RLNC*2018

Сборник трудов
XXIV Международной научно-технической конференции
«Радиолокация, навигация, связь»,
посвященной
100-летию Воронежского государственного университета,
60-летию АО «Концерн «Созвездие»,
65-летию ИРЭ РАН им. В. А. Котельникова
и 110-летию со дня рождения В. А. Котельникова.

Том 3

РОССИЯ

XXIV международная научно-техническая конференция

РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ

Том 3

Секции 5-7

17-19 апреля 2018 г.

Воронеж

УДК 621.37
ББК 32
Р15

Министерство образования и науки Российской Федерации
ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет»
Физический факультет

АО «Концерн «Созвездие»

Р15

Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXIV Международной научно-технической конференции (17-19 апреля 2018 г.). В 5-и томах. – Воронеж: ООО «Вэлборн», 2018, - 2230 с.
ISBN 978-5-9500319-3-9

Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXIV Международной научно-технической конференции (17-19 апреля 2018 г.). **Том 3.** – Воронеж: ООО «Вэлборн», 2018. - 441 с.
ISBN 978-5-9500319-6-0

© АО «Концерн «Созвездие», 2018
ISBN 978-5-9500319-3-9
© ФГБОУ ВО «ВГУ», 2018
ISBN 978-5-9500319-6-0
© ООО «ВЭЛБОРН», 2018

Том 1

Пленарные доклады

ИННОВАЦИОННЫЙ ПУТЬ РАЗВИТИЯ ПРОМЫШЛЕННЫХ ПРЕДПРИЯТИЙ
В. И. Борисов 1

МИКРОВОЛНОВАЯ СИСТЕМА ПЕРСОНАЛЬНОГО ДОСМОТРА ЛЮДЕЙ В ВЕРХНЕЙ ОДЕЖДЕ В ДВИЖЕНИИ В МЕСТАХ МАССОВОГО СКОПЛЕНИЯ, ПЕРЕДВИЖЕНИЯ И НА ОСОБО ОХРАНЯЕМЫХ ОБЪЕКТАХ
А. В. Журавлев, В. В. Разевиг, С. И. Ивашов, А. С. Бугаев 7

НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ НАУКИ КАК ОТРАСЛИ ЦИФРОВОЙ ЭКОНОМИКИ
А. А. Зацаринный 20

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

АВТОМАТИЗАЦИЯ ЗАПРОСОВ К БАЗЕ ДАННЫХ
Г. А. Тукманов 32

АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В ЦИФРОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДОВ СЖАТЫХ ИЗМЕРЕНИЙ
В. И. Парфенов, Н. А. Кунаева 37

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ МОНИТОРИНГА СЕТИ, ОСНОВАННОЙ НА ТРАНСПОРТНОЙ ТЕХНОЛОГИИ МНОГОПРОТОКОЛЬНОЙ КОММУТАЦИИ ПО МЕТКАМ
А. В. Карпов, О. М. Лепешкин, П. А. Новиков, Р. К. Шостак 46

ВЛИЯНИЕ АППЛИКАТИВНОГО ФОНА НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ ДВУМЕРНОГО СИГНАЛА
В. Н. Верещагин 50

ВЫСОКОСКОРОСТНОЙ ДЕКОДЕР ПАРАЛЛЕЛЬНО СОЕДИНЕННЫХ СВЕРТОЧНЫХ КОДОВ С НЕРЕГУЛЯРНОЙ СТРУКТУРОЙ КОДИРОВАНИЯ
М. А. Засорин 63

ГЕНЕРАЦИЯ ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ СДВИГАЮЩИМИ РЕГИСТРАМИ
А. С. Щеголеватых, А. А. Черницкий, М. А. Черницкий 70

ЗАВИСИМОСТЬ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ СКРЫТНОСТИ НИЗКОЧАСТОТНОЙ СИСТЕМЫ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ ПРИ ПРОИЗВОЛЬНОМ РАЗМЕЩЕНИИ ПРИЕМНИКА СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ
А. Ф. Чипига, В. П. Пашинцев, В. А. Цимбал, И. В. Анзин 77

ИССЛЕДОВАНИЕ ЛИНЕЙНЫХ ЧАСТОТНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ПРИ НИЗКОЧАСТОТНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ СИГНАЛОВ
Т. М. Печень, Е. В. Глушкевич, М. С. Горобец, А. А. Брушков 82

ИССЛЕДОВАНИЕ ОЦЕНКИ ПОЛОЖЕНИЯ ФРАГМЕНТА ИЗОБРАЖЕНИЯ В ИЗМЕРИТЕЛЯХ ТИПА ДИСКРИМИНАТОР - ОГРАНИЧИТЕЛЬ
Ю. С. Радченко, О. А. Машарова.....89

КВАЗИОПТИМАЛЬНЫЙ АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО КВАЗИРАДИОСИГНАЛА С НЕИЗВЕСТНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ
Ю. Э. Корчагин, К. Д. Титов 100

КОМПЕНСАЦИЯ ПРЕДНАМЕРЕННЫХ ПОМЕХ РЕКУРСИВНЫМ АЛГОРИТМОМ НАИМЕНЬШИХ КВАДРАТОВ
А. В. Журавлев, В. Г. Маркин 110

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ КАНАЛОВ СВЯЗИ С ЗАМИРАНИЯМИ РАЙСОВСКОГО ТИПА
Д. В. Мокринский.....115

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ЗАЩИЩЕННОСТИ ИНФОРМАЦИИ ОТ УТЕЧКИ ПО ТЕХНИЧЕСКИМ КАНАЛАМ НА ОБЪЕКТЕ УПРАВЛЕНИЯ
А. В. Карпов, Ю. К. Худайназаров 123

МНОГОКАНАЛЬНОЕ РАДИОПРИЕМНОЕ УСТРОЙСТВО С РАСШИРЕННЫМ ЧАСТОТНЫМ ДИАПАЗОНОМ ПРИЕМА
С. А. Ермаков.....129

МОДЕЛЬ SDR-ПРИЕМНИКА С ПРОЦЕДУРОЙ ФИЛЬТРАЦИИ РАДИОСИГНАЛОВ МЕТОДОМ СПЕКТРАЛЬНОГО СИНГУЛЯРНОГО АНАЛИЗА
А. А. Васильченко 134

НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ
Ю. С. Ионенков 140

НЕКОГЕРЕНТНАЯ КВАЗИПРАВДОПОДОБНАЯ ОЦЕНКА ДЛИТЕЛЬНОСТИ РЕГУЛЯРНОГО РАДИОСИГНАЛА
Ю. Э. Корчагин, Н. С. Овчинникова 150

О ВАЖНОСТИ КОРРЕКЦИИ ВЫСОКИХ ПОРЯДКОВ НЕЛИНЕЙНОСТИ ПЕРЕДАЮЩИХ ТРАКТОВ М. А. Евсеев.....158

ОБ ИНТУИЦИИ В ЦИФРОВОЙ ПЛАТФОРМЕ НАУЧНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ
К. И. Волович, С. А. Денисов, В. А. Кондрашев.....164

ОБНАРУЖЕНИЕ ДИСКРЕТНЫХ РАЗРЕЖЕННЫХ СИГНАЛОВ ПО СЖАТЫМ ДАННЫМ НА ОСНОВЕ ТЕОРИИ COMPRESSIVE SENSING
В. И. Парфенов, Д. Ю. Голованов.....171

ОЦЕНКА АМПЛИТУДЫ ПРЯМОУГОЛЬНОГО РАДИОИМПУЛЬСА С НЕИЗВЕСТНЫМИ ЧАСТОТОЙ, НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ И МОМЕНТАМИ ПОЯВЛЕНИЯ И ИСЧЕЗНОВЕНИЯ
Ю. Э. Корчагин, С. В. Корольков, Д. Н. Шепелев 183

ОЦЕНКА ЗАВИСИМОСТИ СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ОТ ДАЛЬНОСТИ СВЯЗИ В НЕОДНОРОДНОМ КАНАЛЕ. ЧАСТЬ 1. ОЦЕНКА ОСЛАБЛЕНИЯ СИГНАЛА
В. Е. Прохоров, С. Ю. Алехин, Е. В. Григорьев, А. Е. Лимарев, И. И. Малышев 193

ОЦЕНКА ЗАВИСИМОСТИ СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ОТ ДАЛЬНОСТИ СВЯЗИ В НЕОДНОРОДНОМ КАНАЛЕ. ЧАСТЬ 2. ОЦЕНКА СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ
В. Е. Прохоров, С. Ю. Алехин, Е. В. Григорьев, А. Е. Лимарев, И. И. Малышев 206

ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА ПО МАКСИМУМУ НОРМИРОВАННОГО КОРРЕЛЯТОРА
И. В. Гоголев, Г. Ю. Яшин 215

ОЦЕНКА ПОВЫШЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ И ЖИВУЧЕСТИ ЭКСПЕРТНЫХ СИСТЕМ
Д. А. Кошелев 224

ПЕРЕСТАНОВОЧНОЕ ДЕКОДИРОВАНИЕ НЕДВОИЧНОГО ИЗБЫТОЧНОГО КОДА НА БАЗЕ КОГНИТИВНОГО ПОДХОДА
А. А. Гладких, А. А. Шагарова, С. В. Шахтанов.....230

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ БИОМЕТРИЧЕСКОГО РАСПОЗНАВАНИЯ ВОЕННОСЛУЖАЩИХ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА ДАННЫХ ЭЛЕКТРОКАРДИОГРАММ
Т. В. Арутюнян 240

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ АДАПТИВНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В МНОГОКАНАЛЬНЫХ ФИЛЬТРАХ С ПРОРЕЖИВАНИЕМ ПО ВРЕМЕНИ
А. Ю. Линович.....249

ПОСЛЕДЕТЕКТОРНАЯ МЕЖДУПЕРИОДНАЯ ОБРАБОТКА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ БЛОЧНОЙ АДАПТИВНОЙ РЕШЕТЧАТОЙ ФИЛЬТРАЦИИ
И. Е. Чухломин, Н. А. Файзулин.....258

ПОСТРОЕНИЕ ЛОКАЛЬНО-ДЕКОДИРУЕМЫХ КОДОВ НА БАЗЕ КОДОВ-ПРОИЗВЕДЕНИЙ С ПРОСТОЙ ПРОВЕРКОЙ НА ЧЕТНОСТЬ ПРОИЗВОЛЬНОЙ РАЗМЕРНОСТИ
Р. В. Климов.....265

ПРИВЕДЕНИЕ ПРОБЛЕМЫ УСТОЙЧИВОСТИ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО КОНТУРА К ЗАДАЧЕ ЛЯПУНОВА
Н. Д. Бирюк, В. В. Юргелас.....273

ПРИМЕНЕНИЕ РАЗНЕСЕННОГО ПРИЕМА В КАНАЛАХ СВЯЗИ С ЗАМИРАНИЯМИ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ
Н. В. Савищенко, О. А. Остроумов, Е. В. Лебеда 279

РАЗРАБОТКА ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫХ РЕСЭМЛЕРОВ НА ПЛИС
М. И. Спажакин, А. Б. Токарев 284

РАСПОЗНАВАНИЕ ТИПОВ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ ПО ИХ РАДИОЛОКАЦИОННЫМ СИГНАТУРАМ
Д. А. Суздальцев, А. А. Алексеев 291

СИНТЕЗ КВАЗИОПТИМАЛЬНОГО АЛГОРИТМА КОМПЕНСАЦИИ ПОМЕХИ С ИЗВЕСТНОЙ СТРУКТУРОЙ В КОГЕРЕНТНОЙ АППАРАТУРЕ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГНСС
А. В. Смолин, В. В. Неровный 296

СПОСОБ ОРГАНИЗАЦИИ ХРАНЕНИЯ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ РЕГЕНЕРАЦИОННОГО КОДИРОВАНИЯ
М. С. Соловьева.....309

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СПЕКТРАЛЬНО ЭФФЕКТИВНЫХ СИГНАЛОВ С ЧАСТОТНЫМ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕМ
Л. И. Аверина, О. К. Каменцев.....312

СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МНОГОКАНАЛЬНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ДЕГРАДАЦИИ ЧИСЛА ПРИЕМНЫХ КАНАЛОВ
М. Л. Артемов, Е. Л. Абрамова.....320

СТАТИСТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ КВАЗИРАДИОСИГНАЛОВ С НЕИЗВЕСТНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ
Ю. Э. Корчагин, К. Д. Титов 328

ЦИФРОВОЙ АЛГОРИТМ УСТОЙЧИВОГО ОЦЕНИВАНИЯ СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ МОЩНОСТИ И ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ СЛОЖНОЙ ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКИ
В. Н. Якимов, А. В. Машков, А. В. Желонкин 338

ЭВРИСТИЧЕСКИЙ АЛГОРИТМ РАЗЛИЧЕНИЯ ПОРЯДКА ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИИ
А. О. Липатов, М. А. Смолина, К. С. Калашников.....347

ЭФЕКТИВНОСТЬ РАЗЛИЧЕНИЯ СИГНАЛОВ ПО ВРЕМЕНИ ПРИХОДА ПРИ НАЛИЧИИ МОДУЛИРУЮЩЕЙ ПОМЕХИ
А. В. Захаров, В. К. Маршаков.....354

ЭФФЕКТИВНОЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ДВОИЧНЫХ БЛОКОВЫХ КОДОВ В СИСТЕМЕ БЕСПРОВОДНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЕЙ
Н. А. Пчелин 368

ЭФФЕКТИВНОСТЬ СОВМЕСТНОЙ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА И КАНАЛА ПРИ НАЛИЧИИ МЕЖСИМВОЛЬНОЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИИ
Ю. Н. Прибытков, Н. А. Воеводин 374

Секция 2. Распознавание и обработка изображений.

АНАЛИЗ МЕТОДОВ И АЛГОРИТМОВ ПОСТРОЕНИЯ ТРЁХМЕРНЫХ СТРУКТУР ПОЛУЧЕННЫХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РАЗЛИЧНЫХ ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ
Е. О. Дорохова, Е. А. Семенищев 382

ЗАДАЧА НАХОЖДЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ОПЕРАТИВНОСТИ CALL-ЦЕНТРА И ЕЕ РЕШЕНИЯ НА ОСНОВЕ МНОГОФАЗНОЙ СИСТЕМЫ МАССОВОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ
А. В. Цимбал, А. В. Боронин.....389

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ВЫДЕЛЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ ПО ИЗОБРАЖЕНИЯМ
А. А. Васильченко, Г. А. Коптелов.....396

ОЦЕНИВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ ВЫДЕЛЕНИЯ КОНТУРОВ ЗАШУМЛЕННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ
Е. А. Самойлин, С. А. Карпов, И. С. Алейник.....403

Том 2

Секция 2. Распознавание и обработка изображений.

ОЦЕНКА МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЯ С НЕИЗВЕСТНЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ ИНТЕНСИВНОСТИ
В. Н. Верещагин 1

ПРОЦЕДУРА ИТЕРАТИВНОГО МАСШТАБИРОВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ
Д. В. Ганин 16

РАСПОЗНАВАНИЕ ОТПЕЧАТКОВ ПАЛЬЦЕВ В БИОМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ ИДЕНТИФИКАЦИИ ЧЕЛОВЕКА
Р. Р. Ибадов, В. П. Федосов, С. Р. Ибадов 22

СИСТЕМНЫЙ ПОДХОД К РЕШЕНИЮ ПРОБЛЕМЫ ФРАКТАЛЬНОГО АНАЛИЗА МНОГОМЕРНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ
В. А. Кузнецов, В. С. Марюхненко.....26

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

АКТИВИРУЮЩАЯ ПОДСИСТЕМА СЕТЕВОГО МОНИТОРИНГА СИСТЕМЫ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
Р. К. Шостак, О. М. Лепешкин, П. А. Новиков, Ю. К. Худайназаров.....39

АНАЛИЗ ВРЕМЕНИ ОБНАРУЖЕНИЯ И РАСПОЗНАВАНИЯ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ
Е. П. Петров, Н. Л. Харина, И. Е. Петров 45

АНАЛИЗ МЕТОДОВ СИНТЕЗА ОПТИМАЛЬНЫХ СИГНАЛЬНО-КОДОВЫХ КОНСТРУКЦИЙ ДЛЯ СИСТЕМ С РЕШЁТЧАТОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ
А. М. Чингаева, Р. И. Травин 52

АНАЛИЗ СВЯЗНОСТИ РАДИОСЕТЕЙ МЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ПОДВИЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ ОБЩЕГО НАЗНАЧЕНИЯ
И. В. Реджепов, А. А. Парфентьев, К. И. Гвозд 63

АНАЛИЗ СПОСОБОВ СКРЫТНОГО ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА
И. А. Мартынюк, А. А. Бречко, Н. В. Львова 70

ЗАВИСИМОСТЬ УРОВНЯ ТЕЛЕСМОТРЕНИЯ ТВ КАНАЛА И ОБЪЕМА ГЕНЕРИРУЕМОГО В НЕМ РЕКЛАМНОГО ИНВЕНТАРЯ ОТ ХАРАКТЕРИСТИК НАСТРОЙКИ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ПРИЕМНИКОВ
В. А. Карпенко 73

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ПОЛЕВОЙ КОМПЛЕКСНОЙ АППАРАТНОЙ СВЯЗИ ТАКТИЧЕСКОГО ЗВЕНА УПРАВЛЕНИЯ
Е. В. Сарафанников., Р. М. Гречнев 77

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНОЙ ТЕХНОЛОГИИ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПРИЕМА СИГНАЛОВ
Н. В. Савищенко, Е. В. Лебеда 84

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЕЛИЧИН ОТТОКА АБОНЕНТОВ БОЛЬШОЙ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ В УСЛОВИЯХ ВЫСОКОКОНКУРЕНТНОГО РЫНКА МЕГАПОЛИСА
И. В. Астахов, Е. А. Рудакова 89

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРА ПРОТОКОЛА АВТОМАТИЧЕСКОГО УСТАНОВЛЕНИЯ СОЕДИНЕНИЯ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА НА ИНТЕГРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КАНАЛА ВЫЗОВА В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ ПОМЕХ
Е. А. Гаврилин, А. А. Крикунов, Д. А. Ковальков 93

КОМПЬЮТЕРНАЯ ПРОГРАММА ОПТИМИЗАЦИИ СТРУКТУРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ДВУХУРОВНЕВОЙ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ
Ю. А. Тамм 99

МЕТОДИКА ОПТИМИЗАЦИИ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ПЕРЕНОСИМЫХ МАГИСТРАЛЬНЫХ УЗЛОВЫХ СТАНЦИЙ ПРИ ЭКСПЛУАТАЦИИ БОЛЬШИХ ОПТОВОЛОКОННЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ
Ю. А. Тамм, Н. Ф. Бух-Винер 102

