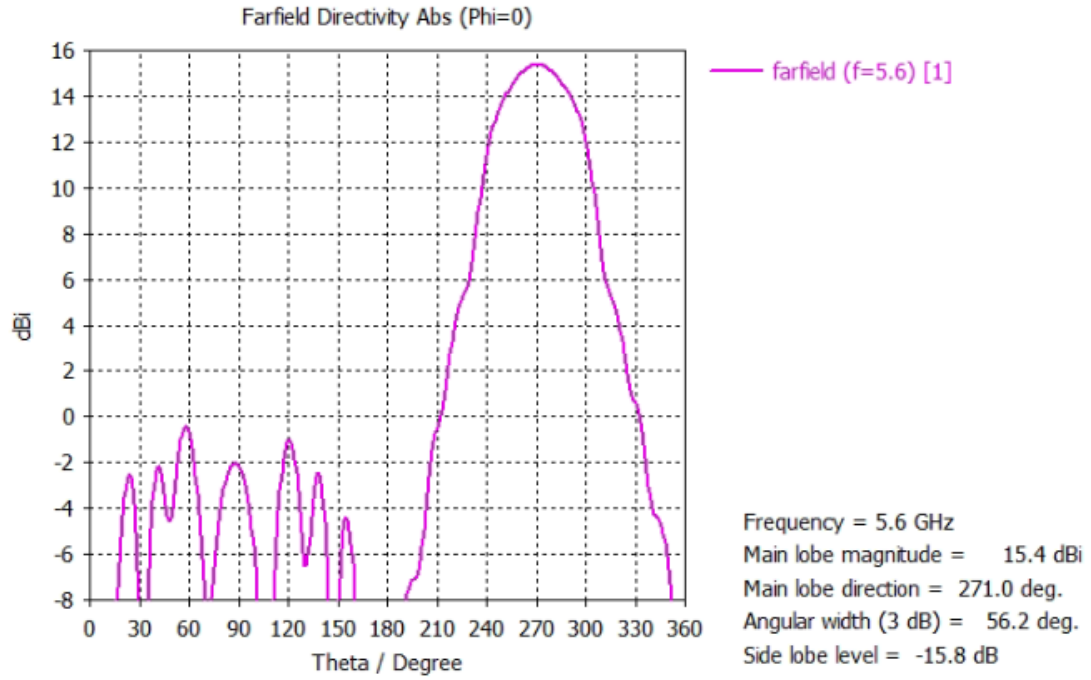



Рис. 11. Вариант 2 антенной системы. ДН в угло-местной плоскости антенной системы на частоте 5.6 ГГц

## 3. Заключение

Анализ характеристик разработанных вариантов полноазимутальной антенной системы, показанных на рис. 5.51-5.54, позволяет сделать следующие выводы.

1) Снижение высоты антенны вдвое приводит с снижению коэффициента направленного действия на частоте 5.6 ГГц на 1.5 дБ.

2) Антенная система является имеет меньший диаметр, чем антенная система, построенная на основе ТЕМ- рупора в виде фигуры вращения, однако, уступает последней по ширине полосы рабочих частот и качеству согласования.

3) Антенна может использоваться для управления, передачи данных, а также – для РЭБ (в активном режиме).

4) Можно формировать диаграмму направленности различной формы, от веерной (один или несколько лепестков), секторной и всенаправленной, что особенно удобно в активном варианте реализации.

5) Конструкция антенны достаточно проста и может быть реализована без использования фирменных ламинатов, с использованием полистирола толщиной 2 мм и медной фольги.

6) В режиме MIMO можно формировать 32 пространственных канала, что значительно повышает помехоустойчивость радиотехнической системы в условиях городской застройки и при сложном рельефе местности.

7) Антенная система может функционировать с любым видом поляризации излучаемых и принимаемых волн, а также – плавно регулировать положение плоскости линейной поляризации, что очень важно в системах спутниковой связи и телекоммуникации.

Исследования выполнены при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания (проект № FZGM-2023-0011).

# АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ФОРМЫ ИМПУЛЬСА ВОЗБУЖДАЮЩЕГО ПОЛЯ НА ОСЕВОЕ ИЗЛУЧЕНИЕ ПЛОСКОЙ КРУГЛОЙ АПЕРТУРЫ

А. А. Волков[1]

[1]Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (ВУНЦ ВВС «ВВА»), Воронеж, Россия

**Аннотация.** Получено приближенное соотношение, связывающее плотность энергии осевого излучения круглой апертуры в дальней зоне с временной зависимостью равномерно распределенного синхронного возбуждающего поля. Проведен расчет плотности энергии осевого излучения при возбуждении апертуры видеоимпульсами различной формы. Дан сравнительный анализ полученных результатов.

**Ключевые слова:** круглая апертура, осевое излучение, плотность энергии, форма импульса.

# ANALYSIS OF THE INFLUENCE OF THE EXCITING FIELD PULSE SHAPE ON THE AXIAL RADIATION OF A FLAT CIRCULAR APERTURE

A. A. Volkov[1]

[1]Military Educational-Research Centre of Air Force «Air Force Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin» (MERC AF «AFA»), Voronezh, Russia

**Abstract.** An approximate relation has been obtained linking the energy density of axial radiation of a circular aperture in the far zone with the time dependence of a uniformly distributed synchronous exciting field. The calculation of the energy density of axial radiation is carried out when the aperture is excited by video pulses of various shapes. A comparative analysis of the obtained results is given.

**Keywords:** circular aperture, axial radiation, energy density, pulse shape.

## 1. Введение

Для решения ряда задач радиолокации, радиосвязи, радиоэлектронного противодействия и других приложений радиоэлектроники возникает необходимость обеспечения высокой интенсивности электромагнитного поля (ЭМП) в узком секторе на значительном удалении от источника излучения. Такие требования могут быть реализованы при помощи апертурных антенн, основным преимуществом которых является возможность получения больших значений коэффициента направленного действия, пропорционального площади излучающей поверхности [1]. Использование апертурных антенн для излучения и приема импульсных сигналов без несущей может повысить эффективность существующих радиоэлектронных систем при решении различных прикладных задач.

Свойства апертурных антенн в режиме излучения импульсных сигналов без несущей исследовались в работах [2–6], где показано наличие области так называемого «электромагнитного снаряда» в направлении оси, перпендикулярной апертуре, а также установлено, что напряженность и энергия поля излучения апертуры зависят от формы возбуждающего антенну импульса (тока или поля). При этом анализ влияния формы возбуждающего импульса на параметры излучаемого поля не проводился.

Для сравнения импульсных сигналов без несущей по эффективности излучения удобно использовать плотность энергии ЭМП антенны в заданном направлении [3]. В общем виде получить аналитическое выражение плотности энергии для всех видов апертур из-за сложности задачи не удается, однако для определения общих закономерностей можно решить задачу для круглой апертуры, рассматривая при этом осевое излучение в дальней зоне. Круглая форма является одной из наиболее распространенных, при этом рабочий сектор апертурных антенн чаще всего ориентирован по нормали к излучающей поверхности.

Цель работы состоит в проведении анализа влияния формы импульса возбуждающего поля на плотность энергии осевого излучения круглой апертуры в дальней зоне.

## 2. Осевое излучение круглой апертуры

Схема антенны показана на рисунке 1, где обозначено: x, y, z – оси декартовой системы координат, начало отсчета которой совмещено с центром апертуры; $r$ – расстояние от центра апертуры до точки наблюдения; $\rho$, $\psi$ – полярные координаты излучающего элемента $dS$; $r_S$ – расстояние от элемента $dS$ до точки наблюдения. В полярных координатах элемент площади равен: $dS = \rho d\rho d\psi$.

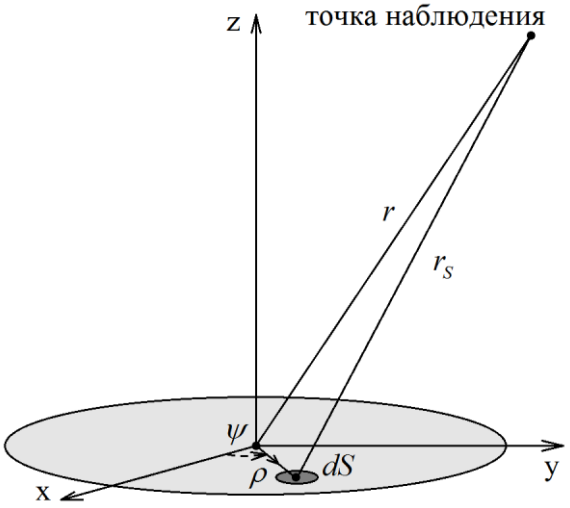



Рис. 1. Круглая апертура

Поле апертуры в произвольной точке наблюдения в соответствии с интегралом Кирхгофа [7] определяется выражением:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r},t) = \mathbf{rot}\int_S \frac{\mathbf{n}\times\mathbf{E}_0\left(\boldsymbol{\rho}, t-|\mathbf{r}-\boldsymbol{\rho}|/c\right)}{2\pi|\mathbf{r}-\boldsymbol{\rho}|}dS, \qquad (1)$$

где $t$ – время; $\mathbf{r} = x\mathbf{i} + y\mathbf{j} + z\mathbf{k}$ – радиус-вектор точки наблюдения; $x$, $y$, $z$ – декартовы координаты точки наблюдения; $\mathbf{i}$, $\mathbf{j}$, $\mathbf{k}$ – орты декартовых координат; $\boldsymbol{\rho} = x_S\mathbf{i} + y_S\mathbf{j}$ – радиус вектор излучающего элемента апертуры; $x_S$, $y_S$ – декартовы координаты излучающего элемента апертуры; $S$ – излучающая поверхность антенны; $\mathbf{n}$ – вектор нормали к поверхности $S$; $c$ – скорость распространения ЭМП. Для рассматриваемой геометрии $\mathbf{n} = \mathbf{k}$.

При решении задачи будет считаться, что на поверхности антенны задано равномерное синхронное возбуждающее поле, ориентированное в направлении оси x:

$$\mathbf{E}_0(\boldsymbol{\rho},t)=\mathbf{E}_0(t)=\mathbf{i}E_0(t). \qquad (2)$$

где $E_0(t)$ – временная зависимость возбуждающего поя.

Для дальней зоны ( $r >> \rho$ ) справедливы приближения:

$$\frac{1}{|\mathbf{r}-\boldsymbol{\rho}|}=\frac{1}{r_S}\approx\frac{1}{r},\ |\mathbf{r}-\boldsymbol{\rho}|=r_S\approx r+\frac{\rho^2}{2r}-\frac{xx_S+yy_S}{r^2}. \qquad (3)$$

С учетом (3) поле в точке наблюдения в дальней зоне можно представить в виде:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r},t)\approx\frac{1}{2\pi}\int_S\mathbf{rot}\frac{\mathbf{j}E_0(t-r_S/c)}{r}dS, \qquad (4)$$

где учтено, что $\mathbf{n}\times\mathbf{E}_0(\boldsymbol{\rho},t-|\mathbf{r}-\boldsymbol{\rho}|/c)=\mathbf{k}\times\mathbf{i}E_0(t-r_S/c)=\mathbf{j}E_0(t-r_S/c)$.

В дальней зоне подынтегральный ротор из (4) можно представить в виде:

$$\mathbf{rot}\frac{\mathbf{j}E_0(t-r_S/c)}{r}=\frac{\mathbf{rot}\left(\mathbf{j}E_0(t-r_S/c)\right)}{r}+\mathbf{grad}\frac{1}{r}\times\mathbf{j}E_0(t-r_S/c)\approx$$
$$\approx\frac{\mathbf{rot}\left(\mathbf{j}E_0(t-r_S/c)\right)}{r}=\frac{1}{r}\left(-\mathbf{i}\frac{\partial E_0(t-r_S/c)}{\partial z}+\mathbf{k}\frac{\partial E_0(t-r_S/c)}{\partial x}\right). \qquad (5)$$

Вычисление частных производных из (5) для дальней зоны дает:

$$\frac{\partial E_0(t-r_S/c)}{\partial x}=-\frac{1}{c}\frac{\partial E_0(t-r_S/c)}{\partial t}\frac{\partial r_S}{\partial x}\approx-\frac{1}{c}\frac{\partial E_0(t-r_S/c)}{\partial t}\frac{x}{r}, \qquad (6)$$

$$\frac{\partial E_0(t-r_S/c)}{\partial z}=-\frac{1}{c}\frac{\partial E_0(t-r_S/c)}{\partial t}\frac{\partial r_S}{\partial z}\approx-\frac{1}{c}\frac{\partial E_0(t-r_S/c)}{\partial t}\frac{z}{r}. \qquad (7)$$

Подстановка (5) в (4) с учетом (6) и (7) приводит к формуле:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r},t)\approx\frac{z\mathbf{i}-x\mathbf{k}}{2\pi cr^2}\int_S\frac{\partial E_0(t-r_S/c)}{\partial t}dS. \qquad (8)$$

Для точен наблюдения, находящихся на оси антенны $x=y=0$, $r=z$. В этих точках напряженность поля антенны имеет одну составляющую: $\mathbf{E}(\mathbf{r},t)=\mathbf{i}E_x(z,t)$.

$$E_x(z,t)\approx\frac{1}{2\pi cz}\int_0^R\int_0^{2\pi}\frac{\partial E_0\left(t-z/c-\rho^2/(2zc)\right)}{\partial t}\rho d\rho d\psi, \qquad (9)$$

где $R$ – радиус апертуры.

Вычисление двойного интеграла в (9) для дальней зоны ( $z >> R$ ) дает следующий результат:

$$E_x(z,t)\approx\frac{R^2}{2zc}\frac{\partial E_0(t-z/c)}{\partial t}=\tau_R(z)\frac{\partial E_0(t-z/c)}{\partial t}, \qquad (9)$$

где $\tau_R(z)=R^2/(2zc)$.

Плотность энергии ЭМП апертуры в направлении оси равна:

$$w(z)=\frac{1}{Z_0}\int_{-\infty}^{\infty}E_x^2(z,t)dt=\frac{\tau_R^2(z)}{Z_0}\int_{-\infty}^{\infty}\left(\frac{\partial E_0(t)}{\partial t}\right)^2dt, \qquad (10)$$

где $Z_0=120\pi$ Ом – волновое сопротивление свободного пространства.

### 3. Результаты расчета плотности энергии осевого излучения

Расчет проведен для симметричных возбуждающих импульсов, центрированных относительно начала системы отсчета времени. Для описания формы импульса

использовались дифференцируемые и интегрируемые вместе со своим квадратом и квадратом производной функции времени. Параметры импульсов подбирались таким образом, чтобы их плотности энергии и эффективные длительности были одинаковыми. Плотность энергии возбуждающего импульса ЭМП в апертуре определялась по формуле:

$$w_0 = \frac{1}{Z_0}\int_{-\infty}^{\infty} E_0^2(t)\,dt\,. \tag{11}$$

Эффективная длительность находилась в соответствии с определением [8]:

$$\tau_{\text{эф}} = 2\sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} t^2 E_0^2(t)\,dt}{\int_{-\infty}^{\infty} E_0^2(t)\,dt}}\,. \tag{12}$$

Простейшим импульсом в рассматриваемых условиях является импульс треугольной формы. Его фронт и срез описываются линейными функциями времени:

$$E_0(t) = E_{0m}\begin{cases} 0, & t < -\tau/2, \\ 1-\dfrac{2|t|}{\tau}, & -\tau/2 \le t \le \tau/2, \\ 0, & t > \tau/2, \end{cases} \tag{13}$$

где $E_{0m}$ – пиковая напряженность поля; $\tau$ – длительность импульса по основанию.

Плотность энергии треугольного импульса в апертуре и его эффективная длительность равны:

$$w_0 = \frac{E_{0m}^2\tau}{3Z_0},\ \tau_{\text{эф}} = \frac{\tau}{\sqrt{10}}. \tag{14}$$

Вычисление плотности энергии осевого излучения для возбуждающего импульса (13) приводит к результату:

$$w(z) = \frac{4E_{0m}^2\tau_R^2(z)}{Z_0\tau} = 1,2w_0\frac{\tau_R^2(z)}{\tau_{\text{эф}}^2}. \tag{15}$$

В ряде случаев симметричные видеоимпульсы могут быть аппроксимированы степенными функциями. Импульс параболической формы имеет выпуклые фронт и срез и описывается формулой:

$$E_0(t) = E_{0m}\begin{cases} 0, & t < -\tau/2, \\ 1-\left(\dfrac{2t}{\tau}\right)^2, & -\tau/2 \le t \le \tau/2, \\ 0, & t > \tau/2. \end{cases} \tag{16}$$

Плотность энергии параболического импульса в апертуре и его эффективная длительность равны:

$$w_0 = \frac{8E_{0m}^2\tau}{15Z_0},\ \tau_{\text{эф}} = \frac{\tau}{\sqrt{7}}. \tag{17}$$

Плотность энергии осевого излучения в данном случае определяется по формуле:

$$w(z) = \frac{16E_{0m}^2\tau_R^2(z)}{3Z_0\tau} = \frac{10}{7}w_0\frac{\tau_R^2(z)}{\tau_{\text{эф}}^2} = 1,43w_0\frac{\tau_R^2(z)}{\tau_{\text{эф}}^2}. \tag{18}$$

Степенные функции более высоких порядков могут использоваться для аппроксимации видеоимпульсов колоколообразной формы. Аппроксимация видеоимпульса полиномом четвертого порядка имеет вид:

$$E_0(t) = E_{0m}\begin{cases} 0, & t < -\tau/2, \\ \left(1+\dfrac{2t}{\tau}\right)^2\left(1-\dfrac{2t}{\tau}\right)^2, & -\tau/2 \le t \le \tau/2, \\ 0, & t > \tau/2. \end{cases} \qquad (19)$$

Плотность энергии треугольного импульса в апертуре и его эффективная длительность равны:

$$w_0 = \frac{128E_{0m}^2\tau}{315Z_0},\ \tau_{эф} = \frac{\tau}{\sqrt{11}}. \qquad (20)$$

Вычисление плотности энергии осевого излучения для возбуждающего импульса (19) дает:

$$w(z) = \frac{12}{11}w_0\frac{\tau_R^2(z)}{\tau_{эф}^2} = 1,09w_0\frac{\tau_R^2(z)}{\tau_{эф}^2}. \qquad (21)$$

Сравнивая выражения (15), (18) и (21) можно увидеть, что плотность энергии осевого излучения плоской круглой апертуры можно представить в виде:

$$w(z) = \gamma w_0\frac{\tau_R^2}{\tau_{эф}^2}, \qquad (22)$$

где $\gamma$ – безразмерный коэффициент формы возбуждающего импульса. Из (22) видно, что интенсивность осевого излучения тем выше, чем короче импульс и чем больше его коэффициент формы.

Проведенные расчеты показали, что при прочих равных условиях наибольшую плотность энергии осевого излучения апертуры создает импульс с параболической огибающей, а наименьшую – импульс с колоколообразной огибающей. Указанные значения плотности энергии отличаются в 1,31 раза.

## 4. Заключение

На основе интеграла Кирхгофа в приближении дальней зоны получено соотношение, связывающее плотность энергии осевого излучения круглой апертуры с временной зависимостью синхронного возбуждающего поля, равномерно распределенного по апертуре. С использованием полученного соотношения проведены расчеты плотности энергии осевого излучения при возбуждении антенны видеоимпульсами треугольной, параболической и колоколообразной формы. Установлено, что плотность энергии осевого излучения прямо пропорциональна коэффициенту формы возбуждающего импульса и обратно пропорциональна его эффективной длительности. Наибольшую плотность энергии осевого излучения при одинаковой эффективной длительности, одинаковой плотности энергии возбуждающего импульса и на одной и той же дальности создает импульс с параболической огибающей, а наименьшую – импульс с колоколообразной огибающей.

## Литература

1. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высшая школа, 1988. – 432 с.
2. Wu T.T. Electromagnetic missiles // Journal of Applied Physics, 1985, Vol.57, №7. – P. 2370-2373.

3. Зернов Н. В., Меркулов Г. В. Энергетические характеристики апертурных антенн, излучающих негармонические волны // Радиотехника, 1991, №1. – С. 68-71.
4. Содин Л.Г. Импульсное излучение антенны (электромагнитный снаряд) // Радиотехника и электроника, 1991, Т.36, №5. – С. 1014-1022.
5. Содин Л.Г. Импульсное излучение антенны // Радиотехника и электроника, 1998, Т.43, №2. – С. 166-174.
6. Балакирев В.А., Сидельников Г.Л. Формирование электромагнитного импульса апертурными антеннами // Радиотехника и электроника, 1999, Т.44, №8. – С. 935-942.
7. Джексон Дж. Классическая электродинамика. М.: Мир, 1965. – 702 с.
8. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.

**REFERENCES**

1. Sazonov D.M. Antennas and microwave devices. M.: Higher School, 1988. – 432 p.
2. Wu T.T. Electromagnetic missiles // Journal of Applied Physics, 1985, Vol.57, No. 7. – Pp. 2370-2373.
3. Zernov N. V., Merkulov G. V. Energy characteristics of aperture antennas emitting non-harmonic waves // Radio Engineering, 1991, No. 1. – Pp. 68-71.
4. Sodin L.G. Pulsed radiation of an antenna (electromagnetic missiles) // Radio engineering and electronics, 1991, Vol.36, No. 5. – Pp. 1014-1022.
5. Sodin L.G. Pulsed radiation of an antenna // Radio engineering and electronics, 1998, Vol. 43, No. 2. – Pp. 166-174.
6. Balakirev V.A., Sidelnikov G.L. Formation of an electromagnetic pulse by aperture antennas // Radio Engineering and Electronics, 1999, Vol. 44, No.8. – Pp. 935-942.
7. Jackson J. Classical electrodynamics. M.: Mir, 1965. – 702 p.
8. Gonorovsky I. S. Radio engineering circuits and signals. M.: Radio and Communications, 1986. – 512 p.

# АНТЕННА ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ С ЧАСТОТНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ БЕЗ ЭФФЕКТА НОРМАЛИ

Е. Г. Хрипунов[1], А. В. Останков[2], А. Ю. Чернышев[2]

[1]АО «ВНИИ «Вега», Воронеж, Россия
[2]Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

**Аннотация.** Изложена методика устранения эффекта нормали в линейной антенне вытекающей волны с последовательным питанием излучающих элементов. Методика предполагает использование в качестве элементарной ячейки излучающей линии передачи на основе SIW предварительно настроенной композитной право/левосторонней (CRLH-) структуры. Методика адаптирована для частоты 5 ГГц к CRLH-структуре в виде встречно-штыревого конденсатора, выполненного на верхней проводящей поверхности SIW. С использованием настроенной CRLH-структуры в качестве элементарной ячейки линии передачи разработана малогабаритная антенна вытекающей волны со сканированием диаграммы направленности в 100-градусном угловом секторе, включая направление поперечного излучения. Представлены результаты полноволнового 3D-моделирования антенны, подтверждающие её функциональность и иллюстрирующие её основные характеристики и показатели.

**Ключевые слова:** антенна вытекающей волны; сканирование; диаграмма направленности; SIW; CRLH-структура.

# LEAKY-WAVE ANTENNA WITH FREQUENCY SCANNING RADIATION PATTERN WITHOUT NORMAL EFFECT

E. G. Khripunov[1], A. V. Ostankov[2], A. Yu. Chernyshev[2]

[1]JSC «VSRI «Vega», Voronezh, Russia
[2]Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

**Abstract.** A technique for eliminating the normalisation effect in a linear leaky wave antenna with serial feeding of radiating elements is outlined. The technique involves the use of a pre-tuned composite right/left-handed (CRLH-) structure as the unit cell of a SIW-based radiating transmission line. The technique is adapted for 5 GHz to the CRLH structure in the form of a counter-pin capacitor made on the top conductive surface of the SIW. Using the tuned CRLH structure as a transmission line unit cell, a small-sized leaky-wave antenna with pattern scanning in a 100-degree angular sector including the transverse radiation direction is designed. Results of full-wave 3D modelling of the antenna are presented, confirming its functionality and illustrating its main characteristics and performance.

**Keywords:** leaky-wave antenna; scanning; radiation pattern; SIW; CRLH-structure.

## 1. Введение

Антенны вытекающей волны (АВВ) как линии передачи с последовательным питанием излучающих элементов характеризуются частотной зависимостью пространственного положения главного лепестка диаграммы направленности [1-4]. Благодаря этому на основе АВВ в диапазонах СВЧ и КВЧ создано множество приемно-излучающих систем с частотным сканированием диаграммы направленности.

При включении в рабочий угловой сектор сканирования АВВ направления поперечного излучения проявляется эффект нормали. Эффект нормали или брэгговская

дифракция заключается в значительном ухудшении излучательной способности из-за возникновения отраженной от излучающего раскрыва волны, соизмеримой по мощности с первичной волной, и её интерференции с волной возбуждения [5-7].

В периодических АВВ, излучение в которых осуществляется, как правило, в направлении «назад» на «минус» первой пространственной гармонике за счёт поддержания замедленной волны с длиной, соизмеримой по величине с периодом решётки, для устранения эффекта нормали используется ряд подходов. К ним относятся: устранение строгой периодичности излучающего раскрыва АВВ за счёт изменения геометрического параметра периодической ячейки в продольном направлении [8,9], фрагментация решётки на подрешётки и оптимизация расстояния между ними [10-11], реализация дополнительного излучающего элемента на периоде решётки на расстоянии четверти длины волны в линии передачи от основного излучающего элемента [12-13].

В распределительно-излучающей системе АВВ могут быть использованы линии передачи разных типов. Классический вариант предполагает применение открытого диэлектрического волновода вблизи поверхности которого размещается периодическая решётка отражательного или полупрозрачного типа [2-4,6,14]. Однако в последнее время актуальны конструкции АВВ, излучающий раскрыв которых реализован с использованием технологии интегрированного в подложку волновода – substrate integrated waveguide (SIW) [15-17]. Линии передачи на основе SIW относительно просты в изготовлении, имеют малый поперечный размер, однако, требуют применения в подложке материала с малым тангенсом угла диэлектрических потерь. Последнее необходимо для минимизации потерь в антенне, поскольку в отличие от открытых излучающих линий передачи вся мощность волны возбуждения в распределительно-излучающей системе распространяется внутри SIW, заполненного диэлектриком. Кроме того, закрытый характер волновода также не способствует снижению омических потерь. Заметим, что АВВ на основе линий передачи, выполненных по SIW-технологии, как правило, характеризуются повышенной угло-частотной чувствительностью, что способствует реализации антенн с частотным сканированием.

Для композитных АВВ, реализуемых на основе технологии SIW, существует способ устранения эффекта нормали. Суть его заключается во введении в излучающий раскрыв композитной право/левосторонней структуры, обладающей способностью формировать максимум излучения как в направлении «назад», так и «вперед», включая направление поперечного излучения [18,19]. Способ предполагает предварительную оптимизацию по частоте дисперсионной характеристики (или балансировку) элементарной ячейки в пределах периода.

Цель работы – применительно к АВВ диапазона СВЧ с частотным сканированием диаграммы направленности адаптировать методику реализации излучающего раскрыва с использованием лево- и правосторонней структуры, обеспечивающую неразрывный угловой сектор сканирования, включающий направление поперечного излучения.

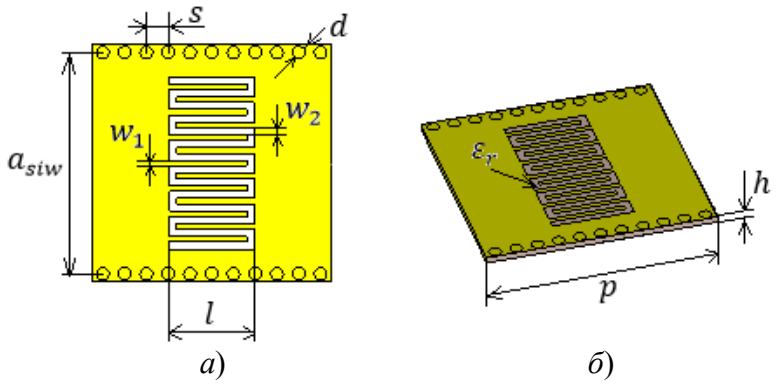
## 2. Выбор конструкции элементарной ячейки распределительно-излучающей системы АВВ и её оптимизация на основе дисперсионной характеристики

Традиционно металлодиэлектрические линии передачи, включая реализованные по технологии SIW, выполняются из материалов с положительной относительной диэлектрической проницаемостью. В них векторы напряженности электрического, магнитного поля и Пойнтинга образуют правую тройку векторов (Right-Handed, RH). Вместе с тем существуют материалы, для которых согласно В.Г. Веселаго, указанные векторы образуют левую тройку векторов (Left-Handed, LH). Относительно недавно появились структуры на основе линий передачи, способные одновременно совмещать в себе как эффекты право-, так и левосторонних структур – Composite right-/left-handed

(CRLH). АВВ, в излучающий раскрыв которых введены CRLH-структуры, обладают возможностью сканировать как в обратном направлении, что характерно для RH-структур, так и в прямом – как у LH-структур [15-17,19]. Структура CRLH представляет собой метаматериал, в схеме замещения которого можно выделить две характерные индуктивности и две ёмкости. В частности, отрезок классического волновода типа SIW, совокупность верхней и нижней (заземлённой) проводящей стенки которого могут рассматриваться как эквивалентная двухпроводная линия передачи, уже обладает распределёнными последовательной индуктивностью $L_{\text{R}}$ и параллельной ёмкостью $C_{\text{R}}$, которые обусловлены наличием верхней металлической стенки и диэлектрической подложки. Кроме того, в схеме замещения линии на основе SIW содержится и параллельная индуктивность $L_{\text{L}}$, формируемая металлизированными переходными отверстиями. Поэтому для создания CRLH-структуры необходимо лишь реализовать в линии передачи последовательную ёмкость $C_{\text{L}}$ за счёт, например, щелей нетривиальной формы на верхней стенке волновода.

Идея настройки элементарной ячейки CRLH-структуры заключается в такой реализации щелей на верхней стенке SIW-волновода, чтобы частота последовательного $f_{\text{пос}}=1/\sqrt{L_{\text{R}}\cdot C_{\text{L}}}$ и параллельного $f_{\text{пар}}=1/\sqrt{L_{\text{L}}\cdot C_{\text{R}}}$ резонансов совпали на некоторой частоте в пределах рабочей полосы частот АВВ, при этом полоса заграждения между ними должна быть устранена [19,20].

Для создания элементарной ячейки композитной право/левосторонней (CRLH-) линии передачи на основе SIW, содержащего на верхней проводящей стенке встречно-штыревой конденсатор (рисунок 1), выбрана подложка Rogers RT5880 с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_{\text{r}}=2{,}2$, тангенсом угла диэлектрических потерь 0,0009 и толщиной $h=0{,}508$ мм. Сбалансированное состояние ячейки, при котором частоты последовательного и параллельного резонансов совпадают, а вклады правой и левосторонней областей точно уравновешивают друг друга на некоторой частоте $f_{\text{ц}}$, обеспечивалось за счёт подбора размеров ячейки ($p, a_{\text{SIW}}$), а также параметров ($l$, $w_1$, $w_2$) встречно-штыревого конденсатора. Только в этом случае главный лепесток диаграммы направленности при изменении частоты пересекает направление нормали без заметного ухудшения излучательной способности при сканировании от обратного направления излучения к прямому направлению в заданном угловом секторе.




*а*) *б*)

Рис. 1. Основные размеры элементарной ячейки композитной право/левосторонней (CRLH-) линии передачи на основе SIW: вид сверху (*а*), общий вид (*б*)

Для отыскания сбалансированного состояния элементарной ячейки в пределах полосы рабочих частот разрабатываемой АВВ необходимо выполнить анализ дисперсионной характеристики ячейки, то есть зависимости от частоты мнимой и

действительной частей постоянной распространения волны в отрезке линии передачи, эквивалентной элементарной ячейке. Дисперсионная характеристика может быть рассчитана на основе частотных характеристик *S*-параметров элементарного отрезка линии с продольным размером, равным *p* [16,20]:

$$\beta \cdot p = \mathrm{Re}\left[\cos^{-1}\left(\frac{1-S_{11}S_{22}+S_{12}S_{21}}{2S_{21}}\right)\right],\quad \alpha \cdot p = \mathrm{Re}\left[\cosh^{-1}\left(\frac{1-S_{11}S_{22}+S_{12}S_{21}}{2S_{21}}\right)\right],$$

где β,α – постоянная фазы и постоянная затухания волны. Заметим, что *S*-параметры элементарной ячейки определялись по результатам полноволнового анализа, выполненного в программном продукте CST Studio Suite.

Дисперсионные кривые для элементарной ячейки композитной право/левосторонней (CRLH-) линии передачи на основе SIW для разных размеров ячейки и параметров встречно-штыревого конденсатора показаны на рисунке 2.

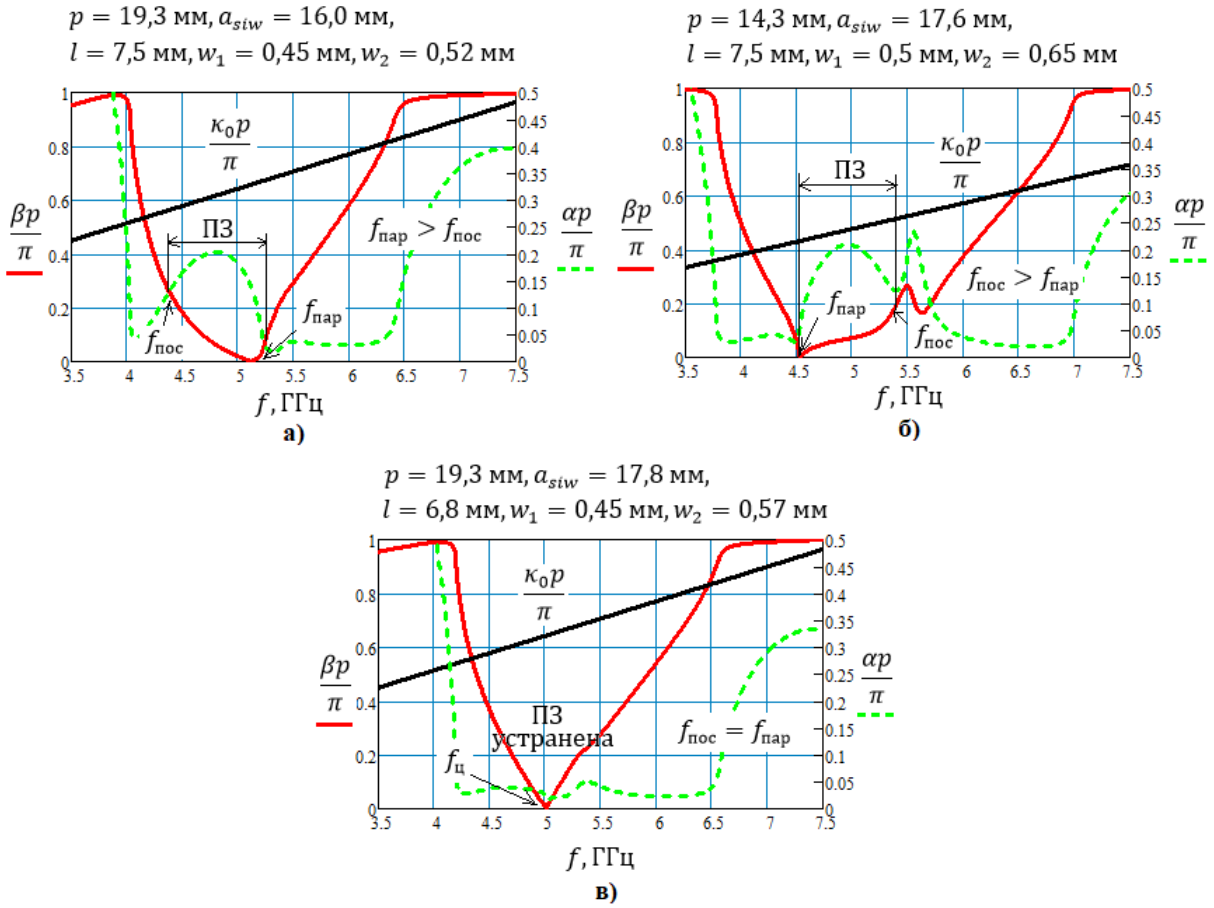



Рис. 2. Дисперсионные кривые, рассчитанные для элементарной CRLH-ячейки на основе SIW: несбалансированное состояние (*а*) и (*б*), сбалансированное (*в*)

Из рисунков 2, *а* и *б* видно, что вблизи частоты поперечного излучения АВВ с анализируемой элементарной ячейкой наблюдается так называемая открытая полоса заграждения, в пределах которой постоянная затухания α значительно больше по абсолютному значению постоянной фазы β. Значительная величина постоянной затухания α свидетельствует о потере излучательной способности АВВ вследствие проявления брэгговской дифракции, что также подтверждается неравенством $f_{\text{пар}} \neq f_{\text{пос}}$. Отметим, что для первого набора размеров ячейки (рисунок 2, *а*) $f_{\text{пар}} > f_{\text{пос}}$, для второго (рисунок 2, *б*) – $f_{\text{пар}} < f_{\text{пос}}$. С приближением за счёт оптимизации размеров ячейки к её

сбалансированному состоянию (рисунок 2, *в*), происходит уменьшение и устранение полосы задержания: полоса частот, где $\alpha > \beta$, постепенно сужается и уменьшается до нуля. При достижении параметрами ячейки и встречно-штыревого конденсатора значений: $p = 19{,}3$ мм, $a_{SIW} = 17{,}8$ мм, $l = 6{,}8$ мм, $w_1 = 0{,}45$ мм, $w_2 = 0{,}57$ мм – последовательный и параллельный резонансы уравновешивают друг друга, и ячейка переходит в сбалансированное состояние. В исследуемом случае плавный переход из области излучения «назад» в область излучения «вперёд» соответствует частоте $f_ц = 5$ ГГц. Заметим, что постоянная затухания α в рабочей полосе частот АВВ (от 4,35 до 6,50 ГГц) относительно мала и её величина в расчёте на период $\alpha \cdot p$ не превышает 0,16, что предполагает высокий уровень излучательной способности АВВ.

## 3. Полноволновое моделирование АВВ, его результаты и их обсуждение

Как и остальные типы подобных композитных право/левосторонних АВВ, разрабатываемая антенна реализуется за счёт каскадного соединения сбалансированных элементарных ячеек линии передачи по направлению продольной оси с периодичностью *p*. В отличие от периодических АВВ, в которых излучение происходит главным образом на «минус» первой пространственной гармонике, у АВВ, состоящих из композитных элементарных ячеек, оно реализуется на основной (нулевой) моде направляющей структуры линии передачи. Проведенный ранее анализ дисперсионной характеристики элементарной ячейки демонстрирует возможность сканирования разработанной АВВ в диапазоне частот от 4,3 до 6,2 ГГц с центральной частотой $f_ц = 5$ ГГц. На рисунке 3 показан общий вид разработанной АВВ длиной 231 мм.

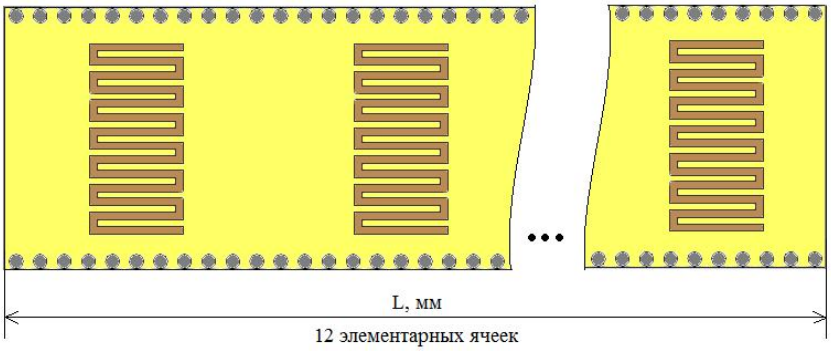



Рис. 3. Общий вид излучающего раскрыва разработанной АВВ

Коэффициенты передачи $S_{21}$ и отражения $S_{11}$ разработанной АВВ, полученные при полноволновом моделировании в частотной области в программе CST Studio Suite изображены на рисунке 4.

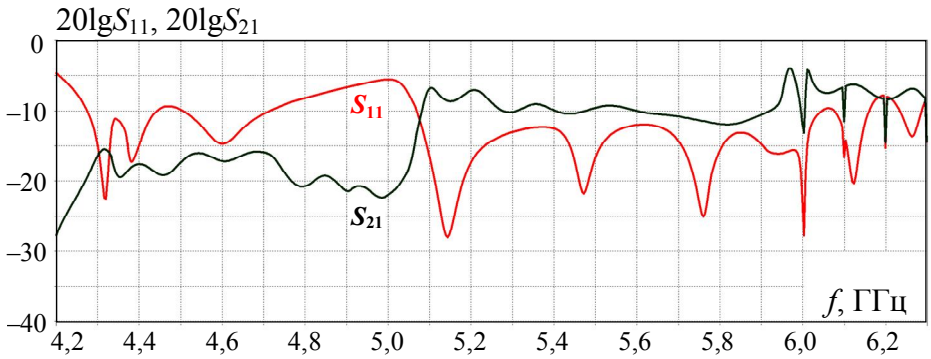



Рис. 4. Коэффициенты передачи $S_{21}$ и отражения $S_{11}$ разработанной АВВ

Характер поведения кривых на рисунке 4 говорит о том, что для частот, на которых значения $S_{21}$ и $S_{11}$ не превышают уровень «минус» 10 дБ или близки к нему, характерна относительно высокая излучательная способность АВВ, поскольку минимизирована доля мощности волны, проходящей от входа антенны к её периферии или отраженной от него.

На рисунке 5 показана частотная зависимость углового направления $\Theta_m$ максимума главного лепестка диаграммы направленности. Как видно, разработанная АВВ обеспечивает угловой сектор сканирования, равный 100°. Максимальный угол отклонения главного лепестка диаграммы направленности от нормали при излучении «назад» составляет 40°, при излучении «вперед» – 60°.

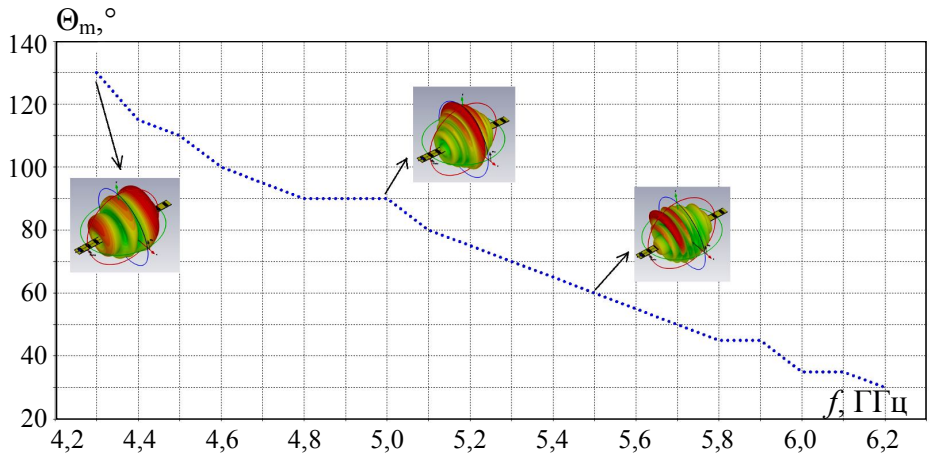



Рис. 5. Частотная зависимость углового положения максимума главного лепестка диаграммы направленности разработанной АВВ

Также на рисунке 5 приведены мини-3D-диаграммы направленности, полученные в ходе полноволнового моделирования. По 3D-диаграммам также видно, что для частот, меньших частоты перехода через нормаль ($f < f_ц$), АВВ формирует обратно направленный (в сторону источника возбуждения) луч, то есть структура композитной право/левосторонней линии передачи обеспечивает работу в «левой» области. На частоте перехода ($f_ц$ = 5 ГГц) главный лепесток направлен вертикально ($\Theta_m$ = 90°). Выше частоты перехода ($f > f_ц$) АВВ обеспечивает работу в «правой» области, а сканирующий луч ориентирован в прямом (от источника возбуждения) направлении.

Сечения диаграмм направленности в плоскости, проходящей через нормаль к поверхности АВВ и её продольную ось, показаны на рисунке 6.

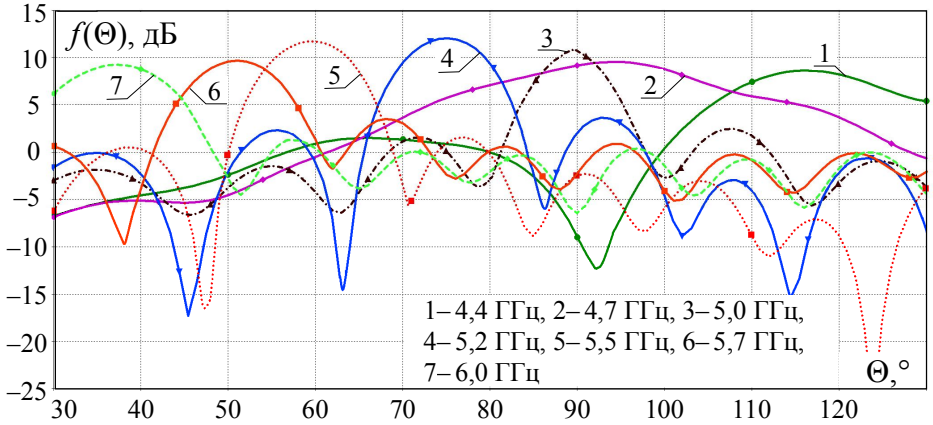



Рис. 6. Диаграммы направленности разработанной АВВ для разных частот

Частотные кривые коэффициента усиления $G_m$ и коэффициента направленного действия $D_m$ АВВ в направлении максимального излучения $\Theta_m$ представлены на рисунке 7. Наибольший коэффициент усиления достигается на частоте 5,5 ГГц и составляет 9,7 дБ, а коэффициент направленного действия – на частоте 5,2 ГГц и равен около 12 дБ.

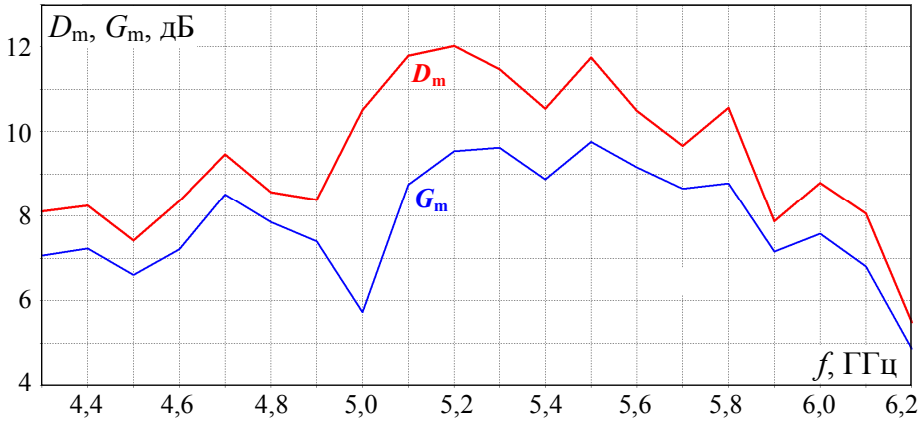



Рис. 7. Кривые коэффициентов направленного действия и усиления разработанной АВВ

Максимальный уровень боковых лепестков диаграммы направленности практически во всем рабочем диапазоне не превышает «минус» 7 дБ, за исключением крайних частот в области прямого излучения. Наименьшие уровни бокового излучения в «левой» и «правой» областях обеспечиваются соответственно на частотах 4,7 и 5,1 ГГц и соответствуют значению менее «минус» 9 дБ. Эффективность излучения (Radiation Efficiency) антенны, рассчитанная в программе Studio Suite, и показанная на рисунке 8, в диапазоне от 4,3 до 6,2 ГГц варьируется в пределах от 57 до 85 %, а общая эффективность (Total Efficiency) составляет более 45 %.

При площади распределительно-излучающей системы, составляющей 41 см$^2$, АВВ характеризуется средним значением коэффициента направленного действия, равным 10 дБ, что позволяет оценить средний коэффициент использования поверхности антенны величиной 0.6.

Микрополосковый или копланарный переход для возбуждения распределительно-излучающей системы разработанной АВВ может быть рассчитан на основе рекомендаций, изложенных, например, в [21].