МЕТОДИКА ОПТИМИЗАЦИИ СОВМЕСТНОГО УПРАВЛЕНИЯ ТРАФИКОМ И ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТЬЮ МУЛЬТИСЕРВИСНОЙ СЕТИ СВЯЗИ
С. М. Одоевский, В. П. Хоборова 106

МЕТОДИКА ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ВОЗДЕЙСТВИЯ КОМПЬЮТЕРНЫХ АТАК НА ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННУЮ СЕТЬ
О. С. Лаута, М. А. Коцыняк, Д. А. Иванов, А. И. Суетин 115

МЕТОДИКА СИНТЕЗА СИСТЕМЫ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ В УСЛОВИЯХ ИНФОРМАЦИОННОГО ПРОТИВОБОРСТВА
О. С. Лаута, Д. А. Иванов, А. П. Нечепуренко, М. А. Власенко 124

МЕТОДИКА ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКОГО АНАЛИЗА КОММУТАЦИОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ ПОЛЕВЫХ КОМПЛЕКСНЫХ АППАРАТНЫХ СВЯЗИ ТАКТИЧЕСКОГО ЗВЕНА УПРАВЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ АГЕНТНОГО ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ
И. Г. Воробьев, Е. В. Сарафанников 130

МОДЕЛИРОВАНИЕ КОМПЬЮТЕРНЫХ АТАК НА ОСНОВЕ МЕТОДА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СТОХАСТИЧЕСКИХ СЕТЕЙ
О. С. Лаута, М. А. Коцыняк, Д. А. Иванов, М. А. Гудков 137

МОДЕЛЬ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ СО СРЕДОЙ РАДИКАЛОВ, КАК СОСТАВНАЯ ЧАСТЬ АКТИВИРУЮЩЕЙ ПОДСИСТЕМЫ СЕТЕВОГО МОНИТОРИНГА СИСТЕМЫ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
Р. К. Шостак, О. М. Лепешкин, П. А. Новиков, Ю. К. Худайназаров 147

МОДЕЛЬ ПОВЕДЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ АТАК НА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННУЮ СЕТЬ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
А. В. Бесков, М. Л. Вотинов, Ю. В. Ковайкин, А. В. Уйманов 154

МОДЕЛЬ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩАЯ АППРОКСИМАЦИЮ СОСТОЯНИЯ РАДИОКАНАЛА СОСТАВНОЙ РАДИОЛИНИИ ПОТОКОМ СОВПАДЕНИЙ БИНАРНЫХ СЛУЧАЙНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ
Н. А. Пылаев, В. И. Дмитриев.....158

ОБЕСПЕЧЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ НА ОСНОВЕ МЕТОДА ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА
О. С. Лаута, М. А. Коцыняк, Е. А. Беспалый, С. И. Кузнецов 165

ОСОБЕННОСТИ ДЕТЕКТИРОВАНИЯ И СПОСОБЫ МАСКИРОВАНИЯ ДЕМАСКИРУЮЩИХ ПРИЗНАКОВ СРЕДСТВ ПРОАКТИВНОЙ ЗАЩИТЫ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СЕТЕЙ
Р. В. Максимов, С. П. Соколовский, Д. Н. Орехов 169

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ ПРОЦЕДУРЫ ПРЕДОТВРАЩЕНИЯ КОЛЛИЗИЙ НА КАЧЕСТВО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ПРОТОКОЛА СЛУЧАЙНОГО ДОСТУПА В РАДИОКАНАЛЕ
А. А. Крикунов, Д. А. Ковальков, Е. А. Гаврилин 180

ПОВЫШЕНИЕ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ СИСТЕМЫ OFDM В КАНАЛАХ С БЫСТРЫМИ ЗАМИРАНИЯМИ
В. Г. Карташевский, К. С. Слипенчуч, А. А. Филимонов 185

ПОКАЗАТЕЛИ ЭФФЕКТИВНОСТИ СОТОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ
А. М. Рзуки.....196

ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛЯРНЫХ КОДОВ В ОПТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ СВЯЗИ
А. О. Горюнов.....202

ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛЯРНЫХ КОДОВ В СЕТЯХ СВЯЗИ СТАНДАРТА 5G
Н. Ю. Чилихин.....209

ПРОЦЕССНЫЕ АСПЕКТЫ КОМПЛЕКСНОГО РАЗВИТИЯ СИСТЕМЫ СВЯЗИ КАК ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ ОСНОВЫ ВЫСОКОТЕХНОЛОГИЧНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ
С. В. Козлов 219

РАЗРАБОТКА И ПРОТОТИПИРОВАНИЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ ПО ТЕХНОЛОГИИ SDR С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СИСТЕМЫ GNU RADIO
А. В. Львов, А. Д. Мителькова, Д. В. Кабаев, А. С. Стародубровский 228

РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА СРАВНИТЕЛЬНОЙ ОЦЕНКИ ЖИВУЧЕСТИ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ИНТЕГРИРОВАННЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ
Б. Б. Искольный, М. С. Антоненко, С. Р. Шарифуллин 235

СОКРАЩЕНИЕ СЛОЖНОСТИ ВЫЧИСЛЕНИЙ НАД ПОЛЯМИ ГАЛУА НА ОСНОВЕ РАЗЛОЖЕНИЯ РАСШИРЕНИЙ ПОЛЕЙ НА ПОДПОЛЯ
В. В. Квашенников 243

СТРУКТУРНО-ЛОГИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ГИБРИДНОЙ ПАКЕТНОЙ РАДИОСЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ
С. Е. Потапов, И. Д. Потапова, Л. Ю. Лобанова.....250

ТРАФИК КОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ С МНОЖЕСТВЕННЫМ ДОСТУПОМ
А. В. Зюльков.....255

УРОВЕНЬ ТЕЛЕСМОТРЕНИЯ, КАК ПАРАМЕТР ПРИ ФОРМИРОВАНИИ ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ МЕЖДУ ОПЕРАТОРОМ СВЯЗИ И КОНТЕНТ- ПРОВАЙДЕРОМ
С. В. Назаров, Ю. А. Тамм, В. А. Карпенко.....261

УСТРОЙСТВА БЫСТРОГО ПОИСКА ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ НА РЕКУРРЕНТНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЯХ С ПРОИЗВОЛЬНЫМ ОСНОВАНИЕМ
Е. П. Петров, Н. Л. Харина, И. Е. Петров 264

ФОРМАЛИЗОВАННОЕ ОПИСАНИЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ, НА ОСНОВЕ ЕЕ СВОЙСТВ И ОТНОШЕНИЙ ЕЕ ЭЛЕМЕНТОВ
Р. К. Шостак, О. М. Лепешкин, П. А. Новиков, Ю. К. Худайназаров.....275

ЦИФРОВАЯ ЛИНЕАРИЗАЦИЯ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ ПРИ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ДВУХПОЛОСНОЙ ПЕРЕДАЧЕ ДАННЫХ
Л. И. Аверина, А. О. Кузнецов, О. В. Бугров.....282

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

АЛГОРИТМЫ ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОИЗОБРАЖЕНИЙ ОБЪЕКТОВ В РАДИОМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ
С. М. Гудков.....290

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНИВАНИЯ КООРДИНАТ ОБЪЕКТОВ В ПАССИВНОЙ СИСТЕМЕ РАДИОВИДЕНИЯ
В. К. Клочко, С. М. Гудков.....299

ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В МНОГОДИАПАЗОННЫХ СИСТЕМАХ ТЕХНИЧЕСКОГО ЗРЕНИЯ
Т. М. Сухов, С. Ю. Страхов, В. Н. Гармаш, Ю. В. Петров, Д. М. Коробочкин.....308

ОБЪЕМНЫЙ МНОГОКАНАЛЬНЫЙ ОРГАНИЧЕСКИЙ СВЕТОДИОД
А. М. Бобрешов, А. Г. Кошелев, Е. В. Золотухин 313

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

АВТОФОКУСИРОВКА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ МЕТОДОМ МАКСИМИЗАЦИИ РЕЗКОСТИ
А. А. Монаков.....321

АДАПТАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ РАЗЛОЖЕНИЯ КОСМИЧЕСКОЙ ТЕЛЕВИЗИОННОЙ СИСТЕМЫ
А. И. Бобровский, А. В. Морозов, А. К. Цыцулин 335

АЛГОРИТМ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ КАНАЛА МНОГООБЗОРНОГО НАБЛЮДЕНИЯ ПЕРСПЕКТИВНОЙ РЛС
А. В. Голубев, А. Б. Силантьев 343

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ОРИЕНТАЦИИ НОСИТЕЛЯ НА ФОРМУ ОТКЛИКА MIMO РЛС С СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ АНТЕННЫ
Э. Ф. Гибадрахманова, В. В. Чапурский 351

АНАЛИЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ НА ФОНЕ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ
В. В. Родионов 357

АНАЛИЗ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ПАССИВНОЙ БОРТОВОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ С ПОДСВЕТОМ ОТ МНОГОПОЗИЦИОННЫХ ВНЕШНИХ ИСТОЧНИКОВ
А. А. Филиппов, С. Ю. Сысуев, И. Н. Сазанов.....364

БОРТОВАЯ МАЛОГАБАРИТНАЯ ШИРОКОДИАПАЗОННАЯ СТАНЦИЯ РАДИОКОНТРОЛЯ
А. В. Ашихмин, В. А. Козьмин, И. Б. Крыжко, П. В. Першин, А. Б. Токарев 375

ИЗМЕРЕНИЕ РАССТОЯНИЯ УРОВНЕМЕРОМ С ЧАСТОТНО МОДУЛИРОВАННЫМ СИГНАЛОМ НА ФОНЕ ИНТЕНСИВНЫХ ПОМЕХ И ШУМА
Б. А. Атаянц, В. М. Давыдочкин, В. В. Езерский.....383

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЛЧМ ИОНОЗОНДА-РАДИОПЕЛЕНГАТОРА В КАЧЕСТВЕ ЗАГОРИЗОНТНОГО КВ РАДАРА ДЛЯ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ИОНОСФЕРНЫХ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ
В. П. Урядов, Г. Г. Вертоградов, М. С. Скляревский, Ф. И. Выборнов 393

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИАГРАММ РАССЕЯНИЯ ЦЕЛЕЙ МЕТОДОМ НАТУРНОГО ФУНКЦИОНАЛЬНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ
А. В. Володько, И. С. Киреев 403

ЛАБОРАТОРНАЯ УСТАНОВКА ИССЛЕДОВАНИЯ ЭФФЕКТИВНОЙ ПОВЕРХНОСТИ РАССЕЯНИЯ ЦЕЛЕЙ
А. В. Володько, М. А. Сиваш 409

ЛАБОРАТОРНАЯ УСТАНОВКА МОДЕЛИРОВАНИЯ ЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ПОИСКА И СОПРОВОЖДЕНИЯ ЦЕЛИ
А. В. Володько, В. А. Мальцев 416

МЕТОД ОДНОПОЗИЦИОННОЙ ПАССИВНОЙ ЛОКАЦИИ ДВИЖУЩЕГОСЯ ИСТОЧНИКА ИЗЛУЧЕНИЯ ПО ЭНЕРГЕТИЧЕСКИМ ИЗМЕРЕНИЯМ
Ю. Г. Булычев, А. А. Мозоль, И. Г. Насенков, А. В. Ячменев,
И. А. Марченко, К. Е. Родюшкин 420

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ РАДИОЛОКАЦИОННОГО КОМПЛЕКСА, ПО АНАЛИЗУ ПОЛУЧЕННОЙ РАДИОГОЛОГРАММЫ.
Б. Г. Женгуров, А. А. Журавлев, И. О. Ерков, И. В. Маслов 430

Том 3

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

НЕЛИНЕЙНАЯ ТРАЕКТОРНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ В СВЯЗАННЫХ КООРДИНАТАХ
К. К. Васильев, А. В. Маттис.....1

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ ИСТОЧНИКОВ ЛЧМ-СИГНАЛОВ
П. П. Гончаров, А. А. Строцев.....9

ОСОБЕННОСТИ АНАЛИЗА МОДОВОГО СОСТАВА ПО ДИСКРЕТНЫМ ОТСЧЕТАМ МНОГОВОЛНОВОГО ВОЛНОВОДА С КОСОСРЕЗАННОЙ АПЕРТУРОЙ
Е. П. Тищук, Б. И. Власов.....14

ОСОБЕННОСТИ ФУНКЦИИ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ СИГНАЛА С НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ
Г. С. Нахмансон, А. В. Суслин.....22

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ КОМПЛЕКСОВ БОРТОВОГО РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ ПРИ РЕШЕНИИ ЗАДАЧ РАЗВЕДКИ И СОЗДАНИЯ ПОМЕХ СИСТЕМАМ ОПОЗНАВАНИЯ С ИМИТОСТОЙКИМИ РЕЖИМАМИ РАБОТЫ
А. В. Леньшин, Н. М. Тихомиров, В. В. Лебедев.....28

ПОГРЕШНОСТЬ ВОЛНОВОДНОГО ЧАСТОТНОГО УРОВНЕМЕРА НА ФОНЕ ПОМЕХ ПРИ ПОНИЖЕННОЙ ЧАСТОТЕ ДИСКРЕТИЗАЦИИ
Б. А. Атаянц, В. М. Давыдочкин, В. В. Езерский.....39

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ЧАСТОТНО-МНОГОКАНАЛЬНЫХ РЛС С ОДНОЛУЧЕВОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ
А. А. Столяров.....49

ПОСТРОЕНИЕ РАДИОИЗОБРАЖЕНИЯ МАЛОРАЗМЕРНОЙ ЦЕЛИ С ПОМОЩЬЮСВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ
А. М. Бобрешов, А. В. Киселев, М. Ю. Селин, Г. К. Усков.....55

ПРИМЕНЕНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ ИНВАРИАНТОВ В ЗАДАЧЕ ОТОЖДЕСТВЛЕНИЯ-ИДЕНТИФИКАЦИИ ДЛЯ ТРИАНГУЛЯЦИОННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ
Ю. Г. Булычев, А. А. Мозоль, И. Г. Насенков, А. В. Ячменев, И. А. Марченко.....60

ПРИНЦИПЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СОВРЕМЕННЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ НА ОСНОВЕ ПРИМЕНЕНИЯ ГИБКО-ЖЁСТКИХ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ.
Р. С. Гвоздарев, Д. А. Рыжов, С. А. Никуйко.....71

РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТОВ МОЩНОСТИ ПЕРЕДАТЧИКА РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ В РАЗЛИЧНЫХ КЛИМАТИЧЕСКИХ УСЛОВИЯХ В ЛЕСИСТОЙ МЕСТНОСТИ
А. И. Бочаров, К. И. Меша.....78

СЕГМЕНТАЦИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ МЕТОДОМ АКТИВНОГО КОНТУРА
М. Ю. Нестеров 82

СПОСОБ ПОВЫШЕНИЯ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ РЛС ПО ДАЛЬНОСТИ ЗА СЧЕТ ИНВЕРСНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ
Е. А. Печенев 87

СПУТНИКОВЫЕ И ПСЕВДОСПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ ПОСАДКИ ВОЕННОГО АЭРОДРОМА
Е. С. Перевозов 100

УГЛОМЕРНО-ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ ЛОКАЦИЯ ИЗЛУЧАЮЩЕЙ ЦЕЛИ В УСЛОВИЯХ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ
Ю. Г. Булычев, А. А. Мозоль, И. Г. Насенков, А. В. Ячменев,
И. А. Марченко, К. Е. Родюшкин 106

УМЕНЬШЕНИЕ ВРЕМЕНИ СМЕНЫ РЕЖИМА ИЗЛУЧЕНИЯ В МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫХ РАДИОЛОКАТОРАХ
Н. А. Кушнерев, М. В. Родин 116

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ВТОРИЧНОЙ ОБРАБОТКИ ДЛЯ АВТОМОБИЛЬНОГО РАДАРА
А. Д. Михайлов, В. Н. Буров, А. В. Мякиньков 127

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

АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ОБЪЕКТА В АКТИВНЫХ СИСТЕМАХ МУЛЬТИЛАТЕРАЦИИ
А. А. Монаков.....134

АЛГОРИТМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ СВОС СИГНАЛОВ С ОБРАБОТКОЙ ОДНОЙ КОМПОНЕНТЫ.
В. А. Миронов, В. В. Неровный, П. Д. Коратаев, Ю. С. Левицкая.....143

АЛГОРИТМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ НАВИГАЦИОННЫХ СВОС СИГНАЛОВ С ОБРАБОТКОЙ ДВУХ КОМПОНЕНТ
В. В. Неровный, Ю. С. Левицкая, П. Д. Коратаев 147

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЛЧМ-СИГНАЛОВ В ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ НА МЕЛКОВОДЬЕ
Г. А. Варфоломеев.....157

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ НАВИГАЦИОННЫХ ПОЗИЦИОННЫХ МЕТОДОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ В ЗАДАЧЕ НАБЛЮДЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ
В. В. Кирюшкин, Н. С. Волков, А. В. Супрунов 163

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА ВТОРИЧНОЙ ОБРАБОТКИ ПРИ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ НАВИГАЦИИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МУЛЬТИСИСТЕМНОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГНСС
А. В. Коровин, Д. И. Савин, А. А. Новиков.....175

КОМПЛЕКСИРОВАНИЕ АМПЛИТУДНОГО ОГРАНИЧЕНИЯ И ВРЕМЕННОЙ РЕЖЕКЦИИ ПОМЕХ В РЛС С ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫМ ЗАКОНОМ ИЗЛУЧЕНИЯ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ ИМПУЛЬСОВ
И. Н. Жукова, Н. Е. Колегов.....188

МЕТОД НАКОПЛЕНИЯ РЕШЕНИЙ ОБ ОТОЖДЕСТВЛЕНИИ ЦЕЛЕЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АЛГОРИТМА ВИТЕРБИ
Ю. В. Петров, О. Ю. Кузьмичев.....199

МОДЕЛИРОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ НАВИГАЦИИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ПОДВОДНЫХ ОРИЕНТИРОВ
А. В. Бобков, К. К. Васильев 205

МОДЕЛИРОВАНИЕ В СРЕДЕ MATLAB ДИНАМИКИ СИСТЕМЫ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ
В. В. Кузнецов 210

ОПРЕДЕЛЕНИЕ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В КВ ДИАПАЗОНЕ. 1. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПЕЛЕНГАТОРА-ДАЛЬНОМЕРА.
Г. Г. Вертоградов, В. П. Урядов, Е. Г. Чайка, В. А. Валов, Ф. И. Выборнов,
А. В. Першин, А. С. Стародубровский.....213

ОПРЕДЕЛЕНИЕ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В КВ ДИАПАЗОНЕ. 2. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЛЧМ ИОНОЗОНДА-РАДИОПЕЛЕНГАТОРА.
Г. Г. Вертоградов, В. П. Урядов, Е. Г. Чайка, В. А. Валов, Ф. И. Выборнов,
А. В. Першин, А. С. Стародубровский.....223

ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАВИГАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ ПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА НА ЛОКСОДРОМИЧЕСКОЙ ТРАЕКТОРИИ ПО ЗАШУМЛЕННЫМ НАВИГАЦИОННЫМ ИЗМЕРЕНИЯМ
А. А. Баяндурова 230

ОПТИЧЕСКИЙ МЕТОД ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ПОДВИЖНЫХ МАГНИТНЫХ ОБЪЕКТОВ
С. Э. Логунов 237

ОРГАНИЗАЦИЯ ИСПЫТАНИЙ И АПРОБАЦИИ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОНАСС/GPS В ИНТЕРЕСАХ МВД РОССИИ
Д. В. Дьяченко, А. А. Кучеров 240

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ОЦЕНКИ КООРДИНАТ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ СРЕДСТВАМИ МЕЖСАМОЛЕТНОЙ НАВИГАЦИИ
Л. Ю. Королев.....247

ПОЛЯРИЗАЦИОННО-ФАЗОВЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПЕЛЕНГА И УГЛА КРЕНА ПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА ПО ОРТОГОНАЛЬНО ПОЛЯРИЗОВАННЫМ ПО КРУГУ СИГНАЛАМ РАДИОМАЯКА
В. Л. Гулько, А. А. Мещеряков.....251

РАДИОЛУЧЕВЫЕ МЕТОДЫ В НАДГОРИЗОНТНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ. КОМПЛЕКС ИМИТАЦИОННЫХ МАТЕМАТИЧЕСКИХ ПРОГРАММ.
В. Б. Иванов, С. М. Савельев, А. И. Стучилин, А. В. Щербинко. Э. И. Шустов.....256

РАЗРЕШЕНИЕ И ИДЕНТИФИКАЦИЯ НЕСКОЛЬКИХ ШУМОВЫХ ИСТОЧНИКОВ
В. М. Кузькин, С. А. Переселков, Г. Н. Кузнецов, И. В. Казначеев.....268

РЕЗУЛЬТАТЫ РАЗРАБОТКИ ПЕЛЕНГАТОРА С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ ДЛЯ МАЛОГАБАРИТНОГО БЛА
В. И. Кулакова 280

СПОСОБ ОРГАНИЗАЦИИ АВИАЦИОННОЙ АДАПТИВНОЙ АВТОМАТИЧЕСКОЙ ДЕКАМЕТРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ НА НЕЗАКРЕПЛЕННЫХ ЧАСТОТАХ
В. В. Хоптар 291

ЭВРИСТИЧЕСКИЙ АЛГОРИТМ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ КАЛИБРОВКИ МАГНИТОМЕТРА НА ОСНОВЕ ПЕРВИЧНОЙ ИЗБЫТОЧНОЙ ИНФОРМАЦИИ
А. Ю. Востров, И. С. Дмитриев 296

Секция 7. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы. Теория фракталов.

АППАРАТУРНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМОВ СТАТИСТИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ
П. А. Трифонов, А. А. Тимошенко 303

МОДЕЛИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В РАДИОСИСТЕМАХ С ЛИНЕЙНЫМИ АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ
А. П. Любавский, С. Н. Разиньков.....312

МОНИТОРИНГ КАНАЛОВ СВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СИГНАЛОВ РАДИОМАЯКОВ
Е. Л. Фаерштейн, А. С. Щеголеватых 320

ПОСТРОЕНИЕ ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ
Б. Н. Воронков, А. С. Щеголеватых 330

ТЕОРИЯ МНОГОКРАТНОГО РАССЕЯНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН ВО ФРАКТАЛЬНЫХ ДИСКРЕТНЫХ СЛУЧАЙНО-НЕОДНОРОДНЫХ СРЕДАХ. ЧАСТЬ I. ВОЛНЫ В НЕУПОРЯДОЧЕННЫХ ФРАКТАЛЬНЫХ СИСТЕМАХ
А. А. Потапов.....338

ТЕОРИЯ МНОГОКРАТНОГО РАССЕЯНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН ВО ФРАКТАЛЬНЫХ ДИСКРЕТНЫХ СЛУЧАЙНО-НЕОДНОРОДНЫХ СРЕДАХ. ЧАСТЬ II. УРАВНЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИИ ДЛЯ ФРАКТАЛЬНОЙ ЦЕЛИ
А. А. Потапов.....359

ФРАКТАЛЫ И ОТРИЦАТЕЛЬНЫЙ КОНДЕНСАТОР. НОВОСТИ С МЕЖДУНАРОДНОГО КИТАЙСКО - РОССИЙСКОГО СИМПОЗИУМА «НОВЫЕ МАТЕРИАЛЫ И ТЕХНОЛОГИИ» (ХАЙНАНЬ, КИТАЙ, 28 НОЯБРЯ - 1 ДЕКАБРЯ 2017 Г.)
А. А. Потапов.....372

ШИРОКОПОЛОСНАЯ МОДЕЛЬ РАСЧЁТА ДИФРАКЦИОННОЙ КАРТИНЫ ИЗОТРОПНОГО АКУСТООПТИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ
А. М. Бобрешов, И. С. Коровченко, А. В. Олейников, К. А. Прохоров.....389

ШИРОКОПОЛОСНЫЕ СФОКУСИРОВАННЫЕ АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ В ЗАДАЧАХ РАДИОСВЯЗИ И МИКРОВОЛНОВЫХ ТЕХНОЛОГИЯХ
Д. А. Веденькин, Ю. Е. Седельников 398

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ НЕИЗВЕСТНОЙ ФОРМЫ
П. А. Трифонов, А. А. Тимошенко 404

Том 4

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

АНАЛИЗ ПРОБЛЕМ СОЗДАНИЯ «СВЕРХРАЗРЕШАЮЩЕЙ» ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С ПОМОЩЬЮ АЛГОРИТМА ПОЛИГАРМОНИЧЕСКОЙ ЭКСТРАПОЛЯЦИИ
И. Я. Орлов, А. П. Евсеев, П. Н. Вьюгин, А. В. Пучков 1

АНТЕННА ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ ТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА
А. В. Кузнецов, А. И. Климов, Ю. Б. Нечаев.....13

БЛИЖНЕЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ ПОЛЕ ВЫПУСКНОЙ ДВУХТРОСОВОЙ САМОЛЕТНОЙ АНТЕННЫ
Т. В. Митрофанова 19

ВЛИЯНИЕ ТРОПОСФЕРНЫХ ВОЛНОВОДОВ НА РАБОТУ РАДИОЛОКАТОРА НАД МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ
М. С. Михайлов, А. А. Волкова, Е. А. Бородко, К. Ю. Кожевников, В. А. Пермяков.....23

ИЗМЕНЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СКАНИРУЮЩЕЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ ПРИ ОТКАЗАХ ПРИЁМО-ПЕРЕДАЮЩИХ МОДУЛЕЙ
Ж. В. Шапошникова, Н. О. Левенков, Е. В. Аверина 35

ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕНН ИМПУЛЬСНЫМИ СИГНАЛАМИ
А. М. Бобрешов, С. Е. Нескородов, Г. К. Усков.....43

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИМПЕДАНСНОСОГЛАСОВАННЫХ МАТЕРИАЛОВ ДЛЯ РАСШИРЕНИЯ ПОЛОСЫ ЧАСТОТ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ АНТЕНН
М. С. Мацаян, А. С. Годин, К. Н. Климов.....48

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИЭЛЕКТРИКОВ ДЛЯ ТРЕХМЕРНОЙ ПЕЧАТИ МИКРОВОЛНОВЫХ ЛИНЗ
А. М. Бобрешов, П. А. Кретов, В. А. Степкин, Н. С. Сбитнев, Г. К. Усков 58

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА АППРОКСИМАЦИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В ОБЛАСТИ РАСПОЛОЖЕНИЯ ОПТИЧЕСКОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ, ОСНОВАННОГО НА ИСПОЛЬЗОВАНИИ ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПОЛЯ
Д. К. Проскурин, Ю. Г. Пастернак, К. С. Сафонов, Ф. С. Сафонов 64

КРИТЕРИЙ ДАЛЬНЕЙ ЗОНЫ ДЛЯ КРУГЛОЙ ПЛОСКОЙ АПЕРТУРЫ С РАВНОМЕРНЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ ПОЛЯ
С. П. Скулкин, В. И. Турчин, Н. И. Кащеев, Н. А. Лысенко, Г. К. Усков.....83

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ MIMO КАНАЛА СВЯЗИ
А. С. Колупаева 89

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДЛЯ ВЫЧИСЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК НАПРАВЛЕННОСТИ ГОФРИРОВАННОГО РУПОРНОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ
С. И. Бойчук, Д. Д. Габриэльян, Л. Н. Козлова, А. Е. Коровкин, А. В. Шипулин 96

МЕТОД ФАЗОВОГО СИНТЕЗА ПЕРЕДАЮЩЕЙ АФАР РЛС ПО ЗАДАННЫМ ТРЕБОВАНИЯМ К ЗОНЕ ОТВЕТСТВЕННОСТИ
Л. В. Винник, Д. Ю. Елисеев, А. В. Литвинов, С. Е. Мищенко, В. В. Шацкий.....105

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ СПЕКТРА ПОЛЯ ИЗЛУЧЕНИЯ АНТЕННЫ НА ОСНОВЕ ПОДВЕСНОЙ СИСТЕМЫ ПАРАШЮТА
А. А. Волков, П. А. Трифонов.....115

МЕТОДОЛОГИЯ ДЕФЕКТОСКОПИИ И КАЛИБРОВКИ ОПТИЧЕСКИХ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК, ОСНОВАННАЯ НА АППРОКСИМАЦИИ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ СТРУКТУРЫ ПОЛЯ С ПОМОЩЬЮ МЕТОДА ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ ИСТОЧНИКОВ
Д. К. Проскурин, Ю. Г. Пастернак, К. С. Сафонов, Ф. С. Сафонов 125

МНОГОЛУЧЕВАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА НА ОСНОВЕ ЛИНЗЫ РОТМАНА ДЛЯ MIMO-ТЕХНОЛОГИЙ ИНФОРМАЦИОННЫХ СЕТЕЙ СТАНДАРТА 5G
В. И. Чугуевский, Ю. Г. Пастернак, С. М. Фёдоров 137

МНОГОЛУЧЕВАЯ ТЕМ-РУПОРНАЯ АНТЕННА С ФОРМИРОВАНИЕМ НАПРАВЛЕНИЯ ЛИНЗОЙ ЛЮНЕБЕРГА
А. М. Бобрешов, Г. К. Усков, П. А. Кретов, Н. А. Лысенко, Н. С. Сбитнев.....143

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН В УСЛОВИЯХ СЛОЖНОГО ЛАНДШАФТА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДА ПАРАБОЛИЧЕСКОГО УРАВНЕНИЯ
Е. С. Малевич, М. С. Михайлов, В. А. Пермяков.....150

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЁТОК
С. И. Тюленев, А. Ю. Аальмуттар, С. К. Аль-Хафаджи. 158

НЕЙРОСЕТЕВОЙ АЛГОРИТМ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ МОНОИМПУЛЬСНОГО ПЕЛЕНГАТОРА НА БАЗЕ КВАДРАНТНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ
С. В. Козлов, А. Д. Нехайчик 164

НОБЕЛЕВСКИЕ ЛАУРЕАТЫ ПО ФИЗИКЕ О СКОРОСТИ ГРАВИТАЦИИ
В. И. Тамбовцев, И. С. Ковин, И. И. Прокопов 173

О РАЗРАБОТКЕ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ АНТЕННЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ РАДИОСТАНЦИЙ С РЕЖИМОМ ППРЧ
И. Ю. Хлопушин.....179

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ИОНОСФЕРЫ ПО СИГНАЛАМ ВНЗ
В. А. Алебастров, В. А. Борсоев, В. В. Борсоева, Э. И. Шустов.....183

ОСОБЕННОСТИ УЧЁТА КОНЕЧНЫХ РАЗМЕРОВ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВОЛНОВОДА И УСЛОВИЙ ЕГО НЕСОВЕРШЕННОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ В ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ АНТЕННЫ ДИФРАКЦИОННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ.
Д. Ю. Крюков, А. В. Останков 188

ОТРАЖЕНИЕ И ПРЕЛОМЛЕНИЕ РАДИОВОЛН НА ФРОНТЕ УДАРНОЙ ВОЛНЫ В ПЛАЗМЕ
Е. Н. Злыднев, В. И. Тамбовцев, И. А. Шевяков 201

ОЦЕНКА ГРАНИЦ ТРЕХМЕРНОЙ ДОМИНАНТНОЙ ОБЛАСТИ МНОГОЛУЧЕВОСТИ С УЧЕТОМ РАССТОЯНИЙ ДО ОТРАЖАЮЩИХ ПРЕПЯТСТВИЙ И ВЫСОТ ИХ РАЗМЕЩЕНИЯ НАД УРОВНЕМ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ
Ю. В. Самойлов, Д. В. Лучин, О. А. Минаева 212

ОЦЕНКА ГРАНИЦЫ КРАМЕРА-РАО ДЛЯ РАДИОПЕЛЕНГАЦИИ ПО АЗИМУТУ И УГЛУ МЕСТА В ПЛОСКИХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ СИММЕТРИЧНОЙ ФОРМЫ
Ю. Б. Нечаев, И. В. Пешков 219

ОЦЕНКА КОЛИЧЕСТВА СЛОЁВ ДИСКРЕТНОЙ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА ДЛЯ СЛУЧАЯ ЕЁ МАЛОГО ОТНОСИТЕЛЬНОГО ДИАМЕТРА
А. В. Лазарев, Г. К. Усков, П. А. Кретов 227

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА МОМЕНТОВ ДЛЯ АНАЛИЗА ИЗЛУЧАЮЩИХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ СТРУКТУР С КИРАЛЬНЫМИ ПОДЛОЖКАМИ
Д. С. Клюев, А. М. Нещерет, С. А. Коршунов, С. В. Ситникова, Ю. В. Соколова 232

РЕАЛИЗАЦИЯ БЛОКА ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ФИЛЬТРАЦИИ МНОГОЛУЧЕВОЙ ПРИЕМНОЙ АНТЕННЫ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА СВЯЗИ ПРИ ОГРАНИЧЕННЫХ МАССОГАБАРИТНЫХ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ РЕСУРСАХ
М. С. Полянин 239

СОСТАВНАЯ ВИБРАТОРНАЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНАЯ АНТЕННА
А. М. Бобрешов, Д. П. Кондратьев, С. Е. Нескородов, Г. К. Усков 251

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СКАНИРУЮЩИХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК ДИАПАЗОНА КВЧ
А. В. Кузнецов, А. И. Климов, Ю. Б. Нечаев 256

УГЛОЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КАНАЛОВ МНОГОЛУЧЕВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С СУММАРНО-РАЗНОСТНОЙ ОБРАБОТКОЙ И ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ ПОМЕХ
Ш. А. Каирхан, С. В. Козлов 267

УМЕНЬШЕНИЕ ВЛИЯНИЯ БЛИЗКОРАСПОЛОЖЕННЫХ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ КОНСТРУКЦИЙ НА ПАРАМЕТРЫ АНТЕНН
А. С. Ряховский, Р. А. Асташов 274

УПРАВЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ И ПАРАМЕТРАМИ АНТЕНН ПОСРЕДСТВОМ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ ПОКРЫТИЙ
В. В. Харченко, Д. В. Харченко 280

ШИРОКОПОЛОСНАЯ АНТЕННА ОВЧ-УВЧ ДИАПАЗОНОВ НА ЗАМЕДЛЯЮЩЕЙ СТРУКТУРЕ
А. С. Гвоздарёв, Т .К. Артёмова, К. С. Артемов 286

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ БИКОНИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ЗАПОЛНЕНИЕМ
А. М. Бобрешов, Е. А. Маркова, Г. К. Усков 293

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЕМ МОБИЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ
В. К. Маршаков., А. Д. Кононов, А. А. Кононов 300

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ И СИНТЕЗ РЕШЕТКИ ЭЛЕМЕНТАРНЫХ ЩЕЛЕВЫХ ВИБРАТОРОВ НА БОКОВОЙ ПОВЕРХНОСТИ ИДЕАЛЬНО ПРОВОДЯЩЕГО ЦИЛИНДРА
С. Н. Разиньков, О. Э. Разинькова, М. Ю. Лукин.....310

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

АНАЛИЗ РЕШАЮЩЕГО ПРАВИЛА ОБНАРУЖЕНИЯ И ОЦЕНИВАНИЯ НАПРАВЛЕНИЯ ПРИХОДА РАДИОВОЛНЫ С ПОМОЩЬЮ МНОГОКАНАЛЬНОГО МОНОИМПУЛЬСНОГО ОБНАРУЖИТЕЛЯ ПЕЛЕНГАТОРА
Е. С. Артемова, М. П. Сличенко 318

МОДЕЛИ ОШИБОК ПЕЛЕНГОВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ НА ЛЕТНО-ПОДЪЕМНЫХ СРЕДСТВАХ
В. А. Павлов, Р. С. Нистратов, А. В. Петров 327

МОДЕЛИ СЛУЧАЙНЫХ ОШИБОК ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ НА ЛЕТНО-ПОДЪЕМНЫХ СРЕДСТВАХ
В. А. Павлов, Р. С. Нистратов, Ле Ван Донг, Е. С. Шерстяных.....333

МОДЕЛЬ СИНТЕЗА И КООРДИНАЦИИ СЛОЖНЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ
М. В. Павловский, А. С. Бородкин 339

ОЦЕНКА ЧАСТОТНЫХ ПАРАМЕТРОВ ЛЧМ-СИГНАЛА ПО КОРОТКОЙ ВЫБОРКЕ
К. Ю. Дорох, С. В. Козлов, Е. А. Манюкевич.....362

ПРИМЕНЕНИЕ ОЦЕНОЧНО-КОМПЕНСАЦИОННО-КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ОБРАБОТКИ ДЛЯ СЕЛЕКЦИИ ИМИТАЦИОННЫХ ПОМЕХ
С. В. Козлов, Д. А. Нагорный.....368