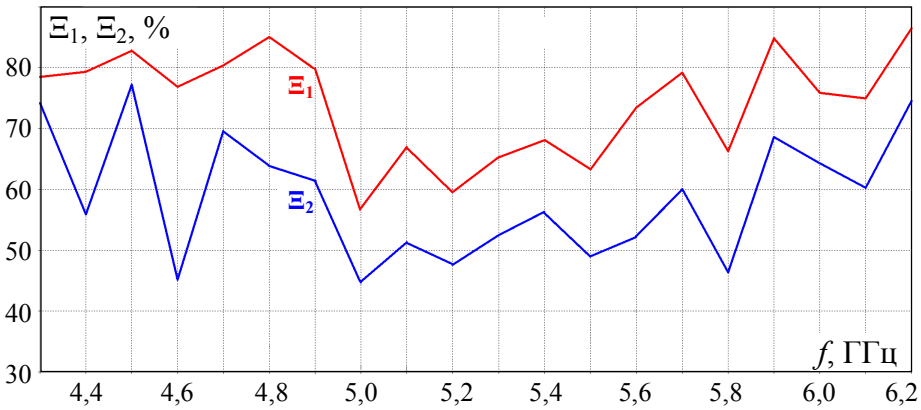



Рис. 8. Частотная зависимость эффективности разработанной АВВ

## 4. Заключение

Разработана малогабаритная композитная антенна вытекающей волны для сканирования диаграммы направленности в угловом секторе 100°, включая направление поперечного излучения. Для сканирования в указанном секторе необходимо изменять частоту волны возбуждения от 4,3 до 6,2 ГГц. Устранение эффекта нормали и увеличение излучательной способности в поперечном направлении достигается за счёт использовании в линии передачи, на основе которой построена антенна, композитных право/левосторонних элементарных ячеек, предварительно сбалансированных в соответствии с изложенной методикой.

## Литература


1. Mohsen M. The fundamental of leaky wave antenna / Mohsen M., Isa M., Isa A. et al. // Journal of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering, 2018, No. 10. – Pp. 119-127.
2. Евдокимов А.П. Антенны дифракционного излучения // Физические основы приборостроения, 2013, Т. 2, № 1(6). – С. 108-125.
3. Крюков Д.Ю., Останков А.В. Рефлексивный анализ возможностей и основных конструктивно-технических характеристик антенн дифракционного излучения на основе периодических замедляющих структур // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2017, Т. 13, № 1. – С. 95-103.
4. Климов А.И. Плоские дифракционные СВЧ–антенны с фиксированной ориентацией линейной поляризации / Климов А.И., Меркулов К.Б., Останков А.В., Пастернак Ю.Г., Юдин В.И. // Приборы и техника эксперимента, 1999, Т. 42, № 6. – С. 136.
5. Вендик О.Г., Парнес М.Д. Антенны с электронным движением луча. Введение в теорию / Под ред. Л.Д. Бахраха. М.: Радиотехника, 2001. – 250 с.
6. Банков С.Е. Антенные решетки с последовательным питанием. М.: Физматлит, 2013. – 416 с.
7. Калинин Ю.Е., Останков А.В. Расчет частотно-сканирующей антенны дифракционного излучения // Радиотехника, 2014, № 3. – С. 83-87.
8. Shaaban M.N. A promising Ka band leaky-wave antenna based on a periodic structure of non-identical irregularities // Shaaban M.N., Ali M.H.E., Yasseen M.S. et al. // 17.08.2022. Pre-print available at Research Square. https://doi.org/ 10.21203/rs.3.rs-1844027/v1.
9. Останков А.В. Дифракционная антенна вытекающей волны с нестандартной реализацией излучающего раскрыва // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2010, Т. 6, № 8. – С. 17-26.
10. Овчинникова Е.В. Антенные решётки спутниковых мобильных телекоммуникационных систем / Овчинникова Е.В., Гаджиев Э.В., Кондратьева С.Г. и др. // Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ, 2021, Т. 182, № 3. – С. 39-54.
11. Рябчунов А.И., Хрипунов Е.Г., Останков А.В. Вычислительные эксперименты по исследованию возможности устранения дифракции Брэгга в диэлектрической антенне вытекающей волны // Актуальные направления научных исследований XXI века: теория и практика, 2017, Т. 5, № 7-2(33-2). – С. 256-260.
12. Aziz H., Moubadir M., Touhami N.A., Farkhsi A. Planar leaky-wave antenna at 6 GHz // Procedia Manufacturing, 2018, Vol. 22. – Pp. 527-532.
13. Калошин В.А., Калиничев В.И. Линейная волноводно-щелевая антенная решетка со 180-градусным сектором частотного сканирования // Радиотехника и электроника, 2019, Т. 64, № 7. – С. 678-683.
14. Ostankov A.V., Kryukov D.Y., Salnikova A.V., Chernoyarov O.V. A method for calculating the characteristics of leaky wave antennas implemented by means of the open

comb transmission lines // International Journal on Communications Antenna and Propagation, 2020, Vol. 10, No. 6. – P. 360-370.
15. Xu J. Half-mode substrate integrated waveguide (HMSIW) leaky-wave antenna for millimeter-wave applications / Xu J., Hong W., Tang H., Kuai Z., Wu K. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2008, No. 7. – Pp. 85-88.
16. Антипов С.А. Компактная антенна вытекающей волны со сканированием диаграммы направленности на основе композитных право- и левосторонних структур / Антипов С.А., Калинин Ю.Е., Останков А.В., Хрипунов Е.Г., Дашян С.Ю. // Радиотехника, 2021, Т. 85, № 6. – С. 34-39.
17. Ostankov A., Khripunov E., Kashkarov V. A compact nonuniform composite right/left-handed leaky-wave scanning antenna with elliptical polarization for X-band application // Progress In Electromagnetics Research C, 2021, Vol. 114. – Pp. 43-56.
18. Caloz C., Itoh T., Rennings A. CRLH metamaterial leaky-wave and resonant antennas // IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2008, Vol. 50, No. 5. – Pp. 25-39.
19. Sarkar A. Composite right/left-handed based compact and high gain leaky-wave antenna using complementary spiral resonator on HMSIW for Ku band applications / Sarkar A., Adhikary M., Sharma A., Biswas A., Akhtar M.J., Hu Z. // IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2018, Vol. 12, No. 8. – Pp. 1310-1315.
20. Sabahi M.M., Heidari A.A., Movahhed M. A compact CRLH circularly polarized leaky-wave antenna based on substrate-integrated waveguide // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2018, Vol. 66, No. 9. – Pp. 4407-4414.
21. Останков А.В., Хрипунов Е.Г. Рупорная SIW-антенна со специальным копланарным переходом и диэлектрической линзой для питания планарной антенны вытекающей волны // Радиостроение, 2020, № 2. – С. 1-26.

## REFERENCES

1. Mohsen, M. The fundamental of leaky wave antenna / Mohsen M., Isa M., Isa A. et al. // Journal of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering, 2018, No. 10. – Pp. 119-127.
2. Yevdokymov, A.P. Diffraction radiation antennas // Physical Bases of Instrumentation, 2013, Vol. 2, No. 1(6). – Pp. 108-125.
3. Kryukov, D.Yu., Ostankov, A.V. Reflexive analysis of opportunities and main constructive and technical characteristics of antennas of diffraction radiation on the basis of the periodic slowing down structures // Bulletin of Voronezh State Technical University, 2017, Vol. 13, No. 1. – Pp. 95-103.
4. Klimov, A.I. Planar diffraction microwave antennas with a fixed orientation of the linear polarization / Klimov A.I., Merkulov K.B., Ostankov A.V., Pasternak Yu.G., Yudin V.I. // Instruments and Experimental Technique, 1999, Vol. 42, No. 6. – Pp. 136.
5. Vendik, O.G., Parnes, M.D. Antennas with electronic beam motion. Introduction to theory / Ed. L.D. Bakhrakh. Moscow: Radioengineering, 2001. – 250 p.
6. Bankov, S.E. Antenna arrays with serial feed. Moscow: Fizmatlit, 2013. – 416 p.
7. Kalinin, Yu.E., Ostankov, A.V. Calculation of a frequency-scanning diffraction radiation antenna // Radioengineering, 2014, No. 3. – Pp. 83-87.
8. Shaaban, M.N. A promising Ka band leaky-wave antenna based on a periodic structure of non-identical irregularities // Shaaban M.N., Ali M.H.E., Yasseen M.S. et al. // 17.08.2022. Pre-print available at Research Square. https://doi.org/10.21203/ rs.3.rs-1844027/v1.
9. Ostankov, A.V. The diffraction leaky-wave antenna with off-gauge implementation of the aperture // Bulletin of Voronezh State Technical University, 2010, Vol. 6, No. 8. – Pp. 17-26.

10. Ovchinnikova, E.V. Antenna arrays for satellite mobile telecommunication systems / Ovchinnikova E.V., Gadzhiev E.V., Kondratieva S.G. et al. // Electromechanical Matters. VNIIEM Studies, 2021, Vol. 182, No. 3. – Pp. 39-54.
11. Ryabchunov, A.I., Khripunov, E.G., Ostankov, A.V. Computing experiments on research of possibility of elimination of diffraction of the Bragg in the dielectric leaky-wave antenna // Current Directions of Scientific Research of the XXI Century: Theory and Practice, 2017, Vol. 5, No. 7-2(33-2). – Pp. 256-260.
12. Aziz, H., Moubadir, M., Touhami, N.A., Farkhsi, A. Planar leaky-wave antenna at 6 GHz // Procedia Manufacturing, 2018, Vol. 22. – Pp. 527-532.
13. Kaloshin, V.A., Kalinichev, V.I. Linear waveguide slot antenna array with 180-degree frequency scanning sector // Radio Engineering and Electronics, 2019, Vol. 64, No. 7. – Pp. 678-683.
14. Ostankov, A.V., Kryukov, D.Y., Salnikova, A.V., Chernoyarov, O.V. A method for calculating the characteristics of leaky wave antennas implemented by means of the open comb transmission lines // International Journal on Communications Antenna and Propagation, 2020, Vol. 10, No. 6. – P. 360-370.
15. Xu, J. Half-mode substrate integrated waveguide (HMSIW) leaky-wave antenna for millimeter-wave applications / Xu J., Hong W., Tang H., Kuai Z., Wu K. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2008, No. 7. – Pp. 85-88.
16. Antipov, S.A. A compact composite right/left-handed leaky wave scanning antenna / Antipov S.A., Kalinin Yu.E., Ostankov A.V., Khripunov E.G., Dachian S.Yu. // Radioengineering, 2021, Vol. 85, No. 6. – Pp. 34-39.
17. Ostankov, A., Khripunov, E., Kashkarov, V. A compact nonuniform composite right/left-handed leaky-wave scanning antenna with elliptical polarization for X-band application // Progress In Electromagnetics Research C, 2021, Vol. 114. – Pp. 43-56.
18. Caloz, C., Itoh, T., Rennings, A. CRLH metamaterial leaky-wave and resonant antennas // IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2008, Vol. 50, No. 5. – Pp. 25-39.
19. Sarkar, A. Composite right/left-handed based compact and high gain leaky-wave antenna using complementary spiral resonator on HMSIW for Ku band applications / Sarkar A., Adhikary M., Sharma A., Biswas A., Akhtar M.J., Hu Z. // IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2018, Vol. 12, No. 8. – Pp. 1310-1315.
20. Sabahi, M.M., Heidari, A.A., Movahhed, M. A compact CRLH circularly polarized leaky-wave antenna based on substrate-integrated waveguide // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2018, Vol. 66, No. 9. – Pp. 4407-4414.
21. Ostankov, A.V., Khripunov, E.G. Horn SIW-antenna with a special coplanar junction and dielectric lens for feeding of the planar leaky-wave antenna // Radio Engineering, 2020, No. 2. – Pp. 1-26.

# АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С ЧАСТОТНЫМ РАЗНЕСЕНИЕМ

В. Ю. Волков[1,2], А. Я. Авраменко[1]

[1]Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения (ГУАП);
[2]Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»,
Санкт-Петербург, Россия

**Аннотация.** Исследованы преобразования сигналов и свойства диаграммы направленности в антенной решетке с частотным разнесением. Выясняется влияние фокусировки и слежения на вид диаграммы направленности. Подробно рассмотрена обычная эквидистантная когерентная FDA решетка с линейным частотным планом, и исследованы ее диаграммы направленности с фокусировкой только на передачу, только на прием, и полной фокусировкой. Рассмотрена FDA антенна с симметричными частотными планами. Изучено влияние согласованной фильтрации на вид диаграммы направленности.

**Ключевые слова:** диаграмма направленности; частотное разнесение; фокусировка и слежение; согласованная фильтрация.

# FREQUENCY DIVERSITY ANTENNA ARRAY

V. Yu. Volkov[1,2], A. Ya. Avramenko[1]

[1]Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation (SUAI);
[2]Saint-Petersburg State Electrotechnical University (LETI),
Saint-Petersburg, Russia

**Abstract.** Signal transformations and the properties of the radiation pattern in a frequency-diversity antenna array are investigated. The effect of focusing and steering on the directional pattern is being investigated. A conventional equidistant coherent FDA array with a linear frequency plan is considered in detail, and its directional patterns with focus only on transmission, only on reception, and full focus are studied. The FDA antenna with symmetrical frequency plans is considered. The effect of matched filtering on the appearance of the radiation pattern has been studied.

**Keywords:** radiation pattern; frequency diversity; focusing and steering; matched filtering.

## 1. Введение

Интенсивные исследования многоэлементных антенн с решеткой частотного разнесения (FDA), по-видимому, начались с работы Антоника [1] в 2006 году. Однако еще в 1997 году в России многочастотные антенные решетки использовались для генерации импульсных сигналов [2]. В обычной схеме разнесенных на равном расстоянии антенных элементов каждый из них излучает разные частоты, и изначально частоты соседних элементов отличались на одинаковую величину $\Delta f$ (FO – frequency offset), так что было реализовано линейное увеличение частоты от одного элемента к другому. Такая схема линейного частотного плана подробно изучена в [3]. Было замечено, что фазовые сдвиги между разнесенными антенными элементами претерпевают изменения в зависимости от дальности, а не только от углового направления, и, таким образом, диаграмма направленности оказывается периодично

зависящей от угла, времени и дальности [1,3]. Традиционное разделение обработки на пространственную и временную в таких системах обычно невозможно.

Пространственные свойства диаграммы направленности многочастотной антенной решетки зависят от расположения антенных элементов и значений излучаемых несущих частот. Для равномерного линейного (эквидистантного) FDA с одинаковыми приращениями частоты диапазон связан с углом в диаграмме направленности дальнего поля, что приводит к S-образному распределению энергии в угловой плоскости [4].

Однако зависимость диаграммы направленности от угла, дальности и времени позволяет осуществлять автоматическое сканирование пространства без использования фазовращателей, хотя это и затрудняет фокусировку луча на выбранных участках пространства. Для преодоления этой зависимости и достижения точечной формы фокусирующего луча были предложены нелинейно увеличивающиеся приращения частоты, в частности, в соответствии с логарифмическим законом [5], зависящие от времени [6] и случайные [7,8] приращения частоты.

Следует отметить, что на характеристики радара с несколькими несущими влияют модуляция излучаемого сигнала и тип обработки. Идея частотного разделения монохромных сигналов была распространена на модулированные колебания, в частности, на ЛЧМ [3] и на более сложные типы модуляции. Изменение модуляции временных сигналов открыло возможность управления пространственно-временной диаграммой направленности радара, включая возможность построения адаптивных систем. Попытки синтезировать многочастотные решетки были предприняты в работах [9-12], в которых были решены различные частные задачи. Сложность задачи в настоящее время не позволяет получить универсальное решение для всех задач приема и управления.

Для получения требуемого распределения поля и управления лучом необходимо понять влияние каждого из факторов, участвующих в формировании луча, а также влияние алгоритма обработки принятых сигналов. В статье исследуются преобразования сигналов антенной решетки с частотным разнесением при использовании согласованных фильтров в сравнении со свойствами сформированной диаграммы направленности.

## 2. Сигналы в многочастотной антенной решетке

Рассмотрим $M$- элементную линейную передающую антенну, содержащую элементы с координатами $d_m$ относительно первого элемента, так что $d_1 = 0$. Будем считать, что элементы антенной решетки имеют идентичные и изотропные диаграммы направленности и их размеры малы по сравнению с длиной волны. Каждый передающий элемент излучает узкополосные сигналы $s_m(t) = u_m(t)\exp(j2\pi f_m t)$ с одинаковыми начальными фазами и частотами $f_m = f_0 + \Delta f_m$, $m = 0, \ldots, M–1$, где $u_m(t)$ – комплексные огибающие.

Суммарный сигнал передающей антенны в точке дальней зоны на расстоянии $R$ и под углом $\theta$ к нормали (направлению визирования) может быть (без учета амплитудного затухания) записан в виде

$$x(t,R,\theta) = \sum_{m=0}^{M-1} w_{t,m} u_m(t) \exp(j2\pi f_m (t - R_m / c)) \qquad (1)$$

где $R_m = R - d_m \sin\theta$; $\theta$ – угол относительно нормали к оси решетки; $w_{t,m}$ – весовые множители передающих элементов. В отсутствии фокусировки и управления $w_{t,m} = 1$. При одинаковой временной модуляции сигналов каждого элемента амплитудная диаграмма направленности (ДН) для передачи равна модулю суммарного сигнала $x(t)$.

Сигнал на входе *n*-го приемного элемента равен

$$y_n(t,R,\vartheta)=u(t-2R/c)\sum_{m=0}^{M-1}\exp(j2\pi f_m(t-2R/c)+j2\pi f_m(d_m+d_n)\vartheta/c)\,, \qquad (2)$$

где $\vartheta = \sin\theta$. После фокусировки по дальности умножением на $\exp(j2\pi f_m 2R/c)$ в каждом передающем канале, получаем

$$y_n(t,\vartheta)=u(t)\sum_{m=0}^{M-1}\exp(j2\pi f_m t+j2\pi f_m(d_m+d_n)\vartheta/c)\,.$$

Сумма принимаемых сигналов равна

$$Y(t,R,\vartheta)=u(t)\sum_{m=0}^{M-1}w_{t,m}\exp(j2\pi f_m t)\sum_{n=0}^{N-1}w_{r,n}\exp(j2\pi f_m(d_m+d_n)\vartheta/c)\,, \qquad (3)$$

где $w_{r,m}$ – весовые множители приемных элементов. Диаграмма направленности на прием (двусторонняя) определяется как модуль сигнала *Y*.

### 3. Управление диаграммой направленности и обработка сигналов

Наведение по углу и дальности диаграммы направленности на заданные значения ($R_0$,α) осуществляется путем введения фазовых множителей для передающих и приемных элементов:

$$w_{t,m}=\exp(j2\pi f_m(R_0/c-d_m\sin\alpha/c))\,,\ \ w_{r,n}=\exp(j2\pi f_n(R_0/c-d_n\sin\alpha/c))\,.$$

Согласованный фильтр для суммы сигналов $Y(t,R,\vartheta)$ свертывает этот сигнал с импульсной характеристикой фильтра, которая является зеркальным отображением этого сигнала во времени, в результате на выходе формируется его функция автокорреляции для каждого значения диапазона и угла. Это оптимальная обработка, которая обычно не разбивается на пространственные и временные части. Во многих случаях это слишком сложно для реализации.

Для обработки сигналов в литературе представлены различные подходы, такие как структура многоканальной согласованной фильтрации, представленная в [4,12,13], где каждая принимающая антенна сопровождается группой несущих с согласованными фильтрами. В распространенном варианте согласованная фильтрация реализуется в каждом приемном элементе для каждой несущей частоты входящих сигналов с последующим суммированием результатов приемными элементами с соответствующей регулировкой фазы. В отличие от согласованной фильтрации суммарного сигнала, в этой реализации приемник не полностью учитывает фазовые соотношения между суммированными сигналами, что может повлиять на эффективность обработки.

Такой подход оправдан для систем MIMO [15], но также может быть использован в случае когерентного FDA. Принимая во внимание узкую полосу пропускания сигналов, $\exp(j2\pi f_m d_n\vartheta/c)\approx\exp(j2\pi f_0 d_n\vartheta/c)$, можно считать, что сигнал на входе n-го приемного элемента составляет приблизительно

$$y_n(t,\vartheta)\approx u(t)\exp(j2\pi f_0 d_n\vartheta/c)\sum_{m=0}^{M-1}\exp(j2\pi f_m t+j2\pi f_m d_m\vartheta/c)\,.$$

В результате фильтрация в каждом приемном канале может быть выполнена одинаковой [4,15] с использованием фильтра, согласованного с суммарным сигналом передатчика x(t).

Может быть получено дальнейшее упрощение, которое включает в себя только согласованную фильтрацию в каждом канале приема с сигналом $s_0(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \exp(j2\pi f_m t)$. В этом случае фокусировка в каналах передачи не используется.

## 4. Постановка задачи

В литературе, посвященной FDA, неоднократно отмечалось, что многочастотная антенная решетка имеет значительные преимущества перед обычными ФАР. В частности, FDA может обеспечить потенциальное превосходство в точном определении местоположения цели, и помехоустойчивость по отношению к помехе, зависящей от дальности, поскольку обычные ФАР могут выполнять формирование луча только в угловом направлении [11,14].

Однако конкретных количественных доказательств таких преимуществ по-прежнему мало. В то же время традиционные системы FDA имеют свои собственные проблемы, связанные с периодичностью характеристик по углу, дальности и времени. В связи с этим предпринимаются многочисленные попытки избавиться от этой периодичности и получить характеристики, не зависящие от дальности и времени. Улучшения в основном касаются частотных планов, варианты которых становятся нелинейными и зависящими от времени, что значительно усложняет антенную систему. При этом пространственно-временная обработка уже не может быть разделена на пространственную и временную, как в случаях обычных FDA и ФАР. Очевидно, что введение симметричных планов, нелинейных планов и планов с переменной частотой влияет на ДН, изменяя ширину основного лепестка и генерируя массу боковых лепестков. Количественный анализ этих параметров также представлен слабо.

При расчете диаграммы направленности многочастотных антенн обычно используются фазовые соотношения, без учета временной природы сигналов, участвующих в их формировании. Влияние временных параметров учитывается путем введения временных задержек в фазовые компоненты [4,14-17]. Более тонкий анализ связан с моделированием временных сигналов и процессов их преобразования.

Чтобы получить требуемое распределение поля и управление лучом, необходимо понимать влияние каждого из факторов, участвующих в формировании луча, а также влияние алгоритма обработки принимаемого сигнала. В статье рассматриваются свойства выходных сигналов антенны FDA при использовании согласованных фильтров в сравнении со свойствами диаграммы направленности. Обсуждается использование симметричного линейного частотного плана для улучшения локализации.

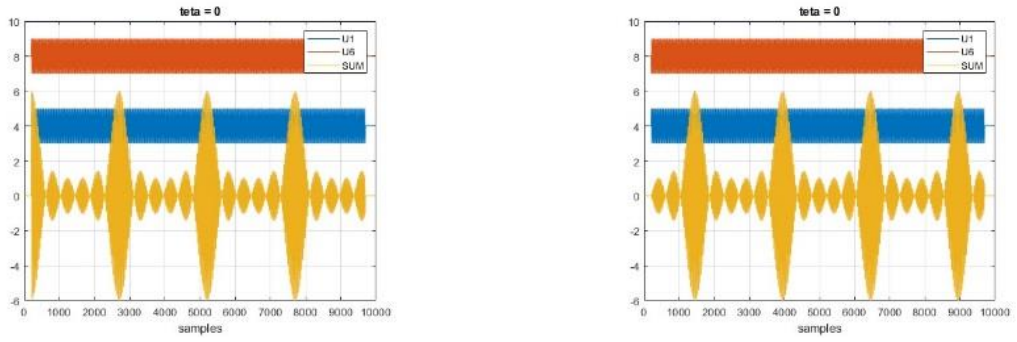
## 5. Частотное разнесение с линейными частотными планами

Рассмотрим однородную линейную антенную решетку (ULA), содержащую $M$ передающих и $N$ приемных элементов, разделенных полуволновым интервалом $d$. Часто передающий и принимающий элементы оказываются объединенными (совмещенный радар), так что $N = M$. Для линейно возрастающего частотного плана $f_m = f_0 + m\Delta f$, $m = 0, \ldots, M-1$. Здесь $\Delta f$ – постоянное смещение частоты (offset). Этот параметр соответствует распространенной "обычной" схеме разнесения частот (conventional FDA) [18].

### a. Диаграмма направленности на передачу

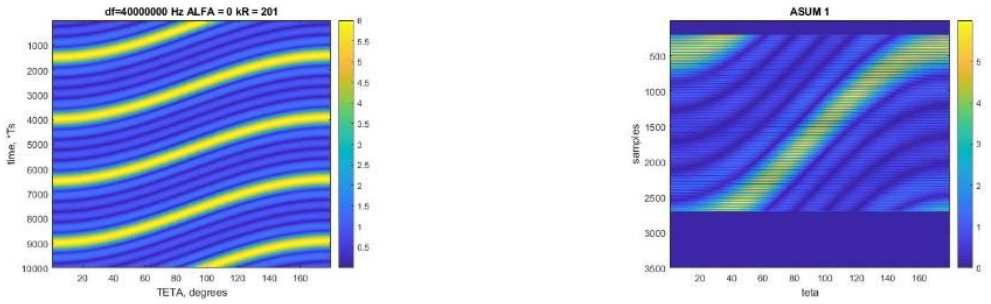
Рассмотрим случай отсутствия угловой фокусировки в передающих элементах, излучающих монохромные импульсы длительностью T. В каждой точке пространства генерируется суммарный сигнал (1). Фактически, диаграмма направленности оказывается ориентированной перпендикулярно оси решетки ($\theta = 0$, boresight direction).

Если начальные фазы излучаемых импульсов совпадают, то временная форма суммарного сигнала для $M = 6$ показана на рисунке 1,*а*. Здесь также выбрана задержка на 200 отсчетов через $Ts$ =0.01 нс, что соответствует дальности 0,3 м.




*а* *б*

Рис. 1. Форма принимаемого сигнала: *а* – при одинаковых нулевых начальных фазах в передающих элементах; *б* – при чередующихся начальных фазах 0 и π.




*а* *б*

Рис. 2. Диаграммы направленности передачу при α = 0: *а* – для длинного импульса; *б* – для короткого импульса длительностью Tf = 25 нс с чередованием начальных фаз по элементам. Значения углов ТЕТА вдоль оси абсцисс увеличены на 90° по сравнению со значениями угла θ.

Диаграмма направленности на передачу существует в пространстве только в пределах дальностей, связанного с длительностью излучаемых импульсов. В частности, на рисунке 2,*б* показан случай короткого импульса $u(t)$ длительностью $T$ = 25 нс (2500 временных отсчетов). Длительность импульса охватывает один период $T_f$ . На рисунке 3 показана траектория максимума суммарного сигнала $x(t)$ (нижняя кривая IS) в зависимости от направления на цель. Оказывается, что временная задержка максимального суммарного сигнала зависит от направления на цель, т. е. угол и дальность до цели оказываются связанными, что обычно нежелательно.

Если суммарный сигнал $x(t)$ подвергается согласованной фильтрации, то на выходе фильтра формируется автокорреляционная функция, положение максимума которой больше не зависит от угла прихода излучения. Соответствующая горизонтальная линия (IC) показана на рисунке 3. Такая фильтрация означает фокусировку передающего БП по углу и дальности, что требует знания этих параметров цели.

В случае использования фильтра, настроенного на многочастотный опорный сигнал $s_0(t) = \sum_m \exp(j2\pi f_m t)$, фокусировка отсутствует, и сохраняется зависимость времени задержки максимального выходного сигнала фильтра от угла (линия IC0 на рисунке 3 для случая короткого импульса).

На рисунке 4 показаны временные формы суммарного сигнала (SUM), его корреляционная функция (C) и форма результата несогласованной фильтрации (C0) для

углового положения цели θ = 0 (*а*) и θ = –30° (*б*). При изменении этого угла общая сумма импульсов и импульс C0 перемещаются по дальности, а импульс C не меняет своего положения.

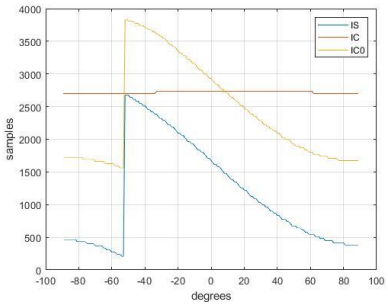
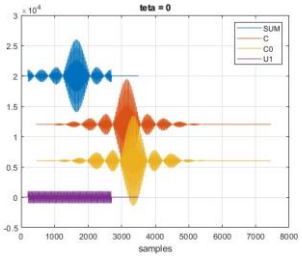
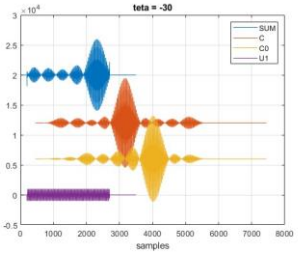



Рис. 3. Траектории максимумов импульсов суммарного сигнала (IS) и сигналов на выходах фильтров (IC и IC0).




*а*




*б*

Рис. 4. Траектории максимумов импульсов суммарного сигнала (IS) и сигналов на выходе фильтров (IC и IC0): *а* – θ = 0; *б* – θ = –30°.

**б. Приемо-передающая диаграмма направленности**

Рассмотрим случай неподвижной точечной цели в дальней зоне с координатами ($R$, θ). Не принимая во внимание эффект затухания при распространении и предполагая, что коэффициенты отражения цели одинаковы для каждой из излучаемых частот, можно исследовать поведение принимаемых сигналов в зависимости от дальности, угла прихода и времени. Полученный сигнал $n$-м приемным элементом может быть записан с помощью (2). При отсутствии фокусировки и слежения на приемной стороне полученные сигналы суммируются:

$$Y(t,R,\vartheta)=\sum_{n=0}^{N-1} y_n(t,R,\vartheta)\,, \tag{4}$$

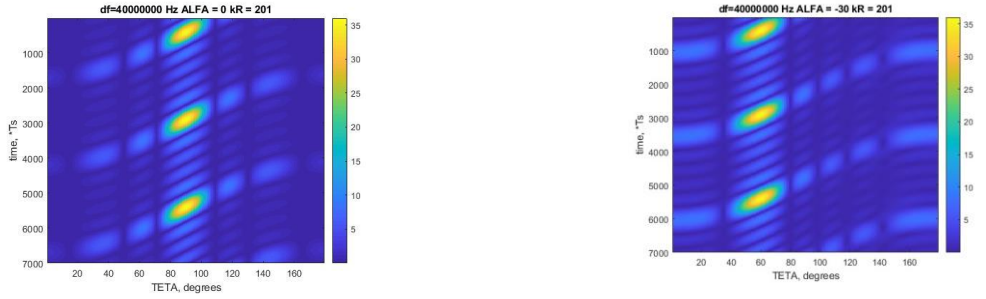
Двусторонняя диаграмма направленности определяется как модуль $Y$ при двустороннем распространении. Однако такая диаграмма направленности не учитывает обработку в приемных элементах, которая может быть реализована различными способами. При отсутствии направленных помех фильтрация может быть согласована с суммой сигналов (2) передатчика для обеспечения наилучшего отношения сигнал/шум. Для такой фильтрации необходимо установить значения дальности и угла цели.

Приемо-передающие диаграммы направленности показаны на рисунке 5. При согласованной фильтрации мы получаем всенаправленную ДН, сфокусированную на дальность (рисунок 5,*а*). Несогласованная фильтрация (C0) почти не изменяет направление диаграммы направленности по сравнению с суммарным сигналом (SUM, рисунок 2,*а*), хотя некоторая фокусировка заметна в узкой области углов на определенной дальности (рисунок 5,*б*).

На рисунке 6 представлены диаграммы направленности на прием с фокусировкой на угол α и дальность $R_0 = ct_0$, где $t_0$ – задержка сигнала при распространении в одну сторону. В этом примере $t_0 = kR\ Ts$, $kR = 201$. Периодичность ДН по дальности может быть устранена использованием коротких импульсов. Полная фокусировка соответствует согласованной фильтрации суммарного сигнала передатчика. В этом случае пик диаграммы направленности при приеме точно соответствует заданным значениям дальности и угла. Если фокусировка применяется только на передающем конце (рисунок 7,*а*), максимум ДН может перемещаться только по дальности. Фокусировка только на приемном конце (рисунок 7,*б*) перемещает пик на нужный угол, но дальность значительно искажается.

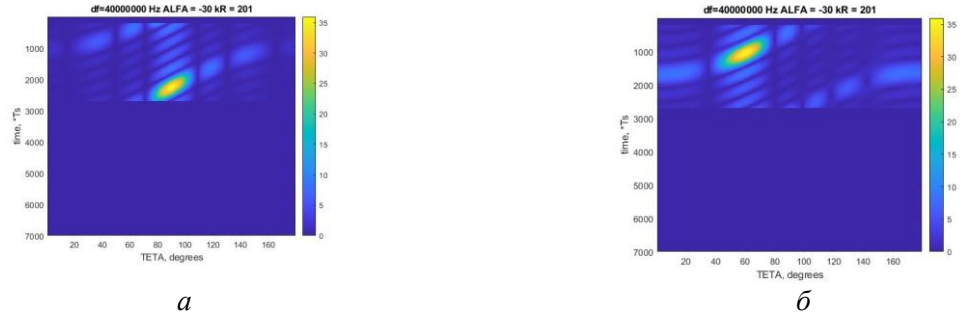
*а* *б*

Рис. 5. Приемо-передающие диаграммы направленности:
*а* – после согласованной фильтрации (С); *б* – после несогласованной фильтрации (С0).




*а* *б*

Рис. 6. Диаграммы направленности на прием сфокусированные на дальность R0:
*а* – сфокусированные на угол α = 0°; *б* – сфокусированные на угол α = –30°.



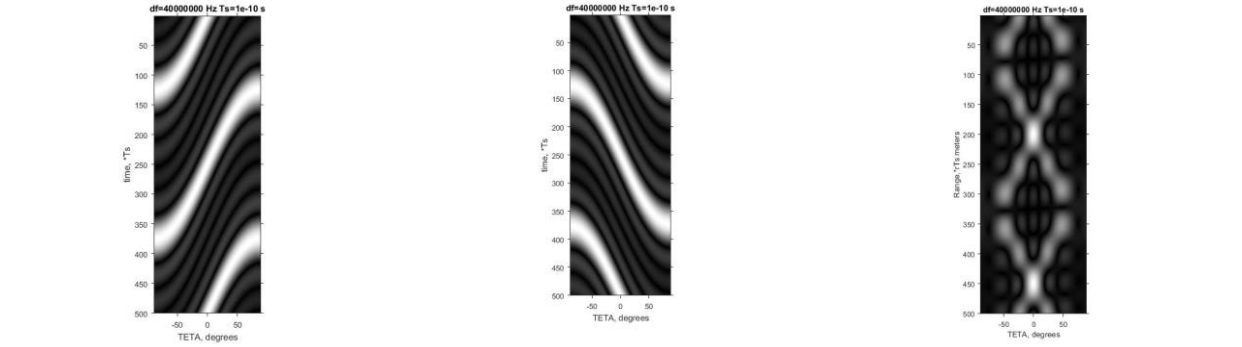

*а* *б*

Рис. 7. Диаграммы направленности на прием сфокусированные на дальность R0:
*а* – сфокусированные на угол α = –30° только на передачу.;
*б* – сфокусированные на угол α = –30° только на прием.

### в. Решетка с частотным разнесением и симметричным линейным частотным планом

Идея совмещения двух планов в целях лучшей локализации области пространства упоминается в [19] со ссылкой на [20]. При этом реализация может быть

последовательной путем когерентного суммирования сигналов возрастающего и убывающего планов, либо одновременной в виде V-образной поэлементной кривой [21]. В последнем случае для уменьшения интерференции и боковых лепестков следует исключить повторение частот в одновременно излучающих элементах, для чего в ветвях кривой применяются разные частотные оффсеты $\Delta f_1$ *и* $\Delta f_2$. В статье рассматривается последовательный вариант реализации симметричных частотных планов.

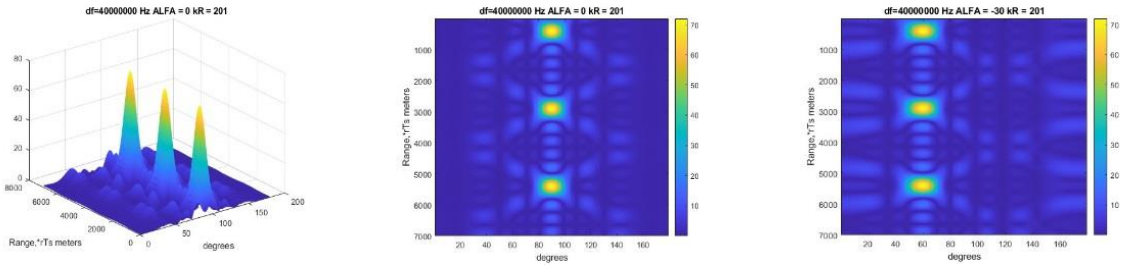



*а* *б* *в*

Рис. 8. Диаграммы направленности на передачу для линейных планов:
*а* – возрастающий; *б* – убывающий; *в* – симметричный.

Рассмотрим случай отсутствия фокусировки по углу в передающих элементах. Фактически диаграмма направленности на передачу в начальный момент времени оказывается направленной по нормали к оси решетки (θ = 0, boresight direction) и далее развивается по *S*-образной кривой (рисунок 8,*а*). Как отмечено в [16], приведенные выше формулы справедливы не для всех значений времени $t$, а только в интервале $[t_1,t_2]$, где $t_1 = 2R/c$, $t_2 = 2R/c+T$. Поэтому кривые, представленные на рис. 8, начинаются не с нулевого отсчета времени, а с момента $t_1$, и заканчивается в момент $t_2$. Время $t$ по оси ординат на рисунке следует заменить на $t' = t - 2R/c$. В работе [4] указывается, что системам с FDA присуще смещение максимума ДН, увеличивающееся с возрастанием частотного оффсета $\Delta f$, которое может существенно исказить форму диаграммы направленности.

Аналогично убывающий частотный план организуется при параметрах $f_0$ = 3,2 Ггц, $\Delta f$ = –40 МГц, при этом диаграмма направленности на передачу принимает осе-симметричный вид по отношению к первой (рисунок 8,*б*). В этом случае также возникает смещение максимума ДН, но оно имеет противоположный знак.




*а* *б* *в*

Рис. 9. Приемо-передающие диаграммы направленности для симметричного линейного частотного плана: *а* – пики; *б* – фокусировка на α = 0°;
*в* – фокусировка на α = –30°.

Если две указанные диаграммы направленности используются независимо и сигналы складываются когерентно, то в результате мы получаем симметричную картину, показанную на рисунках 8,*в* и 9,*а,б*, с сохранением периодичности по

дальности, углу и времени. Вершины диаграммы могут перемещаться по углу и дальности за счет изменения фаз сигналов передающего и принимающего элементов (рисунок 9,*в*). Симметричный линейный план позволяет избавиться от смещения ДН и обеспечивает лучшую локализацию пиков по сравнению с несимметричными планами.

## 6. Заключение

Исследован ряд характеристик FDA решетки с совмещенными прием-передающими элементами. Рассмотрено преобразование сигналов и формирование диаграммы направленности в обычной FDA антенне с линейным частотным планом. Выявлены возможности фокусировки и слежения луча и влияние согласованной фильтрации. Если фокусировка применяется только на передающем конце, максимум ДН может перемещаться только по дальности. Фокусировка только на приемном конце перемещает пик на нужный угол, но требуемая дальность значительно искажается.

Согласованная фильтрация позволяет стабилизировать результирующую диаграмму направленности по дальности, что не достигается при многоканальной фильтрации с последующим суммированием по приемным элементам. Рассмотрен вариант симметричного линейного частотного плана, который позволяет избавиться от смещения луча и обеспечивает его хорошую локализацию.

## Литература


1. Antonik P. Wicks M. C., Griffiths, H. D., Baker C. J. Frequency diverse array radars // Proc. IEEE Radar Conf., Verona, NY, USA, 2006, P. 215–217
2. Воробьев Н. В., Грязнов В. А. Многочастотные антенные решетки для формирования импульсных сигналов / Радиотехника (Журнал в журнале), Вып. 26(11), 1997, С.107-108
3. Antonik P. An Investigation of a Frequency Diverse Array. PhD thesis. University College London. 2009.
4. Gui R., Wang W.-Q., Cui C., So H. C. Coherent pulsed-FDA radar receiver design with time-variance consideration: SINR and CRB analysis // IEEE Transactions on Signal Processing, V. 66(1), 2018, P. 200–214
5. Khan W., Qureshi I. M., Saeed S. Frequency diverse array radar with logarithmically increasing frequency offset // IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., V. 14(1), 2015, P. 499–502
6. Khan W., Qureshi, I. M. Frequency diverse array radar with time dependent frequency offset // IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., V. 13(1), 2014, P. 758–761
7. Liu M., Hang R., Wang L., Nehorai A. The random frequency diverse array: A new antenna structure for uncoupled direction-range direction in active sensing // IEEE J. Sel. Topics Signal Process., V. 11(2), 2017, P. 295–308
8. Воробьев Н. В., Грязнов В. А., Воробьев И. Н., Ягольников С. В. Формирование сверхширокополосных импульсных сигналов многочастотными антенными решеткамии со случайным распределением частот сигналов по элементам апертуры // Труды 4 Всероссийской конференции “Радиолокация и радиосвязь» - ИРЭ РАН, 2010
9. Xu Y. H., Shi X.W., Li W. T., Xu J. W. Flat-top beampattern synthesis in range and angle domains for frequency diverse array via second-order cone programming // IEEE AntennasWireless Propag. Lett., V. 15(1), 2016, P. 1479–1482
10. Chen B., Chen X., Huang Y., Guan J. Transmit beampattern synthesis for the FDA radar // IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., V. 17(1), 2018, P. 98–101
11. Xu Y., Huang X., Wang A. Transmit-Receive sparse synthesis of linear Frequency Diverse Array in Range-Angle space using Genetic Algorithm // Sensors, V. 23(6)*:* 2023, P. 3107

12. Mu T., Song Y., Wang Zh. Beampattern synthesis for Frequency Diverse Array based on Time-Modulated Double Parameters approach // Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, V. 17(3), 2018
13. Jia W., Jakobsson A., Wang W.-Q. Coherent FDA receiver and joint range-space-time processing // eess.SP, 2023, arXiv: 2306.00688v
14. Wang W.-Q., Shao H., Cai J. Range-Angle-Dependent Beamforming by Frequency Diverse Array Antenna // International Journal of Antennas and Propagation, V. 2012. Article ID 760489, 2012
15. Dong Y. Frequency diverse array radar signal and data processing // IET Radar Sonar Navig, V. 12(9), 2018, P. 954-963
16. Jia, W., Wang, W.-Q., Zhang, Sh., Zheng, Zh.: FDA beampattern characteristics with considering time-range relations. arXiv: 2204.07256v1 14 Apr (2022)
17. Tan M., Wang Ch., Li Zh. Correction analysis of frequency diverse array radar about time // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, V. 69(2), 2021, P. 834 – 847
18. Zubair M., Ahmed S.,Alouini M. S.Frequency Diverse Array radar: new results and Discrete Fourier Transform based beampattern // IEEE Trans. on Signal Processing, V. 68, 2020, P. 2670-2681
19. Wang W.-Q.: Overview of frequency diverse array in radar and navigation applications. IET Radar Sonar Navig. 10(6) 1001–1012 (2016).
20. Sammartino, P., Baker, C., Griffiths, H.: Frequency diverse MIMO techniques for radar. IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. 49(1) 201–222 (2013).
21. Nusenu, Sh.: Transmit/Received Beamforming for Frequency Diverse Array with symmetrical frequency offsets. Adv. Sci. Technol. Eng. Syst. J 2(3) 1-6 (2017)

**REFERENCES**

1. Antonik P. Wicks M. C., Griffiths, H. D., Baker C. J. Frequency diverse array radars // Proc. IEEE Radar Conf., Verona, NY, USA, 2006, P. 215–217
2. Воробьев Н. В., Грязнов В. А. Многочастотные антенные решетки для формирования импульсных сигналов / Радиотехника (Журнал в журнале), Вып. 26(11), 1997, С.107-108
3. Antonik P. An Investigation of a Frequency Diverse Array. PhD thesis. University College London. 2009.
4. Gui R., Wang W.-Q., Cui C., So H. C. Coherent pulsed-FDA radar receiver design with time-variance consideration: SINR and CRB analysis // IEEE Transactions on Signal Processing, V. 66(1), 2018, P. 200–214
5. Khan W., Qureshi I. M., Saeed S. Frequency diverse array radar with logarithmically increasing frequency offset // IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., V. 14(1), 2015, P. 499–502
6. Khan W., Qureshi, I. M. Frequency diverse array radar with time dependent frequency offset // IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., V. 13(1), 2014, P. 758–761
7. Liu M., Hang R., Wang L., Nehorai A. The random frequency diverse array: A new antenna structure for uncoupled direction-range direction in active sensing // IEEE J. Sel. Topics Signal Process., V. 11(2), 2017, P. 295–308
8. Воробьев Н. В., Грязнов В. А., Воробьев И. Н., Ягольников С. В. Формирование сверхширокополосных импульсных сигналов многочастотными антенными решеткамии со случайным распределением частот сигналов по элементам апертуры // Труды 4 Всероссийской конференции “Радиолокация и радиосвязь» - ИРЭ РАН, 2010

9. Xu Y. H., Shi X.W., Li W. T., Xu J. W. Flat-top beampattern synthesis in range and angle domains for frequency diverse array via second-order cone programming // IEEE AntennasWireless Propag. Lett., V. 15(1), 2016, P. 1479–1482
10. Chen B., Chen X., Huang Y., Guan J. Transmit beampattern synthesis for the FDA radar // IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., V. 17(1), 2018, P. 98–101
11. Xu Y., Huang X., Wang A. Transmit-Receive sparse synthesis of linear Frequency Diverse Array in Range-Angle space using Genetic Algorithm // Sensors, V. 23(6)*:* 2023, P. 3107
12. Mu T., Song Y., Wang Zh. Beampattern synthesis for Frequency Diverse Array based on Time-Modulated Double Parameters approach // Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, V. 17(3), 2018
13. Jia W., Jakobsson A., Wang W.-Q. Coherent FDA receiver and joint range-space-time processing // eess.SP, 2023, arXiv: 2306.00688v
14. Wang W.-Q., Shao H., Cai J. Range-Angle-Dependent Beamforming by Frequency Diverse Array Antenna // International Journal of Antennas and Propagation, V. 2012. Article ID 760489, 2012
15. Dong Y. Frequency diverse array radar signal and data processing // IET Radar Sonar Navig, V. 12(9), 2018, P. 954-963
16. Jia, W., Wang, W.-Q., Zhang, Sh., Zheng, Zh.: FDA beampattern characteristics with considering time-range relations. arXiv: 2204.07256v1 14 Apr (2022)
17. Tan M., Wang Ch., Li Zh. Correction analysis of frequency diverse array radar about time // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, V. 69(2), 2021, P. 834 – 847
18. Zubair M., Ahmed S.,Alouini M. S.Frequency Diverse Array radar: new results and Discrete Fourier Transform based beampattern // IEEE Trans. on Signal Processing, V. 68, 2020, P. 2670-2681
19. Wang W.-Q.: Overview of frequency diverse array in radar and navigation applications. IET Radar Sonar Navig. 10(6) 1001–1012 (2016).
20. Sammartino, P., Baker, C., Griffiths, H.: Frequency diverse MIMO techniques for radar. IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. 49(1) 201–222 (2013).
21. Nusenu, Sh.: Transmit/Received Beamforming for Frequency Diverse Array with symmetrical frequency offsets. Adv. Sci. Technol. Eng. Syst. J 2(3) 1-6 (2017)

# АНТЕННАЯ РЕШЕТКА, СОСТОЯЩАЯ ИЗ ДВУХЗАХОДНЫХ СПИРАЛЕЙ АРХИМЕДА, КОТОРЫЕ ВОЗБУЖДАЮТСЯ ШТЫРЯМИ СВЯЗИ, ПОГРУЖЕННЫМИ В ПРЯМОУГОЛЬНЫЙ ВОЛНОВОД

Ю. Г. Пастернак[1], В. А. Пендюрин[2], Д. К. Проскурин[1], К. С. Сафонов[1]

[1]Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Российская Федерация
[2]АО НПП «Автоматизированные системы связи», Воронеж, Российская Федерация

**Аннотация.** Растущий спрос на широкополосные мультимедийные услуги побуждает авиационную отрасль в ближайшем будущем предоставлять услуги двунаправленной бортовой связи. Гражданские самолеты в настоящее время оснащаются терминалами высокоскоростной спутниковой связи. До настоящего времени терминалами спутниковой связи разрабатывались для L- и Ku-диапазонов частот. С учетом тенденций развития технологий широкополосных мультимедийных приложений, возникла необходимость использования более высоких частот, в частности, частот Ka-диапазона, где может быть обеспечена требуемая пропускная способность. Исследования показывают, что для бортовой широкополосной спутниковой связи антенная система является одним из ключевых компонентов в конструкции аппаратуры. Из-за ограничений антенн с механическим управлением наиболее многообещающим решением представляется антенная решетка с электронным управлением, использующая цифровое формирование луча. Тем не менее, разработка подобных антенных решеток в Ka-диапазоне сталкивается с высокими требованиями в отношении производительности, интеграции и, что не менее важно, стоимости компонентов.В настоящей статье описан результат исследования антенной решетки, элементы которых запитаны с помощью синфазных и равноамплитудных делителей мощности в волноводном исполнении. Рассмотрены варианты конструкции излучателей; исследована возможность реализации элементов ФАР с использованием различных видов технологии. Проведена оценка потерь мощности в многоканальных волноводных делителях мощности.