РАЗДЕЛЕНИЕ ПОТОКА ПЕРВИЧНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ И ФИЛЬТРАЦИЯ КООРДИНАТ ПОДВИЖНЫХ И НЕПОДВИЖНЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ УГЛОМЕРНОЙ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОСИСТЕМОЙ В ТРЕХМЕРНОМ ПРОСТРАНСТВЕ
Э. А. Кирсанов, С. А. Колесников 378

ТЕХНОЛОГИЯ СМНТЕЗА КОМПЛЕКСОВ РЭП ГРУППОВОЙ ЗАЩИТЫ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ ВМФ
С. А. Мочалов 389

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ МЕТОДИКА И РЕЗУЛЬТАТЫ ОЦЕНКИ ВРЕМЕННОЙ УСТОЙЧИВОСТИ УРОВНЯ ПОМЕХ В УЛЬТРАКОРОТКОВОЛНОВОМ ДИАПАЗОНЕ ДО 2 ГГЦ
А. В. Акишин, А. А. Бречко, Ю. И. Стародубцев 397

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ВЗАИМНОЙ ИНТЕРМОДУЛЯЦИИ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ ПРОГРАММНО ОПРЕДЕЛЯЕМЫХ РАДИОСТАНЦИЙ С ПОЗИЦИИ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ВНУТРИОБЪЕКТОВОЙ ЭМС
А. А. Водчиц, С. В. Козлов.....402

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

АНАЛИЗ СВОБОДНЫХ ПРОЦЕССОВ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО КОНТУРА ПОСРЕДСТВОМ ПРИВЕДЕНИЯ УРАВНЕНИЯ КОНТУРА К УРАВНЕНИЮ ХИЛЛА
Н. Д. Бирюк, А. Ю. Кривцов, О. С. Хорпяков 413

АНОДИРОВАННЫЕ АЛЮМИНИЕВЫЕ ПОДЛОЖКИ ДЛЯ УСТРОЙСТВ ГИГАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА
Д. Л. Шиманович, В. А. Яковцева, В. А. Сокол, Е. Д. Беспрозванный 422

Том 5

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

АРХИТЕКТУРА НЕЙРОМОРФНОГО ПРОЦЕССОРА
А. В. Воронов, Ю. С. Балашов 1

ВЛИЯНИЕ КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ОСОБЕННОСТЕЙ ИЗГОТОВЛЕНИЯ КОРПУСА НА СОПРОТИВЛЕНИЕ СТОК-ИСТОК ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА
Е. В. Гончаренко, Т. Г. Меньшикова, Е. Н. Бормонтов 7

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ АКУСТООПТИЧЕСКИХ ДЕФЛЕКТОРОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ
А. М. Бобрешов, И. С. Коровченко, А. В. Олейников, К. А. Прохоров 13

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПО ШЕННОНУ, КУЛЬБАКУ И ФИШЕРУ ПРИ ОПИСАНИИ СИГНАЛОВ И ПОМЕХ
В. М. Артюшенко, В. И. Воловач 25

ИССЛЕДОВАНИЕ БЛОКА ПОЛОСОВОГО И РЕЖЕКТОРНОГО ФИЛЬТРОВ НА ОСНОВЕ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИМ РЕЗОНАТОРОМ
Д. Н. Панин, В. И. Михайлов 32

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА 2G-5G СЕТЕЙ НА ОСНОВЕ КОММЕРЧЕСКОЙ SDR ПЛАТФОРМЫ
О. В. Бойко, Д. В. Журавлев, И. А. Сафонов 37

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕХАНИЗМА ВОЗДЕЙСТВИЯ МОДУЛИРОВАННОГО СВЧ СИГНАЛА НА СФЕРИЧЕСКИЙ НЕИДЕАЛЬНЫЙ ДИЭЛЕКТРИК
А. О. Головенко, И. С. Ковин, А. А. Копыркин 45

КОМПЛЕКСИРОВАНИЕ МЕТОДОВ В ИНТЕРЕСАХ ОБНАРУЖЕНИЯ И КЛАССИФИКАЦИИ ЗАГЛУБЛЕННЫХ ОБЪЕКТОВ
К. Н. Чугай 52

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРОНАГРЕВАТЕЛЬНОГО ЭЛЕМЕНТА ПРИ ПОДДЕРЖАНИИ РАБОЧЕЙ ТЕМПЕРАТУРЫ АППАРАТНЫХ СРЕДСТВ СВЯЗИ И РТО
М. Н. Ивлиев, А. А. Хвостов, А. А. Журавлев, С. В. Куцов 58

МИКРОВОЛНОВЫЙ СЛУХОВОЙ ЭФФЕКТ И ЕГО СПЕКТРАЛЬНОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ
А. А. Копыркин, И. Л. Железняк, В. И. Краус.....63

МОДЕЛИРОВАНИЕ БЛОКА ВОССТАНОВЛЕНИЯ ТАКТОВОГО СИГНАЛА И ДАННЫХ НА ЯЗЫКЕ VERILOG-AMS
А. В. Злобин, В. И. Клюкин, Ю. К. Николаенков.....70

МОДЕЛИРОВАНИЕ И СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ ПОСТРОЕНИЯ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛЯ АВТОМОБИЛЬНОГО РАДАРА
А. А. Кузин, А. В. Мякиньков, С. А. Шабалин 75

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ СИСТЕМЫ СТРОБОСКОПИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ В СИНХРОННОМ РЕЖИМЕ
О. В. Пак., В. Д. Захарченко 85

МОДЕЛЬ СЕГМЕНТИРОВАННОГО ЦАП ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ НЕЛИНЕЙНОСТИ
С. В. Калиниченко, Ю. С. Балашов 90

ОБОБЩЕННЫЙ ПОКАЗАТЕЛЬ КАЧЕСТВА ИЗБИРАТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ
А. П. Алимов, Б. Ф. Змий 98

ОБОСНОВАНИЕ ТРЕБОВАНИЙ К АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЕ ИЗМЕРЕНИЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРЕДАЮЩИХ КОМПЛЕКСОВ РЛС ДО
А. Ю. Перлов 106

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ПРИЁМОПЕРЕДАЮЩИХ МОДУЛЕЙ ДЛЯ АКТИВНОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ
Д. А. Зябкин, Н. Е. Колегов 115

ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ СКАЛЯРНОГО И ВЕКТОРНОГО ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА НА ФОНЕ НЕГАУССОВСКИХ МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫХ ПОМЕХ
В. М. Артюшенко, В. И. Воловач 125

ОЦЕНКА УРОВНЯ КОМБИНАЦИОННЫХ КОЛЕБАНИЙ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ ДМВ-ДИАПАЗОНА ПРИ РАБОТЕ НА РАССОГЛАСОВАННУЮ НАГРУЗКУ
М. М. Полунин 136

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ КОМПЛЕКСНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МОДУЛЯТОРОВ С ВНЕШНЕЙ И ВНУТРЕННЕЙ ОБРАТНЫМИ СВЯЗЯМИ
Н. А. Дружинина 140

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ КОМПЛЕКСНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ ЧАСТОТНЫХ И ФАЗОВЫХ ДЕМОДУЛЯТОРОВ С ВНЕШНЕЙ И ВНУТРЕННЕЙ ОБРАТНЫМИ СВЯЗЯМИ
Н. А. Дружинина 150

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РЕАКТИВНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ УПРАВЛЯЕМЫХ СОГЛАСУЮЩЕ-ФИЛЬТРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ПО ТОКУ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ
А. А. Головков, В. А. Головков, М.А. Облогин 161

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РЕАКТИВНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ УПРАВЛЯЕМЫХ СОГЛАСУЮЩЕ-ФИЛЬТРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ПО НАПРЯЖЕНИЮ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ
А. А. Головков, В. А. Головков, М.А. Облогин 171

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РЕАКТИВНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ УПРАВЛЯЕМЫХ СОГЛАСУЮЩЕ-ФИЛЬТРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ПО ТОКУ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ
А. А. Головков, В. А. Головков, М.А. Облогин 183

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РЕАКТИВНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ УПРАВЛЯЕМЫХ СОГЛАСУЮЩЕ-ФИЛЬТРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ПО НАПРЯЖЕНИЮ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ
А. А. Головков, В. А. Головков, М.А. Облогин 193

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РЕЗИСТИВНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ УПРАВЛЯЕМЫХ СОГЛАСУЮЩЕ-ФИЛЬТРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ПО НАПРЯЖЕНИЮ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ
А. А. Головков, М.А. Облогин 203

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РЕЗИСТИВНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ УПРАВЛЯЕМЫХ СОГЛАСУЮЩЕ-ФИЛЬТРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ПО ТОКУ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ
А. А. Головков, М.А. Облогин 214

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РЕЗИСТИВНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ УПРАВЛЯЕМЫХ СОГЛАСУЮЩЕ-ФИЛЬТРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ПО НАПРЯЖЕНИЮ ОБРАТНОЙ СВЯ-ЗЬЮ
А. А. Головков, М.А. Облогин 224

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РЕЗИСТИВНЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ УПРАВЛЯЕМЫХ СОГЛАСУЮЩЕ-ФИЛЬТРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ПО ТОКУ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ
А. А. Головков, В. А. Головков, М.А. Облогин 233

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ СЛОЖЕНИЯ МОЩНОСТЕЙ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ В ВЫХОДНЫХ КАСКАДАХ ПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ ПЕРСПЕКТИВНЫХ РЛС
А. С. Пшеничкин 243

ПОТЕРИ СВЕТА В МИКРОЗАЗОРЕ МНОГОМОДОВОГО ОПТОВОЛОКНА
К. Э. Ангарита Лорес, Е. Н. Бормонтов 251

ПРИБОРНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ LDMOS-ТРАНЗИСТОРОВ С НЕЛИНЕЙНЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ ПРИМЕСИ LDD-ОБЛАСТИ
Р. П. Алексеев, Е. Н. Бормонтов, Г. В. Быкадорова, А. Н. Цоцорин 257

РАЗРАБОТКА 14-БИТНОГО КМОП КНИ ЦИФРО-АНАЛОГОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ЧАСТОТОЙ 1.2 ГГЦ
А. В. Спиридонов, В. И. Бабенко, Е. Н. Бормонтов 265

РЕЖИМЫ РАБОТЫ КОМПОНЕНТОВ В СОСТАВЕ МОЩНОГО СВЧ ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ
А. И. Задорожный., О. Т. Драк 275

СОВРЕМЕННЫЕ МОЩНЫЕ СВЧ ТРАНЗИСТОРЫ
М. И. Черных, С. В. Тарасов, А. Н. Цоцорин, И. В. Семейкин 279

УПРАВЛЕНИЕ ПРЯМЫМ ЦИФРОВЫМ СИНТЕЗОМ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ В УКВ ДИАПАЗОНЕ
И. Н. Малышева, Ю. А. Плахотнюк, В. В. Погожев 284

УСТРОЙСТВО РЕГИСТРАЦИИ ПУЛЬСОВОГО СИГНАЛА
А. С. Мамонов, Е. В. Богатиков, Я. А. Туровский, А. Н. Шебанов 289

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ОПТИМАЛЬНОГО СОГЛАСОВАНИЯ НАГРУЗКИ МНОГОКАНАЛЬНОГО РАДИОТРАКТА В УСЛОВИЯХ ДЕЙСТВИЯ ПРОСТРАНСТВЕННО КОРРЕЛИРОВАННЫХ ШУМОВ
М. В. Грачев, Ю. Н. Паршин 295

Секция 11. Радиотехнический мониторинг Земли.

ДВУХДИАПАЗОННЫЙ БИСТАТИЧЕСКИЙ РСА ВЫСОКОГО РАЗРЕШЕНИЯ
А. В. Борисенков, О. В. Горячкин, Б. Г. Женгуров, В. Н. Долгополов, И. Г. Курков, Д. В.Суханов 301

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ ПРИ КВАЗИОПТИМАЛЬНОЙ ОБРАБОТКЕ ЛЧМ-СИГНАЛА
А. А. Колчев, И. А. Егошин.....308

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

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ СВЯЗЬЮ КАК ИНСТРУМЕНТ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ УПРАВЛЕНИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМОЙ СВЯЗИ СТРАТЕГИЧЕСКОГО ЗВЕНА
Л. А. Пшеничных, П. С. Ференец 317

ВЕРБАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ КИБЕРНЕТИЧЕСКОЙ АТАКИ НА ЭЛЕМЕНТЫ СЕТИ СВЯЗИ
А. А. Бречко, А. В. Акишин 324

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ КОНФЛИКТНОГО КОМПОНЕНТА ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ С УПРАВЛЯЕМОЙ СТРУКТУРОЙ
Е. А. Жидко, С. Н. Разиньков.....327

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ И СВЯЗИ ОБОСОБЛЕННЫМ ПОДРАЗДЕЛЕНИЕМ ПРЕДПРИЯТИЯ
С. В. Бессонов, Р. В. Емельянов.....335

К ВОПРОСУ СОХРАНЕНИЯ УСТОЙЧИВОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ С ЦЕНТРАЛИЗОВАННЫМ ИЛИ РАСПРЕДЕЛЕННЫМ УПРАВЛЕНИЕМ
И. Н. Малышева, А. А. Мальцев, Ю. А. Плахотнюк.....345

МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ СВЯЗИ МОБИЛЬНЫХ АГЕНТОВ, СОЕДИНЕННАЯ С МОДЕЛЬЮ ДВИЖЕНИЯ, И ЕЕ РЕАЛИЗАЦИЯ В СРЕДЕ «ПСИХОХОД»
А. В. Кузнецов 351

НЕЙРОСЕТЕВАЯ МОДЕЛЬ УПРАВЛЕНИЯ СВЯЗЬЮ И РАДИОЭЛЕКТРОННЫМ ПОДАВЛЕНИЕМ В ИНТЕГРИРОВАННОЙ СИСТЕМЕ
М. Н. Данильченко, К. В. Пядухова, А. Н. Голубинский 361

О ПРИМЕНЕНИИ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ СЛОЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ И ПРОЦЕССАМИ
Н. М. Рябков, А. Н. Голубинский 369

ОЦЕНКА ДИНАМИКИ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ В УСЛОВИЯХ КОНФЛИКТА
С. А. Житенёв, А. А. Ерыгин, А. Н. Голубинский 378

ПРИМЕНЕНИЕ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ ВИДОВ МОДУЛЯЦИЙ
Ю. А. Аверьянова, А. А. Строцев 384

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ ОБУЧЕНИЯ ПО ПРЕЦЕДЕНТАМ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ РАСПОЗНАВАНИЯ МОДУЛЯЦИИ
А. И. Косяк, А. М. Деркач 390

РАЗРАБОТКА ЦИФРОВОЙ МЕТЕОСТАНЦИИ
С. А. Камынин, Д. В. Журавлев 396

СИСТЕМА СЕТЕВОГО КОНТРОЛЯ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ ОПЕРАТОРОВ РЕНТГЕНОТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИНТРОСКОПОВ
Д. А. Козлов, А. К. Волков, А. К. Волков 408

СТАБИЛИЗАЦИЯ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ, ДОПУСКАЮЩИХ ХАОТИЧЕСКОЕ ПОВЕДЕНИЕ, ПОСРЕДСТВОМ АВТОТРАНСФОРМАЦИИ ХАОТИЧЕСКОГО ПОВЕДЕНИЯ В ГИСТЕРЕЗИСНОЕ
А. В. Мержвинский, Б. М. Попов 415

НЕЛИНЕЙНАЯ ТРАЕКТОРНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ В СВЯЗАННЫХ КООРДИНАТАХ

К. К. Васильев[1], А. В. Маттис[2]

[1] Ульяновский государственный технический университет (УлГТУ), Ульяновск, Российская Федерация
[2] Федеральный научно-производственный центр Открытое акционерное общество "Научно-производственное объединение "Марс" (ФНПЦ АО «НПО «Марс»), Ульяновск, Российская Федерация

Аннотация. Предложены новые математические модели в связанной с направлением движения объекта системе координат. На основе связанных моделей синтезирован нелинейный алгоритм оценивания траекторных параметров при наблюдениях в декартовой системе координат. Сравнительный анализ показал, что предложенный алгоритм обеспечивает выигрыш по величине среднеквадратических ошибок, особенно при движении цели с маневрированием по курсу.

Ключевые слова: траектория, уравнение состояния, ковариационная матрица, декартовы координаты, фильтр Калмана, нелинейное оценивание, математическое моделирование.

NON-LINEAR TRAJECTORY ESTIMATION IN THE BODY-FIXED FRAME

K. K. Vasiliev[1], A. V. Mattis[2]

[1] Ulyanovsk State Technical University (UlSTU), Ulyanovsk, Russia
[2] Federal Research-and-Production Center Open Joint-Stock Company Research-and-Production Association Mars (FRPC JSC RPA Mars), Ulyanovsk, Russia

Abstract. New mathematical models are proposed in the coordinate system, connected with the direction of movement of the object. On the basis of coupled models, a nonlinear algorithm for estimating trajectory parameters is synthesized during observations in a Cartesian coordinate system. Comparative analysis showed that the proposed algorithm provides a gain in the magnitude of root-mean-square errors, especially when moving the target with maneuvering at the rate.

Keywords: trajectory, equation of state, covariance matrix, Cartesian coordinates, Kalman filter, nonlinear estimation, mathematical modeling.

1. Введение

Создание алгоритмов траекторного сопровождения радиолокационных целей [1−4] основано на использовании математических моделей, с помощью которых можно с достаточной точностью аппроксимировать реальное движение цели и процесс ее наблюдения. Описание траекторий движения должно отражать динамические свойства различных типов движущихся объектов и обеспечивать возможность построения алгоритмов обработки радиолокационных наблюдений в реальном масштабе времени. Этим условиям удовлетворяет общепризнанное представление траекторий с помощью широкого класса векторных марковских последовательностей, заданных с помощью следующего стохастического уравнения [1−7]:

$$\bar{x}_i = \wp_i \bar{x}_{i-1} + \vartheta_i \bar{\xi}_i, \; i = 1, 2, \ldots, \qquad (1)$$

где $\overline{x}_i = \begin{pmatrix} x_i & y_i & z_i & v_{xi} & v_{yi} & v_{zi} \end{pmatrix}^T$; x_i, y_i, z_i – декартовы координаты положения объекта; v_{xi}, v_{yi}, v_{zi} – проекции скорости на координатные оси; $\overline{\xi}_i$ – последовательность случайных величин (СВ) с ковариационными матрицами $V_{\xi i} = M\left\{\overline{\xi}_i \overline{\xi}_i^T\right\}$; $\wp_i, \vartheta_i$ – известные матрицы.

Существенным недостатком известных моделей является привязка случайных ускорений объекта наблюдения к базовой прямоугольной системе координат $0XYZ$. Понятно, что направление движения реальной цели и ее возможные маневры, как правило, никак не соотносятся с искусственно введенными координатами.

Этот недостаток проявляется как в трудности задания параметров ускорений вдоль координат модели (1), так и в проблемах последующей траекторной обработки, осуществляющейся с учетом параметров, привязанных к осям ожидаемых ускорений. Вместе с тем, при управлении летательными аппаратами и морскими подвижными объектами широко используются системы координат, связанные с корпусом объекта или направлением его движения [5,6]. В связи с этим в настоящей работе решаются задачи построения модели траекторного изменения параметров в связанной системе координат, синтеза и исследования алгоритмов фильтрации для систем радиолокационного сопровождения целей. При этом предполагается, что наблюдения производятся в декартовой системе. Если это не так, то должна обеспечиваться возможность преобразования координат цели, наблюдаемых, например, в сферических координатах, в декартову систему.

2. Модели движения целей

Для пояснения принципиальных отличий известных и предлагаемых моделей запишем относительно простой частный случай уравнений (1) в форме, содержащей ускорения по каждой из координат в явном виде [2,4,7]:

$$\begin{aligned} x_i &= x_{(i-1)} + v_{x(i-1)} T_i \\ y_i &= y_{(i-1)} + v_{y(i-1)} T_i \\ z_i &= z_{(i-1)} + v_{z(i-1)} T_i \\ v_{xi} &= v_{x(i-1)} + a_x T_i \xi_{xi} \\ v_{yi} &= v_{y(i-1)} + a_y T_i \xi_{yi} \\ v_{zi} &= v_{z(i-1)} + a_z T_i \xi_{zi} \end{aligned}, \qquad i = 1, 2, \ldots, k. \tag{2}$$

Действительно, переписывая уравнение для скорости цели по оси X в виде $(v_{xi} - v_{x(i-1)}) / T_i = a_x \xi_{xi}$, получаем в левой части случайное ускорение на интервале времени между соседними отсчетами T_i. Предполагая ξ_{xi} стандартной гауссовской СВ, видим, что среднее квадратическое отклонение (СКО) ускорения равно a_x. Можно выбрать параметры a_x, a_y, a_z для различных типов целей по известным таблицам [1,2]. Заметим, что уравнения (2) можно записать в стандартной форме (1), если положить $V_{\xi i} = E$,

$$\wp_i = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & T_i & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & T_i & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & T_i \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad \vartheta_i = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ a_x T_i & 0 & 0 \\ 0 & a_y T_i & 0 \\ 0 & 0 & a_z T_i \end{pmatrix}.$$

Основным недостатком рассмотренной группы моделей является привязка параметров a_x, a_y, a_z к осям координат. При изменении направления движения любых воздушных целей изменяются и возможные допустимые СКО по этим координатам, что никак не учитывается при задании модели.

Пусть скорость изменения положения летательного аппарата задается в связанной системе координат. Необходимо задать возможное изменение путевой скорости V_i и двух углов − курса K_i, отсчитываемого от оси X по часовой стрелке, и угла наклона траектории (угла набора высоты) $\phi_i \in (-0{,}5\pi;\ 0{,}5\pi)$, отсчитываемого от проекции вектора скорости на горизонтальную плоскость $0XY$; $\phi_i > 0$, если $v_{zi} > 0$.

Изменение этих параметров зададим следующими уравнениями авторегрессии:

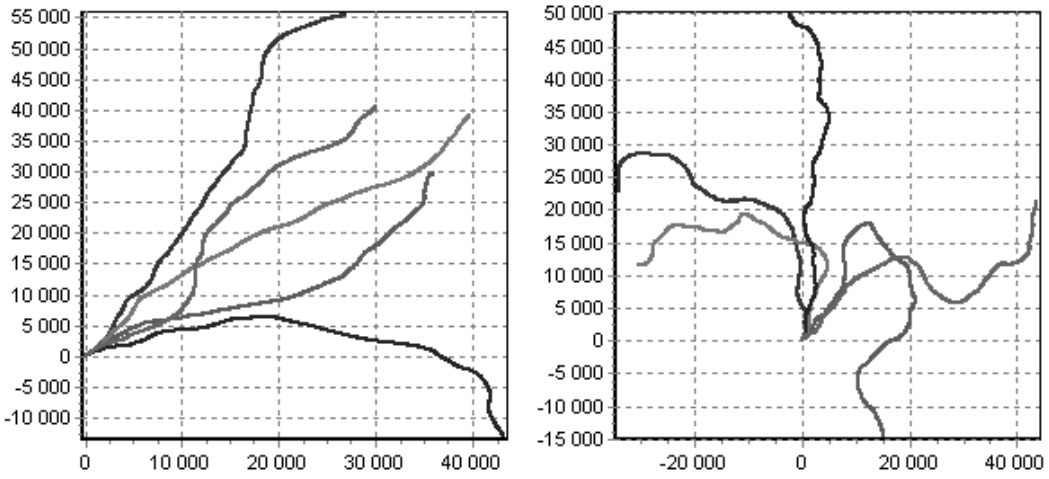
$$\begin{aligned} V_i &= V_{i-1} + aT_i\xi_{vi} \\ K_i &= K_{i-1} + v_K T_i \xi_{Ki} \\ \phi_i &= \phi_{i-1} + v_\phi T_i \xi_{\phi i} \end{aligned}, \qquad (3)$$

где $\xi_{vi}, \xi_{Ki}, \xi_{\phi i}$ − стандартные гауссовские независимые СВ; a − СКО ускорения; v_K − СКО скорости изменения курса; v_ϕ − СКО скорости возможного изменения угла наклона траектории рассматриваемого класса целей. Заметим, что размерность СКО ускорения м/сек^2, а СКО скоростей − рад/сек. При этом координаты цели находятся с помощью следующих нелинейных уравнений:

$$\begin{aligned} x_i &= x_{(i-1)} + T_i V_{i-1} \cos K_{i-1} \cos\phi_{i-1} \\ y_i &= y_{(i-1)} + T_i V_{i-1} \sin K_{i-1} \cos\phi_{i-1} \\ z_i &= z_{(i-1)} + T_i V_{i-1} \sin\phi_{i-1} \end{aligned} \qquad (4)$$

На рис. 1 представлены характерные реализации, полученные с помощью связанной модели при двух значениях параметров $a = 1$ м/с^2, $v_K = 3$ град/с (рис. 1а) и $a = 1$ м/с^2, $v_K = 6$ град/с (рис. 1б).

Анализ представленных кривых и многих других реализаций показывает лучшее сходство с реальными траекториями движения маневрирующих воздушных целей. Очень важно, что для рассматриваемых связанных моделей необходимо задать параметры a, v_K, v_ϕ, не зависящие от направления координатных осей и связанные только с типом цели.



а) б)

Рис. 1. Вид траекторий для связанных моделей

Предложенная модель имеет два существенных отличия от классической линейной модели (1), (2). Прежде всего, уравнения (4) относятся к классу векторных нелинейных стохастических разностных уравнений [1-4]. Вторая особенность заключается в наличии трех обычно ненаблюдаемых в РЛС компонент $\bar{V}_i = (V_i \quad K_i \quad \phi_i)^T$ вектора состояния $\bar{x}_i = \left(x_i \quad y_i \quad z_i \quad V_i \quad K_i \quad \phi_i\right)^T$. Это усложняет решение задачи фильтрации при одновременном наблюдении координат и доплеровских проекций скорости.

3. АЛГОРИТМЫ ТРАЕКТОРНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ

На основе известной (2) и предложенной (4) моделей изменения траекторных параметров могут быть построены рекуррентные алгоритмы оценивания параметров по имеющимся наблюдениям $\bar{z}_i$, $i = 1, 2, ...$ Будем предполагать, что последовательно во времени через интервалы времени T_i наблюдаются декартовы координаты цели $z_{xi} = x_i + n_{xi}$, $z_{yi} = y_i + n_{yi}$, $z_{zi} = z_i + n_{zi}$ с погрешностями в виде независимых гауссовских СВ с известными дисперсиями и нулевыми средними.

Кроме того, возможны дополнительные наблюдения $z_{vxi} = v_{xi} + n_{vxi}$, $z_{vyi} = v_{yi} + n_{vyi}$, $z_{vyi} = v_{yi} + n_{vzi}$ доплеровских проекций скоростей на декартовы координаты, образующие вектор наблюдений $\bar{z}_i = C_i \bar{x}_i + \bar{n}_i$. Во всех случаях должны быть заданы ковариационные матрицы $V_{ni} = M\left\{\bar{n}_i \bar{n}_i^T\right\}$ векторов погрешностей $\bar{n}_i = \left(n_{xi} \quad n_{yi} \quad n_{zi} \quad n_{vxi} \quad n_{vyi} \quad n_{vzi}\right)^T$. Рассмотрим особенности структуры и сравнительную эффективность известной оптимальной процедуры рекуррентного оценивания параметров в декартовой системе [2-4] и алгоритм траекторной фильтрации в связанной системе координат.

Алгоритм построения оценок $\hat{\bar{x}}_i = \begin{pmatrix} \hat{x}_i & \hat{y}_i & \hat{z}_i & \hat{v}_{xi} & \hat{v}_{yi} & \hat{v}_{zi} \end{pmatrix}^T$ координат цели $\bar{x}_i = \begin{pmatrix} x_i & y_i & z_i & v_{xi} & v_{yi} & v_{zi} \end{pmatrix}^T$, изменяющихся в соответствии с моделью (2) представляет собой линейный векторный шестимерный фильтр Калмана $\hat{\bar{x}}_i = \hat{\bar{x}}_{эi} + B_i(\bar{z}_i - C_i\hat{\bar{x}}_{эi})$, где $\hat{\bar{x}}_{эi} = \wp_{i-1}\hat{\bar{x}}_{i-1}$, $B_i = P_i C_i^T V_{ni}^{-1}$, $P_i = P_{эi}(E + C_i^T V_{ni}^{-1} C_i P_{эi})^{-1}$, $P_{эi} = \wp_{i=1} P_{i-1} \wp_{i-1}^T + \vartheta_i V_{\xi i} \vartheta_i^T$.

Обратим внимание, что в известном алгоритме при вычислении коэффициентов усиления B_i используются постоянные значения a_x, a_y, a_z ускорений по трем координатам, входящие в формулу для ковариационных матриц ошибок прогнозирования $P_{эi} = \wp_{i=1} P_{i-1} \wp_{i-1}^T + \vartheta_i V_{\xi i} \vartheta_i^T$.

Пусть теперь движение цели описывается нелинейными стохастическими уравнениями (3), (4) с включенными в вектор состояния $\bar{x}_i = \begin{pmatrix} x_i & y_i & z_i & V_i & K_i & \phi_i \end{pmatrix}^T$ связанными координатами. Тогда для вычисления прогноза и ковариационной матрицы ошибок необходимо использовать формулы [1-4]:

$$\hat{\bar{x}}_{эi} = \varphi_i(\hat{\bar{x}}_{i-1}),\ P_{эi} = \varphi_i'(\hat{\bar{x}}_{i-1}) P_{(i-1)} \varphi_i'^T(\hat{\bar{x}}_{i-1}) + \vartheta_i V_{\xi i} \vartheta_i^T, \qquad (5)$$

где векторная функция $\varphi_i(\bar{x}_{i-1})$ определяется уравнениями (4);

$$\varphi_i'(\bar{x}_{i-1}) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & T_i \cos K_{i-1} \cos\phi_{i-1} & -T_i V_{i-1} \sin K_{i-1} \cos\phi_{i-1} & -T_i V_{i-1} \cos K_{i-1} \sin\phi_{i-1} \\ 0 & 1 & 0 & T_i \sin K_{i-1} \cos\phi_{i-1} & T_i V_{i-1} \cos K_{i-1} \cos\phi_{i-1} & -T_i V_{i-1} \sin K_{i-1} \sin\phi_{i-1} \\ 0 & 0 & 1 & T_i \sin\phi_{i-1} & 0 & T_i V_{i-1} \cos\phi_{i-1} \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}.$$

Структура алгоритма фильтрации и матрицы возмущений ϑ_i такая же, как в линейном алгоритме.

При измерениях координат x_i, y_i, z_i и компонент скорости v_{xi}, v_{yi}, v_{zi} в декартовых координатах модель наблюдений становится нелинейной:

$$\bar{z}_i = h_i(\bar{x}_i) + \bar{n}_i,\ i = 1,2,...,$$

где $h_i(\bar{x}_i) = \begin{pmatrix} x_i & y_i & z_i & V_i \cos K_i \cos\phi_i & V_i \sin K_i \cos\phi_i & V_i \sin\phi_i \end{pmatrix}^T$. Таким образом, для оценивания траекторных параметров необходимо воспользоваться одним из известных алгоритмов нелинейной фильтрации [2-4]. Для рассматриваемой задачи практически все алгоритмы, основанные на приближении первого порядка, оказываются одинаковыми:

$$\hat{\bar{x}}_i = \hat{\bar{x}}_{эi} + P_i h_i'^T(\hat{\bar{x}}_{эi})(\bar{z}_i - h_i(\hat{\bar{x}}_{эi})),\ i = 1,2,...,$$

где $h_i'(\bar{x}_i) = dh_i(\bar{x}_i) / d\bar{x}_i$ – 6x6 матрица:

$$h_i'^T(\hat{\bar{x}}_{эi}) = \frac{dh_i^T(\hat{\bar{x}}_{эi})}{d\hat{\bar{x}}_{эi}} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cos\hat{K}_{i-1}\cos\hat{\phi}_{i-1} & \sin\hat{K}_{i-1}\cos\hat{\phi}_i & \sin\hat{\phi}_{i-1} \\ 0 & 0 & 0 & -\hat{V}_{i-1}\sin\hat{K}_{i-1}\cos\hat{\phi}_i & \hat{V}_{i-1}\cos\hat{K}_{i-1}\cos\hat{\phi}_{i-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\hat{V}_{i-1}\cos\hat{K}_{i-1}\sin\hat{\phi}_{i-1} & -\hat{V}_{i-1}\sin\hat{K}_{i-1}\sin\hat{\phi}_{i-1} & \hat{V}_{i-1}\cos\hat{\phi}_i \end{pmatrix}.$$

4. Сравнительный анализ эффективности фильтрации

Исследование предложенного алгоритма нелинейной фильтрации (АФ2) выполнялось с использованием методов математического моделирования на ЭВМ. Исследовалась эффективность алгоритма АФ2 в сравнении с известным алгоритмом линейной фильтрации (АФ1) для случая движения цели в горизонтальной плоскости при наличии наблюдений координат в декартовой системе координат.

При исследовании использовались следующие исходные данные. Начальные значения координат цели совпадали с координатами РЛС $x_0 = y_0 = 0$ м, курс цели $K_0 =$ 45º, период обзора РЛС T = 5 с, горизонтальная скорость цели принималась 30, 90, 300 и 900 м/с. На интервале времени 600 с моделировалось:

а) прямолинейное равномерное движение цели со случайными изменениями скорости до 10% и курса до 15º;

б) равномерное движение цели с маневрированием по курсу со случайными изменениями скорости до 10% и курса до 120º;

в) прямолинейное движение цели с маневрами по скорости со случайными изменениями скорости до 50% и курса до 15º;

г) движение цели с маневрами по курсу и скорости со случайными изменениями скорости до 50% и курса до 120º.

Характерные траектории движения для этих режимов представлены на рис. 2.

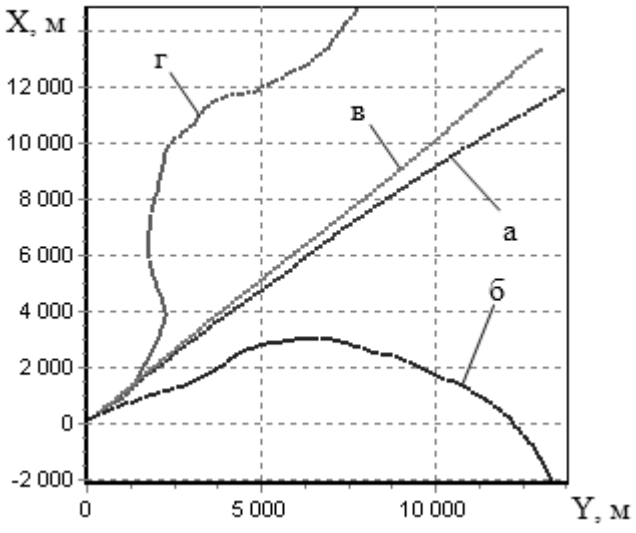
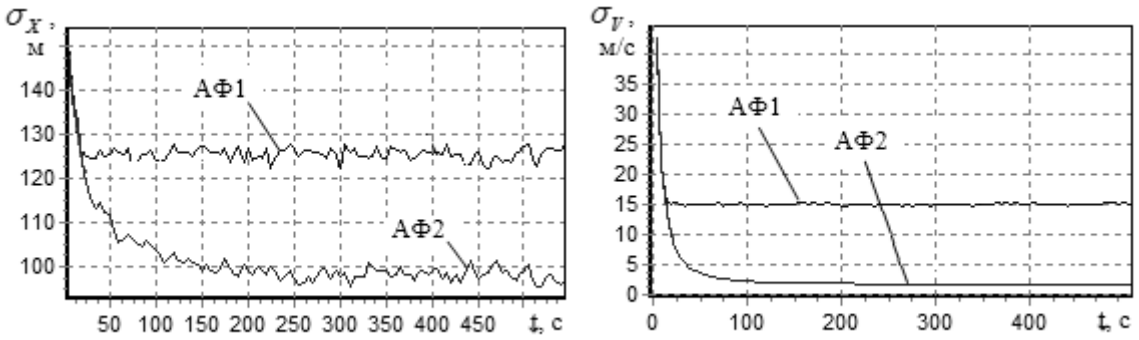


Рис. 2. Характерные траектории движения целей

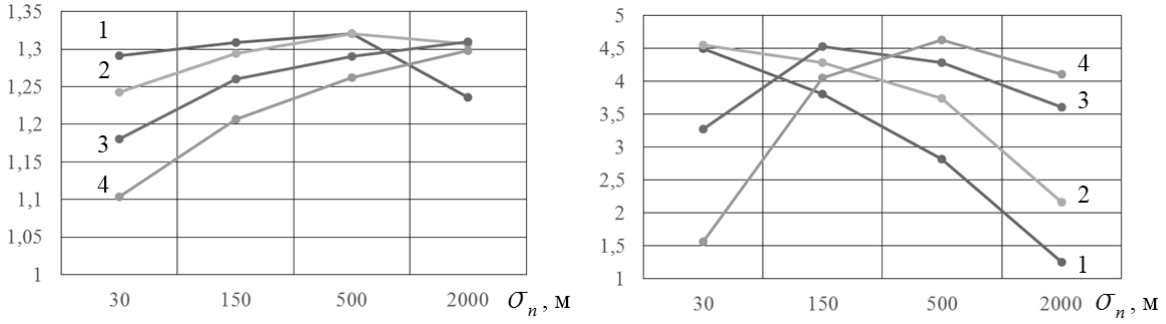
Для оценивания дисперсий ошибок моделировалось 1000 реализаций для каждой точки эксперимента. Пример результатов фильтрации для V_0 = 300 м/с, режима движения – «б» и СКО измерения координат σ_n = 150 м приведен на рис. 3.