**Ключевые слова:** спутниковая связь мобильного и бортового базирования, спираль Архимеда.

# AN ANTENNA ARRAY CONSISTING OF TWO-WAY ARCHIMEDES SPIRALS, WHICH ARE EXCITED BY COMMUNICATION PINS IMMERSED IN A RECTANGULAR WAVEGUIDE

Yu. G. Pasternak[1], V. A. Penduyrin[2], D. K. Proskurin[1], K. S. Safonov[1]

[1]Voronezh state technical university (VSTU), Voronezh, Russian Federation
[2]JSC NPP “Automated communication systems”, Voronezh, Russian Federation

**Abstract.** The growing demand for broadband multimedia services is encouraging the aviation industry to provide bi-directional on-board communication services in the near future. Civil aircraft are currently equipped with high-speed satellite communication terminals. To date, satellite communication terminals have been developed for the L- and Ku-frequency bands. Taking into account the trends in the development of broadband multimedia application technologies, it has become necessary to use higher frequencies, in particular, Ka-band frequencies, where the required bandwidth can be provided. Research shows that for on-board broadband satellite communications, the antenna system is one of the key components in the

design of the equipment. Due to the limitations of mechanically controlled antennas, the most promising solution seems to be an electronically controlled antenna array using digital beamforming. Nevertheless, the development of similar antenna arrays in the Ka-band is a hundred.

**Keywords:** mobile and airborne satellite communications, Archimedes spiral.

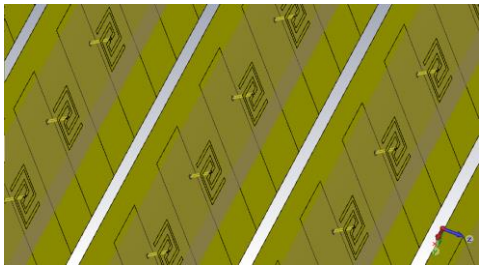
## 1. Введение

В последние годы наблюдается стремительный рост использования беспилотных летательных аппаратов в гражданской и военной сфере [1]. Вследствие этого появляется необходимость разработки и постоянного совершенствования терминалов высокоскоростной спутниковой связи мобильного и бортового базирования, а также – аппаратуры спутниковой связи с высокой скрытностью функционирования, излучающей сверхширокополосные сигналы, спектральная плотность мощности которых, измеряемая на входе приемных устройств комплексов радиоконтроля, должна быть существенно ниже спектральной плотности мощности шумов, обусловлена следующими обстоятельствами:

- обеспечением надежной и высококачественной связи военных и гражданских пользователей;
- развитием отечественной элементной и технологической базы, импортозамещением;
- потребностью служб спасения в малогабаритных системах передачи и приема информации, доступных по стоимости автомобилистам, строителям, геологам, рыбакам, охотникам, туристам и т.д.;
- необходимостью развития спутниковых систем управления аппаратурой военного и гражданского назначения;
- развитием программы точного земледелия.

## 2. Модель антенной решетки

Рассматриваемая антенная система состоит из линейных подрешеток и образует решетку типа «жалюзи», рисунок 1. Каждая линейная подрешетка расположена под углом 37.5° относительно зенитного направления для того, чтобы в секторе углов места от 0° до 75° обеспечить наиболее равномерную амплитудную диаграмму направленности и поляризацию, наиболее близкую к правой круговой в полосе частот от 10.95 до 11.7 ГГц.

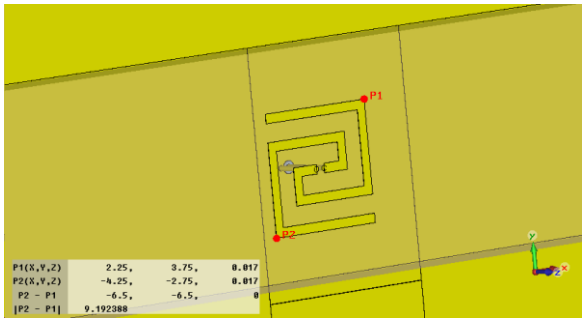


а) – вид справа

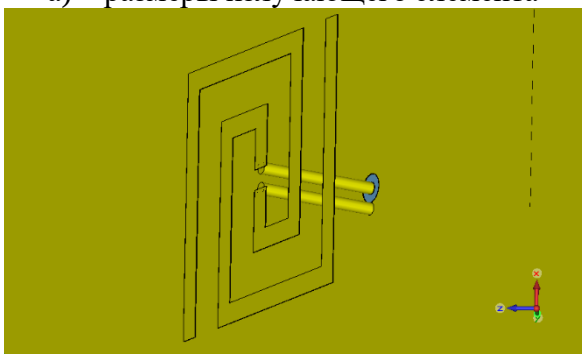
б) – вид сбоку

Рис. 1. Модель антенной решетки типа «жалюзи», состоящей из линейных подрешеток с печатными двухзаходными спиралями Архимеда.

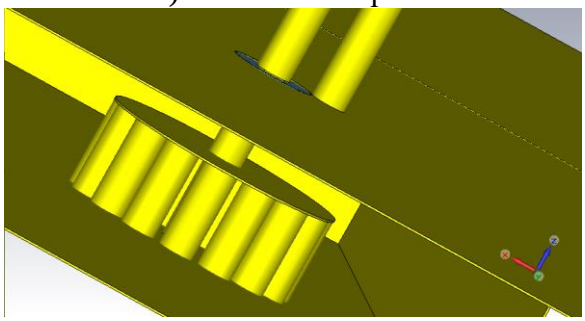
Конструкция антенного элемента показана на рисунке 2. Элементы антенной решетки представляют собой спирали Архимеда с проводниками кусочно-линейной формы, одно плечо каждой спирали замкнуто на землю, а другое возбуждается с помощью волноводно-коаксиального перехода, и выполнены на печатной плате из материала Ro 3003 ( , ) толщиной 3.04 мм. Волноводы, запитывающие элементы каждой линейной антенной решетки, запитываются от синфазного равноамплитудного делителя мощности 1:32.




а) – размеры излучающего элемента



б) – запитка спирали



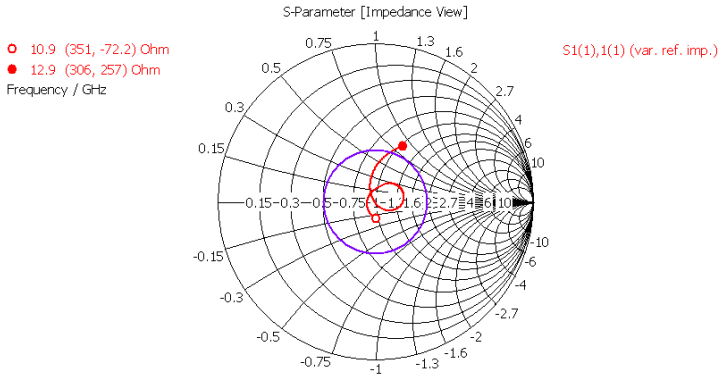
в) – конструкция перехода от волновода к спирали Архимеда

Рис. 2. Конструкция антенного элемента и особенности его запитки с помощью волновода.

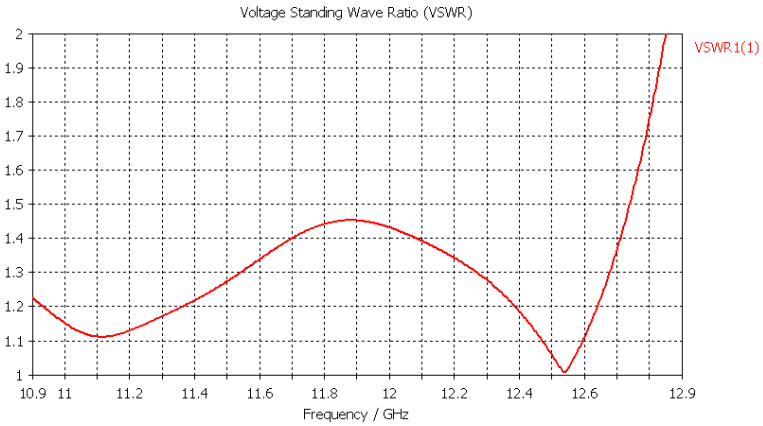
## 3. Результаты моделирования

Для уменьшения уровня боковых лепестков диаграммы направленности линейных подрешеток можно использовать в центральной части подрешеток равноамплитудное распределение, а на краях – плавно спадающее.

Характеристики согласования антенного элемента (для волноводного входа с основной волной $H_{10}$) показаны на рисунке 3.



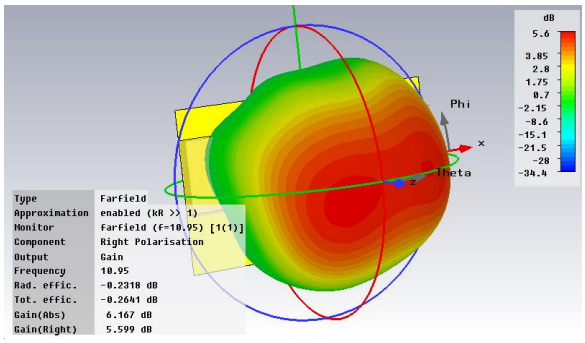

а) – номограмма Вольперта-Смита



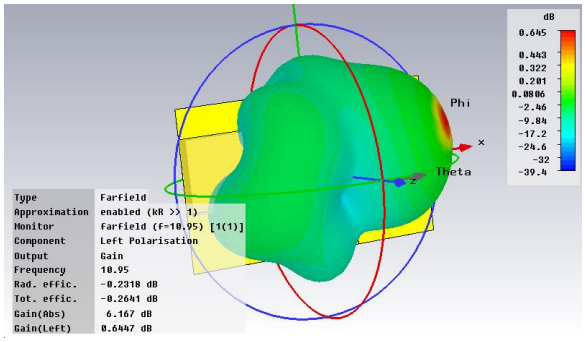

б) – частотная зависимость КСВН

Рис. 3. Характеристики согласования антенного элемента.

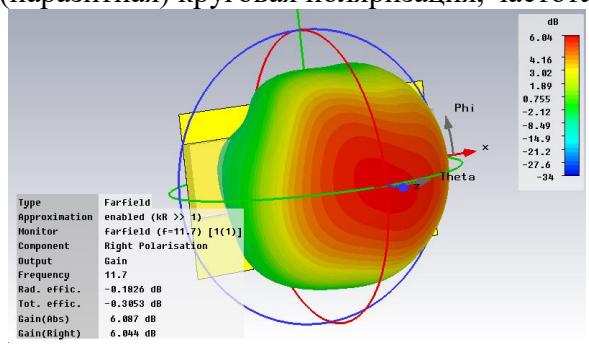
Диаграммы направленности антенного элемента, расположенного на фрагменте подложки линейной подрешетки, на основной поляризации (правой круговой) и на кросс-поляризации (левой круговой) приведены на рисунке 4. Видно, что использование несимметричной запитки элементов ФАР от волновода не приводит к существенной несимметрии диаграммы направленности на основной поляризации (рисунок 4, а, в) и не вызывает существенного повышения кросс-поляризованного излучения (рисунок 4, б, г).



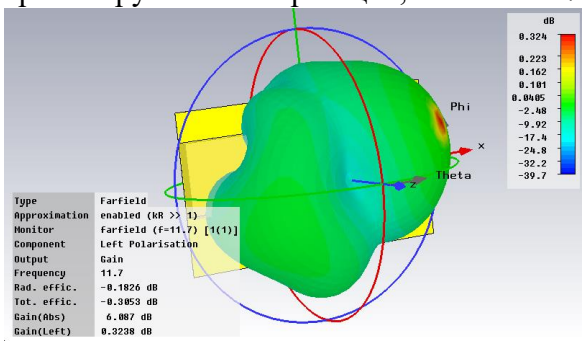

а) – правая круговая поляризация, частота 10.95 ГГц




б) – левая (паразитная) круговая поляризация, частота 10.95 ГГц




в) – правая круговая поляризация, частота 11.7 ГГц




г) – левая (паразитная) круговая поляризация, частота 11.7 ГГц

Рис. 4. Диаграммы направленности антенного элемента, расположенного на подложке линейной антенной решетки.

Частотные зависимости потерь мощности в материалах антенного элемента, а также – суммарных потерь, учитывающих также потери мощности из-за неидеального согласования с фидерной линией, показаны на рисунке 5.

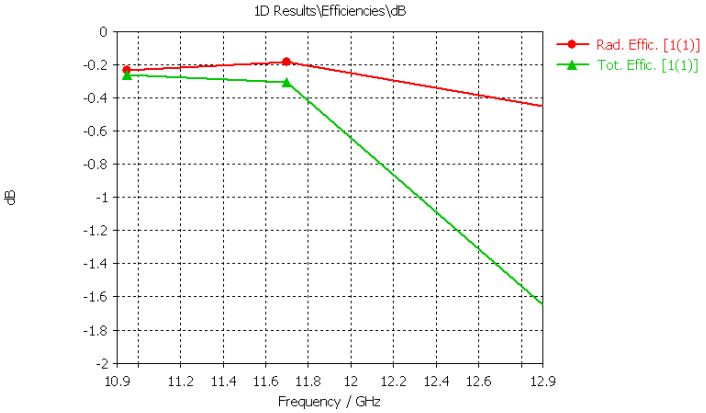
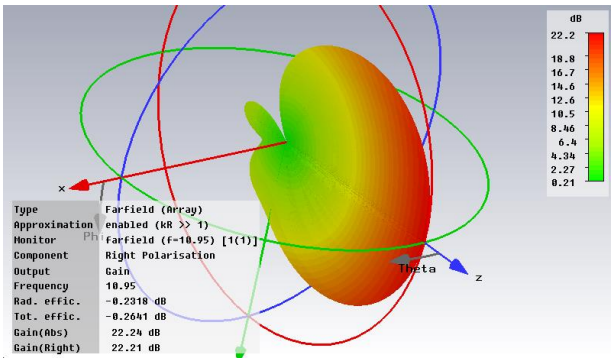
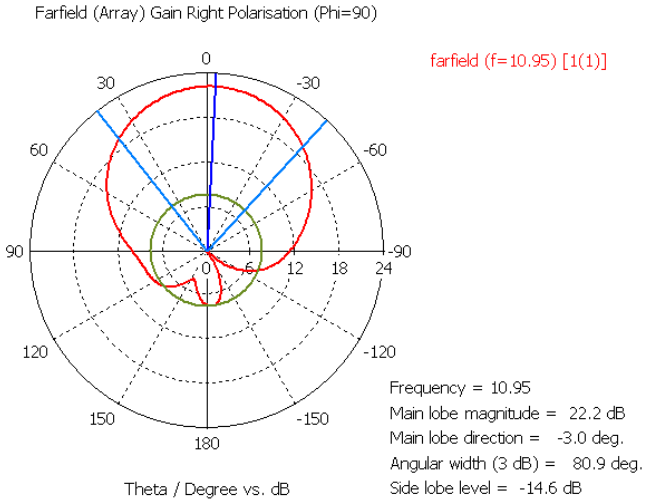



Рис. 5. Частотные зависимости эффективности (дБ) антенного элемента (зеленая линия – с учетом рассогласования).

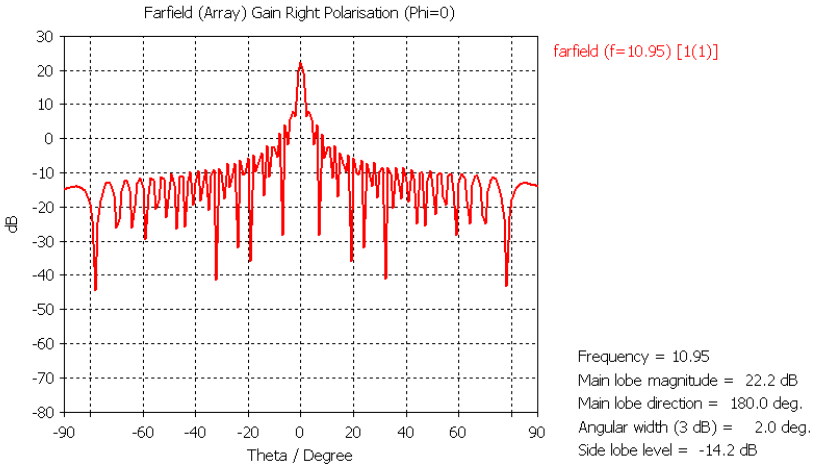
Диаграммы направленности линейной антенной решетки из 32 элементов, расположенных с периодом 21 мм, в которой реализовано синфазное и равноамплитудное распределение, показаны на рисунке 6.



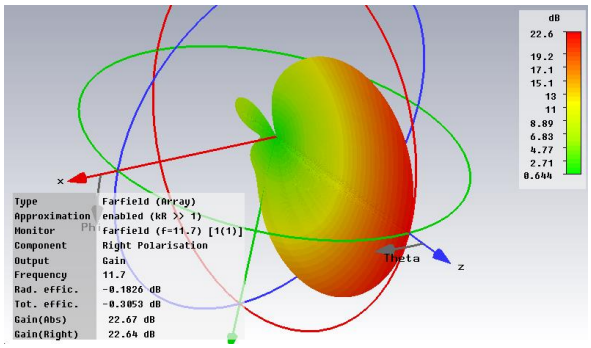

а) – Диаграмма направленности в объеме линейной антенной решетки из 32 элементов с периодом 21 мм, частота 10.95 ГГц



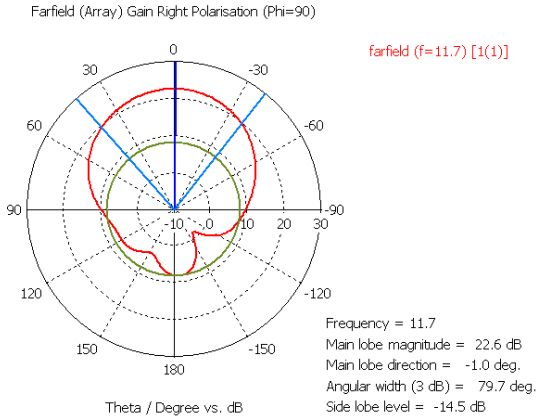

б) – Диаграмма направленности в угломестной плоскости линейной антенной решетки из 32 элементов с периодом 21 мм, частота 10.95 ГГц



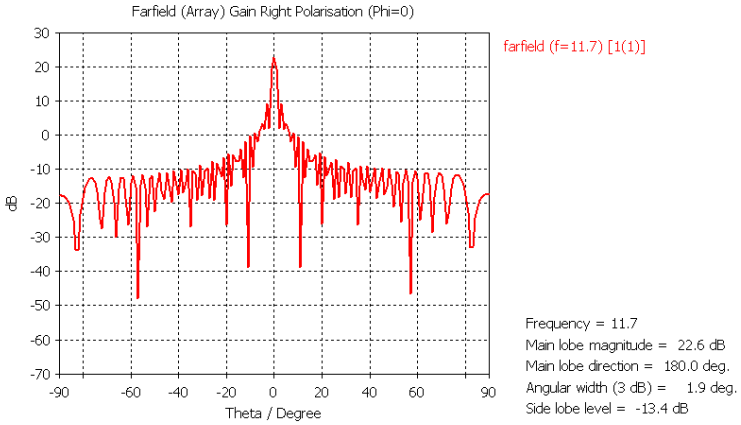

в) – Диаграмма направленности в азимутальной плоскости линейной антенной решетки из 32 элементов с периодом 21 мм, частота 10.95 ГГц




г) – Диаграмма направленности в объеме линейной антенной решетки из 32 элементов с периодом 21 мм, частота 11.7 ГГц




д) – Диаграмма направленности в угломестной плоскости линейной антенной решетки из 32 элементов с периодом 21 мм, частота 11.7 ГГц



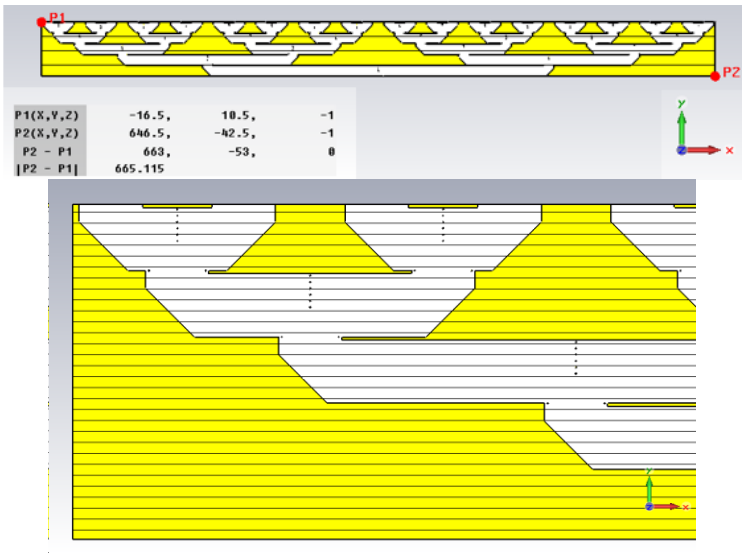

е) – ДН в азимутальной плоскости линейной антенной решетки из 32 элементов с периодом 21 мм, частота 11.7 ГГц

Рис. 6. Диаграмма направленности линейной антенной решетки из 32 элементов, расположенных с периодом 21 мм.

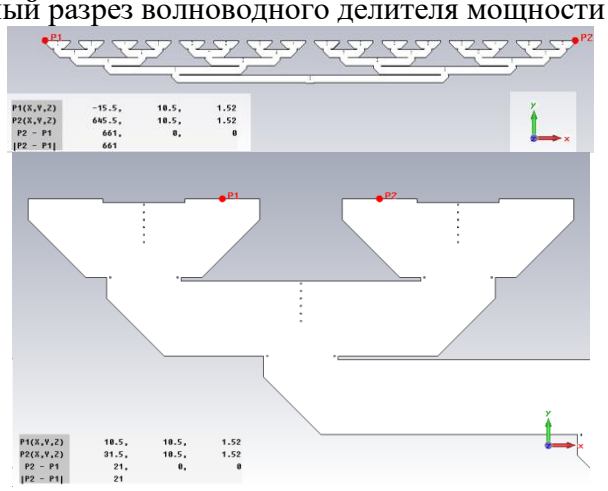
## 4. Модель делителя мощности

Синфазная и равноамплитудная ФАР состоящая из 32×32 элементов с размерами 672×672 мм$^2$ характеризуется значением коэффициента усиления 35 дБ с учетом потерь 2 дБ в делителе мощности каждой линейной АР 1:32.

Модель делителя мощности, реализованного с использованием характеристик диэлектрической подложки СВЧ- ламината марки Rogers 3003 ( , ) с толщиной 1.52 мм, показан на рисунке 7.



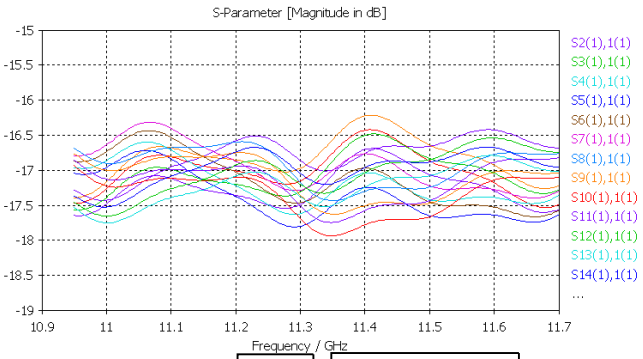

а) – продольный разрез волноводного делителя мощности (фрагменты)



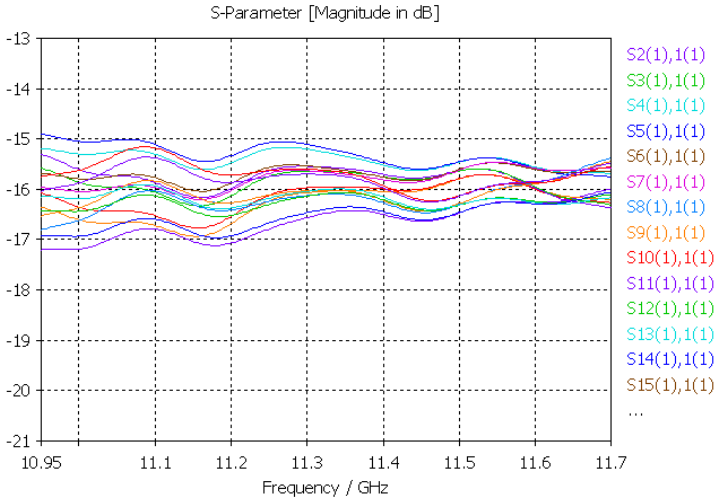

б) – разрез диэлектрика заполнения с точками сквозной металлизации (согласующие штыри)

Рис. 7. Конструкция синфазного и равноамплитудного волноводного делителя мощности 1:32.

На рисунке 8. показано распределение мощности в каналах делителя в диапазоне частот 10.95÷11.7 ГГц. Видно, что средние потери в делителе мощности составляют, около 2 дБ – для материала Rogers 3003, и 1 дБ – для полистирола (в идеально случае отсутствия потерь в делителе мощности 1:32 должен быть уровень сигнала в каждом из 32 каналов приблизительно -15 дБ относительно входного сигнала).



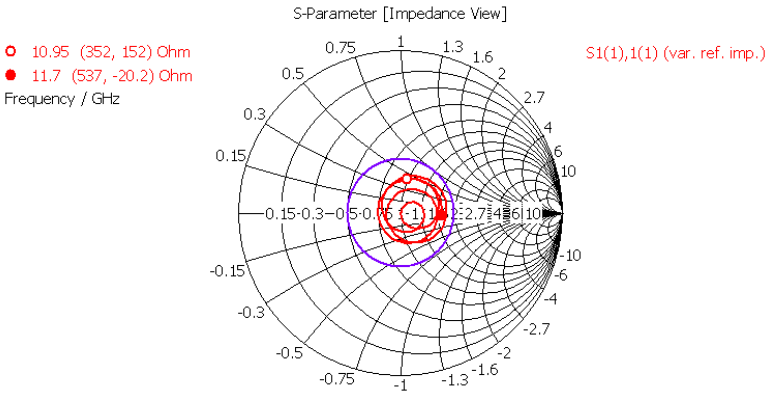

а) – подложка Rogers 3003 ( , ) толщиной 1.52 мм



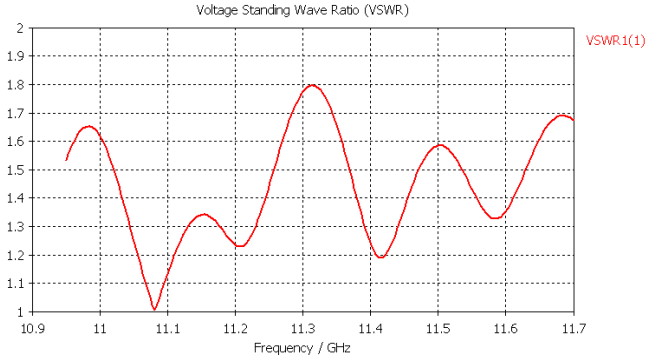

б) – подложка из полистирола ( [illegible], [illegible]) толщиной 1.5 мм

Рис. 8. Распределение мощности в каналах делителя мощности 1:32 при использовании в качестве диэлектрика, заполняющего волноводы, материала Rogers 3003 (а) и полистирола (б).

Входные характеристики для входа делителя мощности 1:32 показаны на рисунках 9, 10 для случаев использования в качестве материала диэлектрической подложки Rogers 3003 и полистирола, соответственно.

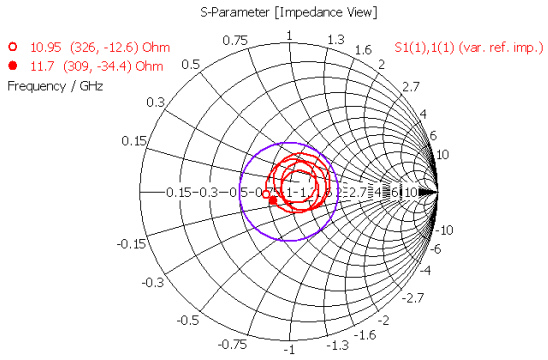



а) – номограмма Вольперта-Смита

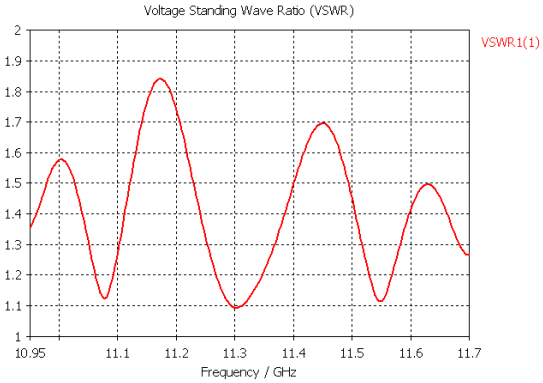



б) – частотная зависимость КСВН

Рис. 9. Входные характеристики для входа делителя мощности 1:32 (материал подложки – RO3003).




а) – номограмма Вольперта-Смита




б) – частотная зависимость КСВН

Рис. 10. Входные характеристики входа делителя мощности 1:32 (материал подложки - полистирол).

## 5. Заключение

В результате анализа были получены следующие результаты:

- диаграммы направленности на всех частотах расположен строго по нормали к линейной АР, поэтому можно будет обойтись электронным сканированием только в угло-местной плоскости и механическим – в азимутальной плоскости, обеспечения функционирования ФАР во всей рабочей зоне углов.

- средние потери в делителе мощности составляют, около 2 дБ – для материала Rogers 3003, и 1 дБ – для полистирола (в идеально случае отсутствия потерь в делителе мощности 1:32 должен быть уровень сигнала в каждом из 32 каналов приблизительно -15 дБ относительно входного сигнала). Также можно сделать вывод о там, что качество согласования антенной системы остается приемлемым для сверхширокополосной приемной радиосистемы.

## Литература

1. Просвирина Н. В. Анализ и перспективы развития беспилотных летательных аппаратов. Московский экономический журнал. 2021. №10. С. 560-575.

## References

1. Prosvirina N. V. Analysis and prospects for the development of unmanned aerial vehicles. Moscow Economic Journal. 2021. No. 10. pp. 560-575.

# АНТЕННАЯ РЕШЕТКА, СОСТОЯЩАЯ ИЗ КРУГЛЫХ ВОЛНОВОДНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ ФАЗИРУЮЩИМИ ПЛАСТИНАМИ

Ю. Г. Пастернак[1], В. А. Пендюрин[2], Д. К. Проскурин[1], К. С. Сафонов[1]

[1]Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Российская Федерация
[2]АО НПП «Автоматизированные системы связи», Воронеж, Российская Федерация

**Аннотация.** Необходимость разработки и постоянного совершенствования терминалов высокоскоростной спутниковой связи мобильного и бортового базирования, а также – аппаратуры спутниковой связи с высокой скрытностью функционирования, излучающей сверхширокополосные сигналы, спектральная плотность мощности которых, измеряемая на входе приемных устройств комплексов радиоконтроля, должна быть существенно ниже спектральной плотности мощности шумов, обусловлена следующими обстоятельствами: обеспечением надежной и высококачественной связи военных и гражданских пользователей; развитием отечественной элементной и технологической базы, импортозамещением; потребностью служб спасения в малогабаритных системах передачи и приема информации; необходимостью развития спутниковых систем управления аппаратурой военного и гражданского назначения; развитием программы точного земледелия. В качестве одного из таких примеров может служить антенная решетка из волноводных элементов с диэлектрическими фазирующими секциями.

**Ключевые слова:** спутниковая связь мобильного и бортового базирования; линейные антенные решетки; круглые волноводы.

# AN ANTENNA ARRAY CONSISTING OF CIRCULAR WAVEGUIDE ELEMENTS WITH DIELECTRIC PHASING PLATES

Yu. G. Pasternak[1], V. A. Penduyrin[2], D. K. Proskurin[1], K. S. Safonov[1]

[1]Voronezh state technical university (VSTU), Voronezh, Russian Federation
[2]JSC NPP “Automated communication systems”, Voronezh, Russian Federation

**Abstract.** The need to develop and continuously improve mobile and on–board high-speed satellite communication terminals, as well as satellite communication equipment with high secrecy of operation, emitting ultra-wideband signals, the spectral power density of which, measured at the input of receiving devices of radio monitoring complexes, should be significantly lower than the spectral power density of noise, is due to the following circumstances: ensuring reliable and high-quality communication military and civilian users; the development of the domestic element and technological base, import substitution; the need for rescue services in small-sized information transmission and reception systems; the need to develop satellite control systems for military and civilian equipment; the development of precision agriculture programs. An antenna array made of waveguide elements with dielectric phasing sections can serve as one such example.

**Keywords:** mobile and airborne satellite communications; linear antenna arrays; round waveguides.

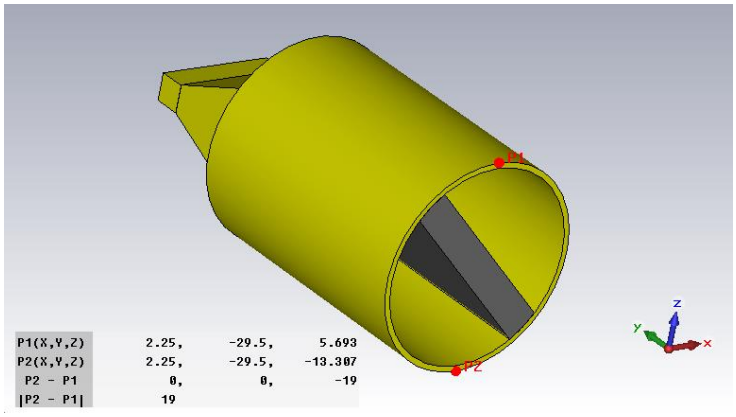
## 1. Введение

В последние годы наблюдается быстрый рост использования беспилотных летательных аппаратов в гражданской и военной сфере [1]. К тому же технологии ситниковой связи постоянно усовершенствуются [2-5]. В результате этого возникает потребность в разработке и усовершенствовании терминалов высокоскоростной спутниковой связи мобильного и бортового базирования, а также – оборудования спутниковой связи с высокой степенью скрытности функционирования, излучающего широкополосные сигналы, спектральная плотность мощности которых, измеряемая на входе приемных устройств комплексов радиоконтроля, должна быть значительно ниже спектральной плотности мощности шумов, обусловленная следующими факторами:

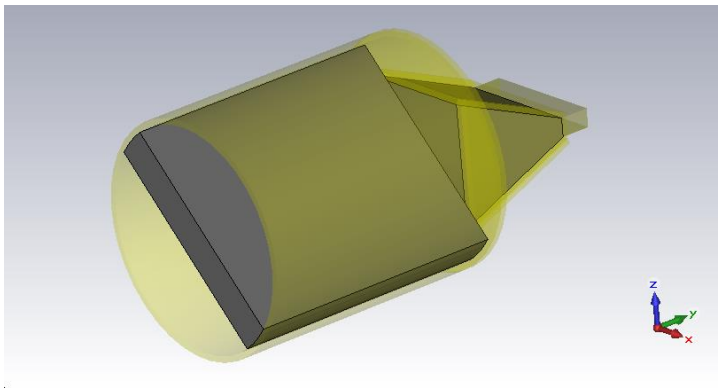
- обеспечением надежной и высококачественной связи военных и гражданских пользователей;
- развитием отечественной элементной и технологической базы, заменой импорта;
- потребностью служб спасения в компактных системах передачи и приема информации, доступных по стоимости автомобилистам, строителям, геологам, рыбакам, охотникам, туристам и т.д.;
- необходимостью развития спутниковых систем управления оборудованием военного и гражданского назначения;
- развитием программы точного земледелия.

## 2. Модель антенного элемента

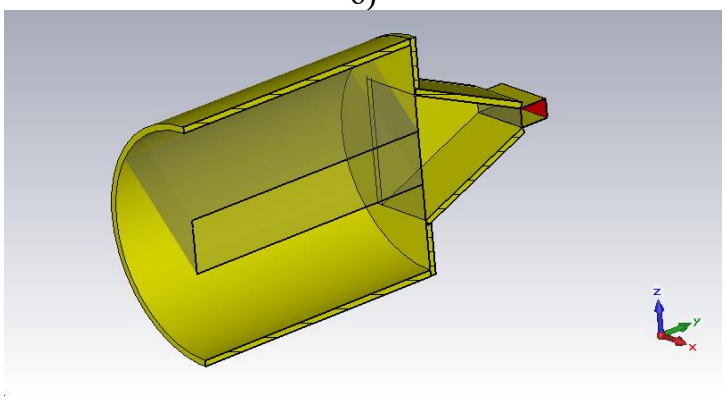
На рисунке 1 показана модель антенного элемента, построенного на основе круглого волновода с внутренним диаметром 18 мм и диэлектрической пластиной, плоскость которой ориентирована под углом 45° к силовым линиям вектора напряженности электрического поля. Круглый волновод запитывается с помощью линейно-расширяющегося перехода от прямоугольного волновода к квадратному волноводу, полностью заполненного диэлектриком – полистиролом, для реализации необходимой пространственной ориентации пластины в круглой части волновода, а также – для уменьшения отражений от стыка квадратного и круглого волновода.




а)



б)



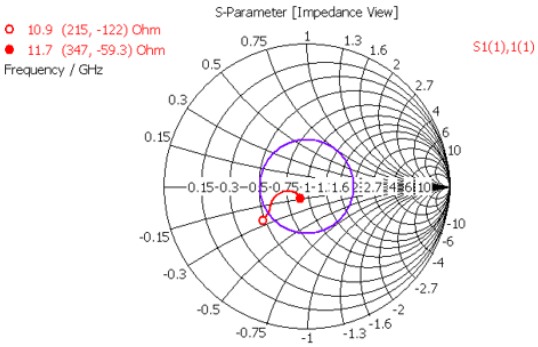
в)

Рис. 1. Конструкция антенны, включающей линейный переход в Е- плоскости и фазосдвигающую секцию в круглом волноводе.

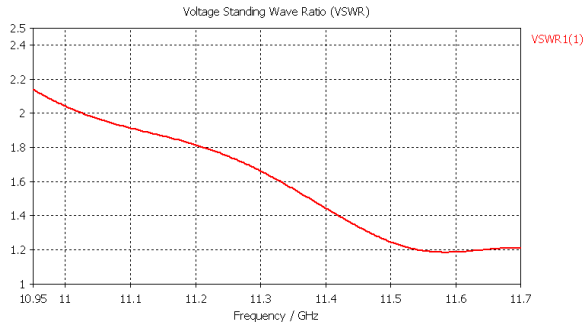
### 3. Результаты моделирования

На рисунках 2-4 приведены основные характеристики антенного устройства. На рисунке 2 показаны входные характеристики антенного устройства; на рисунке 3 показаны его объемные диаграммы направленности; рисунок 4 иллюстрирует качество поляризационного эллипса главного лепестка диаграммы направленности антенны.

Из рисунка 3 видно, что амплитудные диаграммы направленности волноводного элемента являются практически осесимметричными, в отличие от деформированных диаграмм направленности элементов в виде двухзаходных спиралей Архимеда (однако, последние являются гораздо более простыми при изготовлении с использованием технологии производства печатных плат, что весьма важно при изготовлении многоэлементных ФАР).



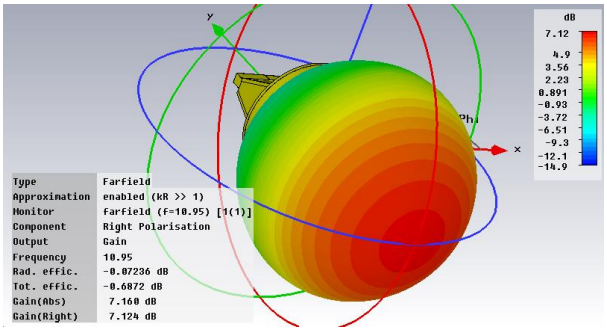

а)



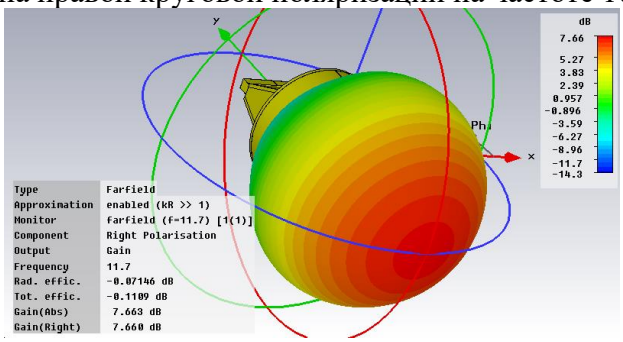

б)

Рис. 2. Входные характеристики антенного элемента (рисунок 1).

На нижней частоте 10.95 ГГц анализируемого диапазона осевое отношение эллипса поляризации не превышает 3 дБ в секторе углов шириной 90° (рисунок 4, а); на верхней частоте 11.7 ГГц анализируемого диапазона отношение эллипса поляризации не превышает 3 дБ почти во всем полусферическом пространстве (рисунок 4, б).

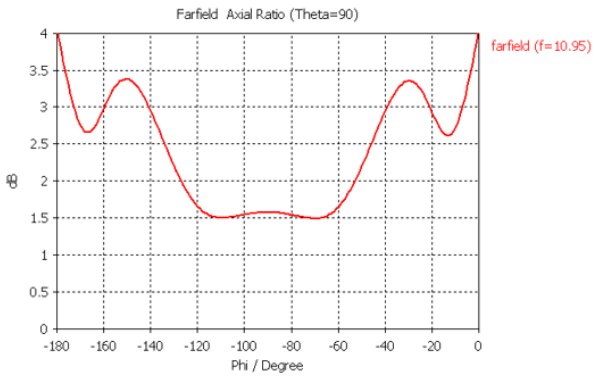



а) – ДН на правой круговой поляризации на частоте 10.95 ГГц

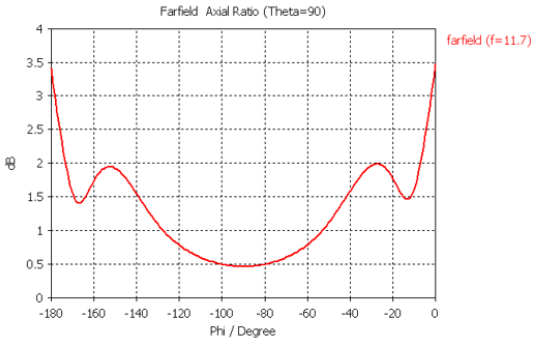



б) – ДН на правой круговой поляризации на частоте 11.7 ГГц

Рис. 3. ДН антенны на правой круговой поляризации.



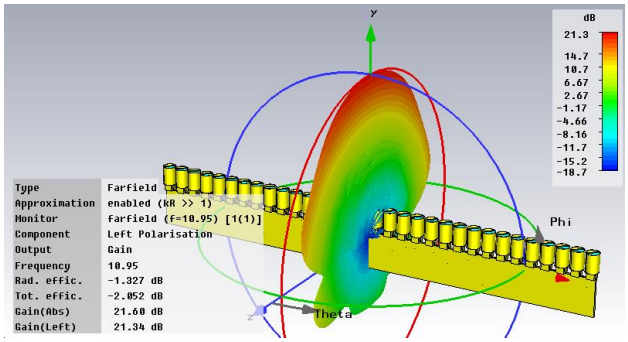

а) осевое отношение эллипса поляризации на частоте 10.95 ГГц



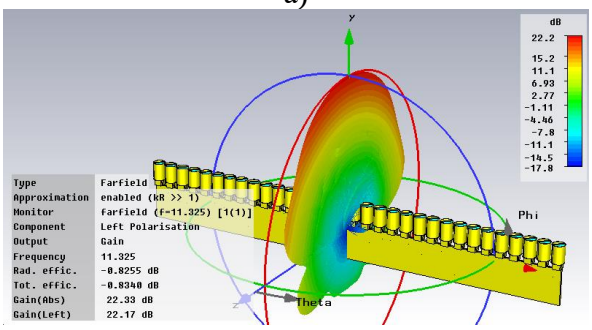

б) осевое отношение эллипса поляризации на частоте 11.7 ГГц

Рис. 4. Качество поляризационного эллипса, разрез в угло-местной плоскости.

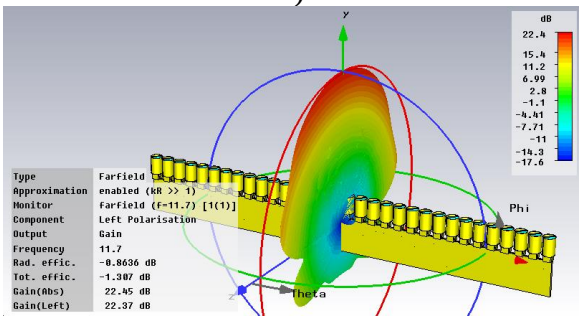
На рисунке 5 объемные диаграммы направленности линейной антенной решетки из 32 элементов, показанных на рис. 1, расположенных эквидистантно с периодом 21 мм, запитанных с помощью синфазного и равноамплитудного делителя мощности.




а)




б)

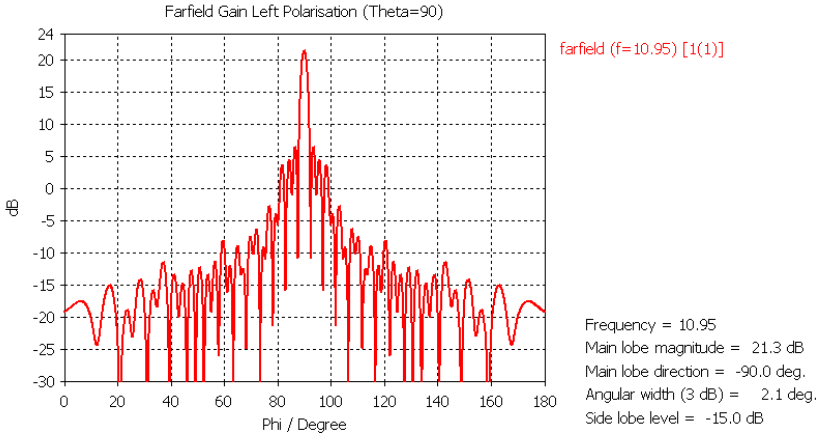



в)

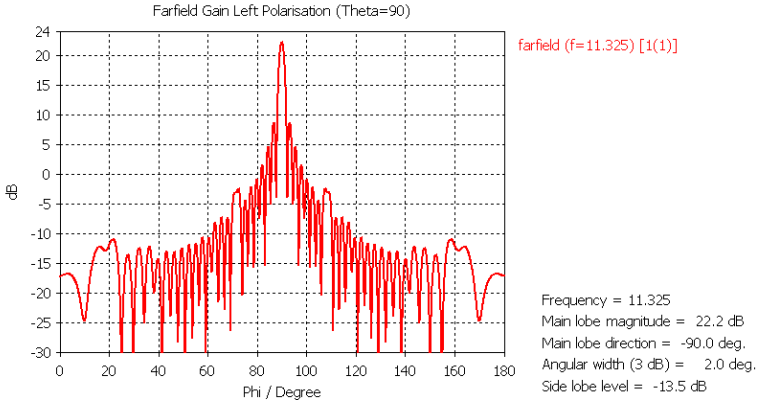
Рис. 5. Объемные диаграммы направленности синфазной и равноамплитудной линейной антенной решетки из 32 волноводных элементов с фазирующими секциями, расположенных с периодом 21 мм.

На рисунках 6 и 7 показаны диаграммы направленности в азимутальной и угломестной плоскостях линейной антенной решетки из 32 волноводных элементов с фазирующими секциями, расположенных с периодом 21 мм, запитанной синфазным и равноамплитудным делителем мощности.

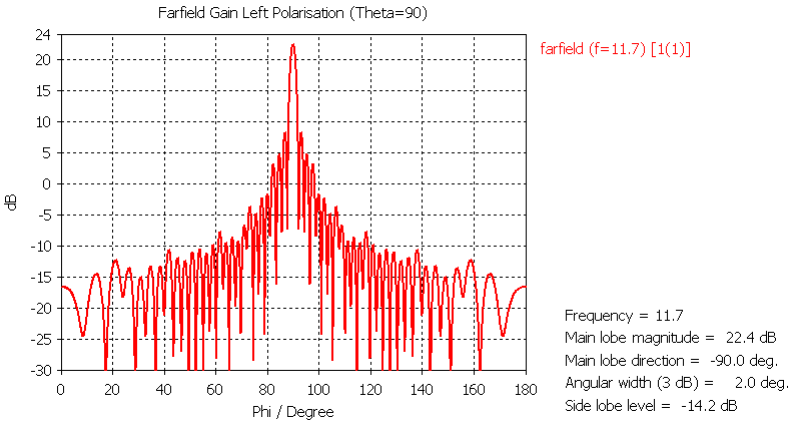
Уровень боковых лепестков диаграммы направленности в азимутальной плоскости (рисунок 6) на всех частотах лучше, чем у синфазного и равноамплитудного раскрыва эквивалентных размеров (-13.2 дБ).