а) б)

Рис. 3. Зависимости СКО ошибок оценивания координат (а) и скорости (б) цели от времени

Анализ показывает, что предложенный алгоритм позволяет снизить СКО ошибок оценивания координат цели до 32%, а линейной скорости цели до 4,6 раз по сравнению с известным алгоритмом (рис. 4). При этом наибольшая эффективность алгоритма наблюдалась при равномерном движении цели с маневрированием по курсу, а наименьшая – при прямолинейном движении цели с маневрированием по скорости.



а) б)

Рис. 4. Степень снижения СКО оценивания координат (а) и скорости цели (б) при ее равномерном движении с маневрированием по курсу для алгоритма АФ2: 1 – V = 30 м/с; 2 – V = 90 м/с; 3 – V = 300 м/с; 4 – V = 900 м/с

Точность оценивания курса для предложенного и известного алгоритмов оказалась примерно одинакова.

5. Заключение

Предложенная модель с заданием вектора скорости в связанной системе координат включает в качестве основных параметров линейное ускорение цели и скорости изменения курса и угла наклона траектории. Важно, что эти параметры определяются

типом цели и не связаны с направлениями осей координат, используемых при сопровождении. Дополнительные трудности фильтрации траекторий, возникающие из-за нелинейного характера предложенных моделей, могут быть достаточно просто преодолены с помощью современных методов рекуррентного оценивания [3−6]. В результате исследований предложенного алгоритма нелинейной фильтрации установлено, что наибольшая эффективность алгоритма наблюдается при равномерном движении цели с маневрированием по курсу при этом повышение точности оценивания координат цели составляет до 32%, скорости – до 4,6 раз по сравнению с известным алгоритмом линейной фильтрации.

Литература

1. Казаринов Ю.М. Радиотехнические системы: учебник для студентов вузов / Казаринов Ю.М. и др. // под ред. Ю.М. Казаринова – М. : Издательский центр «Академия», 2008. – 592 с.
2. Bar-Shalom Y. Li X.R., Kirubarajan T. Estimation with Applications to Tracking and Navigation. – Wiley & Sons, 2001. – 256 p.
3. Сейдж Э.П., Мелс Дж. Теория оценивания и её применение в связи и управлении / пер. с англ. ; под ред. Б.Р. Левина. – М. : Связь, 1976. – 495 с.
4. Васильев К.К. Оптимальная обработка сигналов в дискретном времени: учеб. пособие. – М.: Радиотехника, 2016. – 288 с.
5. Лукомский Ю.А., Пешехонов В.Г., Скороходов Д.А. Навигация и управление движением судов: учебник для вузов. − СПб. : «Элмор», 2002. – 360 с.
6. Васильев К.К., Маттис А.В. Моделирование и оптимизация систем управления движением морских подвижных комплексов // Автоматизация процессов управления. – 2010. – № 2 (20).– С. 13−19.
7. Васильев, К.К., Маттис А.В. Связанные стохастические модели движения радиолокационных целей // Автоматизация процессов управления. – 2017. – № 4(50). – С. 14−18.

References

1. Kazarinov, Yu.M. Radio engineering systems: a textbook for university students / Kazarinov Yu. M. etc, ed. Kazarinov, Yu.M. – M.: Publishing Center "Academy", 2008. – 592 p.
2. Bar-Shalom Y. Li X.R., Kirubarajan T. Estimation with Applications to Tracking and Navigation. – Wiley & Sons, 2001. – 256 p.
3. Sage E., Mels J.: Theory of Estimation and its Applications in Communications and Control. / trans. with English. ; Ed. B.R. Levin. - M.: Communications, 1976. – 495 p.
4. Vasilyev K.K. Optimal signal processing in discrete time: Proc. allowance. – Moscow: Radio Engineering, 2016. – 288 p.
5. Lukomsky Yu.A., Peshekhonov V.G., Skorokhodov D.A. Navigation and traffic management of ships: a textbook for universities. – St. Petersburg. : "Elmore", 2002. – 360 p.
6. Vasilyev K.K., Mattis A.V. Modeling and optimization of motion control systems for marine mobile complexes // Automation of control processes. – 2010. – No. 2 (20). – Pp. 13-19.
7. Vasiliev, K.K., Mattis A.V. Associated stochastic models of radar target movement // Automation of control processes. – 2017. – No. 4 (50). – Pp. 14-18.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ ИСТОЧНИКОВ ЛЧМ-СИГНАЛОВ

П. П. Гончаров[1], А. А. Строцев[1]

[1]ФГУП «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи» (ФГУП «РНИИРС»), г. Ростов-на-Дону, Россия

Аннотация. Предложены обобщённая математическая модель и методика оценки пространственных параметров источников ЛЧМ-сигналов приёмником, расположенным на подвижном носителе с одноэлементной антенной в условиях девиации частоты сигнала источника. Рассмотрен пример определения пространственных параметров для источников ЛЧМ-сигналов.

Ключевые слова: ЛЧМ-сигналы, виртуальные частотные решётки.

FIND SPATIAL PARAMETERS OF CHIRP SIGNAL SOURSES

P. P.Goncharov, A. A. Strotsev

FSUE «Rostov-on-Don scientifically research institute of a radio communication» (FSUE «RNIIRS»), Rostov-on-Don, Russia

Abstract. A generalized mathematical model and a technique for estimating the spatial parameters of the chirp signal sources by a receiver located on a mobile carrier with a single-element antenna under the conditions of the frequency deviation of the source signal are proposed. An example of the determination of spatial parameters for the sources of chirp signals is considered.

Keywords: chirp signal, virtual frequencies arrays.

1. Введение

Сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) широко применяются в различных областях техники: системах связи, радиоизмерениях, радионавигации, радиолокации. При решении задач повышения энергоэффективности систем связи и ряде других требуется определение пространственных параметров элементов этих систем. Устройства определения пространственных параметров могут быть построены на основе антенных решеток при наличии многоканальной обработки принимаемых сигналов, что является ограничением для их применения. Для систем расположенных на подвижных носителях хорошо зарекомендовали себя устройства, построенные на основе доплеровского метода. Антенная система таких устройств состоит из одного элемента, но влияние девиации частоты сигналов источников приводит к систематическим погрешностям определения пространственных параметров.

В работе [1] предложены математическая модель и алгоритм решения задачи определения углового положения источников OFDM сигналов на основе применения виртуальных частотных решёток. В ней рассматривается задача при условии применения аппаратно-программного средства, которое расположено на подвижном носителе с одноэлементной антенной в условиях девиации частоты сигналов источников. Область применения разработанного научно-методического аппарата не

ограничивается случаем OFDM сигналов. Она может быть расширена на случай определения пространственных параметров источников любых широкополосных сигналов, в том числе и источников ЛЧМ-сигналов.

Цель работы: обеспечение определения пространственных параметров источников ЛЧМ-сигналов аппаратно-программным средством, расположенным на подвижном носителе с одноэлементной антенной в условиях девиации частоты их сигналов.

Решаемая задача: разработка методики оценки пространственных параметров источников ЛЧМ-сигналов аппаратно-программным средством, расположенным на подвижном носителе с одноэлементной антенной в условиях девиации частоты их сигналов.

2. Математическая модель

Рассмотрим математическую модель ЛЧМ-сигнала $s(t)$, мгновенная частота которого линейно меняется в диапазоне от $f_н$ до $f_к$ за время T_c, описывается выражением:

$$s(t) = S_0 \cdot e^{j\varphi_0} \cdot e^{j2\pi(f_0 t + \frac{b}{2}t^2)}, \quad (1)$$

где $f_0 = (f_н + f_к)/2$ – центральная частота ЛЧМ-сигнала; $b = (f_к - f_н)/T_c$ – скорость изменения мгновенной частоты ЛЧМ-сигнала; φ_0 – начальная фаза сигнала; S_0 – амплитуда сигнала; j – мнимая единица. В диапазоне частот ЛЧМ-сигнала можно выделить характерные частоты f_r (примером характерных частот для OFDM сигналов являются частоты подканалов [1]):

$$f_r = f_н + r\Delta f,\ r = \overline{1,R}, \quad (2)$$

где $R = \lfloor (f_{\max} - f_{\min})/\Delta f \rfloor$ – количество характерных частот, $\lfloor * \rfloor$ – обозначение отбрасывания дробной части; Δf – разность между характерными частотами, определяемая параметрами аппаратно-программного средства; f_s – частота дискретизации.

В этом случае обобщенную математическую модель задачи определения пространственных параметров источников ЛЧМ-сигналов аппаратно-программным средством, расположенным на подвижном носителе с одноэлементной антенной в условиях девиации частоты их сигналов примет вид:

$$\left\{\Delta f_{нк}, \vec{\upsilon}, \tilde{f}_r,\ r = \overline{1,R-1}\right\} \longrightarrow \gamma, \quad (3)$$

где γ – пространственные параметры (например, угловые); $\Delta f_{нк} = f_к - f_н$ – ширина полосы ЛЧМ-сигнала, соответствующего стандарту; $\vec{\upsilon}$ – вектор скорости перемещения подвижного носителя; $\tilde{f}_r = f_{r+1} - f_1$ – измеренная разность характерных частот ЛЧМ-сигналов.

3. Методика

Методику оценки пространственных параметров источников ЛЧМ-сигналов аппаратно-программным средством, расположенным на подвижном носителе с одноэлементной антенной в условиях девиации их частоты можно представить в виде следующей последовательности действий:

1. Выполняется процедура приёма сигналов от источников ЛЧМ-сигналов аппаратно-программным средством, расположенным на подвижном носителе;

2. Во время приёма измеряются и запоминаются характеристики вектора скорости $\vec{\upsilon}$ подвижного носителя, пространственные координаты антенны и выполняется оценка разности характерных частот ЛЧМ-сигналов $\tilde{f}_r$.

3. По результатам измерения формируется вектор Z первичных пространственно-информационных параметров сигнала. Компонентами этого вектора являются измеренные значения $\tilde{f}_r$.

4. Определяются векторы опорного пространственного сигнала $B(\gamma)$ для различных значений $\gamma \in (-180°,180°]$ с учётом измеренного значения модуля вектора скорости $|\vec{\upsilon}|$. Компоненты вектора $B(\gamma)$ рассчитываются по формуле:

$$b_r(\gamma) = r\Delta f\,(1 + |\vec{\upsilon}| \cdot \cos\gamma / c), \tag{4}$$

где c – скорость распространение электромагнитных волн.

5. Выполняется оценка углового положения источников ЛЧМ-сигнала относительно вектора скорости $\vec{\upsilon}$ подвижного носителя на основе процедуры решения оптимизационной задачи [2]:

$$\hat{\gamma} = \underset{\gamma \in (-180^{O},180^{O}]}{\arg\max} \frac{\left|B(\gamma)^T Z\right|}{\left\|B(\gamma)\right\| \cdot \left\|Z\right\|}, \tag{5}$$

где T – обозначение операции транспонирования; $\|*\|$ – обозначение нормы.

4. Результаты моделирования

В качестве примера применения разработанной методики рассмотрим построение зависимости среднеквадратического отклонения (СКО) оценки углового положения источника ЛЧМ-сигналов от модуля вектора скорости подвижного носителя и углового положения источника для следующего набора данных: $|\vec{\upsilon}| \in [10,200]$ км/ч; источник СШП неподвижен или его скорость мала по сравнению с $|\vec{\upsilon}|$; сигналы источников используют ЛЧМ для расширения спектра. Центральная частота ЛЧМ-сигнала от $f_0 = 500$ МГц; ширина полосы ЛЧМ-сигнала $\Delta f_{нк}$ = 1МГц; время T_c = 10 мс.

При формировании вектора Z учитывалась факторы: ОСШ 20 дБ, многолучевость (не более 4), а также частотно селективные замирания и искажения, связанные с эффектом Доплера.

Для этих условий методом имитационного моделирования с числом экспериментов 1000 для каждого набора условий в соответствии с разработанной методикой получены оценки углового положения источников ЛЧМ-сигнала и рассчитано СКО для различных значений модуля скорости $|\vec{v}|$, и углового положения γ, источника ЛЧМ-сигнала (Рис. 1)

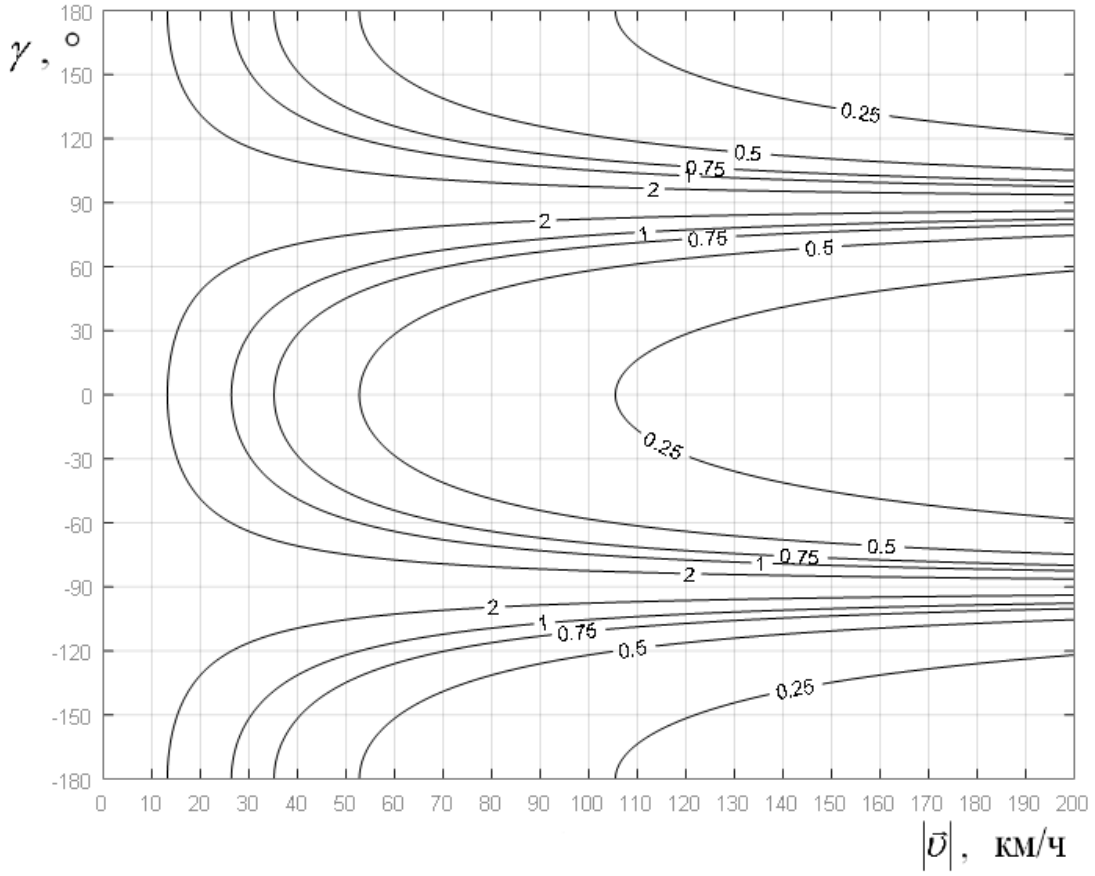


Рис. 1. Зависимость СКО оценки углового положения от модуля скорости $|\vec{v}|$ и углового положения γ

Теоретически точность определения пространственных параметров определяется погрешностями определения искажений частотно временного плана излучаемого ЛЧМ-сигнала. Эти искажения тем больше, чем больше величина проекции скорости подвижного носителя на направление на источник излучения сигнала и чем больше ширина полосы излучаемого сигнала.

Полученные результаты (Рис. 1) не противоречат теоретическим зависимостям. При этом СКО определения углового положения источников ЛЧМ-сигнала для углов из диапазона от –70° до 70° при скорости перемещения подвижного носителя 90 км/ч составила менее 0,75°.

5. Заключение

Таким образом, разработанная методика оценки пространственных параметров источников ЛЧМ-сигналов аппаратно-программным средством, расположенным на подвижном носителе с одноэлементной антенной в условиях девиации частоты сигналов источников позволила обеспечить определение пространственных параметров источников ЛЧМ-сигналов. СКО определения углового положения источников ЛЧМ-сигналов составила менее 0,75° для углов из диапазона от –70° до 70° при скорости 90 км/ч.

Литература

1. А.В. Аверьянов, П.П. Гончаров, А.А. Строцев Обобщённые решётчатые структуры для оценки углового положения источников радиоизлучения // 19-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение–DSPA-2017». Доклады. Выпуск XIX, т.1, М: РНТОРЭС им. А.С. Попова, 2017. – С. 41–44.
2. А.В. Аверьянов, Ю.А. Ломанцова, А.А. Строцев, И.А. Сухенький Двухэтапный алгоритм работы многоканального корреляционного интерферометра // Общие вопросы радиоэлектроники. – 2016. – №1. – С.35–49.

References

1. A.V. Averianov, P.P. Goncharov, A.A. Strotsev, Generalized latticed framework to assess the radio direction finding //International conference «DSPA-2017». Report. V. 19, P.1, 2017. pp. 41–44.
2. A.V. Averianov, J.A. Lomantsova, A.A. Strotsev, I.A. Suhenkiy, The double-step algorithm for the multichannel correlation interferometer// General questions of radio electronics, 2016. V.1, pp.35–49.

ОСОБЕННОСТИ АНАЛИЗА МОДОВОГО СОСТАВА ПО ДИСКРЕТНЫМ ОТСЧЕТАМ МНОГОВОЛНОВОГО ВОЛНОВОДА С КОСОСРЕЗАННОЙ АПЕРТУРОЙ

Е. П. Тищук, Б. И. Власов

Воронежский государственный университет, Воронеж, Россия

Аннотация. В работе описан метод, по которому анализ типов колебаний излучающей апертуры производится по дискретным отсчетам в угловых направлениях Бриллюэна. Показано, что применение перемещаемого компланарно раскрыву металлической (зеркальной) полуплоскости, позволяя менять угловое положение нулей и максимумов диаграмм излучения синтезированного излучателя, локализует угловые направления и уровни отсчетов, тем самым повышая точность измерений и анализа.

Ключевые слова: диаграмма направленности, угловые направления Бриллюэна, поля волноведущих структур, приближение дифракции Кирхгофа, строгое решение уравнения Максвелла, интегралы типа Гюйгенса-Кирхгофа.

FEATURES OF THE ANALYSIS OF MODOVY STRUCTURE ON DISCRETE COUNTING OF THE MULTIWAVE WAVE GUIDE WITH THE KOSOSREZANNY APERTURE

E. P. Tishchuk, B. I. Vlasov

Voronezh State Universit, Voronezh, Russia

Abstract. In work the method by which the analysis of types of fluctuations of the radiating aperture is made on discrete counting in the angular directions of Brillouin is described. It is shown that application moved coplanarly to a raskryv of a metal (reflecting) half-plane, allowing to change the angular provision of zero and maxima of charts of radiation of the synthesized radiator, localizes the angular directions and levels of counting, thereby increasing accuracy of measurements and the analysis.

Keywords: directional diagram, the angular directions of Brillouin, the field the volnovedushchikh of structures, an approximation of diffraction of Kirchhoff, the rigorous solution of a Maxwell's equation, integrals like Huygens Kirchhoff.

1. Введение

Одним из известных методов анализа модового спектра является использование направленных ответвителей, селективных по типам колебаний. Метод, основанный на резонансе высших типов волн в соответствующем контуре, позволяет определить наличие высших типов волн в схеме определенной конфигурации и оценить мощность волны отдельного типа.

Исследование модового состава (спектра) в раскрыве многоволнового волновода с кососрезанной апертурой по дискретным отсчетам диаграммы излучения в угловых направлениях Бриллюэна обеспечивает увеличение динамического диапазона амплитудных значений и числа анализируемых мод. Однако возможности этой методики были продемонстрированы на излучателях круглого сечения. Возникает необходимость исследования работоспособности такой методики для общего случая

возбуждения суперпозиций $H_{mn}\left(E_{mn}\right)$ колебаний с учетом межмодовых фазовых соотношений.

С точки зрения точности измерений, достаточной простоты реализации, возможности автоматизации последующей обработки нашли широкое применение дискретные зонды, как правило, элементарные антенны, на основе которых строятся системы механического сканирования области анализа.

Целью исследования явилось изучение методики анализа полей волноведущих структур СВЧ-КВЧ диапазонов по полю излучения в волновой зоне.

2. Основная часть

Одним из экспериментальных путей решения задачи модового анализа и определения матриц рассеяния является реализация зондового метода измерения составляющих поля в бриллюэновских угловых направлениях диаграммы направленности (ДН) исследуемого функционального блока. Однако, в случае многомодовой суперпозиции использование дифракционной модели, основанной на линейном представлении оператора излучения, может приводить к малодостоверным результатам модового анализа. Поэтому необходимо установить взаимосвязь уровней ДН в угловых бриллюэновских направлениях с модовым спектром излучающего раскрыва исходя из общих закономерностей, характеризующих процесс излучения поверхностных (апертурных) антенн, т.е. решить внешнюю электродинамическую задачу одним из известных методов.

Принципиальная возможность определения поля произвольной системы токов в дальней зоне по известному распределению тангенциальных составляющих электромагнитного поля E_τ, H_τ на замкнутой поверхности S, охватывающую эту систему токов, следует из граничных задач электродинамики и теоремы эквивалентности.

Компоненты поля в дальней зоне выражаются интегралами типа Гюйгенса-Кирхгофа по поверхности S от функции распределения обеих тангенциальных составляющих E_τ, H_τ.

Этот способ позволяет свести процесс определения поля в дальней зоне по известному распределению в ближней зоне к интегральным преобразованиям Фурье, Френеля, которые легко и быстро выполняются на ЭВМ.

Строгое решение уравнения Максвелла дает следующее интегральное представление поля в дальней зоне через значения тангенциальных составляющих поля $\vec{E}, \vec{H}$ на замкнутой поверхности S, охватывающей излучающую систему.

$$\vec{E}\left(P\right)=\frac{e^{-ikr}}{r}\vec{E}_0\left(\vec{r}\right),$$

$$\vec{E}_0\left(\vec{r}\right)=\frac{ik}{4\pi}\int\limits_{(S)} e^{-ik(r'-r)}\left[\vec{r},\left[\vec{E},\vec{n}\right]+Z_0\left[\vec{r},\left[\vec{n},\vec{H}\right]\right]\right]ds, \qquad (1)$$

$$\vec{H}=\frac{1}{Z_0}\left[\vec{n},\vec{E}\right],$$

где $\vec{r}$ – вектор, проведенный из начала декартовой системы координат $\left(\vec{e}_x, \vec{e}_y, \vec{e}_z\right)$ на поверхности *S* до точки наблюдения *P(x,y,z)*; $Z_0 = \sqrt{\mu/\varepsilon}$ – волновое сопротивление, *k* – волновое число, $\vec{n}$ – единичный вектор нормали к поверхности *S* в точке с координатами $\left(x', y'\right)$.

Излучательную характеристику (1) можем переписать в виде:

$$\vec{E}_0\left(\vec{r}\right) = \frac{ik}{4\pi}\left[\vec{r}, Z_0\left[\vec{r}, \left[\vec{e}_z, \int\limits_{(S)} e^{-ik(r'-r)} Z^{-1}\left[\vec{s}, \vec{E}\right] dS\right]\right] - \left[\vec{e}_z, \int\limits_{(S)} e^{-ik(r'-r)} \vec{E} dS\right]\right].$$

Переходя к сферическим координатам $\left(r, \theta, \varphi\right)$ с ортами $\left(\vec{r}, \vec{e}_0, \vec{e}_\varphi\right)$, получим выражение излучательной характеристики с учётом особенностей взаимосвязи $\vec{E}, \vec{H}$ полей волнового процесса в раскрыве антенны:

$$\begin{aligned}\vec{E}_0\left(\theta,\varphi\right) = \frac{ik}{4\pi}\Big\{&\vec{e}_\theta\left[N_x\cos\varphi + N_y\sin\varphi + Z_0\left(M_x\sin\varphi - M_y\cos\varphi\right)\cos\theta\right] + \\ &+\vec{e}_\varphi\left[\left(-N_x\sin\varphi + N_y\cos\varphi\right)\cos\theta + Z_0\left(M_x\cos\varphi + M_y\sin\varphi\right)\right]\Big\},\end{aligned} \qquad (2)$$

$$N_{x,y} = \int\limits_{(S)} \dot{E}_{x,y} e^{ik(x'\cos\varphi + y'\sin\varphi)\sin\theta} dx'dy',$$

$$\pm M_{x,y} = \int\limits_{(S)} \dot{Z}^{-1} s_z \dot{E}_{y,x} e^{ik(x'\cos\varphi + y'\sin\varphi)\sin\theta} dx'dy',$$

где $\dot{E}_{x,y}\left(x', y'\right) = E_{x,y}\left(x', y'\right)e^{i\Phi(x',y')}$ – амплитудно-фазовое распределение (АФР) тангенциальных составляющих электрического поля в раскрыве, s_z – проекция единичного вектора нормали к волновому фронту.

Используя выражения излучательной характеристики (2) и апертурного АФР суперпозиции H_{m0} мод прямоугольной волноводной структуры в главном сечении ДН

$$\dot{E}_y\left(x,z\right) = \sum_{m=1}^{M} A_m \sin\left(m\frac{\pi x}{a}\right)\cdot e^{i(\psi_m - k_m z)} = E_y\left(x,z\right)\cdot e^{i\Phi_e(x,z)}$$

можно получить

$$E_\varphi\left(\theta\right) = \frac{jk}{4\pi}\left[\int\limits_{(S)} \dot{E}_y\left(x\right)\cos\theta e^{ikx\sin\theta} ds + Z_0\int\limits_{(S)} Z^{-1}\left(x\right)s_z\left(x\right)\dot{E}_y\left(x\right)e^{ikx\sin\theta} ds\right],$$

где $s_z = \left(1 - s_x^2 - s_y^2\right)^{1/2}$, $s_x = -\frac{1}{k}\frac{d\Phi_h\left(x\right)}{dx}$, $s_y = 0$.

Тестовый образец многомодового излучателя представлял собой открытый конец прямоугольного волновода сечением (21.2x3.4) мм^2 (рисунок 1), в котором при симметричном возбуждении неоднородностью типа скачкообразного увеличения широкой стенки стандартного волновода (7.2x3.4) мм^2 распространялись моды H_{10} и H_{30}. Путем изменения длины регулярной части менялись фазовые соотношения на раскрыве. АФР суперпозиции мод на раскрыве можно представить в виде:

$$\dot{E}_y(x)=\left[\left(A_1\cos\frac{\pi x}{a}\right)^2+\left(A_3\cos 3\frac{\pi x}{a}\right)^2+\right.$$

$$\left.+2A_1A_3\cos\frac{\pi x}{a}\cos 3\frac{\pi x}{a}\cos\Delta\theta\right]^{1/2}\exp\left[i\Phi_e(x)\right],$$

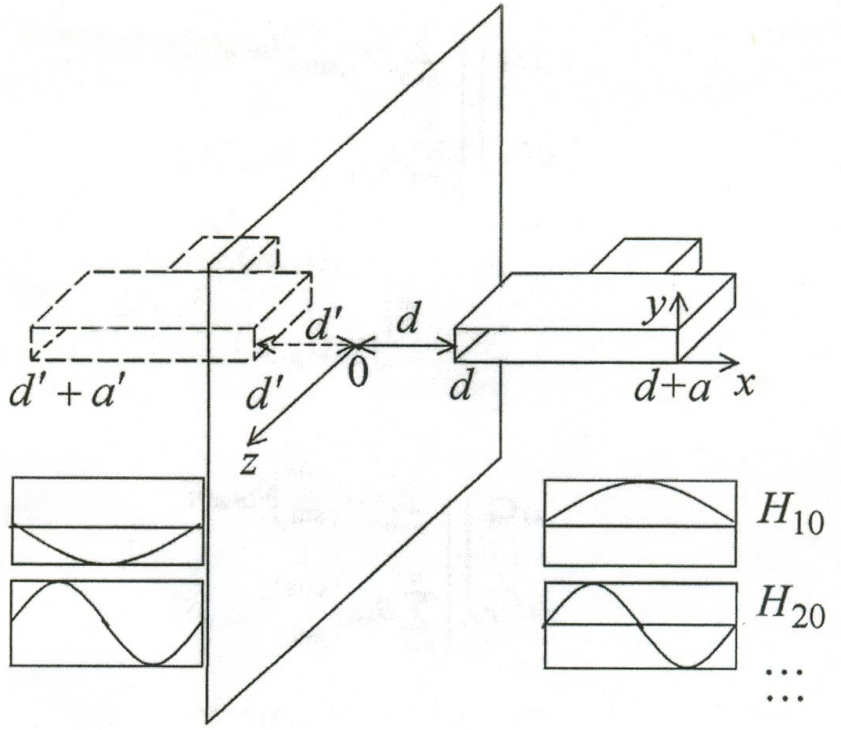


Рисунок 1. Схематическое изображение синтезированного излучателя

$$\dot{H}_x(x)=\left[\left(A_1Z_1^{-1}\cos\frac{\pi x}{a}\right)^2+\left(A_3Z_3^{-1}\cos 3\frac{\pi x}{a}\right)^2+\right.$$

$$\left.+2A_1Z_1^{-1}A_3Z_3^{-1}\cos\frac{\pi x}{a}\cos 3\frac{\pi x}{a}\cos\Delta\theta\right]^{1/2}\exp\left[i\Phi_h(x)\right],$$

$$\Phi_e(x)=arctg\frac{A_1\cos\frac{\pi x}{a}\sin\psi_1+A_3\cos 3\frac{\pi x}{a}\sin\psi_3}{A_1\cos\frac{\pi x}{a}\cos\psi_1+A_3\cos 3\frac{\pi x}{a}\cos\psi_3},$$

$$\Phi_h(x)=arctg\frac{A_1Z_1^{-1}\cos\frac{\pi x}{a}\sin\psi_1+A_3Z_3^{-1}\cos 3\frac{\pi x}{a}\sin\psi_3}{A_1Z_1^{-1}\cos\frac{\pi x}{a}\cos\psi_1+A_3Z_3^{-1}\cos 3\frac{\pi x}{a}\cos\psi_3},$$

$$Z(x)=E_y(x)H_x^{-1}(x)\exp\left[i\Phi_e(x)-i\Phi_h(x)\right],$$

где $\theta=\theta_3-\theta_1$, $A_1\cdot e^{i\theta_1}$, $A_3\cdot e^{i\theta_3}$, Z_1, Z_3 - комплексные амплитуды и волновые сопротивления мод.

После необходимых вычислений получаем выражение:

$$E_\varphi(\theta)=\frac{ik}{4\pi}\left[\cos\theta\int\limits_{(S)}\dot{E}_y(x)e^{ikx\sin\theta}ds+Z_0\int\limits_{(S)}\dot{A}_1Z_1^{-1}\cos\frac{\pi x}{a}+\right.$$

$$\left.+\dot{A}_3Z_3^{-1}\cos 3\frac{\pi x}{a}\right)\left(1-\Sigma^2(x)\right)^{1/2}e^{ikx\sin\theta}ds\Bigg],$$

где $\Sigma(x)=\left[\sin\beta_1 tg\frac{\pi x}{a}-\sin\beta_3 tg3\frac{\pi x}{a}\right]\sin\Delta\theta\left[D(x)+D^{-1}(x)+2\cos\Delta\theta\right]^{-1}$,

$$D(x)=\left[A_1\cos\frac{\pi x}{a}\cos\beta_1\right]\left[A_3\cos 3\frac{\pi x}{a}\cos\beta_3\right]^{-1}.$$

В случае апертурной синфазности мод, когда $\theta=0,\pi$ и $\sum(x)=0$, можем получить

$$E_\varphi(\theta)=\frac{ik}{4\pi}\left[(\cos\theta+\cos\beta_1)\dot{A}_1\int\limits_{(S)}\cos\frac{\pi x}{a}e^{ikx\sin\theta}ds+\right.$$

$$\left.+(\cos\theta+\cos\beta_3)\dot{A}_3\int\limits_{(S)}\cos 3\frac{\pi x}{a}e^{ikx\sin\theta}ds\right],$$

иллюстрирующее формирование результирующей ДН по алгоритму векторного суммирования парциальных диаграмм, весовыми коэффициентами которых являются комплексные амплитуды мод раскрыва.

Экспериментальная установка по исследованию особенностей формирования синтезированных ДН содержит стандартную структуру: стабилизированный резонатором генератор КВЧ на диоде Ганна с относительной нестабильностью δ=7×10-7 на рабочей длине волны λ=8,5мм возбуждает многомодовый излучатель АМ (*f*=100кГц) полем H_{10} моды волновода (7.2×3.4)мм^2, сканирующий пространство волновой зоны зонд в виде открытого конца волновода (7.2x3.4)мм^2, нагруженного диодной головкой, обеспечивает квадратичность характеристики детектирования в динамическом диапазоне 23дБ; приемное устройство в полосе пропускания Δf=200Гц на частоте модуляции измеряет и отображает ДН в логарифмическом масштабе с погрешностью не хуже 0.5дБ. Юстировка элементов установки и перемещений осуществлялась по лазерному лучу.

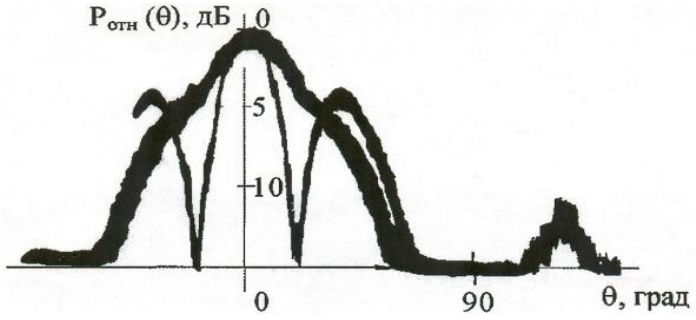


Рисунок 2. Экспериментальные диаграммы направленности прямоугольного волновода

На рисунке 2 представлено семейство симметричных относительно оптической оси $(\theta = 0°)$ ДН в переднем полупространстве при неизменных $A_1 \approx A_3$ амплитудных и произвольных $\Delta\theta$ фазовых соотношениях, где диаграмма с нулями относится к случаю синфазности мод $(\Delta\theta = \pi)$ на раскрыве. Определить модовый состав по графикам не представляется возможным

Диаграммы синтезированной апертуры на рисунке 3, полученные при размещении компланарно оси тестового волновода металлической полуплоскости на разных расстояниях (*d=0*, *0.5a*, *a*), отражают усложнение лепестковой структуры ДН уединенного раскрыва множителем системы и возрастание дифрагированного поля в области геометрической тени с увеличением зазора *d*. Угловое положение первого нуля $\theta_1 = \beta_2 = 23,64°$ при *d=0* перемещается в положение $\theta_1 = \beta_1 = 11,56°$ при *d=0.5a* и $\theta_1 = 0.66\beta_1 = 7.71°$ при *d=a*, а в угловом интервале $0 \le \theta \le 0.5\pi$ растет количество нулей.