а)



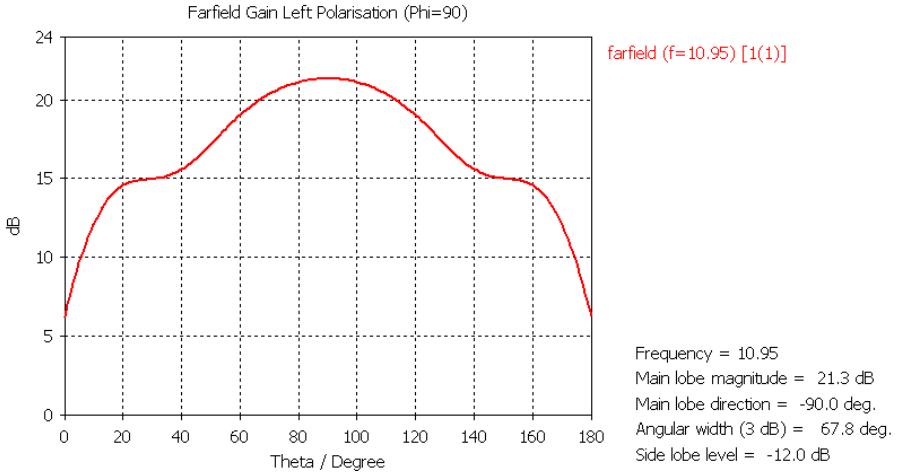

б)



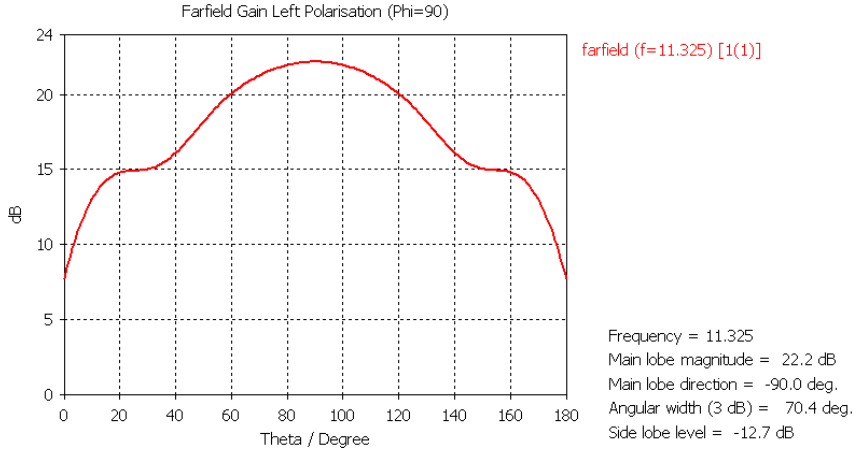

в)

Рис. 6. Диаграммы направленности в азимутальной плоскости синфазной и равноамплитудной линейной антенной решетки из 32 волноводных элементов с фазирующими секциями, расположенных с периодом 21 мм.

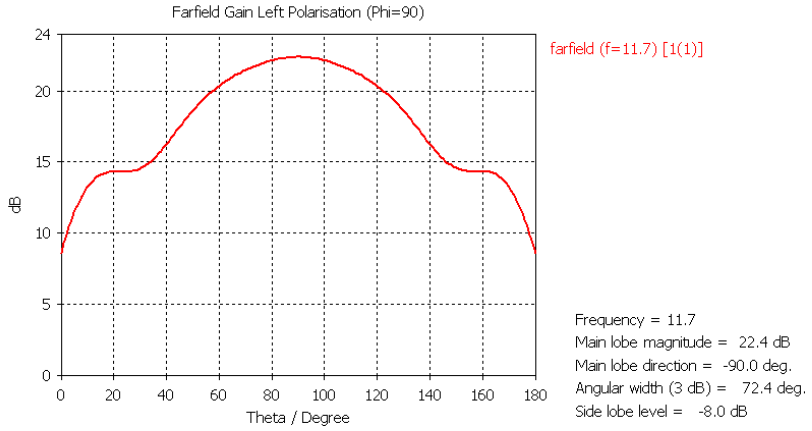
Минимальная ширина диаграммы направленности в угло-местной плоскости составляет около 68°; при расположении линейных подрешеток в составе прямоугольной антенной решетки в угло-местной плоскости ширина диаграммы направленности линейной подрешетки, как элемента плоской ФАР, расширяется, за счет взаимного влияния элементов соседних линейных решеток.




а)




б)



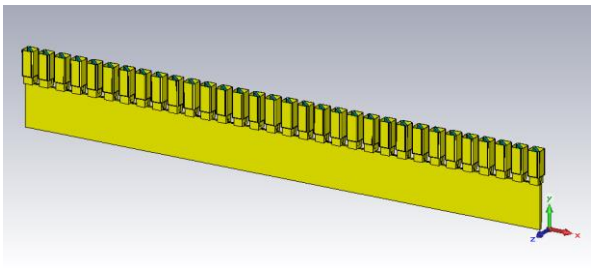

в)

Рис. 7. Диаграммы направленности в угло-местной плоскости синфазной и равноамплитудной линейной антенной решетки из 32 волноводных элементов с фазирующими секциями, расположенных с периодом 21 мм.

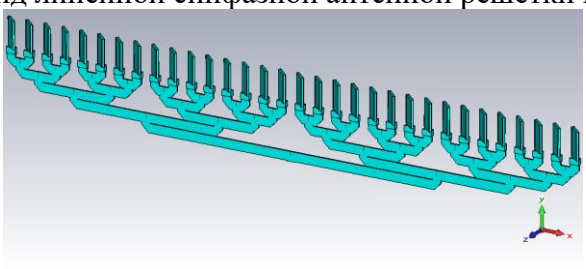
## 4. Линейная и плоская антенные решетки, построенные на основе синфазного и равноамплитудного делителя мощности

Ниже рассмотрены линейная и плоская антенные решетки, построенные на основе синфазного и равноамплитудного делителя мощности 1:32 и антенных элементов, построенных на основе квадратных волноводов с внутренними размерами 14x14 мм$^2$ со скошенными внутренними углами, в целях уменьшения потерь, а также – для учета возможной технологии изготовления фрезерованием из металла.

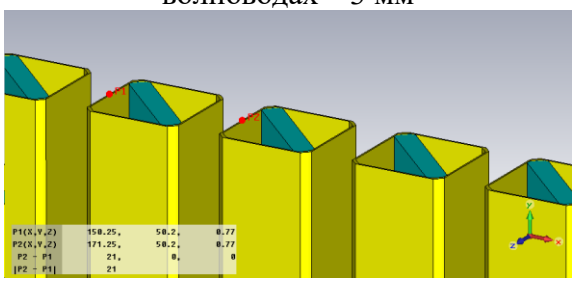
На рисунке 8 показана модель линейной антенной решетки из 32 волноводных элементов с фазирующими секциями, запитанной с помощью равноамплитудного и синфазного делителя мощности. Длина антенного элемента – 40 мм. Период расположения элементов в линейной антенной решетке – 21 мм.



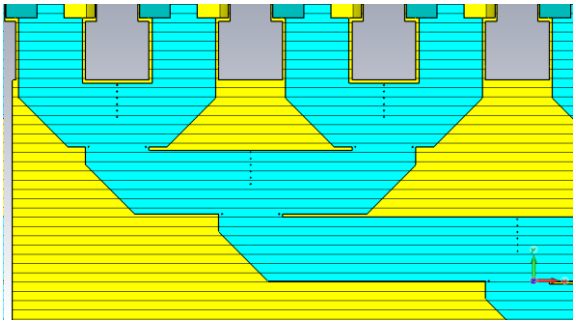
а) – Внешний вид линейной синфазной антенной решетки из 32 элементов



б) – Полистироловый вкладыш в делителе мощности и в антенных элементах. Толщина диэлектрика в делителе – 1.5 мм. Толщина фазирующих пластин в квадратных волноводах – 3 мм



в) – Период расположения элементов в линейной антенной решетке – 21 мм

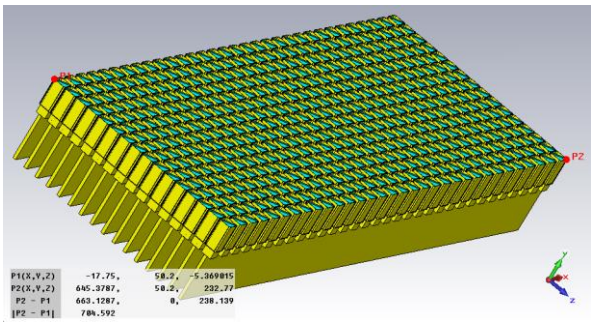


г) – Продольный разрез линейной антенной решетки с делителем мощности (фрагмент)

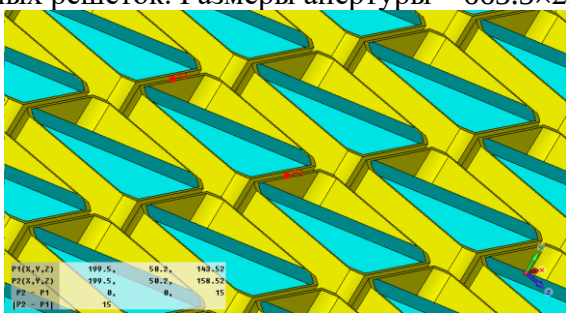
Рис. 8. Модель линейной антенной решетки из 32 элементов с синфазным и равноамплитудным делителем мощности.

Модель плоской антенной решетки, составленной из 16 линейных антенных решеток, показанных на рисунке 8, показана на рисунке 9. Период расположения линейных решеток равен 15 мм (его величина уменьшена с 21 до 15 мм с целью снижения уровня боковых лепестков при широкоугольном сканировании в угло-местной плоскости).

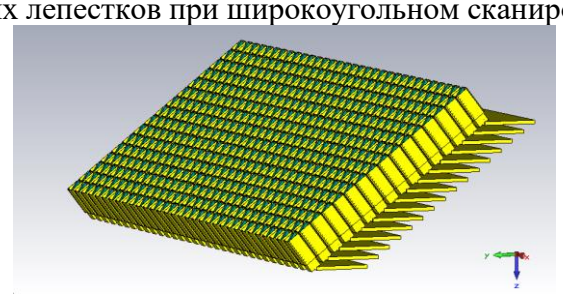
Диаграммы направленности в вертикальной плоскости плоской антенной решетки, составленной из 16 линейных антенных решеток, приведены на рисунке 10.



а) – Плоская антенная решетка из 32×16 элементов, составленная из 16 линейных антенных решеток. Размеры апертуры – 665.5×238 мм$^2$

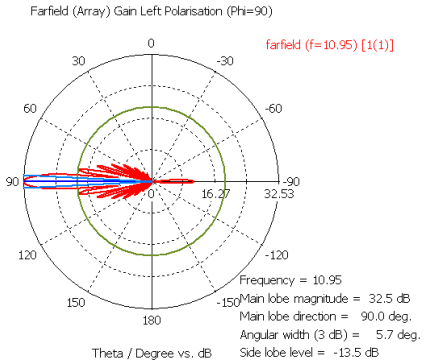


б) – Период в угло-местной плоскости – 15 мм (уменьшен с целью снижения уровня боковых лепестков при широкоугольном сканировании)

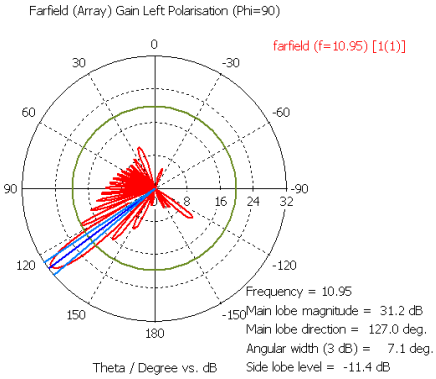


в) – ФАР с 32×16 элементов с делителями мощности, расположенными горизонтально. Апертура ФАР наклонена на угол 37.5 градусов в угло-местной плоскости. Высота модифицированной ФАР – 175 мм. Глубина ФАР с делителями мощности - 262 мм. Ширина ФАР – 665.5 мм

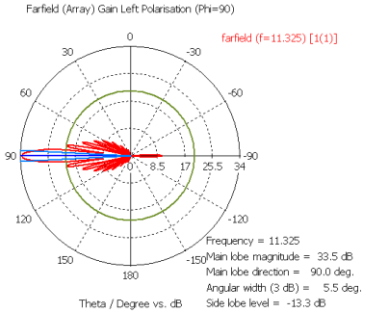
Рис. 9. Модель плоской антенной решетки, составленной из 16 линейных антенных решеток.



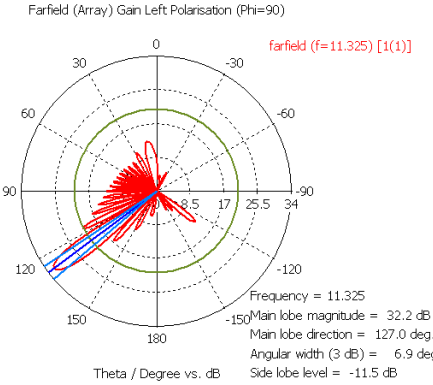

а) – ДН в вертикальной плоскости ФАР 32×16 элементов при излучении по нормали к апертуре ФАР, частота – 10.95 ГГц



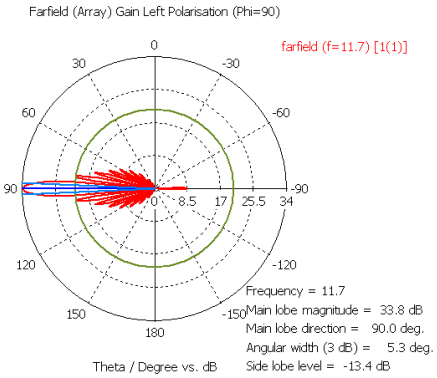

б) – ДН в вертикальной плоскости ФАР 32×16 элементов при излучении под углом 37.5 градусов к нормали к апертуре ФАР, частота – 10.95 ГГц



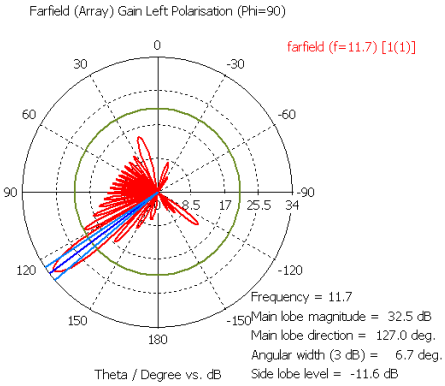

в) – ДН в вертикальной плоскости ФАР 32×16 элементов при излучении по нормали к апертуре ФАР, частота – 11.325 ГГц




г) – ДН в вертикальной плоскости ФАР 32×16 элементов при излучении под углом 37.5 градусов к нормали к апертуре ФАР, частота – 11.325 ГГц




д) – ДН в вертикальной плоскости ФАР 32×16 элементов при излучении по нормали к апертуре ФАР, частота – 11.7 ГГц




е) – ДН в вертикальной плоскости ФАР 32×16 элементов при излучении под углом 37.5 градусов к нормали к апертуре ФАР, частота – 11.7 ГГц

Рис. 10. Диаграммы направленности в вертикальной плоскости плоской антенной решетки, составленной из 16 линейных антенных решеток.

## 5. Заключение

Обобщим результаты проведенного моделирования плоской ФАР с волноводными элементами с круговой поляризацией.

В рассмотренной конструкции ФАР позиционирование главного лепестка диаграммы направленности в азимутальной плоскости осуществляется путем механического вращения антенной системы. Отказ от двухкоординатного электронного сканирования выбран исходя из соображений снижения фазовращателей (или – высокочастотных коммутаторов) и уменьшения себестоимости ФАР.

Высота ФАР с горизонтальным расположением делителей мощности, состоящей из 32×16 элементов, составляет 175 мм. Глубина ФАР – 262 мм. Ширина ФАР – 665.5 мм.

Коэффициент усиления на частоте 10.95 ГГц – 32.5 дБ (по нормали) и 31.2 дБ – при отклонении луча на ±37.5 градусов в угло-местной плоскости (без учета потерь в линзе Ротмана и коммутаторе).

Коэффициент усиления на частоте 11.7 ГГц – 33.8 дБ (по нормали) и 32.5 дБ – при отклонении луча на ±37.5 градусов в угло-местной плоскости (без учета потерь в линзе Ротмана и коммутаторе).

При максимальном отклонении главного лепестка от нормали уровень боковых лепестков в вертикальной (угло-местной плоскости) повышается до уровня -11.4 дБ, что незначительно превышает УБЛ при синфазном и равноамплитудном распределении поля в апертуре ФАР (-13.2 дБ).

**Литература**

1. Просвирина Н. В. Анализ и перспективы развития беспилотных летательных аппаратов. Московский экономический журнал. 2021. №10. С. 560-575.
2. Полянский И.С., Фам Т.З., Тихонов А.В., Катыгин Б.Г. Алгоритм фильтрации координат наземного источника несанкционированного радиоизлучения в системе спутниковой связи с прямой ретрансляцией. Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2021. Т. 24. № 1. С. 67-77.
3. Пастернак Ю.Г., Пендюрин В.А., Сафонов К.С., Федоров С.М. Разработка фазированной антенной решетки с запиткой от печатной линзы ротмана для мобильного терминала спутниковой связи. Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2021. Т. 24. № 2. С. 88-102.
4. Габриэльян Д.Д., Демченко В.И., Коровкин А.Е., Бойчук С.И. Способы частотно-поляризационного разделения сигналов в зеркальных антеннах систем спутниковой связи. Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2022. Т. 25. № 2. С. 83-90.
5. Пастернак Ю.Г., Пендюрин В.А., Сафонов К.С. Антенная решетка с коммутационным сканированием в угло-местной плоскости. Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2021. Т. 24. № 3. С. 100-106.

**References**

1. Prosvirina N. V. Analysis and prospects for the development of unmanned aerial vehicles. Moscow Economic Journal. 2021. No. 10. pp. 560-575.
2. Polyansky I.S., Pham T.Z., Tikhonov A.V., Katygin B.G. Algorithm for filtering coordinates of a ground source of unauthorized radio emission in a satellite communication system with direct retransmission. Physics of wave processes and radio engineering systems. 2021. Vol. 24. No. 1. pp. 67-77.
3. Pasternak Yu.G., Pendyurin V.A., Safonov K.S., Fedorov S.M. Development of a phased array antenna powered by a Rotman printed lens for a mobile satellite communication terminal. Physics of wave processes and radio engineering systems. 2021. Vol. 24. No. 2. pp. 88-102.
4. Gabrielyan D.D., Demchenko V.I., Korovkin A.E., Boychuk C.I. Methods of frequency-polarization separation of signals in mirror antennas of satellite communication systems. Physics of wave processes and radio engineering systems. 2022. Vol. 25. No. 2. pp. 83-90.
5. Pasternak Yu.G., Pendyurin V.A., Safonov K.S. Antenna array with switching scanning in the angular-local plane. Physics of wave processes and radio engineering systems. 2021. Vol. 24. No. 3. pp. 100-106.

# АНТЕННАЯ СИСТЕМА С КОММУТАЦИОННЫМ СКАНИРОВАНИЕМ НА ОСНОВЕ ПЛОСКОЙ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА, СОСТОЯЩЕЙ ИЗ КОНЦЕНТРИЧЕСКИХ КОЛЕЦ И ТЕМ-РУПОРА С ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНЫМ ЗАКОНОМ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ВОЛНОВОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ В РАДИАЛЬНОМ НАПРАВЛЕНИИ

Ю. Г. Пастернак[1], В. А. Пендюрин[2], Д. К. Проскурин[1], Н. Б. Смольянов[1,3]

[1]Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Российская Федерация
[2]АО НПП «Автоматизированные системы связи», Воронеж, Российская Федерация
[3]АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Российская Федерация

**Аннотация.** Целью работы является изучение характеристик антенной системы на основе плоской линзы Люнеберга и ТЕМ-рупора с коммутационным сканированием. ТЕМ-рупор образуют две металлические «тарелки» скругленные поверхности которых выступают в качестве направляющих. С помощью рупора становится возможным обеспечить широкую полосу рабочих частот. Линза Люнеберга состоит из концентрических колец, ее применение позволяет осуществить сканирование в азимутальном секторе шириной 90 градусов с сохранением характеристик излучения. Полосковые дорожки на плате позволяют формировать восемь независимых сканирующих лучей.

**Ключевые слова:** цилиндрическая линза Люнеберга, многолучевая антенна, ТЕМ-рупор, коммутационное сканирование

# AN ANTENNA SYSTEM WITH SWITCHING SCANNING BASED ON A FLAT LUNEBERG LENS CONSISTING OF CONCENTRIC RINGS AND A TEM-HORN WITH EXPONENTIAL LAW OF WAVE RESISTANCE DISTRIBUTION IN THE RADIAL DIRECTION

Yu. G. Pasternak[1], V. A. Pendurin[2], D. K. Proskurin[1], N. B. Smolyanov[1,3]

[1]Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russian Federation
[2]JSC NPP «Automated communication systems» (ACS), Voronezh, Russian Federation
[3]JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russian Federation

**Abstract:** The purpose of the work is to study the characteristics of an antenna system based on a flat Luneberg lens and a TEM horn with switching scanning. The TEM horn is formed by two metal “plates” whose rounded surfaces act as guides. With the help of a horn it becomes possible to provide a wide range of operating frequencies. The Luneberg lens consists of concentric rings; its use allows scanning in an azimuthal sector with a width of 90 degrees while maintaining radiation characteristics. Strip tracks on the board allow the formation of eight independent scanning beams.

**Keywords:** cylindrical Luneberg lens, multibeam antenna, TEM-horns, switching scanning

## 1. Введение

Возможность осуществлять широкоугольное многолучевое сканирование является необходимым качеством для широкого спектра приложений, таких как устройства связи,

радарные станции или системы БПЛА. Одним из типов антенных конструкций, применение которых позволит получить высокие характеристики у устройства, являются ТЕМ-рупоры. Они обладают простой конструкцией, основой которой выступают две направляющие, образующие непрерывный или ступенчатый рупор с ТЕМ модой между ними [1]. Такая структура позволяет получить широкий спектр форм ТЕМ-рупоров в зависимости от поставленной задачи. Помимо единичных ТЕМ-рупоров существует возможность их объединения в кольцевые антенный решетки, как это показано в работах [2] и [3]. Кольцевая форма устройства обеспечивает расширенный азимутальный сектор сканирования антенной системы, однако в таком случае, большое влияние на получение высоких характеристик излучения оказывает применяемый метод сканирования. В случаях, когда требуется возможность широкополосного сканирования, рациональным становится применение коммутационного метода. Он позволяет нивелировать недостатки, сопутствующие электронному, механическому или гибридному методу сканирования, такие как узкая полоса рабочих частот, большие потери, а также высокая стоимость компонентов изделия. В то же время, направление сканирующих лучей будет заранее задано, что позволит, в процессе работы, легко осуществлять выбор сектора сканирования. Обычно питание рупорного излучателя осуществляется с использованием полосковых или микрополосковых линий, щелевых линий или копланарных волноводов.

При разработке рассматриваемого антенного устройства основным направлением исследования было достижение высоких характеристик излучения в полосе частот от 8 до 18 ГГц. Для получения широкой полосы рабочих частот используются рупорные антенны, они отличаются практически отсутствующей дисперсией, всенаправленностью, высоким значением коэффициента направленного действия (КНД), а также простой формой конструкции.

## 2. Конструкция планарной антенны

Антенная система представляет собой две одинаковые металлические «тарелки», выступающие в качестве направляющих, их геометрия позволяет образовать ТЕМ рупор. В качестве материала для изготовления может выступать алюминий или медь. Габаритные размеры и внешний вид «тарелок» представлен на рисунке 1.

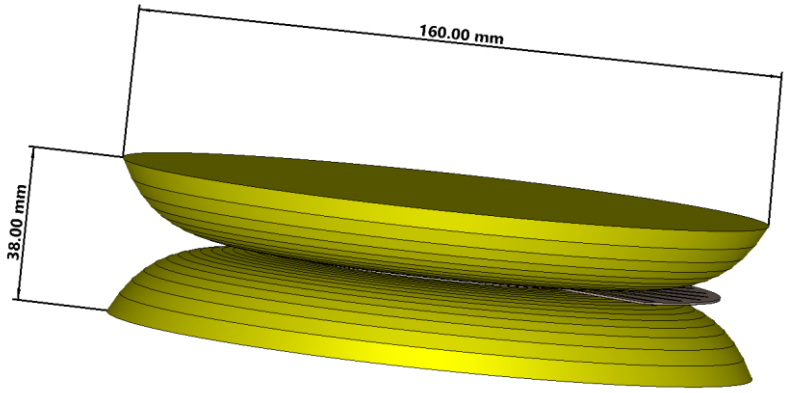


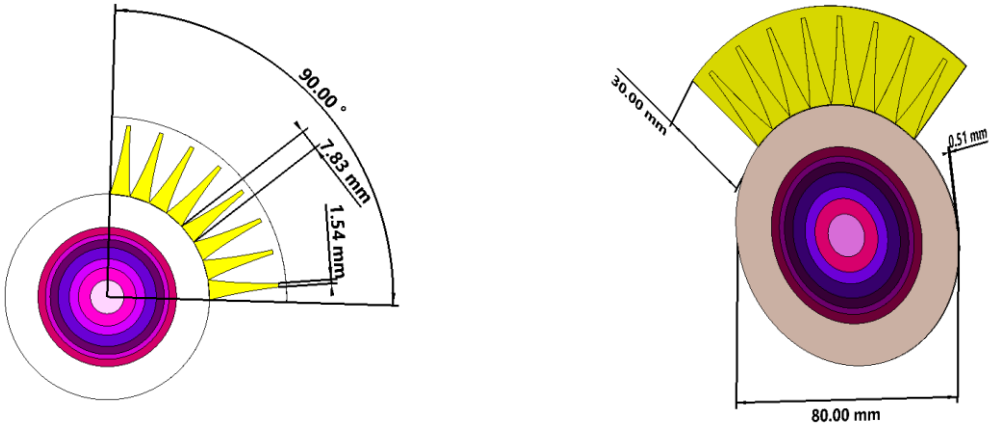

Рис. 1. Внешний вид металлической «тарелки»

Третьей деталью антенного устройства является печатная плата. Она имеет два слоя металлизации и диэлектрическую подложку, состоящую из платы трансформаторов, являющихся несимметричными полосковыми линиями. В точках запитки, плата соединяется с внешним кольцом линзы Люнеберга и имеет сопротивление 50 Ом. Линза Люнеберга имеет плоскую цилиндрическую форму, ее расчет осуществлен в соответствии с информацией, приведенной в статье [4]. В таблице 1 представлена информация по геометрическим размерам колец, из которых состоит линза, а также указаны материалы необходимые для ее изготовления.

Таблица 1. Используемые в плоской линзе Люнеберга материалы и их характеристики

| Номер кольца (от центра линзы к ее внешней части) | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Ширина кольца, мм | 6.96 | 4.72 | 3.56 | 4.4 | 3.08 | 1.88 | 2.88 | 12.92 |
| Наименование материала | NX9250 | NX9245 | NX9240 | NY9233 | NY9220 | NY9217 | NY9208 | Rogers RT 5880 LZ |
| Диэлектрическая проницаемость, $\varepsilon_r$ | 2.5 | 2.45 | 2.4 | 2.33 | 2.2 | 2.17 | 2.08 | 1.96 |

На рисунке 2 представлен внешний вид печатной платы, соединенной с плоской линзой Люнеберга. Габаритные размеры платы: длина – 110 мм, ширина – 99 мм, диаметр линзы – 80,4 мм, а высота – 0,51 мм. Восемь полосковых линий подключаются к ВЧ коммутатору и соответствуют 8 положений лучей ДН по азимуту. Число полосковых линий выбрано исходя из требования обеспечить сканирование в азимутальном секторе шириной 90 градусов.



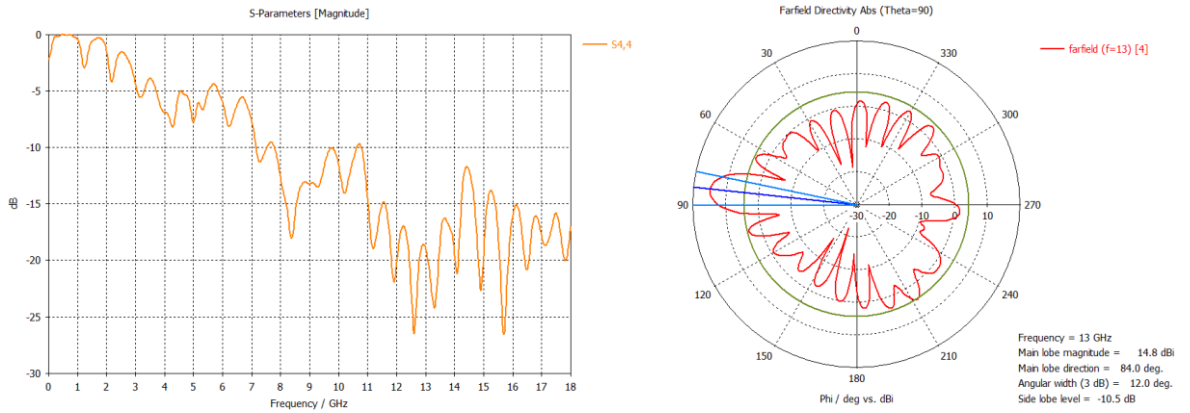

а) б)

Рис. 2. Печатная плата с линзой Люнеберга с восемью полосковыми линиями вид сверху (а) и обратная сторона (б), снизу расположен «земляной полосок»

«Тарелки» располагаются с обеих сторон печатной платы. Для оптимальной работы устройства необходимо обеспечить гальваническое соединение «тарелок» и полосков печатной платы в местах их контакта. Одним из вариантов соединения является предварительное лужение и спекание под прессом всей конструкции.

## 3. Результаты моделирования

Характеристики антенной системы были рассчитаны в пакете электродинамического моделирования CST Studio 2023. Полученные зависимости $S_{11}$-параметров и проекция диаграммы направленности на частоте 13 ГГц при запитывании четвертого порта приведены на рисунке 3.




а) б)

Рис. 3. S-параметр (а) и проекция диаграммы направленности на горизонтальную плоскость, расположенную под углом 90°, на частоте 13 ГГц (б) четвертой полосковой линии

По представленному графику видно, что рабочая полоса частот по уровню – 10 дБ соответствует диапазону от 8 ГГц до 10 ГГц. Структура линзы состоит из 8 тонких колец, имеющих одинаковую высоту, поэтому оптимизация линзы заключалась в подборе толщины каждого кольца, с целью максимизации коэффициента усиления.

Основные характеристики полосковой линии ТЕМ-рупора приведены на рисунках 4 – 6.

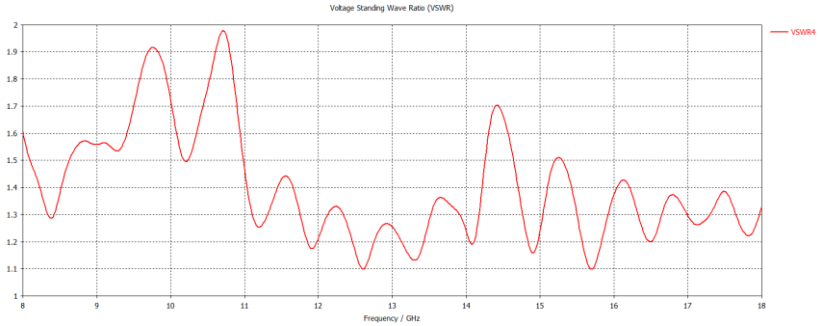



Рис. 4. Коэффициент стоячей волны на входе четвертой полосковой линии с линзой Люнеберга (50 Ом)

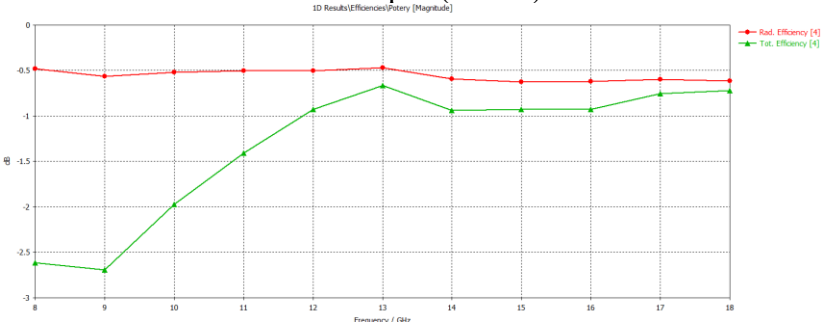



Рис. 5. Потери в металле и диэлектрике (красная), а также суммарные потери, с учетом рассогласования с питающей его полосковой линией (зеленая)

Полученные в процессе расчета графики способны наглядно продемонстрировать эффективность антенного устройства. Через графики зависимости S-параметра, полученные в результате расчета, рассмотрим взаимное влияние полосковых дорожек друг на друга, результаты моделирования представлены на рисунке 6.

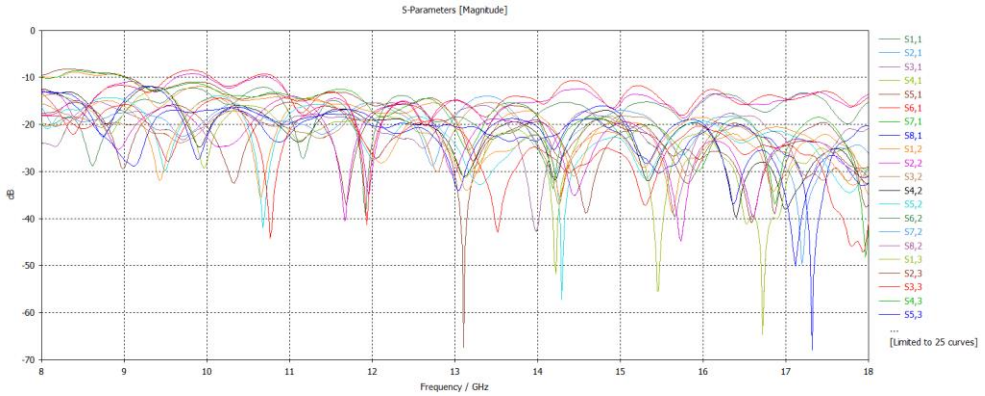
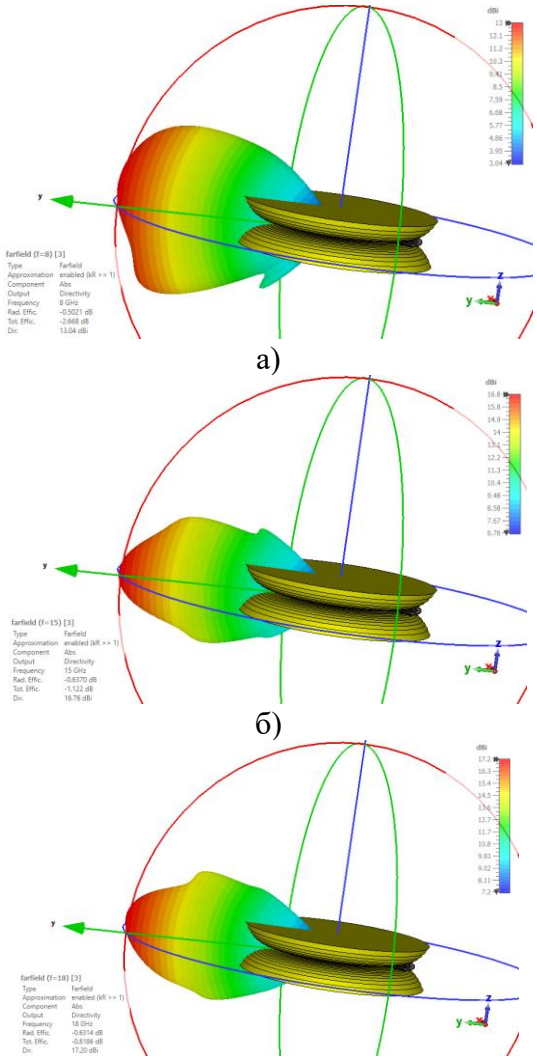



Рис. 6. Взаимное влияние полосковых дорожек ТЕМ-рупора

По представленным графикам видно, что в полосе рабочих частот антенны, взаимное влияние полосковых дорожек друг на друга не превышает допустимых значений.

Рассмотрим характеристики антенного устройства при работе одного из портов. На рисунке 7 представлены результаты расчета нескольких ДН в полосе частот от 8 ГГц до 18 ГГц для третьего порта.



а)

б)

в)

Рис. 7. Сравнение диаграмм направленности разработанной антенны при использовании третьей полосковой дорожки на частотах: 8 ГГц (а), 15 ГГц (б) и 18 ГГц (в)

По полученным результатам видно, что антенная система сохраняет форму ДН во всей полосе рабочих частот, более подробно характеристики излучения приведены в таблице 2.

Таблица 2. Характеристики излучения планарной антенны

| Частота, ГГц | 8 | 10 | 11 | 12 | 14 | 15 | 16 | 18 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| КНД, дБи | 13 | 15.5 | 15.9 | 15.2 | 16.3 | 16.7 | 17 | 17.2 |
| КПД, % | 54 | 61 | 70 | 78 | 79 | 77 | 78 | 83 |
| Направление излучения (Θ = 90°), ° | 72 | 73 | 73 | 73 | 73 | 73 | 73 | 73 |
| Ширина главного лепестка 3 дБ (Θ = 90°), ° | 17.7 | 14.7 | 13 | 12.3 | 11.2 | 10.7 | 10.1 | 9.5 |
| УБЛ, дБ | -9.4 | -12.7 | -11.9 | -10.7 | -10.8 | -12.3 | -11.7 | -11.8 |

По представленным в таблице результатам видно, что характеристики излучения сохраняются приблизительно на одном уровне во всей полосе рабочих частот, направление главного лепестка ДН сохраняется вне зависимости от частоты.

Рассмотрим диаграммы направленности и их характеристики при коммутации нескольких различных портов, для определения ширины азимутального сектора обзора. Результаты моделирования представлены на рисунке 7.

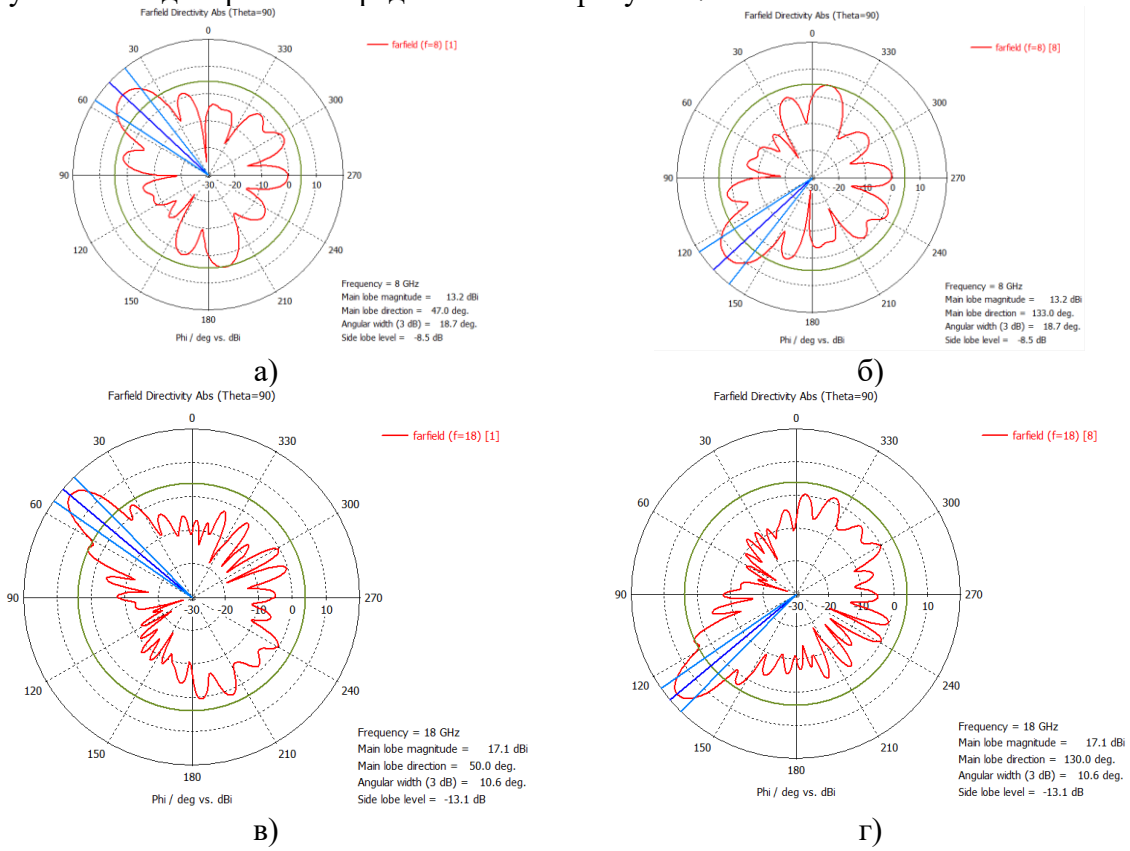



Рис. 7. Сравнение характеристик разработанной антенны, диаграммы направленности при использовании на частоте 12 ГГц 4 последовательно расположенных полосковых дорожек

По рисунку 7 видно что характеристики излучения при работе различных полосковых дорожек сохраняются на одном уровне. Небольшие отличия ДН связаны со взаимным влянием полосковых дорожек. Нужно отметить, что ДН симметрично расположенных пар полосковых дорожек будут иметь сходные характеристики, так при коммутации порта номер 1 ДН будет иметь вид зеркальный форме ДН получаемой при коммутации порта 8. По результатам расчетов видно, что ширина азимутального сектора сканирования составляет 80 – 86 градусов, в зависимостиот частоты излучения антенны.

## 4. Заключение

В данной работе представлена конструкция многолучевой антенны, представляющая собой конструкцию ТЕМ-рупора на основе плоской линзы Люнеберга. Устройство позволяет реализовать многолучевое сканирование через коммутацию полосковых линий. Форма антенны обеспечивает возможность сканирования в азимутальном секторе шириной до 86 градусов. Высокие характеристики излучения поддерживаются во всей полосе рабочих частот. Антенна может быть изготовлена по технологии печатных плат и не требует применения дорогостоящих элементов, что позволяет обеспечить простоту производства и низкую цену устройства.

## Литература

1. Хансен Р. С. Фазированные антенные решетки. М.: ТЕХНОСФЕРА, 2012. – 560 с.
2. Giddens H., Hao Y. Multibeam Graded Dielectric Lens Antenna from Multimaterial 3-D Printing // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2020, Vol. 68, No. 9, -pp. 6832-6837.
3. Ефимова Н. А. Исследование рупорно-линзовой ТЕМ-антенны как элемента кольцевой антенной решетки. // «Труды МАИ» №68
4. Коротков А. Н., Мительман Ю. Е. Проектирование цилиндрической линзы Люнеберга. // Уральский федеральный университет, 2018. 25 -30 с.

## References

1. Chansen R. S. Phased array antennas. M.: TECHNOSPHERE, 2012. – 560 p.
2. Giddens H., Hao Y. Multibeam Graded Dielectric Lens Antenna from Multimaterial 3-D Printing // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2020, Vol. 68, No. 9, -pp. 6832-6837.
3. Efimova N. A. Investigation of a horn-lens TEM-antenna as an element of a ring antenna array // «The works of MAI» №68
4. Korotkov A. N., Mitelyman Yu. E. Designing a cylindrical lens of Luneburg. // Ural Federal University, 2018. 25 -30 p.

# ВАРИАНТ СИНТЕЗА АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С СЕКТОРНОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ

Ю. Г. Хренова[1], В. В. Ковалевская[1], А. Ю. Чернышев[1], Н. Н. Щетинин[2]

[1]Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия
[2]Воронежский институт ФСИН России (ВИ ФСИН России), Воронеж, Россия

**Аннотация.** Предложена модификация метода синтеза линейной антенной решетки слабонаправленных излучателей на основе разложения диаграммы направленности в обобщенный ряд Фурье в базисе Котельникова. Модификация существенно опирается на использование шаблона с оптимизируемыми в процессе синтеза предыскажениями. Шаблон описывается двумя параметрами и позволяет в совокупности с разработанной целевой функцией и использованным генетическим алгоритмом улучшить формируемую антенной решеткой диаграмму направленности в части соответствия фактической ширины заданной ширине сектора и снижения величины выбросов в рабочем секторе.

**Ключевые слова:** антенная решетка; секторная диаграмма направленности; синтез; шаблон; предыскажения; амплитуда выбросов.

# A VERSION OF ANTENNA ARRAY SYNTHESIS WITH A SECTOR PATTERN

Yu. G. Khrenova[1], V. V. Kovalevskaya[1], A. Y. Chernyshev[1], N. N. Shchetinin[2]

[1]Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia
[1]Voronezh Institute of the Russian Federal Penitentiary Service (VI FSIN of Russia), Voronezh, Russia

**Abstract.** A modification of the method for synthesizing a linear antenna array of weakly directional radiators based on the decomposition of the radiation pattern into a generalized Fourier series in the Kotelnikov basis is proposed. The modification is essentially based on the use of a template with a shape change optimized during synthesis. The template is described by two parameters and allows, together with the developed target function and the used genetic algorithm, to improve the radiation pattern generated by the antenna array in terms of matching the actual width to the specified sector width and reducing emissions in the working of sector.

**Keywords:** antenna array; sector radiation pattern; synthesis; template; pre-distortion; surge amplitude.

## 1. Введение

В радиотехнических и инфокоммуникационных системах широко используются приемно-излучающие антенные устройства, обладающие специальными диаграммами направленности (ДН) [1-3]. Подобные антенны могут быть реализованы и как апертурные излучающие системы, и как антенные решетки с параллельным или смешанным видом питания. В частности, нередко требуется реализовать секторную ДН в вертикальной или горизонтальной плоскости на основе линейной антенной решетки. В зависимости от типа радиотехнической системы к качеству секторной ДН, формируемой антенной решеткой, могут быть предъявлены достаточно жёсткие требования, имеющие отношение к крутизне скатов ДН, уровню бокового излучения, к степени неравномерности в рабочем секторе. В работах [4-9] показано, что улучшение

показателей качества специальной, в том числе секторной ДН, возможно за счёт использования при синтезе антенной решетки предыскажений, вносимых в исходный прямоугольный шаблон. Введение предыскажений в шаблон, на основе которого синтезируется линейная решётка с секторной ДН, предполагает адаптивное изменение формы исходно прямоугольного шаблона за счёт его округления в рабочем секторе, изменения крутизны скатов и т.п. по разным критериям, определяющим качество секторной ДН.

Цель работы — апробация синтеза линейной антенной решётки с коррекцией предыскажений шаблона для улучшения показателей качества секторной ДН.

## 2. ФОРМАЛИЗАЦИЯ МЕТОДИКИ СИНТЕЗА АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С СЕКТОРНОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ НА ОСНОВЕ КОРРЕКТИРУЕМОГО ШАБЛОНА

Синтез линейной антенной решетки заключается в расчёте значений амплитуд и начальных фаз токов в излучающих элементах решётки, обеспечивающих формирование ДН, близкой по форме к эталонной ДН. Полагая, что элементы антенной решётки являются ненаправленными, размещены эквидистантно вдоль прямой с шагом, равным $\lambda/2$, воспользуемся для синтеза методом разложения ДН в обобщённый ряд Фурье в базисе Котельникова [10]. Изложение основных процедур в составе метода опустим, поскольку оно приведено в нескольких библиографических источниках, в том числе и в [10]. Заметим, что метод, как и подобные ему (например, метод парциальных диаграмм, метод Фурье), не позволяет учесть связь по электромагнитному полю излучающих элементов решётки.

Для характеристики качества формируемой секторной ДН целесообразно использовать такие показатели, как амплитуда выбросов в рабочем секторе ($A_m$), коэффициент прямоугольности ($K_п$), максимальный уровень бокового излучения ($\xi_m$), а также предельное отклонение в секторе ($\Delta_m$) [5-6]. Заметим, что ограничение предельного отклонения в секторе величиной 3 дБ позволяет обеспечивать исходно заданную ширину сектора формируемой ДН, которая по окончании синтеза может оказаться заметно шире или у́же.

Процедура синтеза секторной ДН предполагает использование шаблона, как правило, прямоугольной формы для расчета комплексных амплитуд токов в излучающих элементах антенной решетки. Авторами [4-9] установлено, что прямоугольный шаблон не является оптимальным в отношении амплитуды выбросов в секторе и сохранении ширины рабочего сектора. Для уменьшения амплитуды выбросов в рабочем секторе ($A_m$) формируемой ДН, обеспечения максимального коэффициента прямоугольности ($K_п$), не ухудшения уровня бокового излучения ($\xi_m$) и контроля степени расширения (сжатия) сектора в [6,7] предложен шаблон оригинальной формы с двумя типами предыскажений. Так, в пределах рабочего сектора с шириной, определяемой параметром $\delta_1$, шаблон характеризуется параболической вершиной, степень выпуклости (вогнутости) которой описывается параметром $\delta_2$ [6,7]. Заметим, что описанный шаблон отличается от других известных шаблонов [4,5,8,9] тем, что однозначно определяется двумя параметрами $\delta_1$ и $\delta_2$, в то время как у остальных шаблонов таких параметров значительно больше. Последнее обстоятельство даёт возможность реализовать оптимальные предыскажения шаблона в соответствии с критерием, накладываемым на показатели качества ДН, существенно быстрее менее затратным образом по трудоемкости как при последовательном поиске параметров $\delta_1$ и $\delta_2$, так и поиске с использованием эволюционных алгоритмов, в частности, например, генетического алгоритма, позволившего в [11-17] достичь оптимальных результатов.

Для оптимизации предыскажений шаблона авторами предложен ряд целевых функций, одна из которых определяемая величиной, обратной фактическому

коэффициенту прямоугольности ($K_п$) формируемой ДН при условии, что величина предельного отклонения в секторе ($\Delta_m$) не отличается от 3 дБ более чем на 0,1 дБ, а амплитуда выбросов в секторе ($A_m$) не превышает заданного значения. Критерием оптимальности искомых параметров, определяющих предыскажения шаблона, является минимум указанной целевой функции. Целевая функция дополнена барьерными функциями, которые подменяют целевую функцию при невыполнении требований к значениям предельного отклонения и амплитуды выбросов в секторе [8].

## 3. Апробация методики синтеза линейной антенной решетки с секторной диаграммой направленности

Авторами доклада разработана компьютерная программа, в основу работы которой положена процедура синтеза линейной антенной решетки методом разложения ДН в ряд Фурье в базисе Котельникова [10]. В качестве шаблона, на основе которого выполняется синтез, взят шаблон с предыскажениями двух типов. Поиск параметров шаблона, оптимальных по критерию минимума предложенной целевой функции, выполняется с использованием генетического алгоритма, подтвердившего свою эффективность в сходных задачах оптимизации [11-17].

В результате апробации доказана результативность использования при синтезе антенной решетки с секторной ДН описанного шаблона с оптимизируемыми предыскажениями. В частности, для линейной антенной решётки с восемью элементами, рабочим сектором 60° при условии обеспечения амплитуды выбросов в секторе ($A_m$), не превышающей 0,1 дБ, получено амплитудно-фазовое распределение, обеспечивающее ДН с улучшенными показателями. Так, помимо сохранения заданной ширины рабочего сектора обеспечивается амплитуда выбросов ($A_m$), равная 0,1 дБ, при ухудшении коэффициента прямоугольности ($K_п$) до величины 0,67. Максимальный уровень бокового излучения ($\xi_m$) при этом составляет «минус» 19 дБ. Заметим, что в случае использования при синтезе шаблона прямоугольной формы формируемая решеткой ДН имеет рабочий сектор, меньший по ширине почти на 8°, величина амплитуды выбросов в секторе ($A_m$) составляет при этом около 1 дБ, а коэффициент прямоугольности ($K_п$) превышает полученный при использовании оптимизированного шаблона всего на 0,02.

ДН, формируемая линейной антенной решеткой с восемью изотропными элементами, синтезированная с использованием шаблона с оптимизируемыми предыскажениями, показана на рисунке 1 синей сплошной. Черным штрихом изображен шаблон с предыскажениями, оптимизированными по заданному критерию, красной сплошной представлена идеальная секторная ДН.

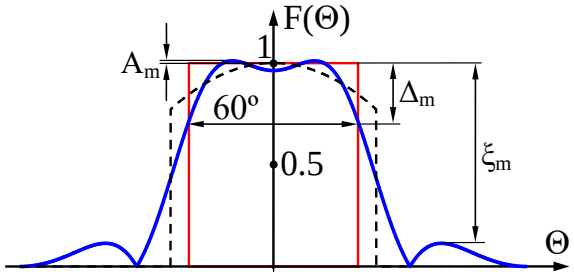



Рис. 1. ДН антенной решетки, синтезированной на основе шаблона с предыскажениями

## 4. Заключение

Апробация синтеза линейной антенной решётки с адаптивной коррекцией предыскажений, вносимых в шаблон секторной ДН, продемонстрировала эффективность подхода и результативность разработанной целевой функции, позволивших улучшить показатели качества формируемой секторной ДН. В частности, достигнуто высокое соответствие ширины рабочего сектора заданному исходному значению, снижение величины выбросов в рабочем секторе при незначительном ухудшении коэффициента прямоугольности и сохранении уровня бокового излучения.

## Литература


1. Скобелев С.П. Фазированные антенные решетки с секторными парциальными диаграммами направленности. М.: Физматлит, 2010. – 320 с.
2. Veselov A., Gavrilova Y. Surface synthesis of the reflector antenna with radiation pattern of special form // Progress in Electromagnetics Research Symposium, 2017. – Pp. 2058-2064.
3. San K.M. Special shape directional pattern synthesis based on antenna with a comb reflector / San K.M., Ostankov A., Rud' A., Salnikova A., Demina T., Dachian S. // 6th International Conference on Frontiers of Signal Processing, 2021. – Pp. 33-36.
4. Митрохин В.Н., Пропастин А.А. Синтез излучающей системы, формирующей секторную диаграмму направленности с минимизацией эффекта Гиббса // Радиооптика, 2016, № 6. – С. 1-13.
5. Кирпичева И.А., Останков А.В., Рябчунов А.И. Оптимизация шаблона для повышения эффективности синтеза антенной решетки с косекансной диаграммой направленности // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2020, Т. 16, № 2. – С. 106-112.
6. Останков А.В., Нечаев А.С., Дашян С.Ю. Синтез фазированной антенной решетки с секторной диаграммой направленности // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2021, Т. 17, № 3. – С. 78-84.
7. Ostankov A. Synthesizing the sector directional pattern with improved quality indicators / Ostankov A., Nechaev A., Dachian S., Demina T., Faulgaber A., San K.M. // 2022 ELEKTRO, 2022. – Pp. 1-5.
8. Ostankov A. Phased antenna array synthesis technique employing special directional patterns and demonstrating improved performance / Ostankov A., Ryabchunov A., Dachian S., Makarov A., Slepneva M. // International Journal on Communications Antenna and Propagation, 2022, Vol. 12, No. 3. – Pp. 218-227.
9. Русов Ю.С., Пропастин А.А. Применение нечетных функций Матье для синтеза секторной диаграммы направленности многоэлементного излучателя // Радиостроение, 2021, № 3. – С. 1-12.
10. Vendik O.G., Kalinin S.A., Kozlov D.S. Phased array with controlled directivity pattern // Technical Physics, 2013, Vol. 58, No. 10. – Pp. 1507-1511.
11. Останков А.В. Оптимизация антенны дифракционного излучения, реализованной по интерферометрической схеме // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2010, Т. 6, № 11. – С. 51-54.
12. Меркулов К.Б. Антенна трехсантиметрового диапазона волн с плоским фокусирующим рефлектором / Меркулов К.Б., Останков А.В., Пастернак Ю.Г., Шерстюк О.И., Юдин В.И. // Приборы и техника эксперимента, 2003, Т. 46, № 4. – С. 165-166.
13. Карасев А.С., Степанов М.А. Синтез разреженной линейной антенной решетки с сохранением ширины главного лепестка и минимальным пиковым уровнем боковых

лепестков при помощи генетического алгоритма // Журнал радиоэлектроники, 2022, № 5.
14. Chernoyarov O.V., Salnikova A.V., Kirpicheva I.A., Ostankov A.V. A simple method for increasing the equal-amplitude non-uniform linear thinned array directivity // 2019 5th International Conference on Frontiers of Signal Processing, 2019. – P. 117-120.
15. Ostankov A., San K.M., Chernoyarov O., Pergamenchtchikov S. Potentially achievable levels of lateral radiation of an equal-amplitude nonuniformly-filled array // Proceedings of the 13th International Conference on Measurement, 2021. – Pp. 216-219.
16. Останков А.В. Оптимизация свойств вынесенного облучателя в антенне с плоским гребенчатым зеркалом // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2013, Т. 9, № 5-1. – С. 25-27.
17. Соколов В.С., Степанов М.А., Артюшенко В.В., Подкопаев А.О. Применение генетического алгоритма синтеза одномерных прореженных антенных решеток для формирования двумерных прореженных MIMO антенных решеток // Ural Radio Engineering Journal, 2023. Т. 7, № 4. – С. 423-440.

**REFERENCES**

1. Skobelev, S.P. Phased antenna arrays with sector partial radiation patterns. M.: Fizmatlit, 2010. – 320 p.
2. Veselov, A., Gavrilova, Y. Surface synthesis of the reflector antenna with radiation pattern of special form // Progress in Electromagnetics Research Symposium, 2017. – Pp. 2058-2064.
3. San, K.M. Special shape directional pattern synthesis based on antenna with a comb reflector / San K.M., Ostankov A., Rud' A., Salnikova A., Demina T., Dachian S. // 6th International Conference on Frontiers of Signal Processing, 2021. – Pp. 33-36.
4. Mitrokhin V.N., Propastin A.A. Synthesis of the radiating system to form the flat-topped radiation pattern for phased array antennas with minimizing Gibbs phenomenon // Radio Optics, 2016, No. 6. – Pp. 1-13.
5. Kirpitcheva, I.A., Ostankov, A.V., Ryabchunov, A.I. Optimization of the template to increase an effectiveness of synthesis of the antenna array with a cosecant pattern // Bulletin of Voronezh State Technical University, 2020, Vol. 16, No. 2. – Pp. 106-112.
6. Ostankov, A.V., Nechaev, A.S., Dachian, S.Yu. Synthesis of phased array antenna with flat-topped directional pattern // Bulletin of Voronezh State Technical University, 2021, Vol. 17, No. 3. – Pp. 78-84.
7. Ostankov, A. Synthesizing the sector directional pattern with improved quality indicators / Ostankov A., Nechaev A., Dachian S., Demina T., Faulgaber A., San K.M. // 2022 ELEKTRO, 2022. – Pp. 1-5.
8. Ostankov, A. Phased antenna array synthesis technique employing special directional patterns and demonstrating improved performance / Ostankov A., Ryabchunov A., Dachian S., Makarov A., Slepneva M. // International Journal on Communications Antenna and Propagation, 2022, Vol. 12, No. 3. – Pp. 218-227.
9. Rusov, Y.S., Propastin, A.A. Odd Mathieu functions application to synthesize a multi-element radiator flat-topped radiation pattern // Radio Engineering, 2021, No. 3. – Pp. 1-12.
10. Vendik, O.G., Kalinin, S.A., Kozlov, D.S. Phased array with controlled directivity pattern // Technical Physics, 2013, Vol. 58, No. 10. – Pp. 1507-1511.
11. Ostankov, A.V. Optimization of the antenna of diffraction radiation realised on the interferometric scheme // Bulletin of Voronezh State Technical University, 2010, Vol. 6, No. 11. – Pp. 51-54.

12. Merkulov, K.B. A three-centimeter wave band antenna with a flat focusing reflector / Merkulov K.B., Ostankov A.V., Pasternak Yu.G., Sherstyuk O.I., Yudin V.I. // Instruments and Experimental Technique, 2003, Vol. 46, No. 4. – Pp. 165-166.
13. Karasev, A.S., Stepanov, M.A. Thinned linear antenna array synthesis using genetic algorithm while maintaining the initial half-power beamwidth and low peak sidelobe level // Journal of Radio Electronics, 2022, No. 5.
14. Chernoyarov, O.V., Salnikova, A.V., Kirpicheva, I.A., Ostankov, A.V. A simple method for increasing the equal-amplitude non-uniform linear thinned array directivity // 5th International Conference on Frontiers of Signal Processing, 2019. – Pp. 117-120.
15. Ostankov, A., San, K.M., Chernoyarov, O., Pergamenchtchikov, S. Potentially achievable levels of lateral radiation of an equal-amplitude nonuniformly-filled array // Proceedings of the 13th International Conference on Measurement, 2021. – Pp. 216-219.
16. Ostankov, A.V. Optimization of the properties of a remote feed in an antenna with a flat comb mirror // Bulletin of Voronezh State Technical University, 2013, Vol. 9, No. 5-1. – Pp. 25-27.
17. Sokolov, V.S., Stepanov, M.A., Artyushenko, V.V., Podkopaev, A.O. Application of genetic algorithm for synthesizing one-dimensional thinned antenna arrays to form two-dimensional thinned MIMO antenna arrays // Ural Radio Engineering Journal, 2023, Vol. 7, No. 4. – Pp. 423-440.

# ВАРИАЦИИ НАПРАВЛЕННЫХ И КОРРЕЛЯЦИОННЫХ СВОЙСТВ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ, ВЫЗВАННЫЕ СЛУЧАЙНЫМ СМЕЩЕНИЕМ ЭЛЕМЕНТОВ

Б. Э. Назаренко[1], Т. К. Артёмова[1]

[1]ФГБОУ ВО Ярославский государственный университет (ЯрГУ), Ярославль, Россия

**Аннотация.** Анализируется изменение свойств линейной вибраторной решётки, вызванное случайным смещением элементов от эквидистантного расположения в предположении, что расстояние смещения - равномерная случайная величина от 0 до до 2-х диаметров провода, а направление - равномерная случайная величина от 0 до Пи. Изменения в диаграмме направленности, коэффициенте усиления, элементах матрицы взаимных сопротивлений описаны и оценены. Основное внимание уделено изменению корреляционных свойств решётки, выраженных в терминах элементов матрицы взаимных сопротивлений.

**Ключевые слова:** антенная решётка; диаграмма направленности; взаимное влияние элементов; изменение; случайное смещение.

# VARIATIONS IN THE DIRECTIONAL AND CORRELATION PROPERTIES OF A LINEAR ANTENNA ARRAY CAUSED BY A RANDOM DISPLACEMENT OF ELEMENTS

B. E. Nazarenko[1], T. K. Artemova[1]

[1]P. G. Demidov Yaroslavl state university (YSU), Yaroslavl, Russia

**Abstract.** The change in the properties of a linear vibrator array caused by a random displacement of elements from an equidistant arrangement is analyzed, assuming that the displacement distance is a uniform random variable from 0 to 2 wire diameters, and the direction is a uniform random variable from 0 to Pi. Changes in the radiation pattern, gain, and elements of the mutual resistance matrix are described and evaluated. The main attention is paid to the change in the correlation properties of the array, expressed in terms of the elements of the mutual impedance matrix.

**Keywords:** antenna array; radiation pattern; mutual influence of elements; variation; random displacement.

## 1. Введение

Часто при проектировании антенных решёток предполагают, что элементы будут расположены эквидистантно. Однако на практике из-за технологических особенностей процесса изготовления и сборки решётки элементы могут оказаться смещёнными относительно своего расчётного положения. При этом происходит изменение всех свойств антенны.

С другой стороны, ещё в середине 20 века велись работы по построению статистической теории антенн (см. пионерские работы [1-3]). С тех пор даже ещё 10 лет назад в первую очередь внимание было уделено форме диаграммы направленности, а также фазовым соотношениям при фокусировании излучения в конкретном направлении (см., например, [4]). Также было показано, что за счёт случайного размещения элементов можно добиться такого положительного эффекта, как уменьшение уровня боковых лепестков диаграммы направленности. Впоследствии это использовалось для различных конструкций антенных решёток как для

радиолокационных станций, так и для многопользовательских систем связи (MIMO), в том числе разреженных [5]. Ряд работ посвящён оптимизации диаграммы направленности (в первую очередь уровня боковых лепестков, затем, направления максимального излучения) за счёт ввода некоторой случайности в расположение элементов в решётке [6, 7].

В последнее время ведутся работы по уточнению модели антенной решётки, в том числе по учёту взаимного влияния между элементами. Как показывают исследования, и при детерминированном подходе к описанию процессов в антенной решётке, и при использовании статистических моделей [8], взаимное влияние элементов оказывает существенное воздействие на свойства решётки. В то же время характер и величина взаимного влияния элементов зависят от формы решётки, вида элементов, а также их расположения и схемы запитки. Поэтому отклонение положения элементов от номинального должно изменять и взаимное влияние элементов. Но если влияние случайности в размещении элементов решётки на направленные свойства (диаграмму направленности, уровень боковых лепестков, коэффициент усиления или коэффициент направленного действия) уже изучено, то на взаимное влияние нет.

Взаимное влияние между элементами способно повлиять на качество функционирования, например, изменить надёжность MIMO системы [9], уменьшить скорость передачи. Знание этого влияния позволяет ускорить прогнозирование качества функционирования системы связи в реальном времени [10], если антенная решётка такова, что величиной взаимного влияния элементов можно пренебречь, начиная с некоторого количества элементов, разделяющих анализируемые. В этом случае ускорение достигается за счёт уменьшения времени вычисления собственных чисел канальной матрицы, т.к. матрицу можно представить в ленточном виде.

Таким образом, целью работы являлось исследование влияния случайного смещения элементов линейной антенной решётки от номинального эквидистантного положения на свойства антенны, в первую очередь, на величину взаимного влияния между элементами.

## 2. Постановка задачи

Рассмотрим эквидистантную антенную решетку, состоящую, например, из $N = 11$ полуволновых диполей, ориентированных вдоль оси $z$. Для каждого элемента введем вектор смещения $\Delta\vec{r}$ (рисунок 1). Будем считать, что направление и расстояние смещения являются случайными величинами. В таком случае, длина и угол поворота вектора $\Delta\vec{r}$ являются случайными равномерно распределенными величинами. В качестве максимального смещения элемента обозначим диаметр проволоки полуволнового диполя. Направление смещения равномерно распределено на интервале от 0 до $2\pi$. Эталонная решётка (с несмещёнными элементами) ориентирована вдоль оси $x$.

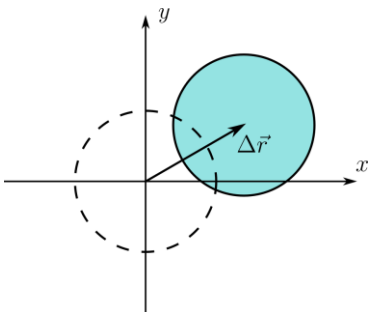



Рис. 1. Геометрия смещения элемента антенной решётки

Будем анализировать направленные и корреляционные свойства решётки. Корреляционные свойства будем описывать ($N\times N$)-матрицей взаимных импедансов $\dot{Z}_{i,j}$ между элементами решётки. Модули этих элементов характеризуют степень взаимного влияния, а аргумент – вносимый в сигнал $i$-го элемента излучением $j$-го сдвиг фазы. В силу симметрии матрицы ($\dot{Z}_{i,j}=\dot{Z}_{j,i}$) интерес представляют, в первую очередь, её первая строчка (т.е. элементы $\dot{Z}_{i,1}$) и главная диагональ ($\dot{Z}_{i,i}$).

Так как взаимное влияние определяется в том числе конфигурацией антенных элементов, проведём численное моделирование.

Для сопоставления с ранее полученными величинами элементов матрицы взаимных импедансов, в том числе экспериментальными [11], моделирование проводилось для полуволновых диполей, рассчитанных на частоту 3550 МГц, и уплотнённой компоновки решётки (номинальное расстояние между элементами – 0.3λ). Такая компоновка может использоваться, например, при дефиците места для размещения решётки.

## 3. Результаты моделирования

На рисунке 2 приведены гистограммы модулей ($Z_{\text{mag}}$) и аргументов первой строки элементов матрицы взаимных импедансов. Синей линией на гистограммах отмечены значения для эквидистантной решётки.

Значения первой строки матрицы Z-параметров (без учета собственного импеданса) существенно отличаются от значения для решетки без смещения. Начиная с $Z_{1,3}$ различия могут составлять до 20 Ом. При этом для $Z_{1,2}$, $Z_{1,3}$ и $Z_{1,4}$ видно, что значение без смещения находится очень далеко от полученных при смещении. Особенно это видно на $Z_{1,2}$, где различия составляют около 30 Ом.

На рисунке 3 приведены гистограммы модулей и аргументов диагональных элементов матрицы взаимных импедансов. Чёрной линией на гистограммах отмечены значения для эквидистантной решётки. Смещение элементов незначительно влияет на значения модулей основной диагонали $Z$-параметров. Отличие от значений без смещения, в большинстве случаев, не превышают 1,2 Ом. Однако в исследуемой выборке видно, что смежные элементы для решетки без смещения (1 и 11, например) могут иметь сильные различия в диапазоне изменении Z-параметров. Так, изменение $Z_{1,1}$ находится в диапазоне от 63,5 до 67,0 Ом, в то время как для $Z_{11,11}$ - от 63,8 до 65,4 Ом.

Аргументы значений основной диагонали $Z$-параметров изменяются незначительно, не более 2 градусов от значения без смещения. Однако аргументы значений первой строки матрицы $Z$-параметров (без учета собственного импеданса) распределены вдоль всего диапазона углов от -180 до 180. По полученным данным можно предположить, что аргументы распределены практически равномерно.

Изменение взаимного влияния между элементами (взаимных импедансов) приводит и к изменению коэффициента отражения антенной решётки от входа (рисунок 4). На графиках частотных зависимостей $S_{11}$ видно, что смещение элементов приводит к смещению частоты наилучшего согласования в сторону высоких частот, в данной антенной решётке в среднем на 80 МГц. Большинство кривых имеют минимум вблизи частоты 3,65 МГц, однако некоторые кривые сильно смещены относительно большинства, находясь либо вблизи решетки без смещения, или уходя в область еще более высоких частот (3,70 МГц).

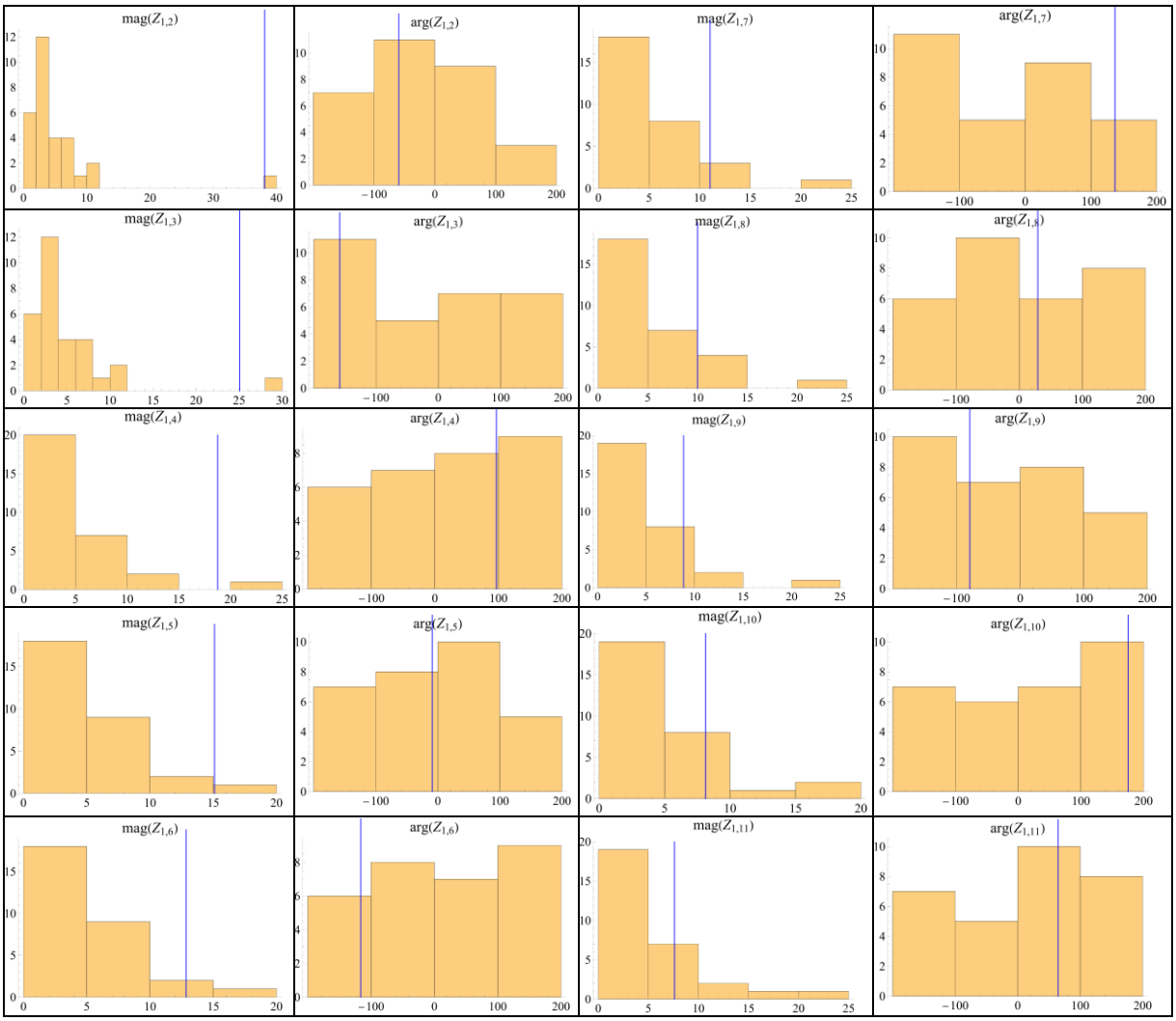



Рис. 2. Гистограммы модулей и аргументов элементов первой строки матрицы взаимных импедансов

Смещение элементов сказывается и на направленных свойствах антенны. На рисунках 5 и 6 для демонстрации эффектов приведены диаграммы направленности в горизонтальной и вертикальной плоскостях соответственно для антенной решётки в режиме равноамплитудной синфазной запитки (различные реализации смещения элементов).

Вдоль оси максимального излучения решетки без смещения, решетка со смещенными элементами также формирует максимум. Однако в некоторых случаях максимальное значение смещено на некоторый угол от исходного. В исследуемой выборке максимумы лежат в диапазоне 90±10 градусов. Кроме того, максимальное значение для всех исследуемых решеток оказывается меньше, чем значение для решетки без смещения. Самое близкое значение в исследуемой выборке отличается от значения без смещения на 2,5 дБ.

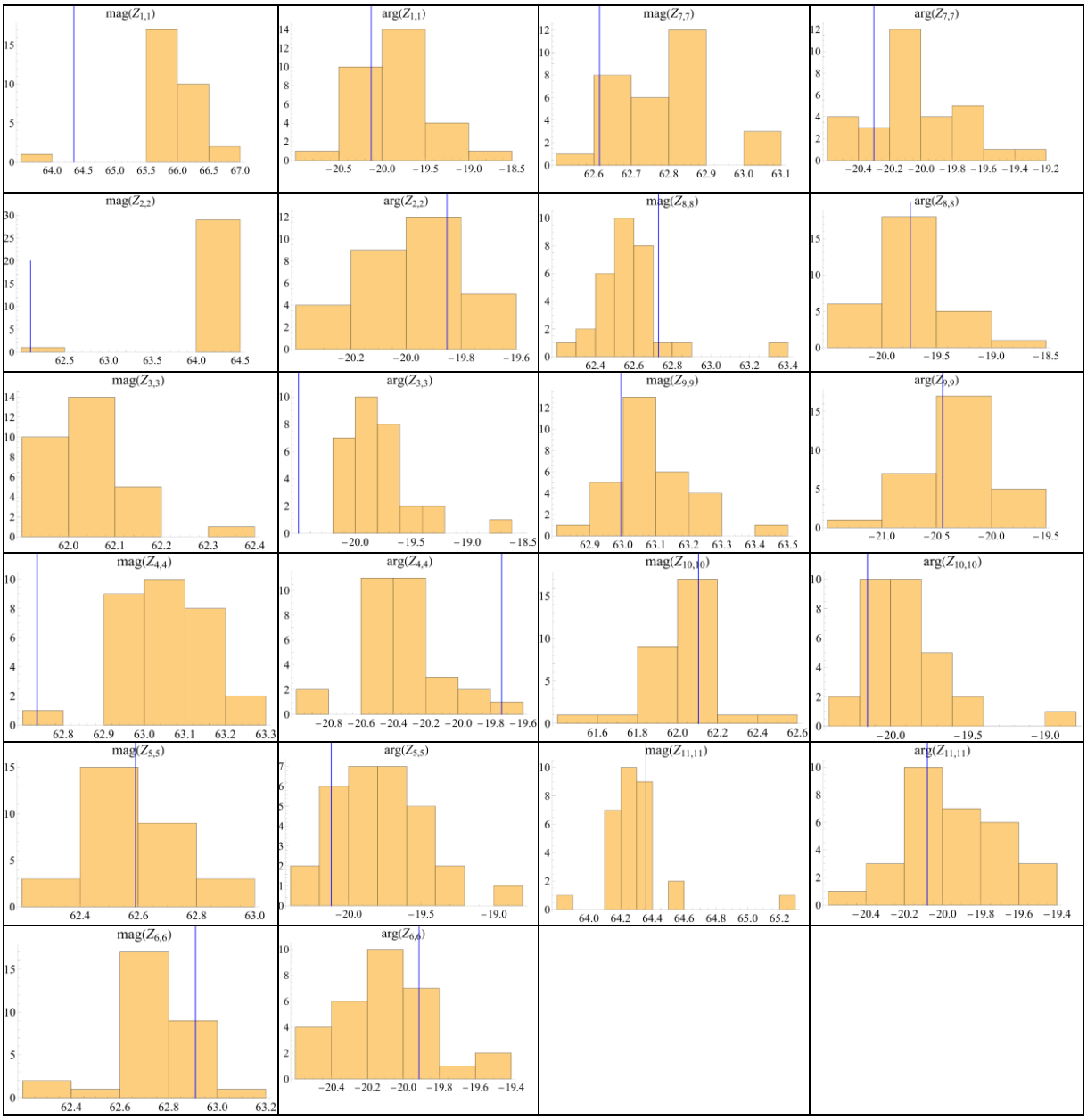



Рис. 3. Гистограммы модулей и аргументов элементов главной диагонали матрицы взаимных импедансов

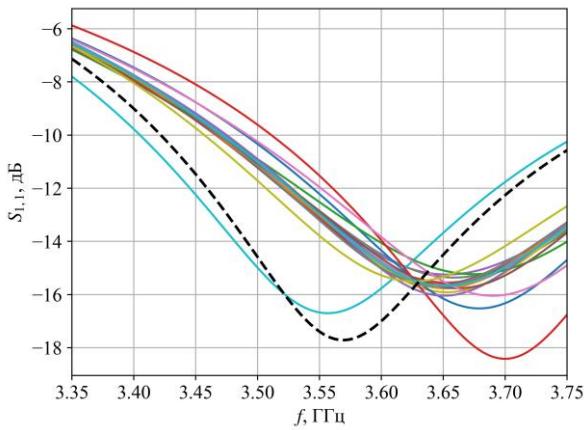



Рис. 4. Частотные зависимости коэффициента отражения от входа антенной решётки (различные реализации)

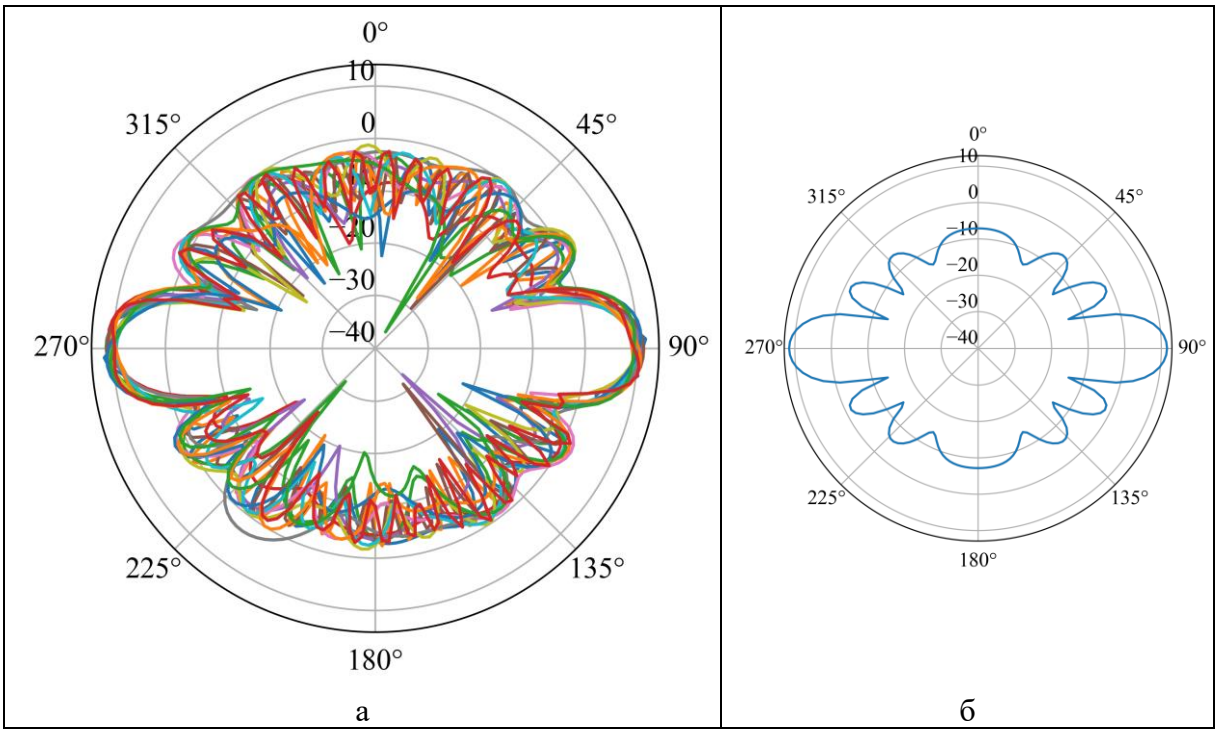



Рис. 5. Диаграммы направленности в горизонтальной плоскости: а – различные реализации смещения элементов, б – эквидистантная линейная решётка

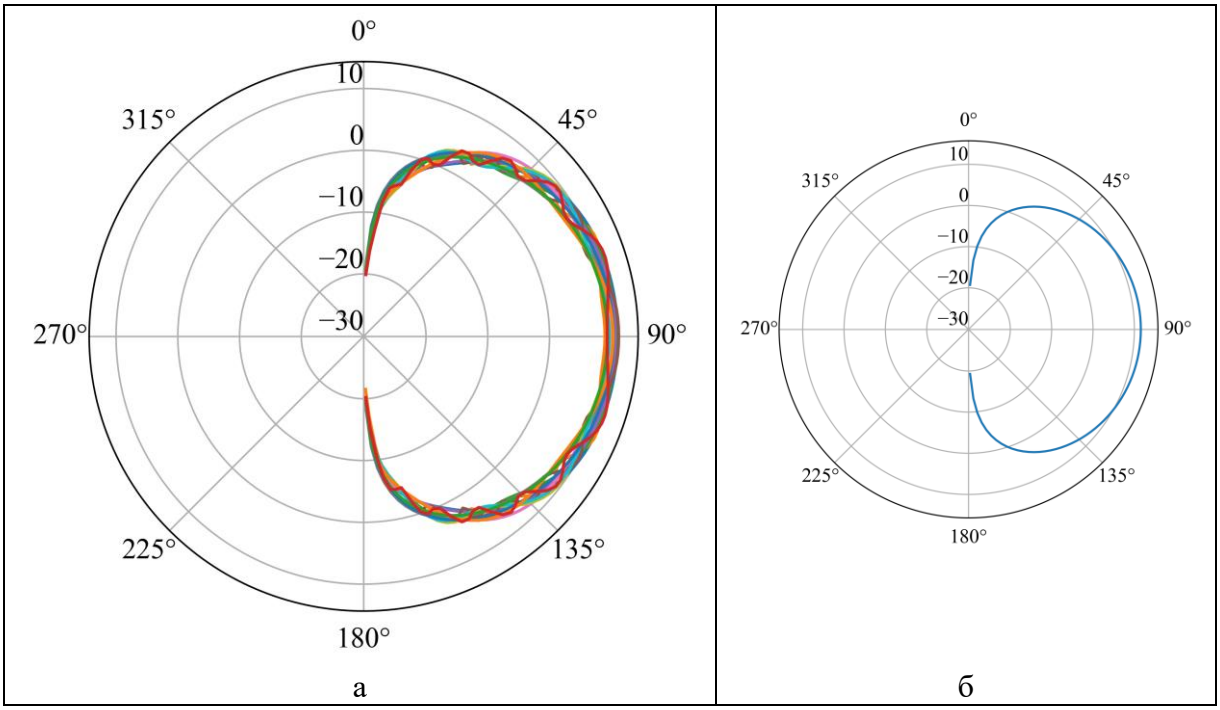



Рис. 6. Диаграммы направленности в вертикальной плоскости (передняя полуплоскость): а – различные реализации смещения элементов, б – эквидистантная линейная решётка

## 4. Заключение

В процессе работы были получены частотные и направленные свойства антенной решетки со смещенными элементами. Полученные данные показывают, что

незначительные смещения приводят к сильным изменениям частотных свойств. Наиболее вероятным изменением можно назвать смещение частоты наилучшего согласования и значения собственных S-параметров элементов. Кроме того, существенные изменения взаимных импедансов свидетельствуют об увеличении взаимного влияния между элементами, что также может приводить к ухудшению согласования. Результаты могут быть использованы при проектировании решеток с учетом погрешности расположения элементов, а также при проектировании решеток на профилях, отличных от плоского.

### Литература


1. Lo Y. T. Sidelobe level in nonuniformly spaced antenna arrays. // IEEE Trans., 1963, V. AP-11, №4. - P. 511 – 512.
2. Lo Y. T. A mathematical theory of antenna arrays with randomly spaced elements. // IEEE Trans., 1964, V. AP-12, №3. - P. 257 – 269.
3. Lo Y. T., Simcoe R. J. An experiment on antenna arrays with randomly spaced elements. // IEEE Trans., 1967, V. AP-15, №2. - P. 231 – 235.
4. Маслов О. Н. Случайные антенны (теория и практика): Монография. Самара: Изд-во ПГУТИ, 2013. – 480 с.
5. Юрцев О. А., Шаляпин И. Ф., Завадский С. А., Юбко А. П. Разреженная антенная решетка со случайным смещением излучателей в плоскости апертуры. // Материалы докладов XXII международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC-2016), Воронеж, апрель 2016. - С. 783 – 793.
6. Легкий Н. М., Михеев Н. В. Выбор расположения излучателей в неэквидистантной антенной решетке. // Russian Technological Journal, 2020, Т. 8, №6. - С. 54 – 62.
7. Zheng T. et al. IWORMLF: Improved invasive weed optimization with random mutation and Lévy flight for beam pattern optimizations of linear and circular antenna arrays / Zheng T., Liu Y., Sun G., Zhang L., Liang Sh., Wang A., Zhou X. //IEEE Access, 2020, V. 8. – Pp. 19460 - 19478.
8. Lee S., Song H. J. Accurate statistical model of radiation patterns in analog beamforming including random error, quantization error, and mutual coupling. //IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2021, V. 69, №. 7. – Pp. 3886 - 3898.
9. Artemova T. K., Gvozdarev A. S. Antenna array characteristics influence on MIMO system reliability. //2019 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), IEEE, 2019. – Pp. 1-5.
10. Gvozdarev A., Artemova T. Banded correlation matrix model for massive MIMO systems. //2017 IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS), IEEE, 2017. – Pp. 1-6.
11. Nazarenko B. E. and Artemova T. K. Study of the linear antenna arrays bending influence on the elements mutual coupling. //2023 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Pskov, Russian Federation, 2023. – Pp. 1-5.


### References


1. Lo Y. T. Sidelobe level in nonuniformly spaced antenna arrays. // IEEE Trans., 1963, V. AP-11, №4. - Pp. 511 – 512.
2. Lo Y. T. A mathematical theory of antenna arrays with randomly spaced elements. // IEEE Trans., 1964, V. AP-12, №3. - Pp. 257 – 269.
3. Lo Y. T., Simcoe R. J. An experiment on antenna arrays with randomly spaced elements. // IEEE Trans., 1967, V. AP-15, №2. - Pp. 231 – 235.
4. Maslov O. N. Random antennas (theory and practice): Monograph. Samara: Publishing House of PGUTI, 2013. – 480 p.

5. Yurtsev O. A., Chaliapin I. F., Zavadsky S. A., Yubko A. P. Sparse antenna array with random displacement of emitters in the aperture plane. // Materials of the reports of the XXII International Scientific and Technical Conference "Radar, navigation, communications" (RLNC-2016), Voronezh, April 2016. - Pp. 783-793.
6. Easy N. M., Mikheev N. V. The choice of the location of the emitters in a non-equidistant antenna array. // Russian Technological Journal, 2020, Vol. 8, No.6. - Pp. 54 – 62.
7. Zheng T. et al. IWORMLF: Improved invasive weed optimization with random mutation and Lévy flight for beam pattern optimizations of linear and circular antenna arrays / Zheng T., Liu Y., Sun G., Zhang L., Liang Sh., Wang A., Zhou X. //IEEE Access, 2020, V. 8. – Pp. 19460 - 19478.
8. Lee S., Song H. J. Accurate statistical model of radiation patterns in analog beamforming including random error, quantization error, and mutual coupling. //IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2021, V. 69, №. 7. – Pp. 3886 - 3898.
9. Artemova T. K., Gvozdarev A. S. Antenna array characteristics influence on MIMO system reliability. //2019 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), IEEE, 2019. – Pp. 1-5.
10. Gvozdarev A., Artemova T. Banded correlation matrix model for massive MIMO systems. //2017 IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS), IEEE, 2017. – Pp. 1-6.
11. Nazarenko B. E. and Artemova T. K. Study of the linear antenna arrays bending influence on the elements mutual coupling. //2023 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Pskov, Russian Federation, 2023. – Pp. 1-5, doi: 10.1109/SYNCHROINFO57872.2023.10178439.

# ВЕРОЯТНОСТЬ ПРОСТОЯ В MIMO СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С РАЗЛИЧНЫМИ ПРОСТРАНСТВЕННЫМИ СТРУКТУРАМИ ПРИ НАЛИЧИИ ПОМЕХ

Ю.Н. Паршин[1], В. Н. Т. Нгуен[1]

[1] Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина (РГРТУ), Рязань, Россия

**Аннотация.** В работе методом статистического моделирования проведен анализ вероятности простоя MIMO системы передачи информации при действии помех с использованием различных конфигураций приемной и передающей антенн систем. Исследуются зависимости эффективности различных пространственных структур MIMO системы от угловой координаты сектора расположения помех, фактора Райса и отношения сигнал-шум. Результаты моделирования позволяют обосновать выбор типа конфигурации антенн для компенсации помех в беспроводных MIMO системах, работающих в сложной помеховой обстановке.

**Ключевые слова:** MIMO системы; вероятность простоя; пространственная структура.

# THE OUTAGE PROBABILITY IN MIMO INFORMATION TRANSMISSION SYSTEMS WITH DIFFERENT SPATIAL STRUCTURES IN THE PRESENCE OF INTERFERENCE

Yu. N. Parshin[1], V. N. T. Nguyen [1]

[1]Ryazan state radio engineering university named after V.F. Utkin, Ryazan, Russia

**Abstract.** In the work, the statistical modeling method analyzes the outage probability of the MIMO information transmission system under the influence of interference using various configurations of the receiving and transmitting antennas of the systems. The dependences of the effectiveness of various spatial structures of the MIMO system on the angular coordinate of the interference sector, the Rice factor and the signal-to-noise ratio are investigated. The simulation results make it possible to justify the choice of antenna configuration type for interference compensation in wireless MIMO systems operating in a complex interference environment.

**Keywords:** MIMO systems; outage probability; spatial structure.

## 1. Введение

Современные системы беспроводной связи широко используют технологию MIMO, которая использует пространственное разнесение для повышения эффективности систем передачи информации. Увеличение числа беспроводных устройств наряду с ограниченным частотным спектром также вызывает взаимные помехи. Методы и алгоритмы помехоустойчивой обработки сигналов изложения в работах [1,2,3]. Во многих случаях эффективность обработки сигналов можно повысить путем оптимизации пространственной структуры информационных систем. В работе [4] повышение помехоустойчивости радиотехнической системы обеспечивается путем оптимизации ее пространственной структуры по критерию максимума правдоподобия. В работе [5] рассмотрено влияние количества антенн на вероятности ошибки приема сигналов в беспроводных MIMO системах при наличии помех. В работе [6] рассмотрено применение в MIMO системе адаптивного компенсатора помех с использованием алгоритма наискорейшего спуска.

Антенные системы (АС) имеют различные пространственные структуры. В частности, исследованию и применению фрактальных антенн уделяется большое внимание во многих исследованиях. В работе [7] приведена методология фрактальных антенных систем и применение различных фракталов к проектированию антенных решеток, однако, влияние помех не учитывалось.

Целью работы является повышение эффективности адаптивной пространственной компенсации помех в MIMO системах при использовании различных конфигураций антенных систем в условиях действия комплекса пространственно сосредоточенных помех.

## 2. Постановка задачи

Пространственная структура MIMO системы передачи информации определяется расположением на плоскости $N_{\text{TX}}$ передающих антенн и $N_{\text{RX}}$ приемных антенн с координатами $x_m, y_m,\ m = 1,...,N_{\text{TX}}$, и $x_n, y_n,\ n = 1,...,N_{\text{RX}}$. Кроме того $K$ источников помех расположены в той же плоскости. Для эффективного подавления помех необходимо, чтобы число антенн приемной антенной системы было больше, чем общее число антенн передающей антенной системы и число помех, т. е. $N_{\text{RX}} \geq N_{\text{TX}} + K$. В дальнейшем рассматриваются антенные системы, одинаковые на приемной и передающей сторонах. Направленность антенн в заданной плоскости а также их взаимное влияние полагаются незначительными. При увеличении размера антенной системы уменьшается корреляция канальных коэффициентов, что уменьшает интерференцию сигнальных символов. Вместе с тем увеличение расстояния между антеннами в антенной системе приводит к появлению дифракционных максимумов диаграммы направленности, а также нецелесообразно по конструктивным соображениям. При расположении антенн необходимо учитывать, что направление прихода помех может быть в диапазоне углов $0\ldots2\pi$. Далее в статье используются несколько вариантов пространственных структур: кольцевая антенная система, кольцевая антенная система с центром, «sunflower» и фрактальная антенная система.

При $N \geq 8$ элементы антенной системы располагаются подобно семенам в корзинке цветка подсолнечника, «sunflower». В этом случае координаты элементов антенной системы описывается выражениями [8]:

$$x_n = r\cos\frac{2\pi n}{\varphi^2},\quad y_n = r\sin\frac{2\pi n}{\varphi^2},$$

где $n = 1,\ldots,N$ – номер элемента антенной системы, $\varphi = \dfrac{1+\sqrt{5}}{2}$ – золотое сечение, $r$ – радиус круга, в котором располагаются антенные элементы. Фрактальные антенные решетки характеризуются расположением антенн, которое обладает свойством самоподобия [7]. Наиболее удобными для технической реализации антенных решеток можно признать пространственную структуру в виде салфетки Серпинского.

Изменения электромагнитной волны при распространении от передатчика к приемнику задаются $N_{\text{RX}} \times N_{\text{TX}}$ матрицей канальных коэффициентов $\underline{\mathbf{H}}$, которая отражает преобразование амплитуды и фазы сигнала в рассматриваемой пространственной структуре передающих и приемных антенн. Пусть канальная матрица учитывает как прямое распространение радиоволн, так и их диффузное рассеяние:

$$\underline{\mathbf{H}} = \sqrt{\frac{1}{K_{\mathrm{R}}+1}}\underline{\mathbf{H}}^{\mathrm{DIF}} + \sqrt{\frac{K_{\mathrm{R}}}{K_{\mathrm{R}}+1}}\underline{\mathbf{H}}^{\mathrm{LOS}},$$

где $K_{\mathrm{R}}$ – фактор Райса [9], $\underline{\mathbf{H}}^{\mathrm{LOS}} = \left\{ e^{-j2\pi\frac{R(m,n)}{\lambda}}, n = 1,...,N_{\mathrm{RX}}, m = 1,...,N_{\mathrm{TX}} \right\}$ – канальная матрица прямого распространения, $R(n,m) = \sqrt{(x_n - x_m)^2 + (y_n - y_m)^2}$ – расстояние между $m$-й передающей и $n$-й приемной антеннами. Представим коэффициенты диффузной канальной матрицы $\underline{\mathbf{H}}^{\mathrm{DIF}}$ размера $N_{\mathrm{RX}} \times N_{\mathrm{TX}}$ в виде независимых гауссовских случайных величин с дисперсией $D^{\mathrm{DIF}}$. Для описания корреляционных свойств элементов матрицы $\underline{\mathbf{H}}^{\mathrm{DIF}}$ в дальнейшем применяется методика, использующая угловой спектр $p_{\mathrm{TX}}(\alpha,\gamma)$, $p_{\mathrm{RX}}(\alpha,\gamma)$ диффузной составляющей [10].

Помеховая ситуация в окрестности приемных антенн рассмотрена в работах [5] и задается суммой $\underline{\mathbf{V}} = \underline{\mathbf{Z}} + \underline{\mathbf{Q}}$ пространственно некоррелированных шумов $\underline{\mathbf{Q}} = \left\{ \underline{q}_1, \underline{q}_2, ..., \underline{q}_{N_{\mathrm{RX}}} \right\}^{\mathrm{T}}$ и пространственно коррелированной помехи $\underline{\mathbf{Z}} = \left\{ \underline{z}_1, \underline{z}_2, ... \underline{z}_{N_{\mathrm{RX}}} \right\}^{\mathrm{T}}$. Некоррелированный шум на выходе приемных антенн представляет собой вектор гауссовских случайных величин с корреляционной матрицей $\underline{\mathbf{R}}_Q = D_Q \mathbf{I}$, где $D_Q$ – дисперсия некоррелированного шума в каждом приемном канале. Пространственно коррелированная помеха представляет собой гауссовскую случайную величину $\underline{p}_k$ с дисперсией $D_k$, расположенного в пространстве в направлении, задаваемого азимутом $\alpha_k$, а угол места $\gamma_k$, $k = 1,...,K$. На выходе приемных антенн помеха равна:

$$\underline{\mathbf{Z}} = \sum_{k=1}^{K} \underline{p}_k \underline{\mathbf{V}}_k,,$$

где $\underline{\mathbf{V}}_k = \left\{ \underline{v}_{kn} = \exp\left[ -j\frac{2\pi}{\lambda} \sin\gamma_k \left( x_n \cos\alpha_k + y_n \sin\alpha_k \right) \right], n = 1,..., N_{\mathrm{RX}} \right\}$ – направляющий вектор $k$-й помехи, $\lambda$ – длина волны. Корреляционная матрица коррелированной помехи равна:

$$\underline{\mathbf{R}}_Z = \sum_{k=1}^{K} D_k \underline{\mathbf{V}}_k \underline{\mathbf{V}}_k^{\mathrm{H}},$$

где $^{\mathrm{H}}$ обозначает эрмитово сопряжение вектора. Некоррелированная и коррелированная составляющие помехи статистически независимы, поэтому корреляционная матрица помехи равна сумме корреляционных матриц для коррелированной и некоррелированной составляющих:

$$\underline{\mathbf{R}}_V = \underline{\mathbf{R}}_Z + \underline{\mathbf{R}}_Q.$$

Для подавления коррелированных помех часто используется преобразование помехи в белый шум, то есть декорреляция помехи [2]. В системах MIMO также целесообразно декоррелировать пространственно коррелированные помехи с

использованием линейного фильтра с матричным коэффициентом передачи, как это выполнено, например, в работе [12,13]:

$$\underline{\mathbf{W}} = \sqrt{D_Q}\left[\mathrm{Chol}\left(\underline{\mathbf{R}}_V\right)\right]^{-1}.$$

Используем выражение для пропускной способности MIMO системы, полученное в работе [11], в условиях действия пространственно-некоррелированных помех и шумов и заданной реализации канальной матрицы $\underline{\mathbf{H}}_1 = \underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{H}}$:

$$C_H = \log_2 \det\left(\mathbf{I} + \frac{q_X}{N_{\mathrm{TX}}}\underline{\mathbf{H}}_1\underline{\mathbf{H}}_1^{\mathrm{H}}\right),$$

где $q_X = \frac{D_X}{D_Q}$ – отношение сигнал-шум, $D_X$ – дисперсия суммы сигналов, передаваемых всеми передатчиками, $\mathbf{I}$ – единичная матрица размером $N_{\mathrm{RX}} \times N_{\mathrm{TX}}$. В дальнейшем для количественной оценки пропускной способности используем эргодическую пропускную способность, получаемую усреднением по ансамблю реализаций канальных матриц $C_{\mathrm{E}} = \overline{C_H} \approx \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N} C_H(n)$, где $N$ – число реализаций канальной матрицы $\underline{\mathbf{H}}_1$ и азимута помех $\alpha_k, k = 1,...,K$. Для характеристики MIMO системы в дальнейшем используется вероятность простоя [10], равная вероятности реализации пропускной способности $P_{\mathrm{OUT}} = P(C_H \le C_{\mathrm{OUT}})$ ниже некоторого минимально допустимого значения $C_{\mathrm{OUT}}$.

### 3. Результаты моделирования

Влияние пространственной структуры антенной системы на пропускную способность MIMO системы передачи информации при действии помех оценим для заданной сигнально-помеховой обстановки. Для сравнения эффективности конфигураций АР, рассмотрим все конфигурации расположены в круге радиусом $r = 1$, число передающих и приемных антенн одинаково и равно $N_{\mathrm{RX}} = N_{\mathrm{TX}} = 9$. Для сравнения приведены результаты также для линейной пространственной структуры такого же размера. Моделирование канальной матрицы проведено для равномерных угловых спектров $p_{\mathrm{TX}}(\alpha) = p_{\mathrm{RX}}(\alpha) = 1/2\pi$, а дисперсия канальных коэффициентов равна $D_H = 1$. Полагаем, что все антенны с различными конфигурациями расположенные в одной плоскости с плоскостью z0y расположения помех и источника сигнала, поэтому углы всех помех $\gamma_k = \pi/2,\ k = 1,...,K$. Азимуты $\alpha_k$ всех помех полагаются независимыми случайными величинами, равномерно распределенными в секторе углов $\Delta\alpha$, а направление середины сектора задается азимутом $\alpha_0$: $\alpha_0 - \Delta\alpha/2 \le \alpha_k \le \alpha_0 + \Delta\alpha/2$. Отношение помеха-шум для каждой из помех равно $p_k = \frac{D_k}{D_Q} = 20$ дБ, $k = 1,...,K$, а число источников помех $K = 6$. Угловые координаты прямого луча источника сигнала $\alpha_S = 0°,\ \gamma_S = \pi/2$.

На рис.1 приведены зависимости вероятности простоя $P_{\mathrm{OUT}}$ от азимута сектора помех $\alpha_0$ для различных пространственных структур антенных систем при $K_{\mathrm{R}} = 10$,

$\Delta\alpha = 30°$. Отношение сигнал-шум равно $q_X = \dfrac{D_X}{D_Q} = 10$ дБ. Из графиков видно, что при совпадении направлений прихода прямого луча и азимута сектора помех $\alpha_S = \alpha_0$ получаем наихудший результат $P_{\text{OUT}} \approx 1$. Использование линейной структуры антенной системы приводит к увеличению вероятности простоя по сравнению с антенными системами других конфигураций. Применение кольцевой антенны дает меньшую вероятность простоя по сравнению с другими конфигурациями антенн, так как ее геометрия позволяет принимать сигналы и помехи со всех направлений. Вместе с тем в некоторых направлениях фрактальная антенна Серпинского имеет преимущество по сравнению с другими антенными системами.

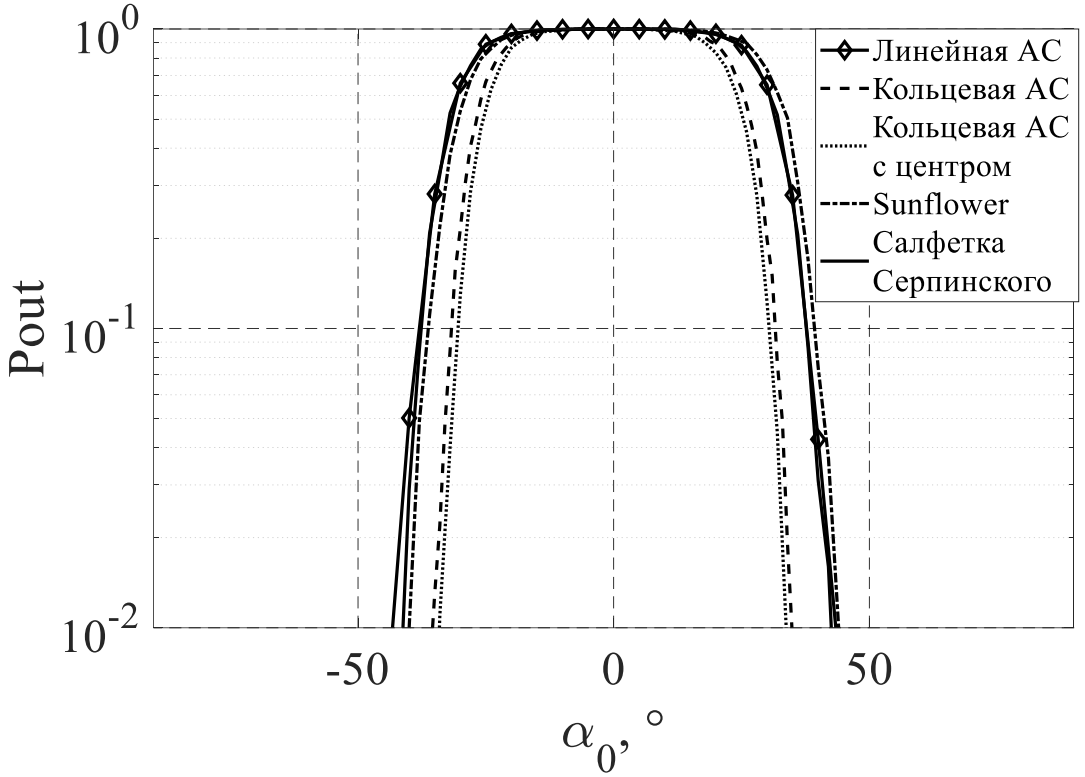



Рис. 1. Зависимость вероятности простоя от азимута помехи

На рис.2 приведены зависимости вероятности простоя от пропускной способности от значений фактора Райса для различных конфигураций антенных систем при $\alpha_0 = 30°$, $K_{\text{R}} = 10$, $\Delta\alpha = 30°$. При увеличении значений фактора Райса вероятность простоя MIMO системы также увеличивается. Использование линейной антенной системы дает наименьшую пропускную способность канала. Использование антенной системы с кольцевой структурой дает наименьшую вероятность простоя.

На рис.3 приведены зависимости вероятности простоя от отношения сигнал-шум для различных конфигураций антенной системы при $\alpha_0 = 30°$, $K_{\text{R}} = 10, \Delta\alpha = 30°$. Из графика видно, что использование кольцевой антенной системы дает выигрыш в отношении сигнал-шум около 2 дБ по сравнению с линейной антенной системой при $P_{\text{OUT}} = 0{,}1$. Соответственно использование “sunflower” антенны дает выигрыш 0,5 дБ, а использование фрактальной антенн дает выигрыш около 1 дБ.

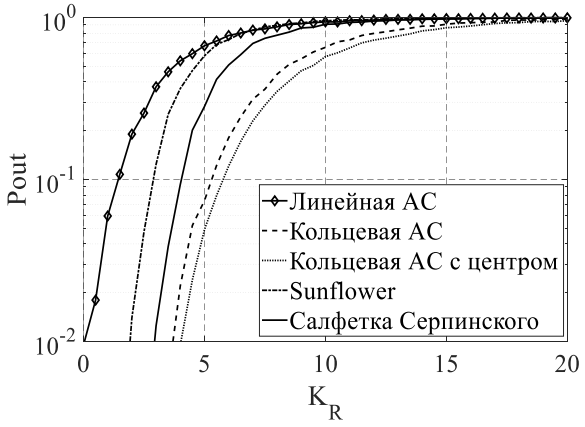



Рис. 2. Зависимость вероятности простоя от значений фактора Райса

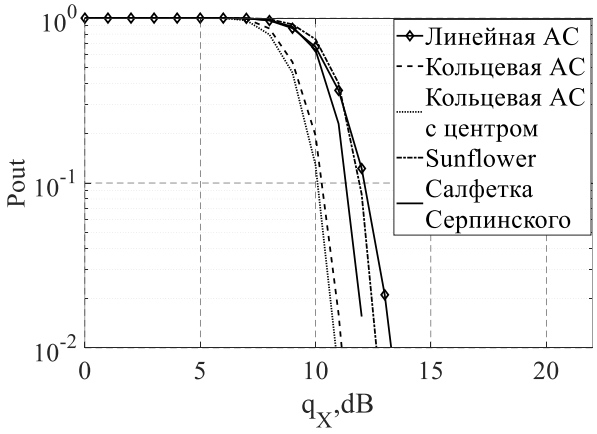



Рис. 3. Зависимость вероятности простоя от отношения сигнал шум

## 4. Заключение

Исследовано влияние различных антенных конструкций на вероятность простоя MIMO системы передачи информации. Анализ, проведенный с помощью компьютерного моделирования, показал, что, наилучший результаты получаются при использовании кольцевой антенной системы. В некоторых случаях можно применить антенные системы с конфигурацией в виде салфетки Серпинского или другие фрактальные антенны. Полученные результаты позволяют обосновать выбор типа антенной конструкции для компенсации помех в беспроводных системах MIMO в зависимости от направления и величины углового сектора, в котором располагаются помехи. В некоторых антенных системах антенные элементы расположены близко друг к другу, что изменяет их электрические характеристики. Поэтому представляет интерес использование методов [14-16] для изучения взаимного влияния антенн на вероятность простоя в случае различных пространственных структур.

## 5. Благодарности

Работа выполнена при поддержке гранта Российского научного фонда 24-29-00850, https://rscf.ru/en/project/24-29-00850/ в Рязанском государственном радиотехническом университете имени В.Ф. Уткина.

## Литература

1. Защита от радиопомех/ под ред. Максимова М.В. М.: Сов. радио, 1976. – 496 с.
2. Сосулин Ю.Г., Костров В.В., Паршин Ю.Н. Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех. М.: Радиотехника,2014. – 632 с.
3. Монзинго Р.А, Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986.
4. Parshin Yu. N., Gusev S. I. Dynamic Model of Radio system with Spatial Structure Optimization in Presence of Interferences. // 4-th MicroWave and Radar Week, MRW-2010, 18th International Conference on Microwave Radar and Wireless Communications, MIKON-2010, Vilnius, Lithuania, June 14–16, 2010, V. 1, GEOZONDAS Ltd, 2010, p.p.133–136.

5. Паршин Ю.Н., Нгуен В.Н.Т. Влияние количества элементов антенн на вероятности ошибки приема сигналов в беспроводных MIMO системах при наличии помех. // Теория и техника радиосвязи, № 1, 2022.– С. 78-84.
6. Parshin Y. and Nguyen T. Adaptive Interference Cancellation in MIMO Information Transmission Systems. // 2023 25th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA), Moscow, Russian Federation, 2023. – Pp. 1-4, DOI: 10.1109/DSPA57594.2023.10113413
7. Werner D. H. and Ganguly S. An overview of fractal antenna engineering research. // IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 45, No. 1, Feb. 2003. – Pp. 38-57. doi: 10.1109/MAP.2003.1189650.
8. Vogel H. A Better Way to Construct the Sunflower Head. // Mathematical Biosciences, 44(3–4), 1979. – Pp. 179–189, doi: 10.1016/0025-5564(79)90080-4.
9. Greenstein L.J., Ghassemzadeh S., Erceg V., Michelson D.G. Ricean K-factors in narrowband fixed wireless channels: Theory, experiments, and statistical models. // IEEE Transactions on vehicular technology, 58(8), 2009. – Pp. 4000–4012.
10. Kuhn V. Wireless Communications over MIMO Channels: Applications to CDMA and Multiple Antenna Systems. John Wiley & Sons, 2006.
11. Telatar I.E. Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels. // European Transactions on Telecommunication, Vol. 10, No 6, 1999. – Pp. 585–595.
12. Колупаева А.С., Паршин Ю.Н. Пропускная способность MIMO системы при наличии пространственно коррелированных помех. // Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXVI международной научно-технической конференции. Воронеж: Издательский дом ВГУ, Т.5, 2020. – С. 156-161.
13. Паршин Ю.Н., Нгуен В.Н.Т. Влияние пространственной структуры на пропускную способность беспроводных MIMO систем при наличии помех. // Цифровая обработка сигналов. №2, 2023. – С.9-14.
14. Parshin Yu.N., Grachev M.V. Multi-stage reconfigurable signal processing in a spatially distributed radio system. // Bulletin of the Ryazan State Radio Engineering University – Ryazan: RGRTU, No. 67, 2019. – Pp. 3-10.
15. Grachev M.V., Parshin Yu.N. Comparative analysis of algorithms for finding the optimal value of load impedances of multichannel radio systems with mutual influence. // Bulletin of the Ryazan State Radio Engineering University – Ryazan: RGRTU, No. 73, 2020. – Pp. 10-18.
16. Grachev M.V., Parshin Yu.N. Investigation of the angular spectrum of noise power of a multichannel receiving system with mutual influence of channels and optimization of load impedances. // Bulletin of the Ryazan State Radio Engineering University– Ryazan: RGRTU, No.82, 2022. – Pp. 3-12.

**REFERENCES**

1. Maksimov M.V. Protection Against Radio Interference. ed., Moscow: Soviet Radio, 1976.
2. Sosulin Yu. G., Kostrov V.V., Parshin Yu.N. Estimation-Correlation Signal Processing and Interference Cancelation. Moscow. Radoitekhnika. 2014.
3. Monzingo R.A., Miller T.W. Introduction to Adaptive Arrays. SciTech Publishing. 1986.
4. Parshin Yu. N., Gusev S. I. Dynamic Mode of Radiosystem with Spatial Structure Optimization in Presence of Interferences// 4-th MicroWave and Radar Week, MRW-2010, 18th International Conference on Microwave Radar and Wireless Communications. MIKON-2010. Vilnius, Lithuania, June 14–16, 2010, V. 1. GEOZONDAS Ltd, 2010– Pp.133–136.
5. Parshin Yu.N., Nguyen V.N.T. Influence of the number of antenna elements on the probability of signal reception errors in wireless MIMO systems in the presence of

interference.// Journal of Theory and technology of radio communication. No 1, 2022.–Pp. 78–84.
6. Parshin Y. and Nguyen T. Adaptive Interference Cancellation in MIMO Information Transmission Systems// 2023 25th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA). Moscow, Russian Federation, 2023–Pp. 1-4. DOI: 10.1109/DSPA57594.2023.10113413.
7. Werner D. H. and Ganguly S. An overview of fractal antenna engineering research. // IEEE Antennas and Propagation Magazine. vol. 45, No. 1, Feb. 2003.– Pp. 38-57. doi: 10.1109/MAP.2003.1189650.
8. Vogel H. A Better Way to Construct the Sunflower Head // Mathematical Biosciences. 44(3–4). 1979. – Pp. 179–189. doi:10.1016/0025-5564(79)90080-4.
9. Greenstein L.J., Ghassemzadeh S., Erceg V., Michelson D.G. Ricean K-factors in narrowband fixed wireless channels: Theory, experiments, and statistical models. // IEEE Transactions on vehicular technology. 2009. 58(8). – Pp. 4000–4012.
10. Kuhn V. Wireless Communications over MIMO Channels: Applications to CDMA and Multiple Antenna Systems. John Wiley & Sons, 2006.
11. Telatar I.E. Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels. // European Transactions on Telecommunication. Vol. 10, No 6, 1999. – Pp. 585–595.
12. Kolupaeva A.S., Parshin Yu.N. Capacity of MIMO system in the presence of spatially correlated interference. // Radar, Navigation, Communications: Proceedings of the XXVI International Scientific and Technical Conference. Voronezh: VSU Publishing House, Vol.5, 2020. – Pp. 156–161.
13. Parshin Y.N., Nguyen V.N.T. The influence of spatial structure on the throughput of wireless MIMO systems in the presence of interference. //Digital Signal Processing. No.2, 2023. – Pp .9–14.
14. Parshin Yu.N., Grachev M.V. Multi-stage reconfigurable signal processing in a spatially distributed radio system // Bulletin of the Ryazan State Radio Engineering University – Ryazan: RGRTU, No. 67, 2019. – Pp. 3-10.
15. Grachev M.V., Parshin Yu.N. Comparative analysis of algorithms for finding the optimal value of load impedances of multichannel radio systems with mutual influence // Bulletin of the Ryazan State Radio Engineering University – Ryazan: RGRTU, No. 73, 2020. – Pp. 10-18.
16. Grachev M.V., Parshin Yu.N. Investigation of the angular spectrum of noise power of a multichannel receiving system with mutual influence of channels and optimization of load impedances // Bulletin of the Ryazan State Radio Engineering University– Ryazan: RGRTU. No.82. 2022– Pp. 3-12.

# ВИБРАТОРНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ С ДВУМЯ ОРТОГОНАЛЬНЫМИ ПОЛЯРИЗАЦИЯМИ ДЛЯ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ДЕЦИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН С ДВУХКООРДИНАТНЫМ ШИРОКОУГОЛЬНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ

Д. К. Проскурин[1]

[1]Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Российская Федерация

**Аннотация.** В работе приводится сравнение характеристик вибраторных элементов с плечами в виде полусферы, трапециевидной формы и с наклоненными к экрану плечами. Для улучшения характеристик антенных элементов предлагается размещение метаматериальных элементов типа «грибков». В результате эксперимента на основе реального кросс-диполя с шунтовым питанием получены частотные зависимости коэффициента стоячей волны на входах антенного элемента и частотные зависимости модуля коэффициента передачи между двумя входами антенного элемента. На основе полученных данных было проведено сравнение с расчетными значениями.

**Ключевые слова:** вибраторные элементы, дециметровый диапазон, метаматериальные элементы, широкоугольное сканирование

# VIBRATORY ELEMENTS WITH TWO ORTHOGONAL POLARIZATIONS FOR THE ANTENNA ARRAY OF THE DECIMETER WAVE RANGE WITH TWO-COORDINATE WIDE-ANGLE SCANNING

D. K. Proskurin[1]

[1]Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russian Federation

**Abstract.** The paper compares the characteristics of vibratory elements with hemispherical, trapezoidal shoulders and shoulders inclined to the screen. To improve the characteristics of antenna elements, it is proposed to place metamaterial elements of the «fungi» type. As a result of the experiment, based on a real cross-dipole with shunt power, the frequency dependences of the standing wave coefficient at the inputs of the antenna elements and the frequency dependences of the transmission coefficient module between the two inputs of the antenna element were obtained. Based on the data obtained, a comparison was made with the calculated values.

**Keywords:** vibratory elements, decimeter range, metamaterial elements, wide-angle scanning

## 1. Введение

Актуальность настоящего исследования вызвана необходимостью модернизации антенных элементов радиолокатора дециметрового диапазона волн, использование которых позволяет:

- существенно улучшить активное согласование элементов в составе решетки при двухкоординатном сканировании в секторе углов ±60° с двумя ортогональными линейными или круговыми поляризациями;
- обеспечить эффективную теплоотдачу от антенного элемента без использования его обдува потоком воздуха при излучаемой элементом мощности до 200 Вт;
- обеспечить развязку по поляризации не хуже -25 дБ двух входов антенного элемента с ортогональными поляризациями;

- обеспечить высокую механическую прочность элементов ФАР, минимизировать высоту и массу антенных элементов;
- исключить использование зарубежных элементов и комплектующих в конструкции антенных элементов;
- желательным является исключить использование в конструкции антенных элементов печатных плат и СВЧ- ламинатов;
- обеспечить надежное функционирование антенных элементов в течение длительного периода эксплуатации;
- элемент ФАР с двумя ортогональными линейными поляризациями должен умещаться на площадке размерами 350×350 мм$^2$;
- обеспечить простоту монтажа элементов и проведения необходимых регламентных работ.

## 2. Исследование вибраторных элементов

В качестве базового решения был выбран симметричный электрический вибратор с шунтовым питанием, с плечами, наклоненным к экрану. Наклон плечей вибратора к экрану обеспечивает расширение диаграммы направленности, как уединенного элемента, так – и элемента, находящегося в составе ФАР. Четырехпроводная линия, питающая плечи кросс-диполя, выполнена в виде металлических трубок, внутри двух из которых проложены отрезки конструктивного коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 50 Ом.

Рассматривались два варианта формы плечей вибратора – сегмент сферы приводится на рисунке 1, и кусочно-плоскостная форма плечей трапециевидной геометрии представлена на рисунке 2. Кросс-диполи окружены метаматериальными элементами, вносящими емкостный поверхностный импеданс в замедляющую структуру, образованную элементами ФАР. Подобный выбор параметров «грибков» обусловлен тем, что при емкостном характере поверхностного импеданса в ФАР создаются неблагоприятные условия для распространения поверхностных волн, что, в свою очередь позволяет минимизировать эффекты, проявляющиеся при ослеплении ФАР в режиме широкоугольного сканирования.

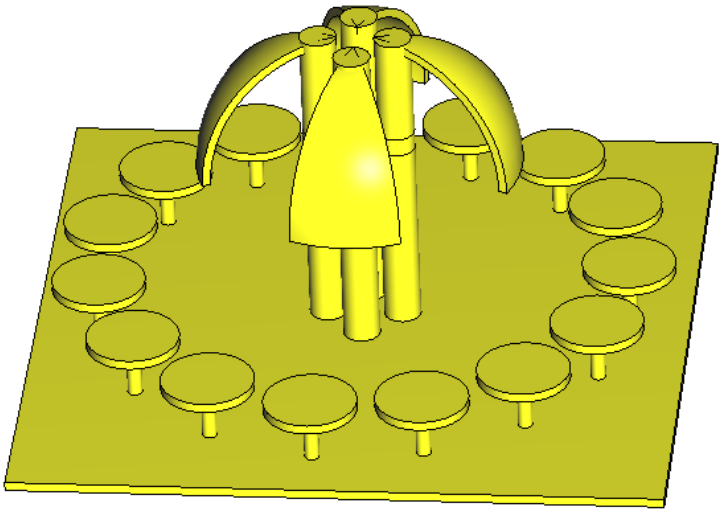


Рис. 1. Кросс-диполь с шунтовым питанием и плечами в виде сегментов сферы, окруженный метаматериальными элементами в виде металических «грибков», ножки которых соединены с экраном

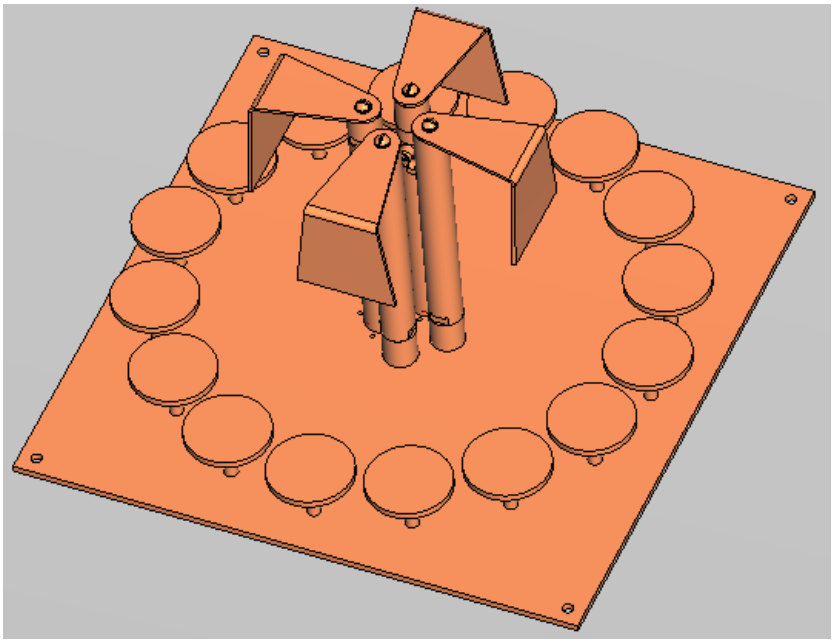


Рис. 2. Кросс-диполь с шунтовым питанием и плечами трапециевидной формы, состоящими из двух сегментов, ориентированных под углом 90° друг к другу, окруженный метаматериальными элементами в виде металических «грибков», ножки которых соединены с экраном

Также исследовался вариант антенного элемента в виде кросс-диполя с наклоненными к экрану плечами; при этом большая часть экрана покрыта метаматериальными элементами в виде «грибков» приводится на рисунке 3.

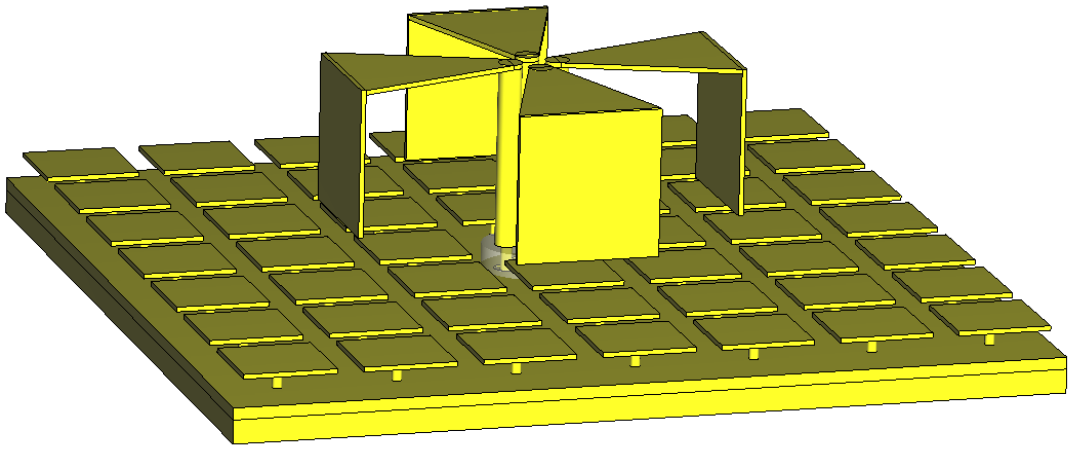


Рис. 3. Кросс-диполь с шунтовым питанием с наклоненными к экрану плечами; поверхность экрана покрыта метаматериальными элементами в виде «грибков»

При выборе одного из рассмотренных ранее трех вариантов геометрии антенных элементов для изготовления макета были приняты во внимание следующие обстоятельства:

- наиболее простая геометрия соответствует варианту, показанному на рисунке 2 (более сложной является технологическая реализация варианта на рисунке 1, хотя именно у варианта 1 электрические параметры являются наилучшими в составе решетки при широкоугольном сканировании – имеют место минимальные значения модуля активного коэффициента отражения);

- вариант, показанный на рисунке 3, характеризуется высокими значениями входного сопротивления (среднее значение которого составляет около 413 Ом в составе

двумерной эквидистантной решетки), что создает трудности при согласовании антенного элемента с коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 50 Ом.

На рисунке 4 показано фото изготовленного макета кросс-диполя с шунтовым питанием, модель которого изображена на рисунке 2. Применение метаматериальных элементов в виде «грибков» позволяет эффективно подавлять поверхностные волны, возникающие в фазированной антенной решетке при двухкоординатном широкоугольном сканировании и существенно улучшить согласование элементов в активном режиме (при их совместной запитке при сканировании).

На рисунке 5 показаны расчетные и экспериментальные частотные зависимости коэффициента стоячей волны на входах антенного элемента (рисунки 2 и 4). Расчетные и экспериментальные частотные зависимости модуля коэффициента передачи между двумя входами данного антенного элемента показаны на рисунке 6.

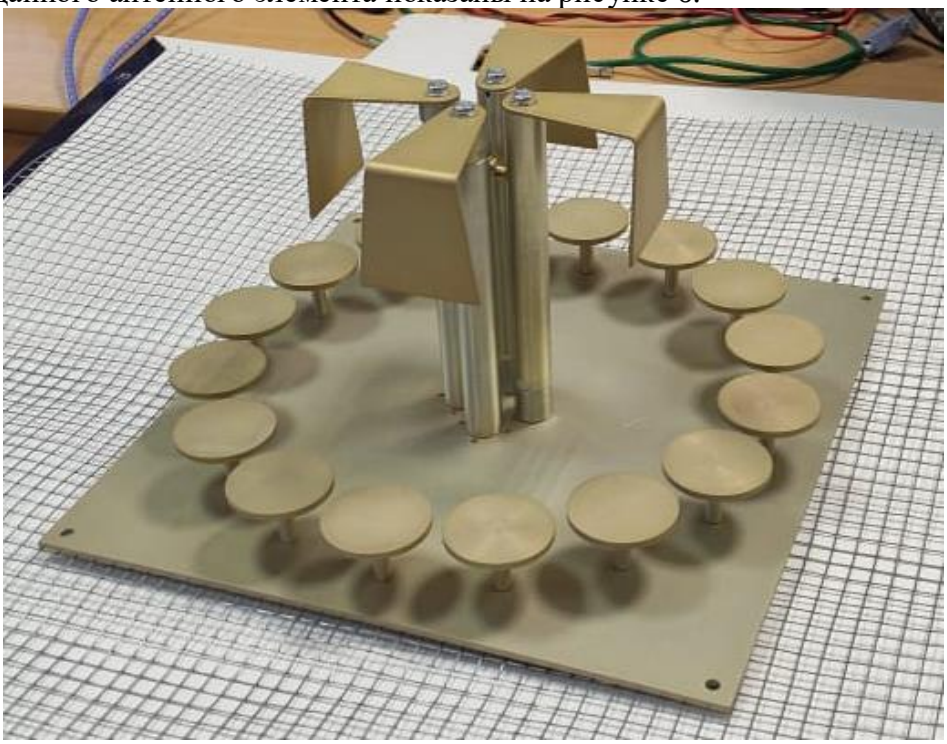


Рис. 4. Фото макета кросс-диполя с шунтовым питанием, модель которого показана на рисунке .2

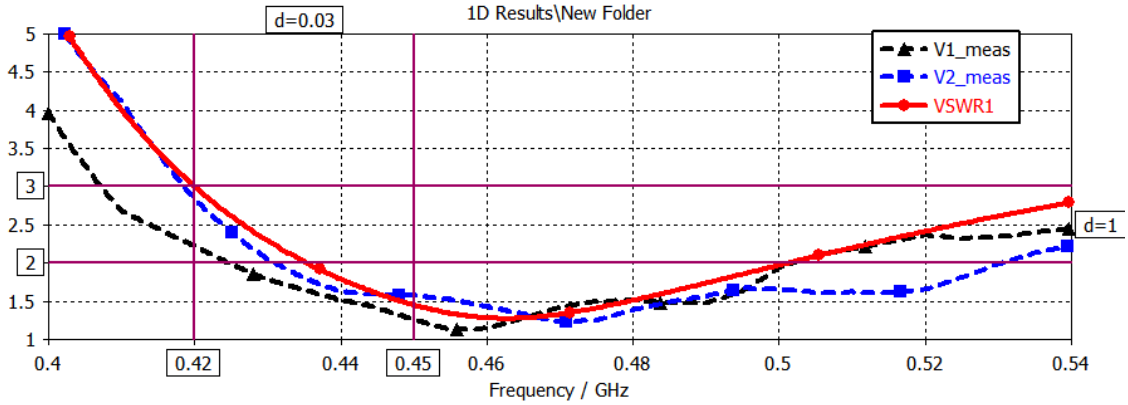



Рис. 5. Расчетные и экспериментальные частотные зависимости коэффициента стоячей волны на входах антенного элемента

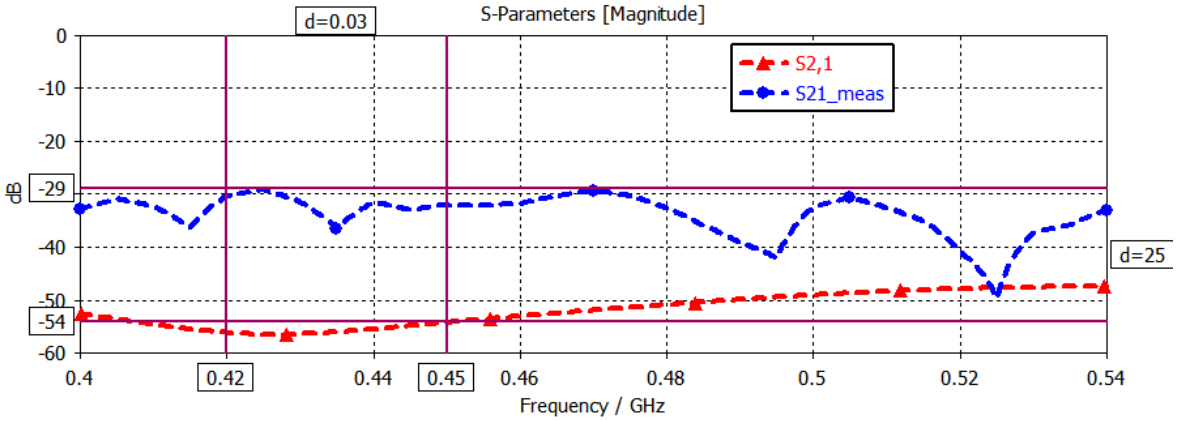



Рис. 6. Расчетные и экспериментальные частотные зависимости модуля коэффициента передачи (дБ) между двумя входами антенного элемента (развязка по поляризации, измеряемая по S-параметрам)

На рисунке 7 показана расчетная частотная зависимость коэффициента усиления уединенного антенного элемента в направлении нормали к экрану; на рисунке 8 показаны расчетные диаграммы направленности уединенного антенного элемента в Е- плоскости, в Н- плоскости, а также – в объеме. Моделирование антенного элемента в составе двумерно-периодической решетке показало, что его диаграмма направленности существенно расширяется в обеих плоскостях, что позволяет уменьшить вариацию коэффициента усиления ФАР при широкоугольном сканировании.

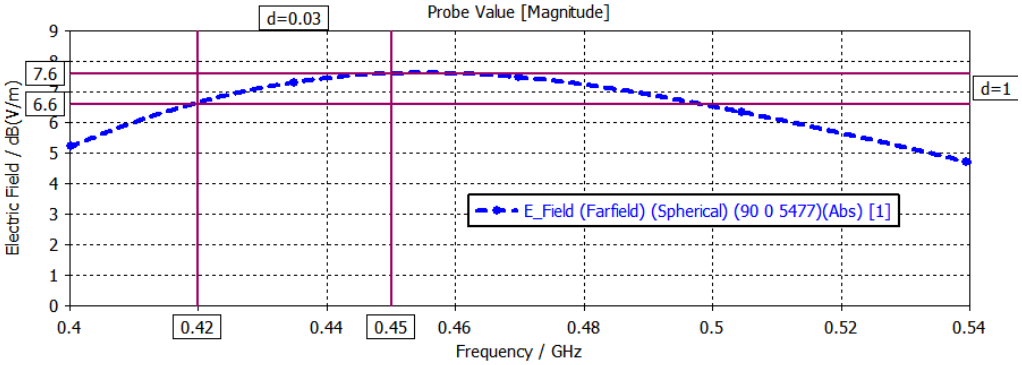
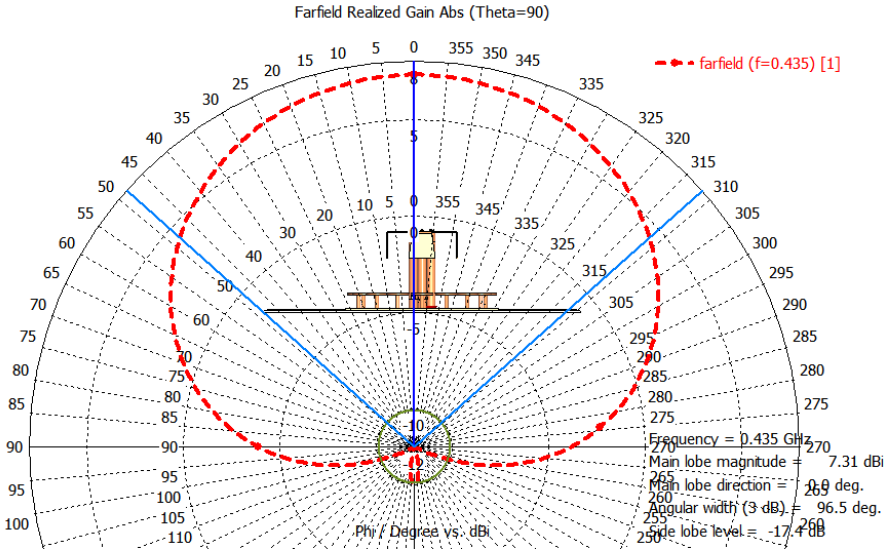
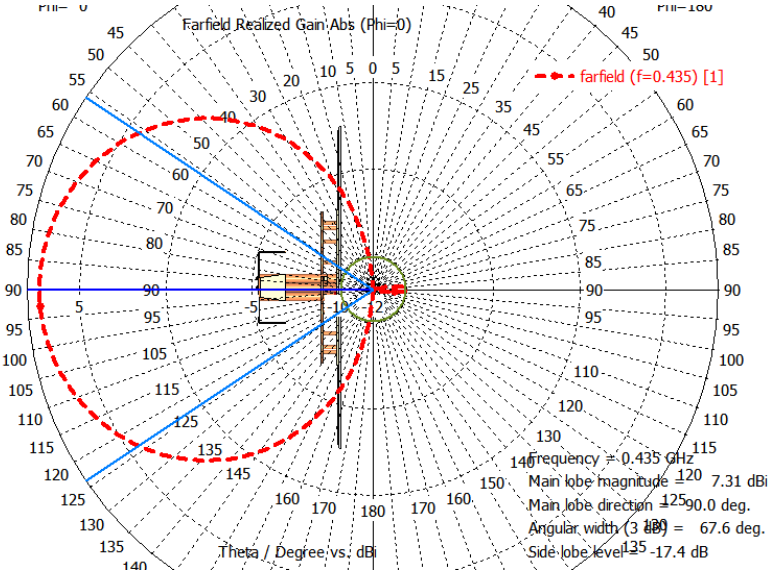


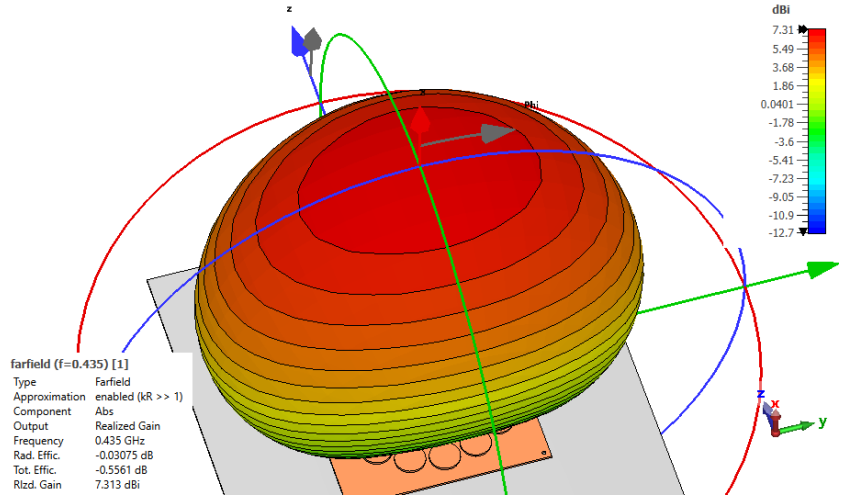

Рис. 7. Расчетная частотная зависимость коэффициента усиления уединенного антенного элемента в направлении нормали к экрану




а) - ДН в Н-плоскости




б) - ДН в Е-плоскости




в) – ДН в объеме

Рис. 8. Расчетные диаграммы направленности уединенного антенного элемента

На рисунках 9 и 10 показана номограмма Вольперта-Смита и модули коэффициентов отражения от входов антенных элементов для подрешетки из 8×8 элементов, находящейся в составе ФАР из 24×24 элементов, при отклонении луча в Е- и Н- плоскостях на различные углы в секторе ±60° относительно нормали к решетке.

Максимальное значение активного КСВН составляет приблизительно 2.46 при отклонении луча в секторе ±60°, что соответствует требованиям, предъявляемым к антенным элементам перспективной ФАР.

На рисунках 11 и 12 приведены аналогичные зависимости для варианта антенного элемента с высокими значениями входного сопротивления, обусловленными наличием высокоимпедансной метаматериальной поверхности, показанного на рисунке 3.

Максимальное значение активного КСВН в данном случае (на рисунках 3, 11 и 12) составляет приблизительно 2.2 при отклонении луча в секторе ±60°, что соответствует требованиям, предъявляемым к антенным элементам перспективной ФАР. Однако, как уже ранее говорилось, запитка данного элемента от стандартного коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 50 Ом сопряжена с потерями мощности в трансформаторе с коэффициентом трансформации 8, поэтому данный вариант конструкции антенного элемента был признан менее перспективным.

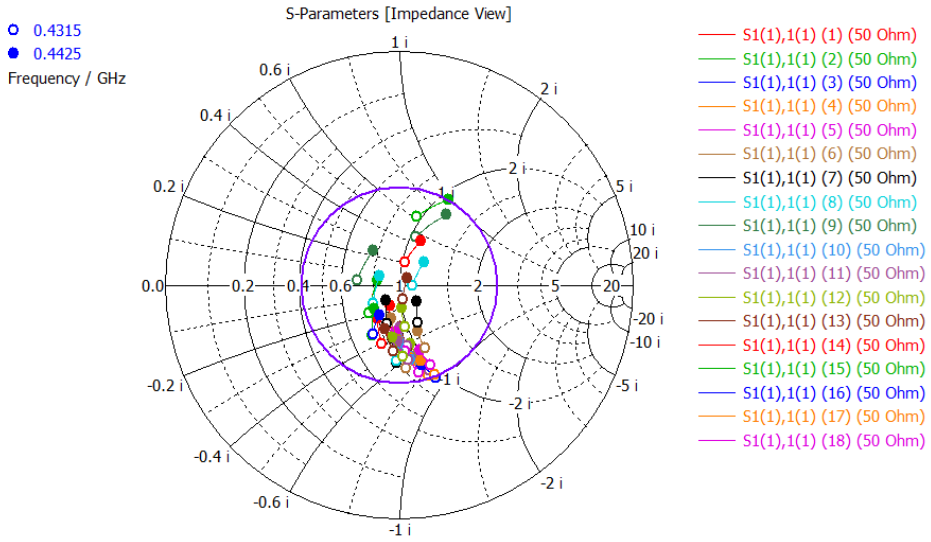



Рис. 9. Номограмма Вольперта-Смита для подрешетки из 8×8 элементов, показанных на рисунках 2, 4, находящейся в составе ФАР из 24×24 элементов, при отклонении луча в E- и H- плоскостях на различные углы в секторе ±60° относительно нормали к решетке

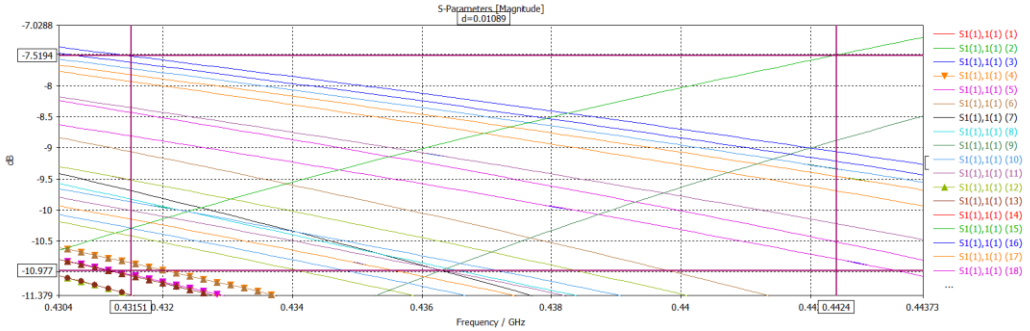



Рис. 10. Модули коэффициентов отражения (дБ) от входов антенных элементов для подрешетки из 8×8 элементов, показанных на рисунках 2, 4, находящейся в составе ФАР из 24×24 элементов, при отклонении луча в E- и H- плоскостях на различные углы в секторе ±60° относительно нормали к решетке

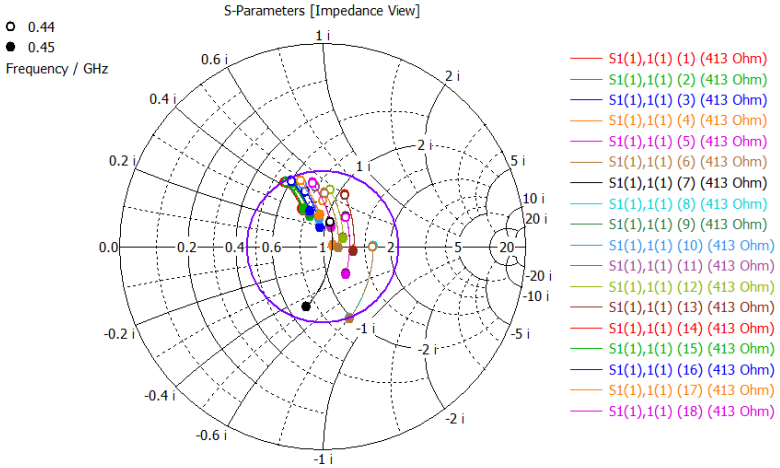



Рис. 11. Номограмма Вольперта-Смита для подрешетки из 8×8 элементов, показанных на рисунке 3, находящейся в составе ФАР из 24×24 элементов, при отклонении луча в E- и H- плоскостях на различные углы в секторе ±60° относительно нормали к решетке

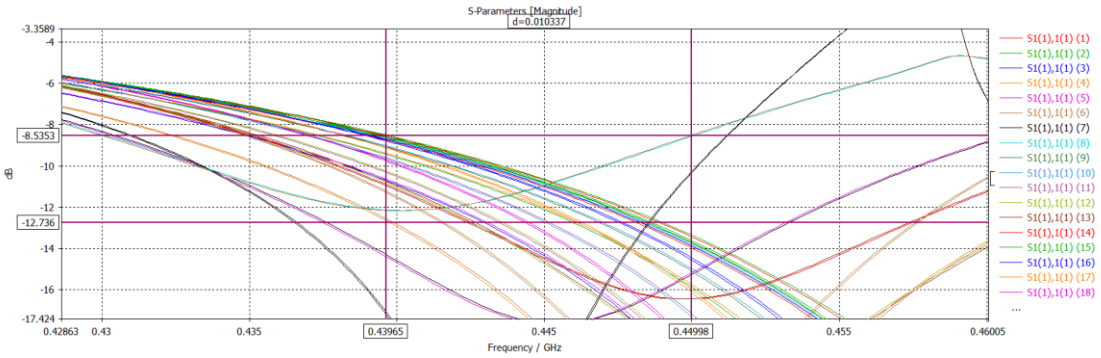



Рис. 12. Модули коэффициентов отражения (дБ) от входов антенных элементов для подрешетки из 8×8 элементов, показанных на рисунке 3, находящейся в составе ФАР из 24×24 элементов, при отклонении луча в E- и H- плоскостях на различные углы в секторе ±60° относительно нормали к решетке

## 3. Заключение

Таким образом, в настоящем разделе предложены варианты и проанализированы характеристики антенных элементов ФАР дециметрового диапазона волн с широкоугольным сканированием, характеристики которых (активное согласование при широкоугольном сканировании, стабильность диаграмм направленности элементов в составе ФАР) улучшены благодаря использованию метаматериальных элементов типа «грибков», окружающих антенные элементы.

Перспективным направлением дальнейших исследований является уменьшение высоты антенных элементов, увеличение емкостного поверхностного импеданса электродинамической направляющей структуры, образованной ФАР. Возможный путь ее решения состоит в разработке элементов патч-типа.

# ВЛИЯНИЕ КОНФИГУРАЦИИ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ НА ПЛОЩАДЬ ПОКРЫТИЯ И ПРОПУСКНУЮ СПОСОБНОСТЬ КАНАЛА СВЯЗИ В 5G

В. С. Чернов

Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина, Рязань, Россия

**Аннотация.** В статье перечислены различные конфигурации антенных решёток в беспроводных сетях пятого поколения. В экспериментальной части представлены результаты построения и исследования моделей канала связи, антенной решётки, городской макросоты 5G, а также модель физического канала управления, с помощью которой вычислена пропускная способность.

**Ключевые слова:** пропускная способность, макросота, антенная решётка, MIMO, трассировка лучей, карта покрытия.

# INFLUENCE OF ANTENNA ARRAY CONFIGURATION ON THE COVERAGE AREA AND BANDWIDTH OF THE COMMUNICATION CHANNEL IN 5G

V. S. Chernov

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Ryazan, Russia

**Abstract.** The article lists different configurations of antenna arrays in fifth generation wireless networks. The experimental part presents the results of construction and investigation of models of the communication channel, antenna array, 5G urban macrocell, as well as a model of the physical control channel with which the throughput is calculated.

**Keywords:** throughput, macrocell, antenna array, MIMO, ray tracing, coverage map.

## 1. Введение

Оптимальное расположение антенн в пространстве является одним из важнейших методов повышения пропускной способности канала связи. Роль играет не только правильное расположение базовых станций, но и конфигурация антенной решётки.

Для исследования влияния расположения антенн были смоделированы различные конфигурации антенных решёток. Для каждой конфигурации было найдено среднее значение пропускной способности, построен график изменения пропускной способности при изменении ОСШ (отношение сигнал-шум), а также смоделирована и проанализирована карта покрытия. Все вычисления и построение моделей выполнялись в программе MATLAB.

## 2. Основная часть

Настраивалось количество антенн в ряду и столбце, расстояние между элементами и панелями, в случае разделения одной решётки на несколько панелей. При расположении в пространстве учитывалась высота базовой станции, угол наклона, ориентация антенной решётки и количество антенных решёток, используемое в одной базовой станции.

Таблица 1 содержит параметры используемого референсного канала [1].

Таблица 1. Параметры канала.

| Параметр | Единица измерения | Значение |
|---|---|---|
| **Полоса пропускания** | МГц | 5 |
| Расстояние между поднесущими | кГц | 15 |
| Конфигурация расстояния между поднесущими | | 0 |
| Выделенные ресурсные блоки | | 25 |
| Поднесущие на ресурсный блок | | 12 |
| Выделенные слоты на кадр | | 4 |
| MCS индекс | | 24 |
| Таблица MCS для определения TBS | | 64QAM |
| Модуляция | | 64 QAM |
| Target Coding Rate | | 3/4 |
| Максимальное количество передач HARQ | | 1 |
| **Информационный бит полезной нагрузки на слот** | | |
| Для слотов 0,1,3,4,8,9 | Бит | N/A |
| Для слотов 2,5,6,7 | Бит | 12296 |
| CRC транспортного блока | Бит | 24 |
| Базовый граф LDPC | | 1 |
| **Количество кодовых блоков на слот** | | |
| Для слотов 0,1,3,4,8,9 | | N/A |
| Для слотов 2,5,6,7 | | 2 |
| **Биты двоичного канала на слот** | | |
| Для слотов 0,1,3,4,8,9 | Бит | N/A |
| Для слотов 2,5,6,7 | Бит | 16200 |
| Максимальная пропускная способность, усредненная по 1 кадру | Мбит/с | 4.918 |

Смоделировано 10 конфигураций:

1. 4x8 с расстоянием между элементам λ/2 и двойной поляризацией;
2. 8x4 с расстоянием между элементам λ/2, двойной поляризацией, одной панелью;
3. 4x8 с расстоянием между элементам λ, двойной поляризацией, одной панелью;
4. 4x8 с расстоянием между элементам λ/4, двойной поляризацией, одной панелью;
5. 4x8 с расстоянием между элементам λ/4, двойной поляризацией, четырьмя панелями с вертикальным расстоянием λ и горизонтальным расстоянием λ/2;
6. 8x4 с расстоянием между элементам λ, двойной поляризацией, четырьмя панелями с вертикальным расстоянием λ и горизонтальным расстоянием λ;
7. 2x16 с расстоянием между элементам λ, двойной поляризацией, одной панелью;
8. 16x2 с расстоянием между элементам λ, двойной поляризацией, одной панелью;
9. 8x8 с расстоянием между элементам λ, одиночной поляризацией, одной панелью;
10. 8x8 с расстоянием между элементам λ, одиночной поляризацией, одной панелью.

Сравнительные графики зависимости пропускной способности от ОСШ для вышеперечисленных конфигураций приведены на рисунке 1.

На рисунках 2, 3, 4, 5, 6 изображены карты покрытия макросоты, при использовании антенных решёток соответствующей конфигураций 1, 4, 5, 6, 7 соответственно.

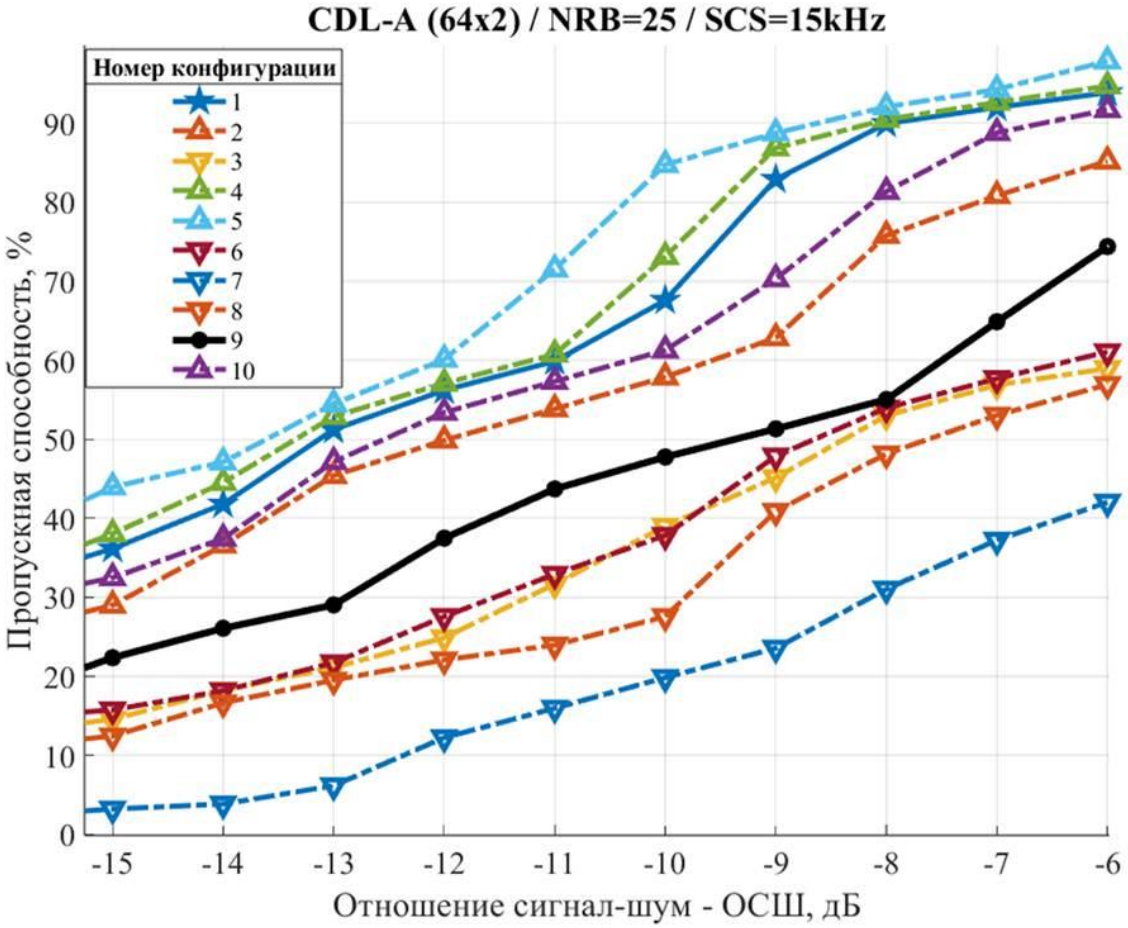



Рис. 1. Сравнительный график пропускной способности

Опорным вариантом является антенная решётка конфигурации №9, составленная для теста макросоты и определенная в [2, 3].

Анализируя сравнительный график пропускной способности, можно отметить, что конфигурации под номерами 1, 2, 4, 5, 10 превосходят стандартную конфигурацию №9, тогда как конфигурации 3, 6, 7, 8 имеют меньшую пропускную способность.

Для конфигураций 1, 4, 5, 9, 10 рассмотрим карты покрытия

Рассмотрение карт покрытия для конфигураций с повышенной пропускной способностью позволяет сделать вывод, что антенные решётки 4 и 5, обладающие пропускной способностью, которая выше чем у конфигурации 1, значительно проигрывают в зоне покрытия.

Исследование карт покрытия макросоты конфигурации 10 позволяет сделать вывод, что её использование будет не столь эффективно в сравнении с остальными конфигурациями (Таблица 2). Значения ОСШ получены для пользователя находящегося в точке с координатами 54.609395, 39.726510 отмечена на рисунках синим цветом.

Рис. 2. Макросота конфигурации №1

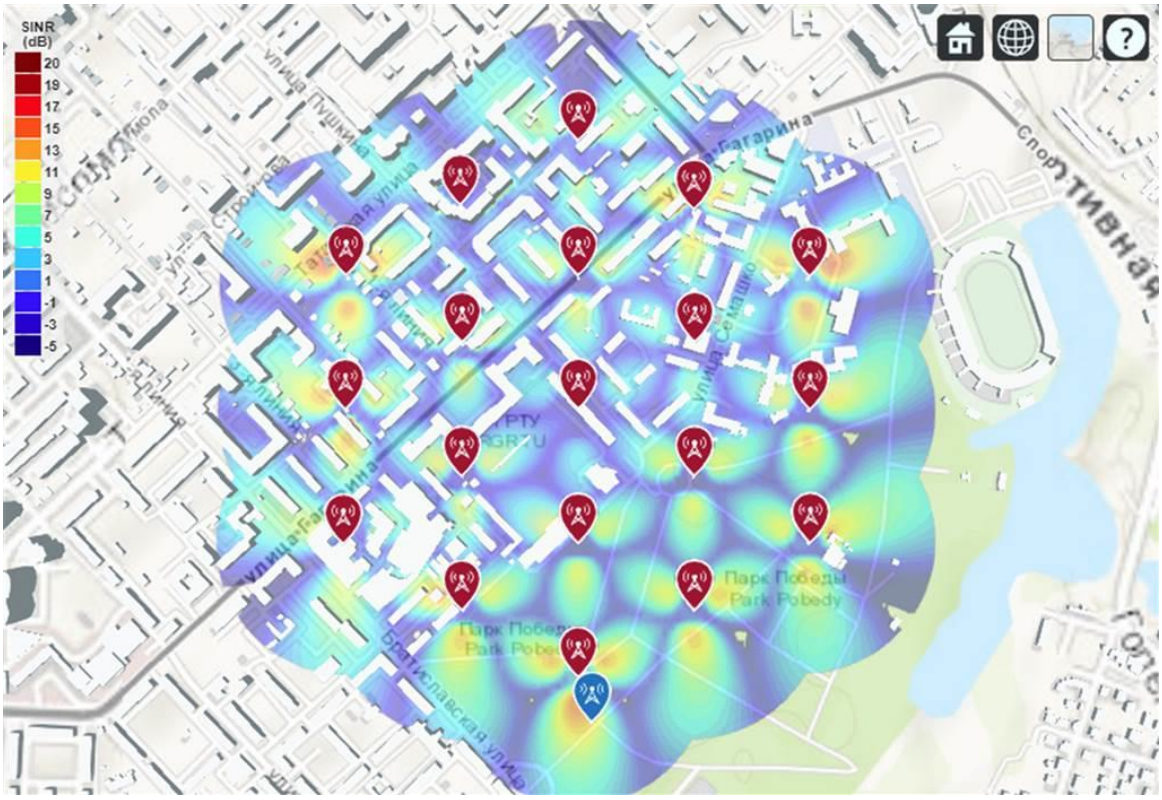



Рис. 3. Макросота конфигурации №4

Рис. 4. Макросота конфигурации №5

Рис. 5. Макросота конфигурации №9

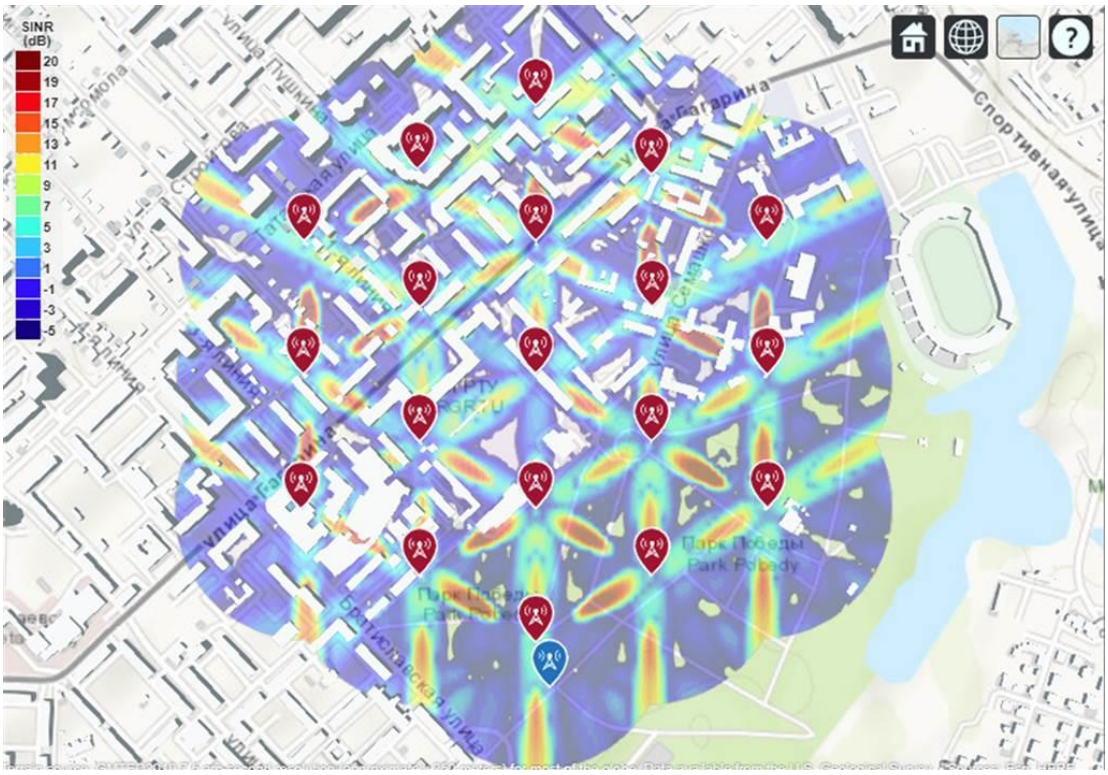



Рис. 6. Макросота конфигурации №10

Таблица 2. Значения ОСШ

| № Конфигурации | Значение ОСШ на координатах пользователя | Максимальное ОСШ |
|---|---|---|
| 1 | 20.707 | 20.758 |
| 2 | 6.641 | 19.14 |
| 3 | 1.369 | 19.218 |
| 4 | 12.875 | 15.723 |
| 5 | 14.594 | 15.944 |
| 6 | 3.875 | 19.55 |
| 7 | 1.352 | 18.634 |
| 8 | 2.349 | 19.87 |
| 9 | 7.321 | 20.804 |
| 10 | 6.131 | 20.671 |

Из приведённых выше заключений следует, что самая оптимальная конфигурация антенной решётки — это конфигурация №1.

## 3. Заключение

В ходе исследования были рассмотрены различные конфигурации антенных решёток. Для каждой из них была вычислена пропускная способность, а также построена карта покрытия макросоты 5G. Экспериментально доказано влияние изменения геометрической конфигурации антенных решёток путём изменения расстояния между элементами и количества элементов в ряду и столбце. Полученные данные сравнивались и на основании проведённого анализа была определена оптимальная конфигурация решётки, обладающая одновременно и высокой пропускной способностью, и обширной картой покрытия.

**Литература**

1. 3GPP TS 38.101-1 V18.1.0 (2023-03) – 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; NR; User Equipment (UE) radio transmission and reception; Part 1: Range 1 Standalone (Release 18)
2. Guidelines for evaluation of radio interface technologies for IMT-2020: [Электронный ресурс] // URL: https://www.itu.int/pub/R-REP-M.2412
3. 5G; Study on scenarios and requirements for next generation access technologies (Release 14) // 3GPP TR 38.913
4. Бакулин М. Г., Варукина Л. А., Крейнделин В. Б. Технология MIMO: принципы и алгоритмы. – М.: Горячая линия – Телеком, 2014. – 244 с., ил.
5. Григорьев Ю.Г., Самойлов А.С. 5G-стандарт сотовой связи. – М.: ФГБУ ГНЦ ФМБЦ им. Бурназяна ФМБА России, 2021 – 200 с.
6. Степанец И., Фокин Г. Особенности реализации Massive MIMO в сетях 5G. – Первая миля 1/2018.

**References**

1. 3GPP TS 38.101-1 V18.1.0 – 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; NR; User Equipment (UE) radio transmission and reception; Part 1: Range 1 Standalone (Release 18) - 2023-03
2. Guidelines for evaluation of radio interface technologies for IMT-2020. https://www.itu.int/pub/R-REP-M.2412 01.12.2023
3. 3GPP TR 38.913; Study on scenarios and requirements for next generation access technologies (Release 14) - 2022-03
4. Bakulin M. G., Varukina L. A., Kreindelin V. B. MIMO technology: principles and algorithms. B. MIMO technology: principles and algorithms. - Moscow: Hot Line - Telecom, 2014. - 244 p., ill.
5. Grigoriev Y.G., Samoilov A.S. 5G-standard of cellular communication. - Moscow: FGBU GSC FMBC Burnazyan FMBA of Russia, 2021 - 200 p.
6. Stepanets I., Fokin G. Features of Massive MIMO realization in 5G networks. - Pervaya milya 1/2018. - C. 46-52.

# ВЛИЯНИЕ РАЗМЕРА ИЗЛУЧАЮЩЕЙ СИСТЕМЫ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ПРИ ПОГРЕШНОСТЯХ РЕАЛИЗАЦИИ ФОКУСИРУЮЩЕГО ФАЗОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ

О.В. Потапова[1], И.П. Громов[1]

[1]КНИТУ-КАИ, Казань, Россия

**Аннотация.** В представленной работе проводились исследования характеристик сфокусированного поля при погрешностях реализации фокусирующего фазового распределения для излучателей различного размера. Проведенные исследования показали, что, погрешности реализации фазового распределения для излучателей различного размера при сохранении соотношений размера антенны к длине волны, вызывают прогрессирующую деградацию характеристик сфокусированного ЭМП при увеличении глубины точки фокусировки. На степень деградации существенным образом сказывается размер излучающей системы: чем больше длина антенной решетки, тем сильнее проявляются погрешности реализации фазового распределения.

**Ключевые слова:** сфокусированное поле; погрешность реализации; фокусирующее фазовое распределение; излучающая система; антенная решетка; глубина точки фокусировки; коэффициент дефокусировки.

# INFLUENCE OF THE RADIATING SYSTEM SIZE ON THE ELECTROMAGNETIC FIELD CHARACTERISTICS IN CASE OF ERRORS IN REALIZATION OF THE FOCUSING PHASE DISTRIBUTION

O.V. Potapova[1], I.P. Gromov[1]

[1]KNRTU-KAI, Kazan, Russia

**Abstract.** In the presented work, the focused field characteristics were investigated under the realization errors of the focusing phase distribution for radiators of different sizes. The studies have shown that the errors in the realization of the phase distribution for radiators of different sizes, while maintaining the antenna size to wavelength ratio, cause a progressive degradation of the focused EMF characteristics with increasing depth of the focusing point. The degree of degradation is significantly affected by the size of the radiating system: the longer the length of the antenna array, the stronger are the errors in the realization of the phase distribution.

**Keywords:** focused field; realization error; focusing phase distribution; radiating system; antenna array; focusing point depth; defocusing coefficient.

## 1. Введение

Существует много технологических процессов, в которых электромагнитное поле (ЭМП) формируется (или принимается) на расстояниях, соизмеримых с размерами излучателя. К таким применениям можно отнести подповерхностную радиолокацию, радиотермометрию, процессы микроволновой обработки различных материалов и т.д. Для формирования необходимого распределения ЭМП в излучающей системе требуется создать фазовое распределение следующего вида [1]:

$$\varphi(x,y) = \beta\sqrt{(x'-x_0)^2 + (y'-y_0)^2 + (z'-z_0)^2}\,, \qquad (1)$$

где $(x', y', z')$ - координаты элементарного излучателя, $(x_0, y_0, z_0)$ – координаты точки фокусировки.

При практическом исполнении указанного фазового распределения неизбежно будут возникать погрешности его реализации, которые влияют на характеристики сфокусированного поля [2, 3]. В приведенных источниках указывается, что погрешности реализации фазового распределения ухудшают концентрацию ЭМП вблизи точки фокусировки: снижают величину максимума ЭМП, увеличивают относительный УБЛ, сглаживают сфокусированное распределение ЭМП (рисунок 1).

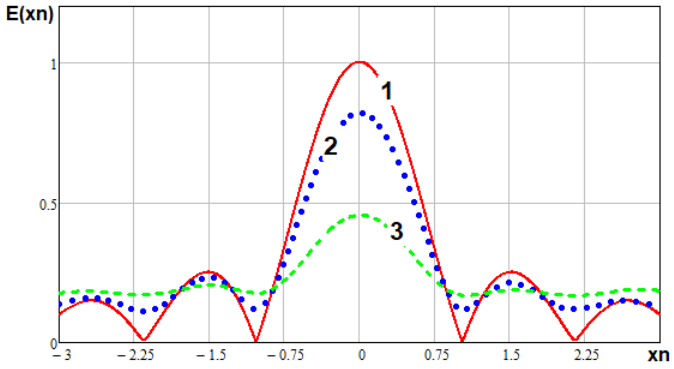



Рис. 1. Распределение сфокусированного поля.
Кривая 1 – без погрешностей ФР, 2, 3 – с погрешностями ФР

## 2. Основная часть исследования

В работах [1, 4] показано, что фокусирующее фазовое распределение и многие характеристики сфокусированного ЭМП (такие как размер области фокусировки (РОФ), коэффициент направленного действия (КНД)) зависят от глубины расположения точки фокусировки. В то же время, в антенной технике известен принцип электродинамического подобия, согласно которому характеристики электромагнитного поля остаются неизменными при сохранении соотношения размера антенны к длине волны. Согласно этому принципу можно предположить, что характеристики сфокусированного поля также должны оставаться неизменными при сохранении соотношения zf/L.

В представленной работе проводились исследования характеристик сфокусированного поля при погрешностях реализации фокусирующего фазового распределения для излучателей различного размера при сохранении соотношений zf/L. Исследования проводились для антенных решеток, состоящих из 11, 21 и 31 излучателей, соотношение zf/L изменялось в диапазоне 0,4 до 2. Случайные ошибки реализации сфокусированного фазового распределения (ФР) определялись величиной СКО, которая в работе задавалась в долях от исходного фазового распределения:

$$\sigma(x) = \sigma_0 \cdot \varphi(x), \qquad (2)$$

где $\varphi(x)$ - фокусирующее фазовое распределение.

В исследованиях фиксировалась доля $\sigma_0$, определяющая СКО случайного ФР, которая отражала точность реализации ФР.

В работе исследовались изменения следующих величин:

1) Снижение КНД (Δ) при наличии ошибок фазового распределения:

$$\Delta_{\text{фок}} = \frac{D_0 - \overline{D}(x_0, z_0)}{D_0}, \qquad (3)$$

где $D_0$ – КНД при отсутствии ошибок, $\overline{D}(x_0, z_0)$ - средние значения КНД, при ошибках фазового распределения.

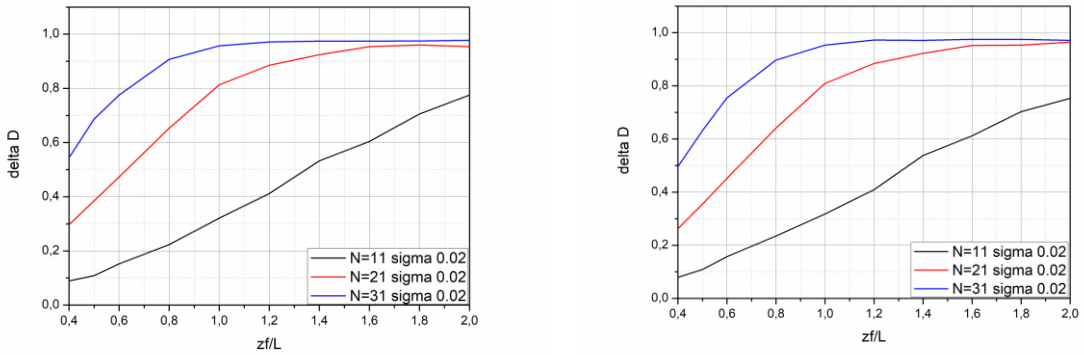
Средние значения КНД определялись по усредненным значениям напряженности электрического поля в точке фокусировки при наличии ошибок.

2) Коэффициент дефокусировки υ:

$$\upsilon_{\text{фок}} = \frac{|\dot{E}(x_0,z_0,)|^2}{\overline{|\dot{E}(x_0,z_0,)|}^2}, \quad (4)$$

где $\left|\dot{E}(x_0, z_0,)\right|^2$ - интенсивность сфокусированного поля в точке фокусировки, $\overline{\left|\dot{E}(x_0, z_0,)\right|}^2$ - усредненная интенсивность ЭМП в точке фокусировки при фазовых ошибках.

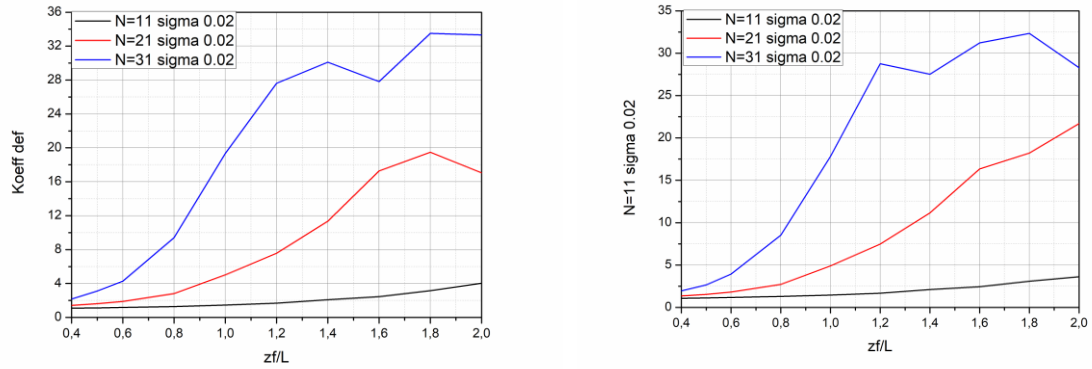
На рисунке 2а и 2б показаны зависимости снижения КНД от zf/L при разных размерах решеток. Величина $\sigma_0$ = 0,02. Рисунок 2а соответствует фокусировке в свободном пространстве, рисунок 2б – в поглощающей среде (суглинок влажный).




а) свободное пространство б) суглинок влажный

Рис. 2. Зависимости снижения КНД для решеток разным числом излучателей

На рисунке 3 показаны зависимости изменения коэффициента дефокусировки от соотношения zf/L при разных размерах решеток. Все остальные характеристики соответствовали указанным для рисунка 2.




а) свободное пространство б) суглинок влажный

Рис. 3. Зависимости изменения коэффициента дефокусировки для решеток разным числом излучателей

## 3. Заключение

Проведенные исследования показывают, что, погрешности реализации ФР вызывают прогрессирующую деградацию характеристик сфокусированного ЭМП при увеличении глубины точки фокусировки. Причем, на степень деградации существенным образом сказывается размер излучающей системы: чем больше длина антенной решетки, тем сильнее сказываются погрешности реализации ФР.

## Литература


1. Седельников Ю.Е. и др. Антенны, сфокусированные в зоне ближнего излученного поля. Красноярск: Сибирский гос. аэрокосмический ун-т им. акад. М. Ф. Решетнева, 2015. - 306 с.
2. Потапова О.В., Седельников Ю.Е. Исследование характеристик электромагнитного поля при погрешностях реализации фокусирующего фазового распределения. // Журнал Радиоэлектроника, 2024, №1.
3. Седельников Ю. Е. и др. Оценка влияния возмущающих факторов на эффективность фокусировки электромагнитного поля в задачах СВЧ технологий //Вопросы электротехнологии, 2016, № 4. - С.46-53.
4. Халикова К. Н. Антенны, сфокусированные в области ближнего излученного поля для задач микроволновых технологий. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Казань: КНИТУ-КАИ им. А.Н. Туполева, 2017. – 166 с.


## References


1. Sedelnikov Y.E. et al. Antennas focused in the zone of the near radiated field. Krasnoyarsk: Siberian State Aerospace University named after M. F. Reshetnev, 2015. - 306 p.
2. Potapova O.V., Sedelnikov Y.E. Investigation of electromagnetic field characteristics at errors of realization of focusing phase distribution. // Journal of Radioelectronics, 2024, No. 1.
3. Sedelnikov Y. E. et al. Evaluation of the influence of perturbing factors on the efficiency of electromagnetic field focusing in microwave technology problems // Electrotechnology issues, 2016, No. 4. - Pp.46-53.
4. Khalikova K. N. Antennas focused in the region of the near radiated field for tasks of microwave technologies. Dissertation for the degree of Candidate of Technical Sciences. Kazan: KNRTU-KAI named after A.N. Tupolev, 2017.- 166 p.

# ВЛИЯНИЕ ЧАСТИЧНОГО СОЛНЕЧНОГО ЗАТМЕНИЯ 25 ОКТЯБРЯ 2022 Г НА МАКСИМАЛЬНО НАБЛЮДАЕМУЮ ЧАСТОТУ ПО ДАННЫМ НАКЛОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ДОЛГОТНЫХ ТРАСС СРЕДНЕЙ ПРОТЯЖЕННОСТИ

Г. Г. Вертоградов[1]

[1]Южный федеральный университет, г. Ростов-на-Дону, Россия

**Аннотация.** Было проведено исследование реакции ионосферы на частичное солнечное затмение. Максимальные наблюдаемые частоты проанализированы во время затмения 25 октября 2022 года на двух трассах наклонного зондирования, которые находились в пределах диапазона солнечного затемнения. Показано, что на трассе Москва–Ростов-на-Дону с максимальным покрытием солнечного диска до 58% относительное уменьшения максимально наблюдаемой частоты достигало 26%, а на трассе Кипр–Ростов-на-Дону с максимальным покрытием солнечного диска до 36% относительное уменьшения максимально наблюдаемой частоты составило 21%. Запаздывание реакции ионосферы на максимальное покрытие диска Солнца на первой трассе составило 13 минут, а на второй 56 минут.

**Ключевые слова:** частичное солнечное затмение, ионосферное распространение, ЛЧМ зондирование, максимально наблюдаемая частота.

# THE EFFECT OF THE PARTIAL SOLAR ECLIPSE OF OCTOBER 25, 2022 ON THE MAXIMUM OBSERVED FREQUENCY ACCORDING TO THE DATA OF OBLIQUE SOUNDING OF MEDIUM-LENGTH LONGITUDE TRAILS

G. G. Vertogradov[1]

[1]Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russia

**Abstract.** The investigation of ionosphere response to partial solar eclipse was carried out. Maximum observable frequencies were analyzed during eclipse on 25th October, 2022 on two oblique sounding paths which were within the range of solar flux obscuration. Moskow – Rostov-on–Don path with a maximum coverage of the solar disk up to 58%, the relative decrease in the maximum observed frequency reached 26%, and on the Cyprus-Rostov-on-Don path with a maximum coverage of the solar disk up to 36%, the relative decrease in the maximum observed frequency was 21%. The delay in the ionosphere reaction to the maximum coverage of the Sun's disk on the first path was 13 minutes, and on the second 56 minutes.

**Keywords:** partial solar eclipse, ionosphere radio propagation, LFM Sounding, maximum observable frequency

## 1. Введение

Солнечные затмения дают уникальную возможность изучения ионосферных процессов в условиях достаточно быстрого контролируемого "включения" и "выключения" источника ионизации (за время от 1 до 2 часов). Известно, что солнечные затмения сопровождаются комплексом физико-химических и динамических процессов в ионосфере и атмосфере Земли. Эффекты, вызываемые солнечными затмениями, могут быть исследованы различными радиофизическими методами, такими как вертикальное и наклонное зондирование ионосферы, измерения общего электронного содержания

(ПЭС) вдоль трансионосферных траекторий лучей, измерения доплеровского сдвига, радарные измерения некогерентного рассеяния и так далее.

Экспериментальные данные, полученные во время солнечных затмений с помощью различных методов измерений и оборудования, указывают на четко выраженную реакцию ионосферной плазмы на кратковременное изменение солнечного потока. На самом деле во время явления солнечного затмения происходит снижение электронной плотности во всей наблюдаемой толщины ионосферы [1], уменьшение ПЭС [2,3], электронной температуры, происходит изменение скорости дрейфа ионов и направление дрейфа ионов на высоте F-слоя [4]. Как правило, существует задержка между фазой затмения и последующим откликом ионосферы [3,5,6,7]. В результате движения лунной тени в атмосфере Земли, возникают акустико-гравитационные волны и их ионосферный отклик (перемещающиеся ионосферные возмущения) [8].

Хотя исследованию различных аспектов затмений посвящено огромное количество работ, влияние солнечных затмений на характеристики распространения высокочастотных радиоволн, такие как максимальная наблюдаемая частота (МНЧ), амплитуды сигналов, характеристики потерь при распространении, изучено слабо. Учитывать последствия солнечных затмений и прогнозировать МНЧ во время различных возмущений ионосферы, включая затмения, также представляют интерес для обеспечения надежной КВ связи во время этих событий. Наиболее распространенный способ учета влияния солнечного затмения на распространение КВ излучения подразумевает построение соответствующих изменений в распределении электронной плотности, вызванных солнечным затмением. Существующая модель реакции ионосферы на солнечное затмение подразумевает, что поток солнечного излучения должен быть умножен на коэффициент затмения, который прямо пропорционален неэкранированной доле площади солнечной фотосферы [9]. При этом часто обнаруживаются задержки реакции ионосферы на солнечное затмение, значения которых могут значительно различаться [6,7,10].

Статья посвящена экспериментальным исследованиям реакции ионосферы на частичное солнечное затмение 25 октября, 2022 г. на основе наклонного зондирования сигналами с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) на двух долготных трассах. При этом основное внимание уделяется важнейшей для практики КВ связи характеристике – максимально наблюдаемой частоте.

## 2. Условия проведения измерений

Частичное солнечное затмение происходило 25 октября 2022 г. Наблюдения выполнены в г,Ростове-на-Дону. Здесь затмение начиналось в 09:35:49.1 UT, максимальная фаза фиксировалась в 10:53:01.2 с максимальным покрытием 58.72%, заканчивалось в 12:07:15.3 UT [10]. Для регистрации эффектов влияния частичного солнечного затмения на МНЧ и столкновительные потери на распространение использованы два ЛЧМ передатчика. Один располагался в г.Москве, начальная частота излучения 3 МГц, конечная частота 25 МГц, скорость престройки частоты 100 кГц/с, период работы – 300 с. Длина трассы наклонного ЛЧМ зондирования Москва–Ростов-на-Дону составляла 949 км, азимут на передатчик со стороны приемного пункта – $354,6^{o}$. В качестве второго ЛЧМ передатчика использовался загоризонтный радиолокатор, размещенный на о.Кипр, работающий в режиме: начальная частота излучения 8 МГц, конечная частота – 30 МГц, скорость перестройки частоты 100 кГц/с, период сканирования – 300 с. Длина трассы наклонного ЛЧМ зондирования Москва–Ростов-на-Дону составляла 1498 км, азимут на передатчик со стороны приемного пункта $-203,2^{o}$. Понятно, что обе трассы близки к долготным. Параметры солнечного затмения

в Москве: начало 09:24:42 UT, максимальная фаза фиксировалась, а 10:38:59 UT с максимальным покрытием 63,4%, окончание затмение в 11:51:34 UT. На Кипре затмение начиналось в 09:49:42 UT, максимальная фаза наблюдалась в 11:04:00 UT с покрытием 36,1%, заканчивалось затмение в 12:15:28 UT. Интегрально характеристики частичного солнечного затмения во временной динамике показаны на рисунке 1 [11], здесь же приведены изолинии максимальной амплитуды затмения. Кроме того, на рисунке 1 нанесена геометрия трасс наклонного ЛЧМ зондирования, контролируемых в эксперименте. На приемной стороне для регистрации ионограмм наклонного зондирования использован многоканальный ЛЧМ зонд [12].

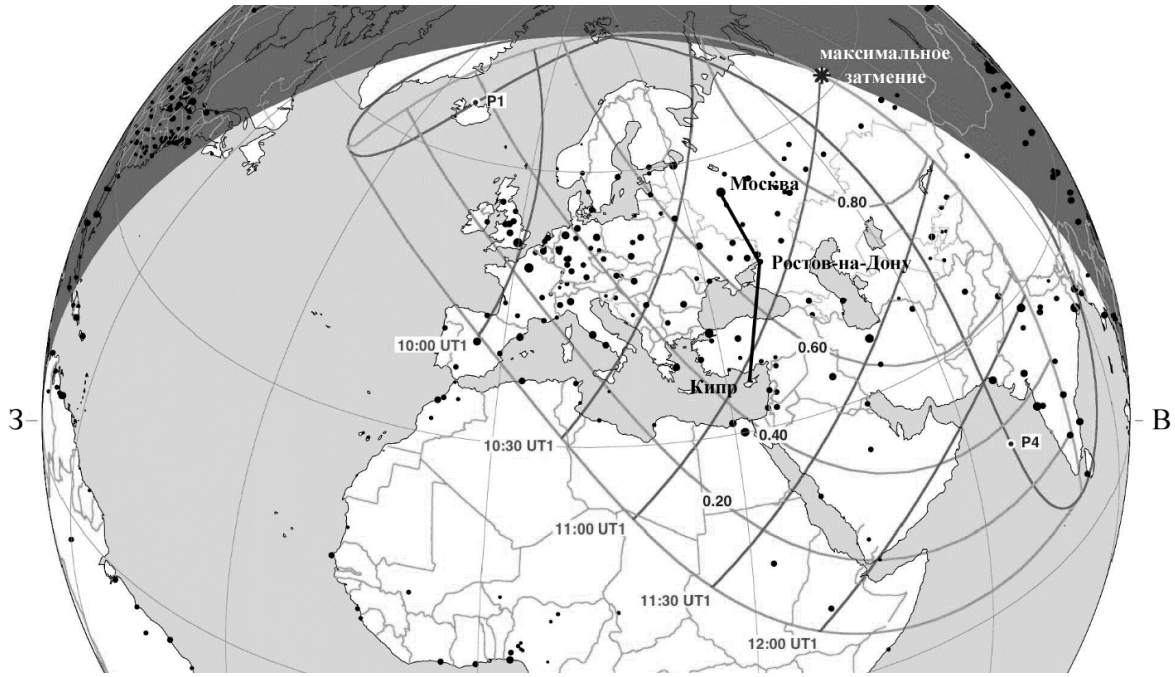



Рис 1. Трассы наклонного ЛЧМ-зондирования и области наблюдения частичного солнечного затмения 25 октября 2022 г. [11].

### 3. Результаты эксперимента на трассах наклонного ЛЧМ зондирования

Для оценки влияния неполного солнечного затмения на характеристики распространения КВ, эксперимент на трассах Москва–Ростов-на-Дону и Кипр–Ростов-на-Дону проводился 24, 25 и 26 декабря 2022 г. Результатом измерений на обоих трассах каждые 300 с было регистрация дистанционно частотных (ДЧХ) и амплитудно частотных (АЧХ) характеристик всех наблюдаемых мод распространения. Примеры подобных характеристик на трассе НЗ Москва–Ростов-на-Дону показаны на рисунках 2 a), b), c). Вверху каждого рисунка показаны ДЧХ, а внизу – АЧХ разделяемых мод распространения.

В результате обработки ДЧХ для каждого сеанса зондирования определялась МНЧ трассы для регулярных 1F мод распространения. Как следствие, по каждой из трасс НЗ получены три зависимости от времени МНЧ: одна для 24, вторая для 25 и третья для 26 октября. Эти зависимости МНЧ от времени для трех дней эксперимента показаны на рисунке 3 (трасса Москва–Ростов-на-Дону) и на рисунке 4 (трасса Кипр–Ростов-на-Дону).

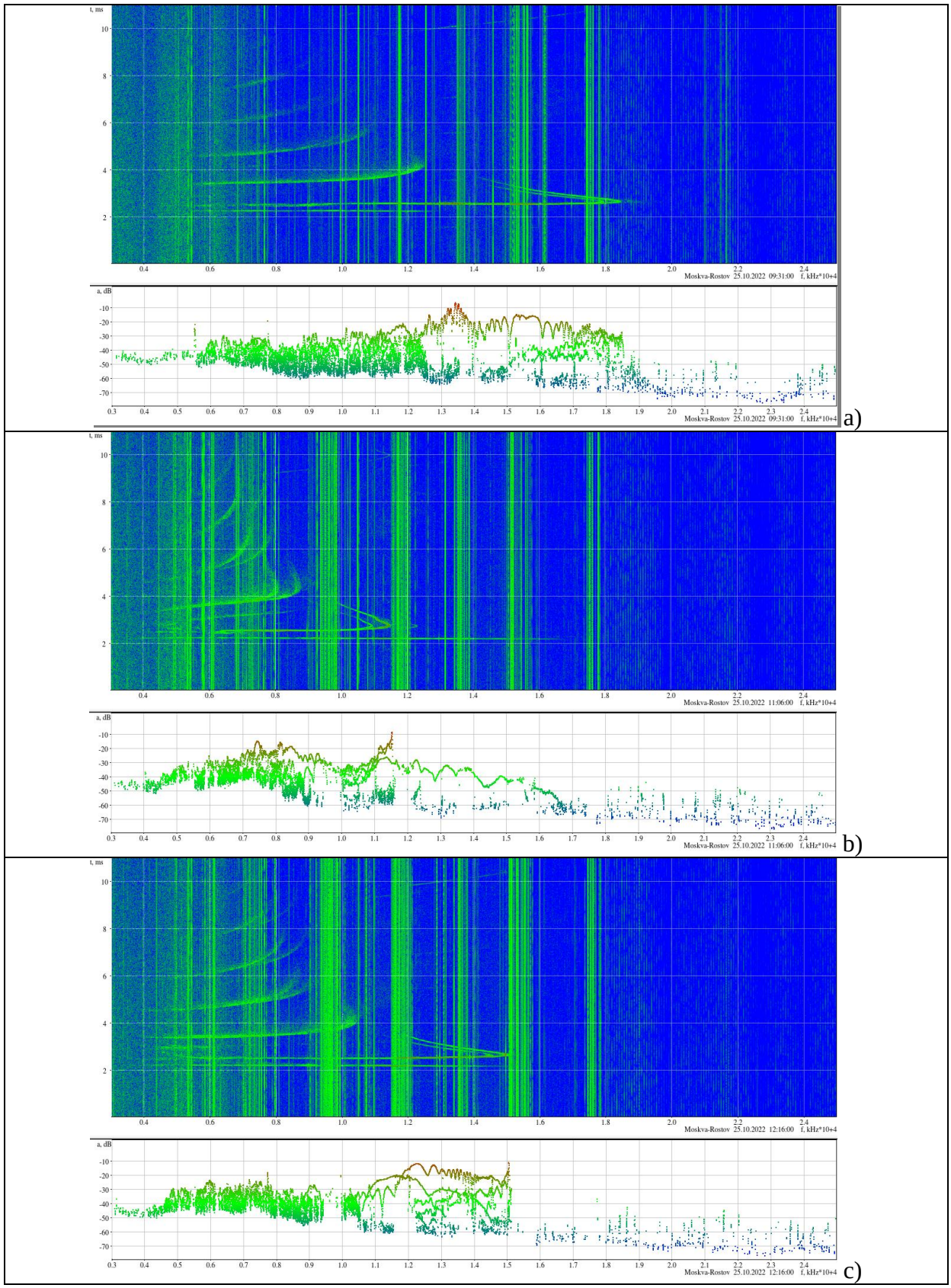



Рис.2 Ионограммы наклонного зондирования на трассе Москва–Ростов-на-Дону 25 октября 2022 г. a) – до начала затмения; b) – момент максимального уменьшения МНЧ трассы по 1F моде; c) – после окончания затмения.

Синяя линия, помеченная квадратиками на рисунках соответствует 24 октября, красная линия, помеченная треугольниками отвечает 26 октября и, наконец, черная линия, помеченная треугольниками, приведена для дня частичного затмения 25 октября.

Видно, что на трассе Москва – Ростов-на-Дону 25 октября максимальное уменьшение МНЧ достигается в 11:06 UT. Запаздывание реакции на максимальное затемнение солнечного диска составляет ~13 минут. Причем по сравнению с 24 октября уменьшение МНЧ в этом же сеансе составляет 3.41 МГц или на 30,1% от МНЧ невозмущенного значения. По сравнению с 26 октября МНЧ уменьшилась из-за максимального частичного покрытия Солнца на 3.16 МГц или на 21,6% относительного невозмущенного значения. Следовательно, среднее относительное уменьшение МНЧ под влиянием покрытия Солнца во время частичного затмения составило на трассе Москва – Ростов-на-Дону ~25,8% от среднего невозмущенного значения МНЧ.

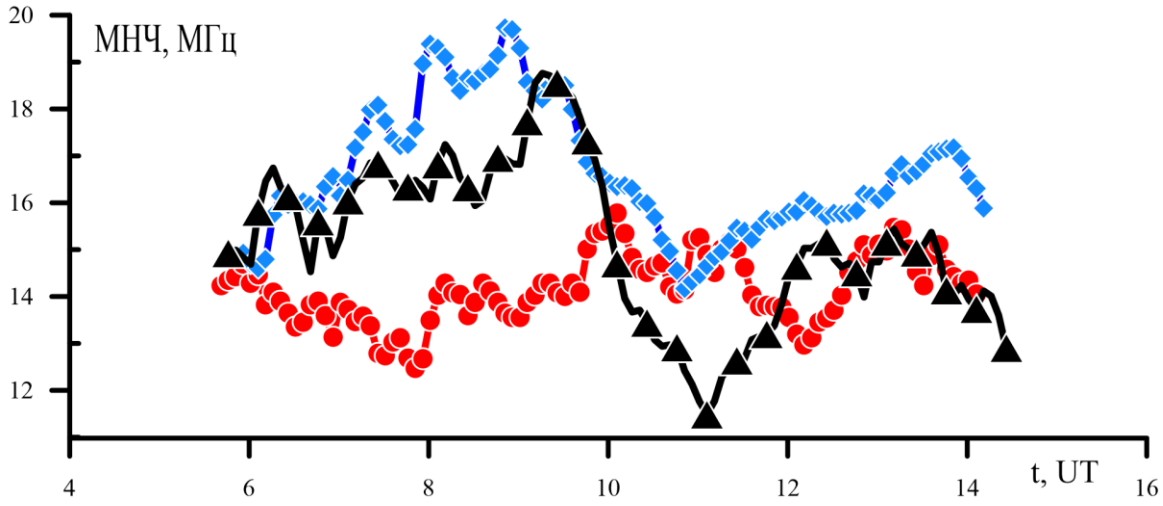



Рис 3. Зависимость МНЧ от времени на трассе Москва – Ростов-на-Дону 24,25 и 26 октября 2022 г.

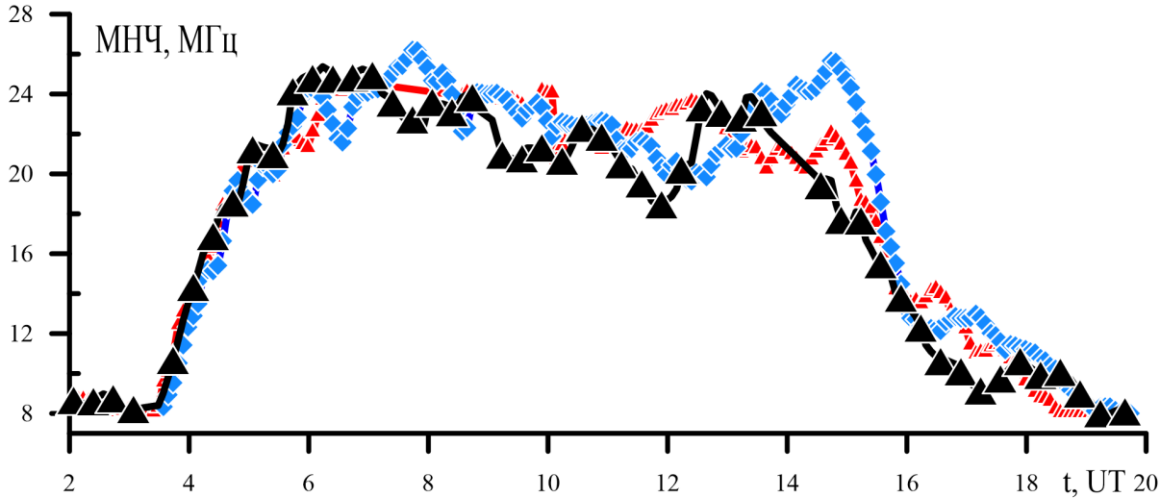



Рис.4 Зависимость МНЧ от времени на трассе Кипр – Ростов-на-Дону 24,25 и 26 октября 2022 г.

На рисунке 2 показаны ионограммы наклонного ЛЧМ зондирования на трассе Москва–Ростов-на-Дону, иллюстрирующие их изменение в период затмения. Рисунок 2a) приведен для сеанса 09:312 UT до начала затмения; рисунок 2b) соответствует сеансу 11:06 UT максимальной реакции ионосферы на частичное солнечное затмение, т.е. максимальному уменьшению МНЧ; рисунок 2c) отвечает сеансу 12:16 UT после окончания частичного солнечного затмения.

На трассе Кипр – Ростов-на-Дону 25 октября максимальное уменьшение МНЧ наблюдалось в сеансе 11:49 UT. Запаздывание реакции ионосферы на затемнение солечного диска составило 56 минут. При этом МНЧ уменьшилось относительно 24 октября на 4,49 МГц или на 19,6% относительно невозмущенного МНЧ, которое соответствовало этому дню измерений. В сравнении с 26 октября МНЧ под влиянием частичного солнечного затмения уменьшилось на 5,02 МГц или на 21,4% относительно невозмущенного значения МНЧ, соответствующего 26 октября. Как следствие среднее падение МНЧ во время частичного солнечного затмения составило 20,5% относительно среднего невозмущенного значения.

Если сравнить различие в реакции ионосферы на частичное солнечное затмение на двух долготных трассах. Покрытие солнца в момент максимально частичного солнечного затмения для средней точки трассы Москва – Ростов-на-Дону составляет ~61,9%, а для трассы Кипр – Ростов-на-Дону – ~48,3%. Таким образом различие в покрытии Солнца на двух трассах в средних точках составляет ~13,7%. В тоже время относительное уменьшение МНЧ на более затемненной трассе Москва – Ростов-на-Дону больше, чем на менее затемненной трассе Кипр – Ростов-на-Дону только ~5,3%. Т.е. интегральная реакция ионосферы на частичное солнечное затмение в 2,5 раза меньше эффекта затемнения диска Солнца. Это различие может быть объяснено тем, что максимальные фазы покрытия солнечного диска на двух рассмотренных долготных трассах происходит не одновременно, а с большим запаздыванием друг от друга. А именно, максимальное покрытие диска Солнца на трассе Кипр – Ростов-на-Дону запаздывает по сравнение с трассой Москва – Ростов-на-Дону на ~26 минут, если запаздывание оценивать по концам трассы и на ~12 минут для средних точек трасс.

Уменьшение столкновительных потерь может быть оценено по рисунку 2. Например, на частоте 8 МГц уровень сигнала в зоне приема увеличивается при максимальном покрытии солнечного диска с учетом запаздывания реакции ионосферы в среднем на ~15 дБ относительно значений до и после затмения, а на частоте 9 МГц уже только на 6 дБ. Увеличение уровня сигнала в зоне приема при максимальной фазе солнечной активности может быть объяснено, как показано в работе [6] падением электронной концентрации в D области ионосферы.

## 4. Заключение

Экспериментально исследовано влияние частичного солнечного затмения 25 октября 2022 г на двух долготных трассах наклонного ЛЧМ зондирования на основные характеристики распространения КВ, а именно максимально применимую частоту и столкновительные потери в нижней ионосфере.

Показано, что на трассе Москва–Ростов-на-Дону, где покрытие солнечного диска в максимальной фазе солнечного затмения достигает 58.72%, абсолютное уменьшение МНЧ достигает 3.41 МГц, а относительное уменьшение МНЧ составило 30.1%. При этом на частоте 8 МГц (0,54 от МНЧ) уровень сигнала увеличивается на 18 дБ относительно фазы начала затмения.

На трассе Кипр–Ростов-на-Дону с меньшим затенением солнечного диска (36,1%) абсолютное уменьшение МНЧ составило 5 МГц, а относительное уменьшение МНЧ достигло 22,3%.

На обеих трассах фиксировано запаздывание реакции ионосферы на максимальное покрытие солнечного диска, причем на первой трассе это запаздывание составило 13 минут, а на второй трассе запаздывание достигло 56 минут.

### Литература


1. Farges, T., Le Pichon, A., Blanc, E., Perez, S., Alcoverro, B.. Response of the lower atmosphere and the ionosphere to the eclipse of August 11, 1999. // Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics, 2003, Vol. 65, -Pp. 717-726.
2. Sharma Shweta, Dashora, N., Galav, P., Pandey, R. Total solar eclipse of July 22, 2009: Its impact on the total electron content and ionospheric electron density in the Indian zone. //Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics, 2010, Vol. 72, -Pp. 1387-1392.
3. Kumar Sanjay, Singh, A. K., 2012. Changes in total electron content (TEC) during the annular solar eclipse of 15 January 2010. // Advances in Space Research, 2012, Vol. 49, -Pp. 75-82.
4. Farges, T., Le Pichon, A., Blanc, E., Perez, S., Alcoverro, B. Response of the lower atmosphere and the ionosphere to the eclipse of August 11, 1999. // Journal of Atmospheric and Solar- Terrestrial Physics, 2003, Vol. 65, -Pp. 717-726.
5. Farges, T., Jodogne, J. C., Bamford, R., Le Roux, Y., Gauthier, F., Vila, P. M., Altadill, D., Sole, J. G., Miro, G. Disturbances of the western European ionosphere during the total solar eclipse of 11 August 1999 measured by a wide ionosonde and radar network. // Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics, 2001, Vol. 63, -Pp. 915-924.
6. Vertogradov, G. G. Vertogradova, E. G. The investigation of ionospheric response to total eclipses on 29th march, 2006 and on 20th march, 2015 based on HF oblique sounding data. // Journal of Atmospheric and Solar- Terrestrial Physics, 2016, Vol. 147, -Pp. 28–36.
7. Вертоградов Г. Г., Вертоградова Е. Г., Урядов В. П. Диагностика реакции ионосферы на солнечное затмение по данным наклонного ЛЧМ зондирования // Электромагнитные волны и электронные системы, 2013, Т. 18, № 9, -С. 14-18.
8. Altadill, D., Gauthier ,F., Vila, P., Sole, J. G., Miro, G., Berranger, R. The 11.08.1999 solar eclipse and the ionosphere: a search for the distant bow-wave. // Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics, 2001, Vol. 63, -Pp. 925-930.
9. Le, H., Liu, L., Yue, X., Wan, W. The ionospheric responses to the 11 August 1999 solar eclipse: observations and modeling. // Annales Geophysicae, 2008, Vol. 26, -Pp.107–116.
10. Afraimovich, E. L., Astafyeva, E. I., Demyanov, V. V., Edemskiy, I. K., Gavrilyuk, N. S., et al. A review of GPS/GLONASS studies of the ionospheric response to natural and anthropogenic processes and phenomena. // J. Space Weather Space Clim, 2013, Vol. 3 (A27).
11. https://www.eclipsewise.com/solar/SEprime/2001-2100/SE2022Oct25Pprime.html
12. Вертоградов Г. Г. , Урядов В. П., Вертоградов В. Г., Вертоградова Е. Г., Кубатко С. В. Ионозонд-радиопеленгатор с линейно-частотно модулированным сигналом – новый инструмент для исследований ионосферы и распространения радиоволн// Известия вузов. Радиофизика, 2013, Т. 56, № 5, -С. 287-306.


### References


1. Farges, T., Le Pichon, A., Blanc, E., Perez, S., Alcoverro, B.. Response of the lower atmosphere and the ionosphere to the eclipse of August 11, 1999. // Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics, 2003, Vol. 65, –Pp. 717-726.
2. Sharma Shweta, Dashora, N., Galav, P., Pandey, R. Total solar eclipse of July 22, 2009: Its impact on the total electron content and ionospheric electron density in the Indian zone. //Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics, 2010, Vol. 72, –Pp. 1387-1392.

3. Kumar Sanjay, Singh, A. K., 2012. Changes in total electron content (TEC) during the annular solar eclipse of 15 January 2010. // Advances in Space Research, 2012, Vol. 49, – Pp. 75-82.
4. Farges, T., Le Pichon, A., Blanc, E., Perez, S., Alcoverro, B. Response of the lower atmosphere and the ionosphere to the eclipse of August 11, 1999. // Journal of Atmospheric and Solar- Terrestrial Physics, 2003, Vol. 65, -Pp. 717-726.
5. Farges, T., Jodogne, J. C., Bamford, R., Le Roux, Y., Gauthier, F., Vila, P. M., Altadill, D., Sole, J. G., Miro, G. Disturbances of the western European ionosphere during the total solar eclipse of 11 August 1999 measured by a wide ionosonde and radar network. // Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics, 2001, Vol. 63, -Pp. 915-924.
6. Vertogradov, G. G. Vertogradova, E. G. The investigation of ionospheric response to total eclipses on 29th march, 2006 and on 20th march, 2015 based on HF oblique sounding data. // Journal of Atmospheric and Solar- Terrestrial Physics, 2016, Vol. 147, -Pp. 28–36.
7. Vertogradov, G. G., Vertogradova, E. G. Uryadov, V. P. The diagnostics of the ionosphere response to solar eclipse based on oblique LFM sounding data // Electromagnetic waves and electronic systems, 2013, Vol. 18, No. 9, Pp. 14-18
8. Altadill, D., Gauthier ,F., Vila, P., Sole, J. G., Miro, G., Berranger, R. The 11.08.1999 solar eclipse and the ionosphere: a search for the distant bow-wave. // Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics, 2001, Vol. 63, -Pp. 925-930.
9. Le, H., Liu, L., Yue, X., Wan, W. The ionospheric responses to the 11 August 1999 solar eclipse: observations and modeling. // Annales Geophysicae, 2008, Vol. 26, -Pp.107–116.
10. Afraimovich, E. L., Astafyeva, E. I., Demyanov, V. V., Edemskiy, I. K., Gavrilyuk, N. S., et al. A review of GPS/GLONASS studies of the ionospheric response to natural and anthropogenic processes and phenomena. // J. Space Weather Space Clim, 2013, Vol. 3 (A27).
11. https://www.eclipsewise.com/solar/SEprime/2001-2100/SE2022Oct25Pprime.html
12. Vertogradov, G. G., Vertogradova, E. G., Vertogradov, V. G., Kubatko, S. V., Uryadov, V. P. Chirp ionosonde-radiodirection finder as a new tool for studying the ionosphere and radio-wave propagation. //Radiophysics and Quantum Electronics, 2013, Vol. 56, No. 5, -Pp. 259-275.

# ВЫБОР ИЗЛУЧАЮЩЕГО ЭЛЕМЕНТА АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ СИСТЕМЫ MU-MIMO

Е. В. Аверина[1], А. Ю. Лафицкий[1], К. В. Смусева[2]

[1]АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[2]Воронежский Государственный Университет (ВГУ), Воронеж, Россия

**Аннотация.** На основе компьютерного моделирования исследовано влияние параметров диаграммы направленности одиночного излучающего элемента антенной решетки на эргодическую пропускную способность многоканальной системы связи СВЧ диапазона для геометрической стохастической модели канала. Синтезированы сфазированные двух и трехэлементные антенные излучатели с оптимальными параметрами диаграммы направленности.

**Ключевые слова:** антенная решетка, MU-MIMO, пропускная способность, антенные элементы, система связи.

# SELECTION OF ANTENNA ARRAY RADIATING ELEMENT FOR INCREASING CAPACITY OF MU-MIMO SYSTEM

E. V. Averina[1], A. Yu. Lafitsky[1], K. V. Smuseva[2]

[1]JSC Concern Sozvezdie, Voronezh, Russia
[2]Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

**Abstract**. On the basis of computer modeling, the influence of the radiation pattern parameters of a single radiating element of an antenna array on the ergodic capacity of a multichannel microwave communication system for a geometric stochastic channel model is investigated. The phased two- and three-element antenna radiators with optimal radiation pattern parameters are synthesized.

**Keywords:** antenna array, MU-MIMO, capacity, antenna elements, communication system.

## 1. Введение

Современные системы беспроводной связи СВЧ диапазона для повышения пропускной способности в качестве передающих устройств все чаще используют цифровые антенные решётки. Если для систем с одним абонентом (SU-MIMO) основными критериями при выборе излучающего элемента для антенных систем являлись достижение высокого коэффициента усиления системы и низкого уровня боковых лепестков в заданном диапазоне углов сканирования, то для систем с пространственным мультиплексированием абонентов (MU-MIMO) основным критерием является достижение максимальной эргодической пропускной способности при использовании выбранной антенной системы.

Целью данной работы являлось, во-первых, исследование влияния параметров диаграммы направленности излучающего элемента антенной решётки на эргодическую пропускную способность многоканальной системы, а, во-вторых, синтез реального излучающего элемента с оптимальными параметрами диаграммы направленности.

## 2. Эргодическая пропускная способность системы MU-MIMO

Эргодическая пропускная способность системы MU-MIMO определяется соотношением [1]:

$$C = \frac{1}{K}\mathrm{E}\left[\log_2 \det\left(\mathbf{I} + \frac{P}{N\sigma^2}\mathbf{H}\mathbf{H}^{\mathrm{H}}\right)\right],$$

где E[...] - знак усреднения, $P$ – суммарная передаваемая мощность, $K$ – количество пользователей с одной антенной, $N$ – количество элементов антенной решетки, $\sigma^2$ – дисперсия шума, $\mathbf{H}$ – канальная матрица.

Для расчёта канальной матрицы в работе использовалась 3GPP модель канала [2], согласно которой в СВЧ диапазоне применяется следующая модель распространения волн в многолучевом канале в условиях отсутствия прямой видимости:

$$H_{u,s}^{\mathrm{NLOS}}(\tau,t) = \sum_{n=1}^{2}\sum_{i=1}^{3}\sum_{m\in R_i} H_{u,s,n,m}^{\mathrm{NLOS}}(t)\delta(\tau-\tau_{n,i}) + \sum_{n=3}^{N} H_{u,s,n}^{\mathrm{NLOS}}(t)\delta(\tau-\tau_n), \qquad (1)$$

где $H_{u,s,n}^{\mathrm{NLOS}}(t)$ - комплексный коэффициент, описывающий подканал между u-ым приемным элементом и $s$-ым передающим элементом, который соответствует кластеру с номером $n$. Первое слагаемое $H_{u,s,n,m}^{\mathrm{NLOS}}(t)$ содержит в себе информацию о двух кластерах с наибольшей мощностью, каждый из которых, в свою очередь, расщепляется на три подкластера, индекс $m$ символизирует номер луча в заданном кластере. Соотношения для первого слагаемого имеют вид:

$$H_{u,s,n,m}^{\mathrm{NLOS}}(t) = \sqrt{\frac{P_n}{M}}\begin{bmatrix} F_{rx,u,\theta}\left(\theta_{n,m,ZOA},\phi_{n,m,AOA}\right) \\ F_{rx,u,\phi}\left(\theta_{n,m,ZOA},\phi_{n,m,AOA}\right)\end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \exp\left(j\Phi_{n,m}^{\theta\theta}\right) & \sqrt{\kappa_{n,m}^{-1}}\exp\left(j\Phi_{n,m}^{\theta\phi}\right) \\ \sqrt{\kappa_{n,m}^{-1}}\exp\left(j\Phi_{n,m}^{\phi\theta}\right) & \exp\left(j\Phi_{n,m}^{\phi\phi}\right)\end{bmatrix}$$
$$\begin{bmatrix} F_{tx,s,\theta}\left(\theta_{n,m,ZOD},\phi_{n,m,AOD}\right) \\ F_{tx,s,\phi}\left(\theta_{n,m,ZOD},\phi_{n,m,AOD}\right)\end{bmatrix} \exp\left(j2\pi\frac{\hat{r}_{rx,n,m}^T.\bar{d}_{rx,u}}{\lambda_0}\right)\exp\left(j2\pi\frac{\hat{r}_{tx,n,m}^T.\bar{d}_{tx,s}}{\lambda_0}\right)\exp\left(j2\pi\frac{\hat{r}_{rx,n,m}^T.\bar{v}}{\lambda_0}t\right) \qquad (2)$$

Здесь $P_n$ - мощность кластера с номером $n$, $M$ - количество лучей в одном кластере. $F_{rx,u,\theta}$ и $F_{rx,u,\phi}$ – значения парциальной диаграммы направленности приёмного антенного элемента u в направлении $\hat{\theta}$ и $\hat{\phi}$, соответственно, $F_{tx,s,\theta}$ и $F_{tx,s,\phi}$ - значения парциальной диаграммы направленности передающего антенного элемента. $\bar{d}_{rx,u}$, $\bar{d}_{tx,s}$ - вектора расположения приёмного и передающего антенного элемента. Из этого выражения видно, что значения элементов канальной матрицы зависят от формы и параметров диаграммы направленности излучающего передающего элемента антенной решётки.

## 3. Оптимизация параметров диаграммы направленности одиночного элемента

В работе сначала исследовалось влияние параметров диаграммы направленности одиночного излучающего элемента антенной решётки на эргодическую пропускную способность многоканальной системы. Моделирование проводилось методом Монте-Карло с помощью пакета Quadriga [3], позволяющего генерировать канальную матрицу для 3GPP канала. Для исследований использовалась плоская антенная решётка с

параметрами: $N_z = 4, N_y = 8,\ d_z = 2\lambda, d_y = 0.5\lambda$ - количество элементов по вертикали и горизонтали и расстояние между ними, соответственно. В качестве оптимизируемых параметров диаграммы направленности излучающего элемента использовались: ширина по азимуту, ширина по углу места по уровню -3dB и угол фазирования – tilt. Исследования проводились для различных видов аппроксимации диаграммы направленности. В работе анализировались 3 типа аппроксимации диаграмм направленности элементов.

1. Встроенная в Quadriga параметрическая функция:

$$E(\theta, \varphi) = A\sqrt{B + (1 - B)(\cos\theta)^C \exp(-D \cdot \varphi^2)}.$$

Параметры $A, B, C, D$ определяются итерационным методом при заданных значениях ширины диаграммы направленности по азимуту и углу места: $\theta_{3\text{dB}}, \varphi_{3\text{dB}}$. Далее с помощью тригонометрических преобразований можно повернуть ДН на заданный tilt.

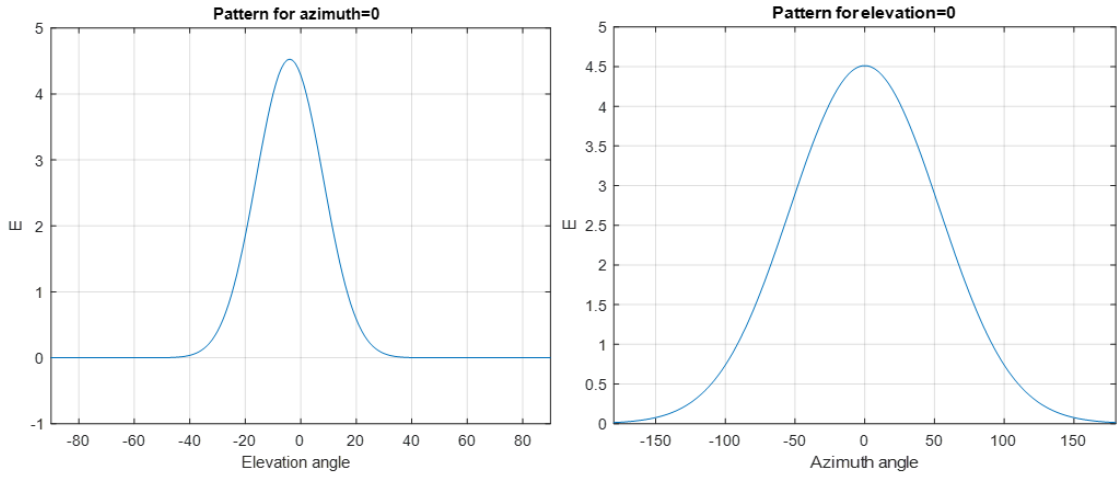



Рис. 1. Диаграмма направленности для угла места и азимута построенная с помощью встроенной параметрической функции

2. 3GPP модель элемента

$$E(\theta, \varphi) = 10^{\frac{A_{dB}(\theta,\varphi)}{20}},$$

$$A_{\text{dB}}(\theta, \varphi) = -min\{-(A_{\text{dB}}(\theta) + A_{\text{dB}}(\varphi))\},$$

$$A_{\text{dB}}(\theta) = -min\left\{12\left(\frac{\theta - 90^\circ}{\theta_{3\text{dB}}}\right)^2, 30\right\}, A_{\text{dB}}(\varphi) = -min\left\{12\left(\frac{\varphi}{\varphi_{3\text{dB}}}\right)^2, 30\right\}.$$

Далее с помощью тригонометрических преобразований можно повернуть ДН на заданный tilt.

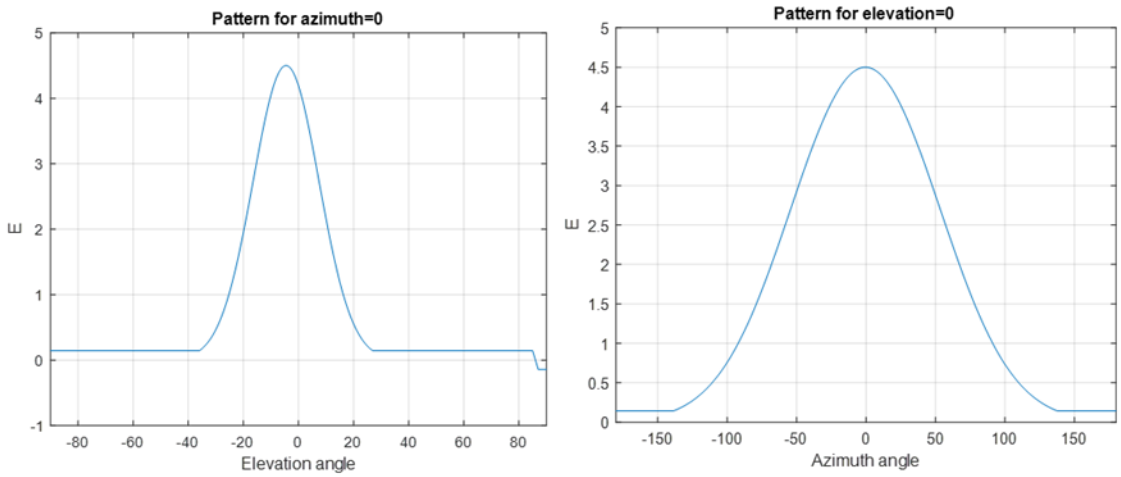



Рис. 2. Диаграмма направленности для угла места и азимута построенная с помощью 3GPP модели

3. Гауссовский аналитический вид аппроксимации:

$$E(\theta,\phi) = C \cdot \exp\left(-\frac{(\theta + tilt - 90°)^2}{2a^2} - \frac{\phi^2}{2b^2}\right),$$

$$a = \frac{\theta_{3\text{dB}}}{2\sqrt{-2\ln\sqrt{2}}}, \qquad b = \frac{\varphi_{3\text{dB}}}{2\sqrt{-2\ln\sqrt{2}}}.$$

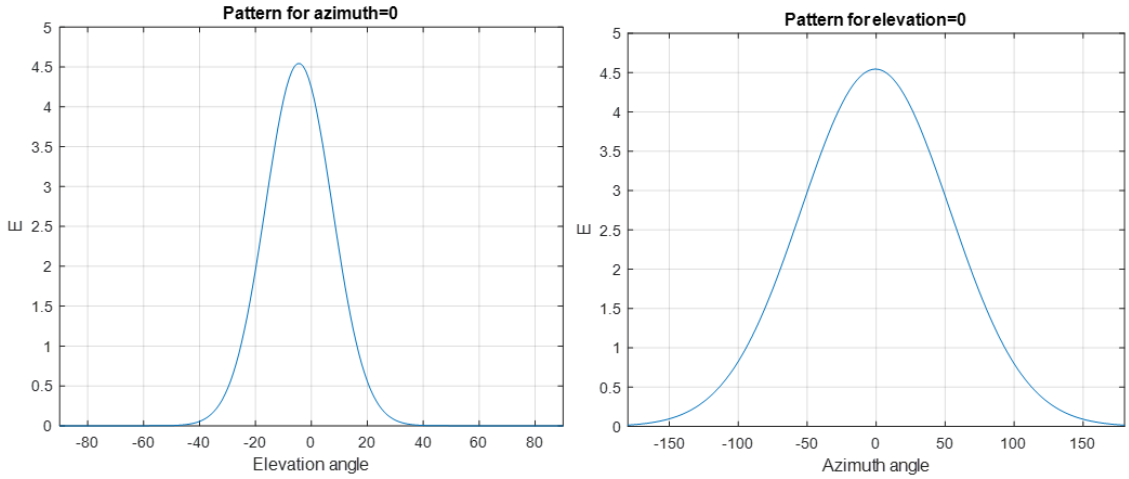



Рис. 3. Диаграмма направленности для угла места и азимута построенная с помощью Гауссовской модели

Из представленных диаграмм направленности видно, что различные аппроксимации очень схожи, поэтому следует ожидать для них и идентичных оптимальных параметров, максимизирующих пропускную способность.

На рисунках ниже представлены рассчитанные по соотношениям (1) и (2) зависимости эргодической пропускной способности от ширины диаграммы направленности по азимуту и углу места и tilt для различных типов аппроксимаций.

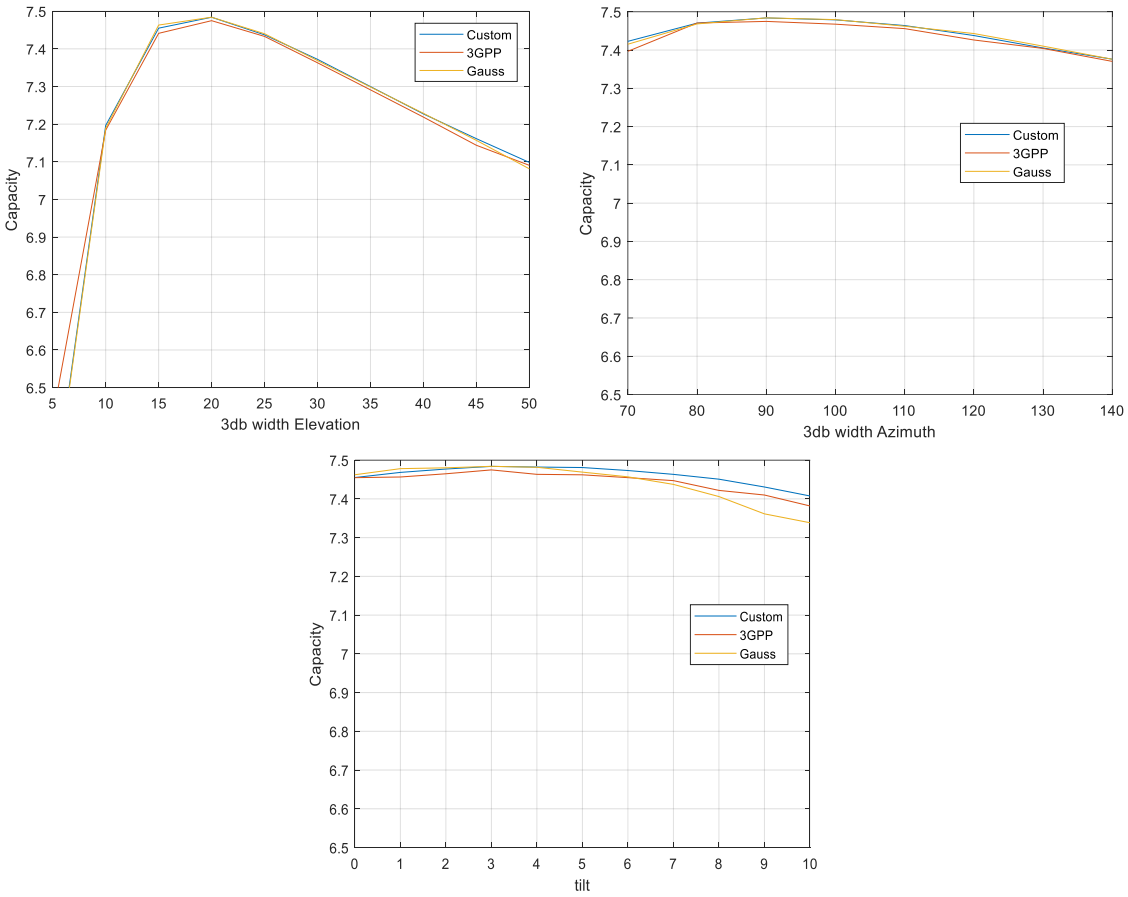



Рис.4. Зависимости эргодической пропускной способности от ширины диаграммы направленности антенны по азимуту, высоте и наклону для различных типов аппроксимации диаграммы направленности антенны.

Видно, что для всех типов аппроксимаций результаты практически идентичны, а оптимальными являются параметры:

$$\theta_{3\text{dB}} = 20^o, \varphi_{3\text{dB}} = 90^o, tilt = 3^o.$$

## 4. Оптимизация параметров диаграммы направленности сфазированных элементов

Из предыдущих исследований видно, что оптимальной шириной диаграммы направленности элемента по углу места является значение $\theta_{3\text{dB}} = 20^o$. Однако в реальности не существует излучающих элементов с таким параметром ДН. Такую ширину ДН можно получить, если сфазировать по углу места несколько одиночных элементов, запитав их от одного порта. Причём, изменяя расстояние между одиночными элементами, можно варьировать ширину ДН. На рисунках ниже представлены виды ДН по углу места для сдвоенных и строенных одиночных патчей при различных расстояниях между ними с $tilt = 4^o$.

Фазирование M элементов проводилось с помощью комплексных весовых коэффициентов, рассчитанных по соотношению:

$$w_m = \frac{1}{\sqrt{M}} exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}(m-1)d_{zel}\, cos\,\theta_{tilt}\right), \quad (3)$$

где m=1, …, M, $\theta_{\text{tilt}}$ – угол фазирования, $\lambda$ – длина волны, $d_{zel}$ – расстояние между элементами по вертикали.

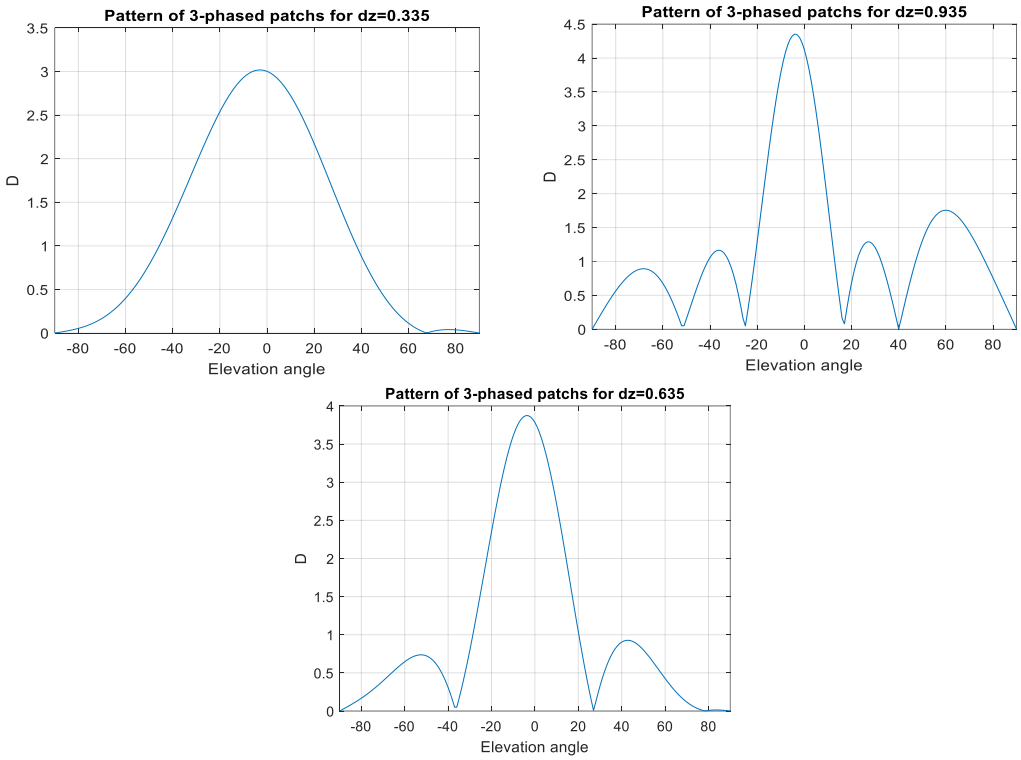



Рис.5. Диаграмма направленности угла места для строенных патчей с разным расстоянием между ними.

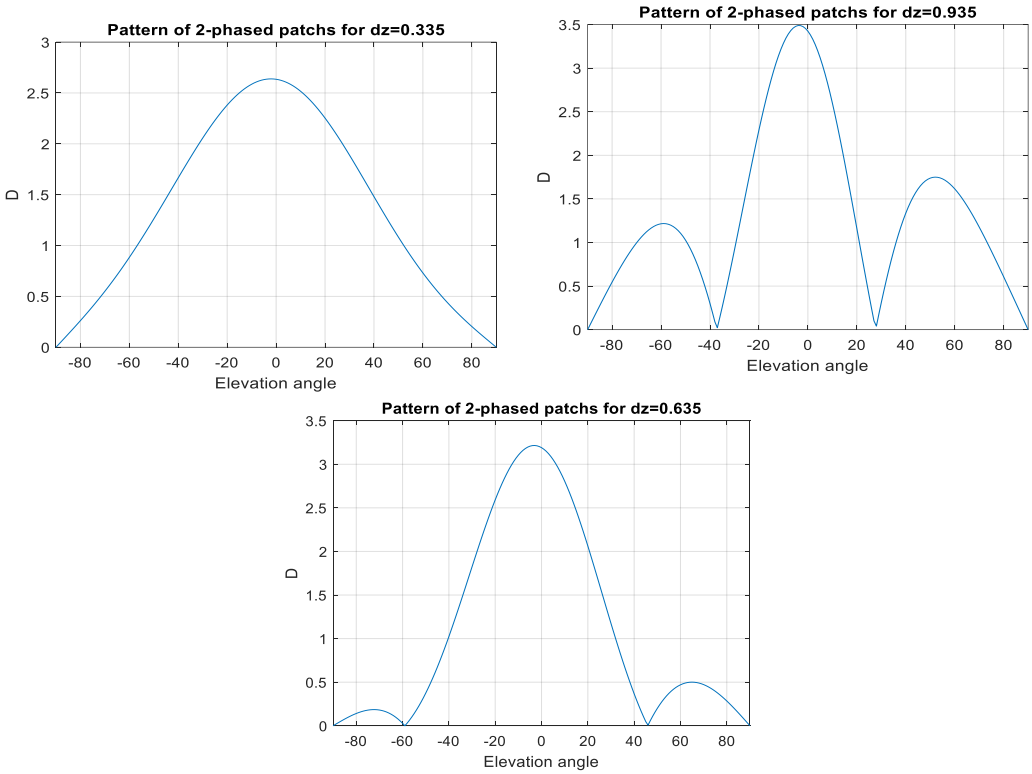



Рис.6. Диаграмма направленности угла места для сдвоенных патчей с разным расстоянием между ними.

Из рисунков видно, что диаграмма направленности фазированного элемента сужается при увеличении расстояния между элементами, однако появляются боковые лепестки, что приводит к уменьшению направленности элемента.

Как известно, существует приближённое аналитическое соотношение, связывающее ширину диаграммы направленности с другими параметрами:

$$\theta_{3\text{dB}} \approx {}^{0.86}/_{Md_{zel}\cos\theta_{tilt}}. \quad (4)$$

Также сдвоенные и строенные сфазированные диполи и патчи были синтезированы в среде CST при различных расстояниях между элементами. На рисунках ниже представлены диаграммы направленности реальных и виртуальных сфазированных элементов. Видно незначительное различие.

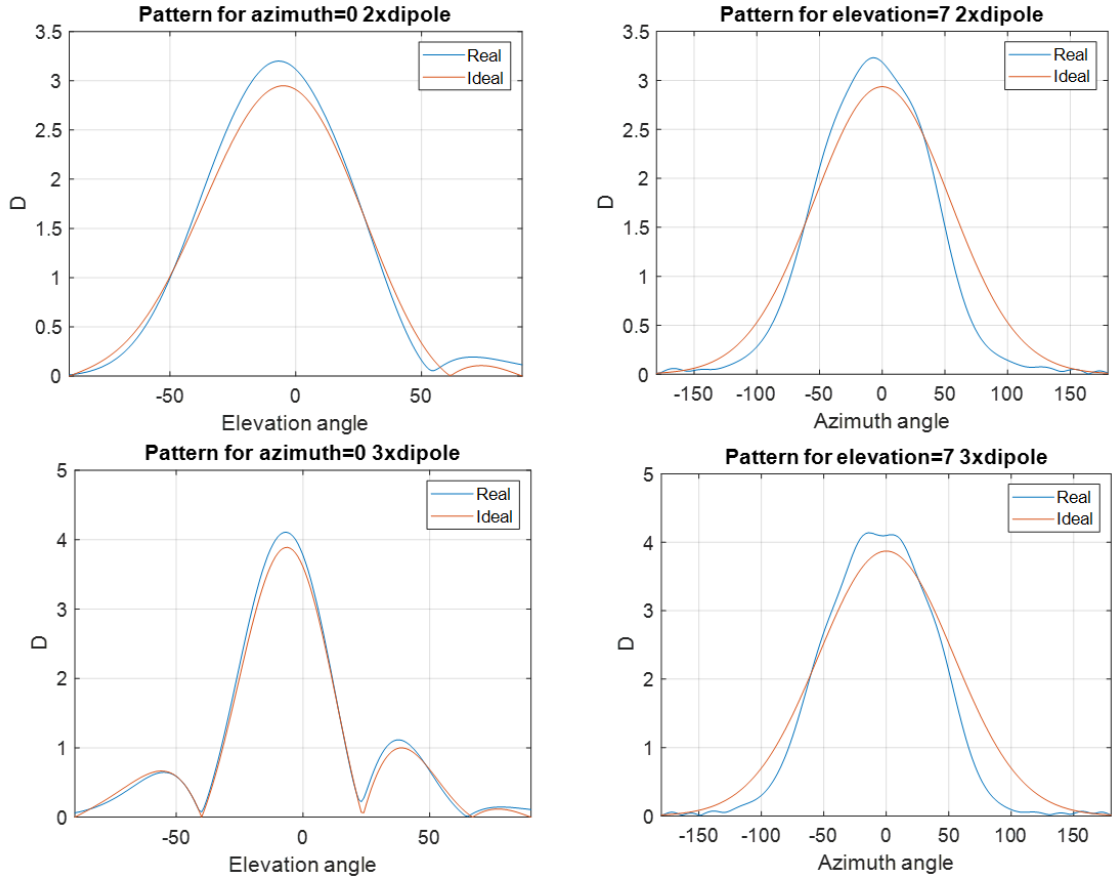



Рис. 7. Диаграмма направленности угла места и угла азимута для сдвоенных и строенных реальных и идеальных диполей.

Далее в работе было проведено сравнение зависимостей ширины ДН от расстояния между элементами, полученных с помощью соотношения (4), сфазированных по соотношению (3) элементов с идеальными ДН и полученных с помощью электромагнитного моделирования в среде CST реальных элементов. Результаты представлены ниже для сдвоенных и строенных элементов.

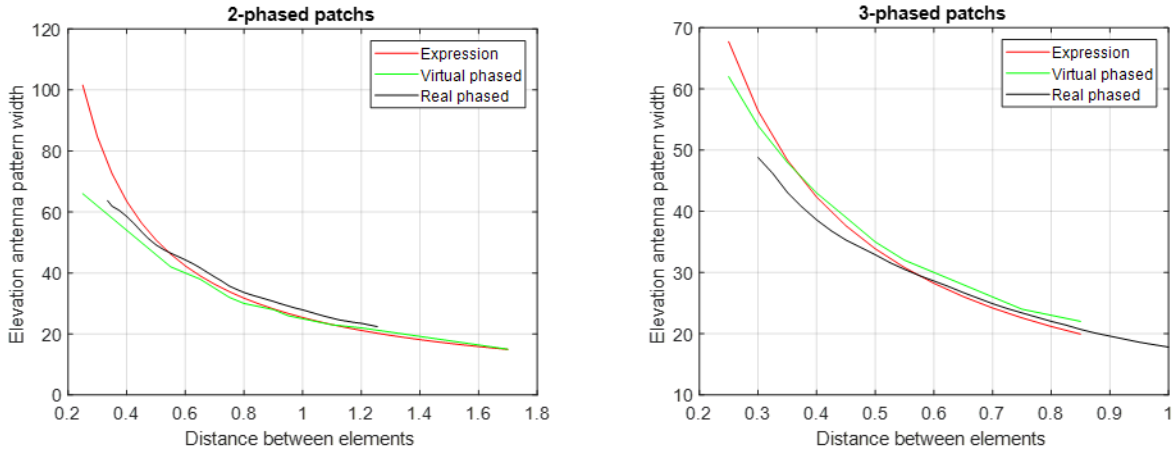



Рис. 8. Зависимость ширины диаграммы направленности от расстояния между элементами.

Из полученных зависимостей видно, что, во-первых, соотношение (4) достаточно точно описывает требуемую зависимость, особенно при увеличении количества фазируемых элементов и расстояния между ними; во-вторых, зависимости, полученные при фазировании виртуальных и реальных элементов, начинают отличаться при расстояниях между элементами менее 0.5 $\lambda$.

Далее для сдвоенных и строенных элементов в Quadriga рассчитывались эргодические пропускные способности для рассмотренной выше решётки в зависимости от расстояния между одиночными элементами $d_{zel}$ для виртуальных и реальных элементов.

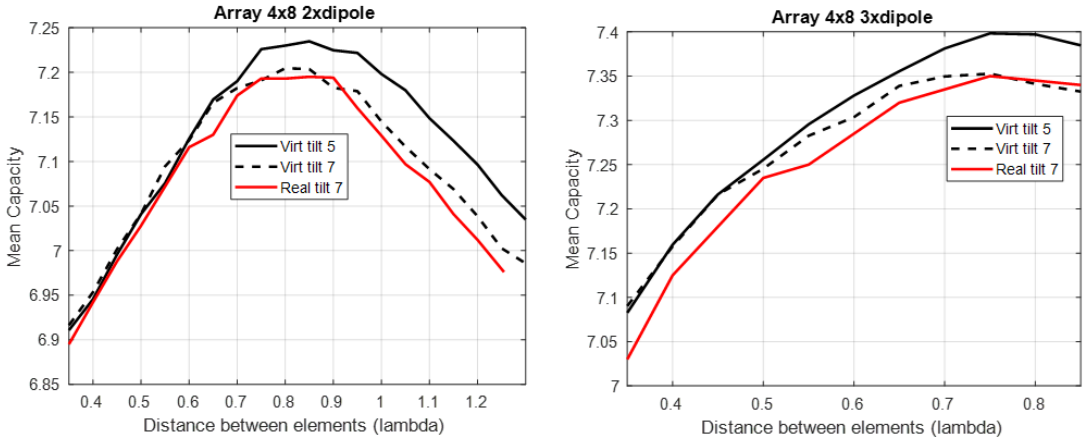



Рис. 9. Зависимость пропускной способности антенной решетки от расстояния между элементами.

Видно, что зависимости для виртуальных и реальных элементов схожи; максимальная пропускная способность для строенных элементов на 2-2.5% больше, чем для сдвоенных; максимальная пропускная способность для строенных элементов на 1% меньше, чем для виртуальных одиночных; максимумы пропускной способности достигаются при ширине основного лепестка 25° для строенных элементов и 30° для сдвоенных элементов, что не совпадает с оптимальными параметрами ДН идеальных элементов. Это связано с появлением боковых лепестков в ДН сфазированных элементов.

## 5. Заключение

Проведенные исследования показали, что для повышения эргодической пропускной способности систем связи с пространственным мультиплексированием СВЧ диапазона в качестве элементов антенных решёток необходимо выбирать излучатели с достаточно узкой диаграммой направленности по углу места. В качестве таких излучателей могут быть использованы сдвоенные или строенные сфазированные двухполяризационные патчи или диполи с оптимально подобранным расстоянием между элементами. Сдвоенные излучатели обладают немного меньшим коэффициентом усиления, чем строенные, однако занимают меньшую площадь и имеют более простую систему запитки.

## 6. Благодарности

Для выполнения численных расчетов в работе использовалось оборудование учебно-научного дизайн-центра проектирования радиоэлектронных систем СВЧ, терагерцового и оптического диапазонов на отечественной электронной компонентной базе ФГБОУ ВО «ВГУ».

## Литература

1. G. Oliveri, G. Gottardi and A. Massa, "A New Meta-Paradigm for the Synthesis of Antenna Arrays for Future Wireless Communications," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 67, no. 6, pp. 3774-3788, June 2019, doi: 10.1109/TAP.2019.2906433.
2. R. Feng, C. -X. Wang, J. Huang, X. Gao, S. Salous and H. Haas, "Classification and Comparison of Massive MIMO Propagation Channel Models," in IEEE Internet of Things Journal, vol. 9, no. 23, pp. 23452-23471, 1 Dec.1, 2022, doi: 10.1109/JIOT.2022.3198690.
3. F. Burkhardt, E. Eberlein, S. Jaeckel, G. Sommerkorn and R. Prieto-Cerdeira, "QuaDRiGa: a MIMO Channel Model for Land Mobile Satellite", 2014 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2014.

## References

1. G. Oliveri, G. Gottardi and A. Massa, "A New Meta-Paradigm for the Synthesis of Antenna Arrays for Future Wireless Communications," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 67, no. 6, pp. 3774-3788, June 2019, doi: 10.1109/TAP.2019.2906433.
2. R. Feng, C. -X. Wang, J. Huang, X. Gao, S. Salous and H. Haas, "Classification and Comparison of Massive MIMO Propagation Channel Models," in IEEE Internet of Things Journal, vol. 9, no. 23, pp. 23452-23471, 1 Dec.1, 2022, doi: 10.1109/JIOT.2022.3198690.
3. F. Burkhardt, E. Eberlein, S. Jaeckel, G. Sommerkorn and R. Prieto-Cerdeira, "QuaDRiGa: a MIMO Channel Model for Land Mobile Satellite", 2014 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2014.

Научное издание

**РАДИОЛОКАЦИЯ,**
**НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ**

*Сборник трудов*
*XXX Международной научно-технической конференции*
*(г. Воронеж, 16–18 апреля 2024 г.)*

Том 3

Издано в редакции программного комитета

Подписано в печать 12.04.2024. Формат 60×84/16.
Усл. п. л. 27,7. Тираж 60 экз. Заказ 219

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**

ISBN 978-5-9273-3964-8

ISBN 978-5-9273-3967-9