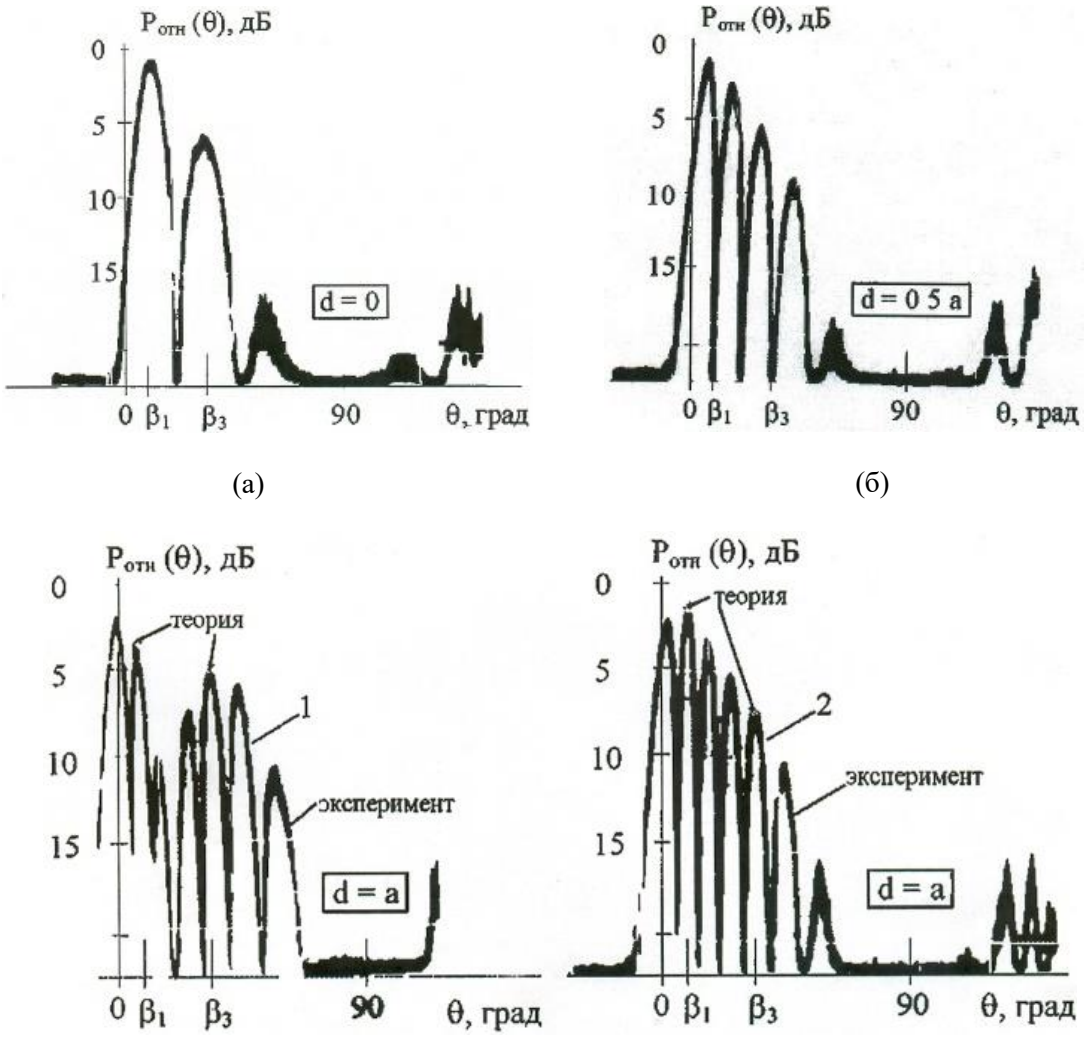


Рисунок 2. Экспериментальные диаграммы направленности синтезированного излучателя с зеркалом на расстоянии (а) – *d=0*, (б) – *d=a/2*, (в) – *d=a*

Изрезанность ДН позволяет с большей экспериментальной точностью провести измерения в бриллюэновских $\theta_1 = 11,56°$, $\theta_3 = 36,94°$ угловых направлениях при $\Delta\psi = 0, \pi$ ($\left|E_\varphi(\beta_3)\right|^2 \cdot \left|E_\varphi(\beta_1)\right|^{-2} = -2$ дБ – кривая 1 на рисунке 2в) определить отношение амплитуд мод на раскрыве $A_3/A_1 = 1.04$, что практически совпадает с оценкой, выполненной по методу апертурного зондирования. Применение этой методики для случая $\Delta\psi \neq 0, \pi$ ($\left|E_\varphi(\beta_3)\right|^2 \cdot \left|E_\varphi(\beta_1)\right|^{-2} = -5$ дБ – кривая 2 на рисунке 2в) приведет к ошибочной оценке $A_3/A_1 = 0,68$, тогда как в действительности $A_3/A_1 = 1,04$, $\Delta\psi = 93,4°$.

Таким образом, рассмотрена возможность применения введенной компланарно оси излучающего раскрыва металлической полуплоскости для решения задачи модового анализа. Показано, что дифракционные модели, основанные на линейном представлении оператора излучения, в общем случае многомодового возбуждения не могут использоваться, а результирующая ДН не может определяться векторным суммированием парциальных диаграмм.

Показано, что формирование компонент $E_{\theta,\varphi}(\theta,\varphi)$ поля в дальней зоне прямоугольного раскрыва обусловлено суммарным действием линейных операторов

$$N_{x,y} = \int\limits_{(S)} \dot{E}_{x,y} e^{ik(x'\cos\varphi + y'\sin\varphi)\sin\theta} dx'dy'$$

и нелинейных операторов

$$M_{x,y} = \int\limits_{(S)} \dot{Z}^{-1}(x',y') s_z(x',y') e^{ik(x'\cos\varphi + y'\sin\varphi)\cos\theta} dx'dy'$$

(где $\dot{E}_{x,y}(x',y')$ – АФР тангенциальных составляющих электрического поля в раскрыве, $s_z(x',y')$ – проекция единичного вектора нормали к волновому фронту) и дифракционные модели, основанные на линейном представлении оператора излучения (Фурье), в случае многомодового возбуждения не могут, как обычно принято, использоваться, приводя к малодостоверным результатам модового анализа.

Анализ вариаций отношения значений отсчетов ДН от межмодовых фазовых сдвигов при кусочно-линейной аппроксимации фазового распределения двухмодовой суперпозиции прямоугольного раскрыва $(A_3/A_1 = 1)$ позволяет сделать оценки погрешности модового анализа: а) $\delta = 42\%$ ($\Delta\psi = 90°$ – несинфазность мод), б) $\delta = 5\%$ ($\Delta\psi = 0°$ – синфазность мод).

3. Заключение

Исследование вопросов дифракционной теории показывает, что использование моделей, основанных на линейном представлении оператора излучения, в случае многомодового возбуждения приводят к некорректным результатам, как следствие результирующая диаграмма направленности не может определяться векторным суммированием парциальных диаграмм.

Достоверные экспериментальные оценки имеют место только в условиях модовой синфазности, что при числе мод более двух является маловероятной ситуацией. Это

обстоятельство ограничивает возможности применения рассмотренной методики модового анализа. Тем не менее привлекательность модового анализа по отсчетам в волновой зоне обусловлена отработанной стандартной методикой и аппаратурой проведения угломестных измерений излучающих объектов (антенн) и может являться первым (качественным) приближением.

Литература

1. Кюн. Р. Микроволновые антенны / Р.Кюн. – Л.: Судостроение, 1967. – 517 с.
2. Калошин В. А. Излучение открытого конца косо срезанного волновода / В. А. Калошин, Л. И. Пангонис, М. А. Персиков // Радиотехника и электроника. – 1974. – Т. 19. – с. 995-1000.
3. А.с. 1259195 СССР, МКИ 4 G 01 R 29/08. Устройство для измерения амплитуд типов волн в многомодовом волноводе / Б. И. Власов, В. П. Дудкин, В. Ю. Кустов (СССР). Заявлено 24.01.85. – Б. И. Власов №35. – 1986.
4. Власов Б. И. Влияние кривизны волнового фронта в апертуре мноволнового излучателя на точность спектрально-модового анализа по диаграмме направленности / Б. И. Власов, В. Ю. Кустов // Тематический сборник научных трудов «Обработка сигналов в радиотехнических системах». – Харьков. – ХАИ. – 1988. – с. 133-137.

References

1. Keung. P. Microwave antennas / R. Keung. – L.: Shipbuilding, 1967. – 517 pages.
2. Kaloshin V. A. Radiation of the open end slantwise the sheared-off wave guide/V. A. Kaloshin, L. I. Pangonis, M. A. Persikov//Radio engineering and electronics engineering. – 1974. – T. 19. – page 995-1000.
3. Ampere-second. 1259195 USSR, MCI 4 G 01 R 29/08. The device for measurement of amplitudes of types of waves in a multimode wave guide / B. I. Vlasov, V. P. Dudkin, V. Yu. Kustov (USSR). It is stated 24.01.85. – B. I. Vlasov No. 35. – 1986.
4. Vlasov B. I. Influence of curvature of a wavefront set in an aperture of the mnovolnovy radiator on accuracy spectral модового the analysis on a directional diagram / B. I. Vlasov, V. Yu. Kustov//the Thematic collection of scientific works "Processing of signals in radio engineering systems". – Kharkiv. – HAI. – 1988. – page 133-137.

ОСОБЕННОСТИ ФУНКЦИИ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ СИГНАЛА С НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Г.С. Нахмансон, А.В. Суслин

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

Аннотация. Рассмотрены особенности функции неопределенности сигналов с нелинейной частотной модуляцией (НЧМ). Получены аналитические выражения для функции неопределенности НЧМ сигнала. На основании сечений функции неопределенности вдоль осей времени задержки и сдвига частоты анализируются соответствующие разрешающие способности.

Ключевые слова: сигнал с нелинейной частотной модуляцией; функция неопределенности; разрешающая способность.

THE FEATURES UNCERTAINTY FUNCTION OF THE SIGNAL WITH NONLINEAR FREQUENCY MODULATION

G. S. Nakhmanson, A.V. Suslin

Military Educational and Scientific Center of the Air Force «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia

Abstract. The features of the uncertainty function of signals with nonlinear frequency modulation (NLPM) are considered. Analytical expressions for the non-certainty function of the NLPM signal are obtained. On the basis of cross sections function of the uncertainty along the axis of time delay and frequency shift are analyzed the appropriate times resolution abilities.

Keywords: signal with nonlinear frequency modulation; uncertainty function; resolution abilities.

Эффективность решения задач, ставящихся перед радиолокационными системами (РЛС), существенно зависит от вида используемых в них сигналов. Выбор сигналов осуществляется с учетом удовлетворения конкретных требований по дальности действия РЛС, качеству обнаружения, разрешающей способности, а также точности оценивания координат и параметров движения целей.

В настоящее время широкое применение в РЛС находят сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). Однако практика показывает, что при использовании РЛС в ряде приложений приходится сталкиваться с нелинейной частотной модуляцией (НЧМ). Поэтому исследование характеристик сигналов с НЧМ представляет практический интерес.

Целью данной работы является исследование разрешающей способности РЛС при использовании сигналов с НЧМ.

Будем считать, что частота сигнала изменяется по закону (рисунок 1)

$$f(t) = f_0 + \frac{\Delta f_m}{1 + e^{-b\left(t - \frac{T}{2}\right)}}, \qquad 0 < t < T. \tag{1}$$

Здесь и на рисунке 1 T – длительность сигнала с НЧМ, Δf_m – предельная девиация частоты (ширина спектра) НЧМ сигнала, f_0 – несущая частота, b – постоянная, характеризующая скорость изменения частоты.

Учитывая (1) нетрудно показать, что реальная девиация частоты $\Delta F = f(t) - f(0)$ определяется как

$$\Delta F = \frac{\Delta f_m}{C_b}, \tag{2}$$

где $C_b = \frac{shA}{1+chA}$, sh и ch – соответственно гиперболические синус и косинус [1–2], $A = \frac{bT}{2}$.

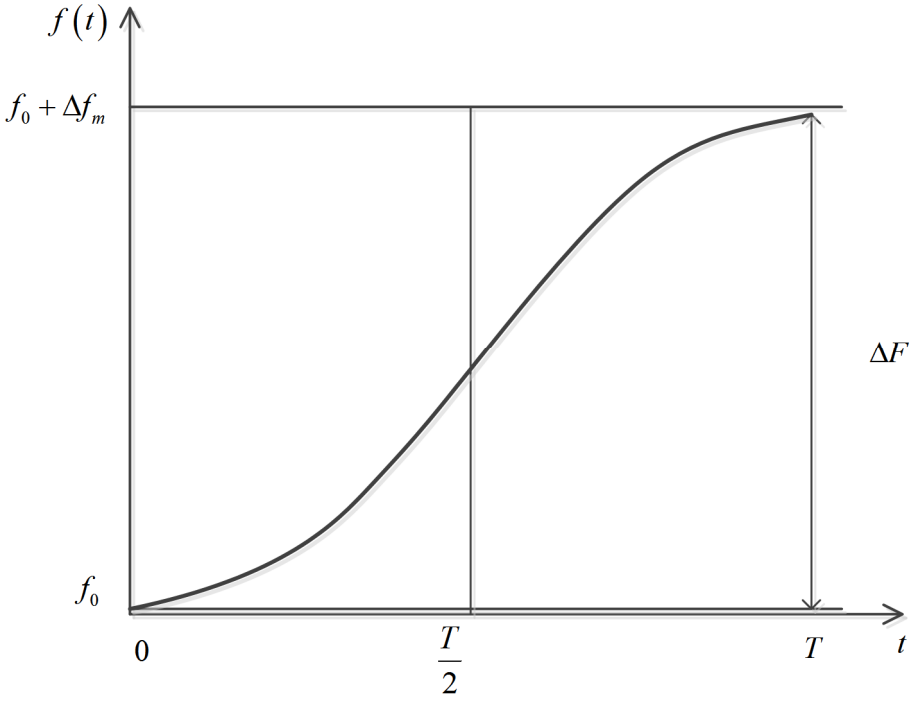


Рис. 1. Закон изменения частоты НЛЧМ сигнала.

В соответствии с (1) скорость изменения частоты НЧМ сигнала меняется при $0 < t < \frac{T}{2}$ от $\Delta F C_b b e^{-A}\left(1+e^{-A}\right)^{-2}$ до $\frac{\Delta F C_b b}{4}$, а при $\frac{T}{2} < t < T$ от $\frac{\Delta F C_b b}{4}$ до $\Delta F C_b b e^{-A}\left(1+e^{-A}\right)^{2}$.

Для случая $A = \frac{bT}{2} \gg 1$

$$\Delta F \approx \Delta f_m,$$

а скорость изменения частоты меняется при $0 < t < \frac{T}{2}$ от 0 до $\frac{\Delta Fb}{4}$ и при $\frac{T}{2} < t < T$ от ΔFb до 0, то есть при $t = \frac{T}{2}$ скорость изменения частоты максимальна.

В этом случае выражения для НЧМ сигнала с прямоугольной огибающей и законом изменения частоты (1) можно представить как

$$s(t) = a\ rect\left(\frac{t}{T}\right)\cos 2\pi\left[f_0 t + \frac{\Delta F C_b}{b}\ln\frac{1+e^{A\left(\frac{2t}{T}-1\right)}}{1+e^{-A}}\right], \qquad (3)$$

где a – амплитуда сигнала, $rect\left(\frac{t}{T}\right) = \begin{cases} 1, & 0 < t < T; \\ 0, & t > 0,\ t > T, \end{cases}$ – огибающая НЧМ сигнала.

Основную роль при определении потенциальных возможностей применяемых радиолокационных сигналов по разрешению играет функция неопределенности (ФН) [3–4]

$$\dot{\rho}(\tau, F) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}(t)\overset{*}{U}(t-\tau)\mathrm{e}^{j2\pi Ft}dt}{\int_{-\infty}^{\infty}\left|\dot{U}(t)\right|^2 dt}; \qquad (4)$$

В (4) τ – временная задержка сигнала, F – смещение частоты относительно несущей f_0.

Подставляя (3) в (4) и проводя несложные преобразования можно показать, что при $\tau > 0$ выражение для функции неопределенности НЧМ сигнала принимает вид

$$\dot{\rho}(\tau, F) = \dot{\rho}(\gamma, \hat{F}) = \frac{1}{2}\int_0^{2(1-\gamma)} \exp\left\{j\pi B\left[\hat{F}(x+2\gamma) + \frac{C_b}{A}\ln\frac{1+\exp A(x-1-2\gamma)}{1+\exp A(x-1)}\right]\right\}dx \qquad (5)$$

а при $\tau < 0$

$$\dot{\rho}(\tau, F) = \dot{\rho}(\gamma, \hat{F}) = \frac{1}{2}\int_0^{2(1-|\gamma|)} \exp\left\{j\pi B\left[\hat{F}x - \frac{C_b}{A}\ln\frac{1+\exp A(x-1-2|\gamma|)}{1+\exp A(x-1)}\right]\right\}dx \qquad (6)$$

В (5) и (6) $\gamma = \frac{\tau}{T}$ – нормированная временная задержка, $\hat{F} = \frac{f_0 - f}{\Delta F}$ – расстройка по частоте, нормированная на ширину спектра НЧМ сигнала, $B = \Delta F T$ – база сигнала.

Модуль ФН в этом случае определяется как

$$\rho(\gamma, \hat{F}) = \sqrt{\rho_c^2\left(\gamma, \hat{F}\right) + \rho_s^2\left(\gamma, \hat{F}\right)} \qquad (7)$$

где

$$\left.\begin{matrix}\rho_c\left(\gamma,\hat{F}\right)\\ \rho_s\left(\gamma,\hat{F}\right)\end{matrix}\right\}=\begin{cases}\dfrac{1}{2}\displaystyle\int_0^{2(1-|\gamma|)}\cos\left\{\pi B\left[\hat{F}x+\frac{C_b}{A}\ln\frac{1+\exp A\left(x-1-2|\gamma|\right)}{1+\exp A\left(x-1\right)}\right]\right\}dx;\\ \dfrac{1}{2}\displaystyle\int_0^{2(1-|\gamma|)}\sin\left\{\pi B\left[\hat{F}x+\frac{C_b}{A}\ln\frac{1+\exp A\left(x-1-2|\gamma|\right)}{1+\exp A\left(x-1\right)}\right]\right\}dx,\end{cases}$$

при $\tau>0$;

$$\left.\begin{matrix}\rho_c\left(\gamma,\hat{F}\right)\\ \rho_s\left(\gamma,\hat{F}\right)\end{matrix}\right\}=\begin{cases}\dfrac{1}{2}\displaystyle\int_0^{2(1-|\gamma|)}\cos\left\{\pi B\left[\hat{F}x-\frac{C_b}{A}\ln\frac{1+\exp A\left(x-1-2|\gamma|\right)}{1+\exp A\left(x-1\right)}\right]\right\}dx;\\ \dfrac{1}{2}\displaystyle\int_0^{2(1-|\gamma|)}\sin\left\{\pi B\left[\hat{F}x-\frac{C_b}{A}\ln\frac{1+\exp A\left(x-1-2|\gamma|\right)}{1+\exp A\left(x-1\right)}\right]\right\}dx,\end{cases}$$

при $\tau<0$.

На рисунке 2 показаны зависимости сечения ФН по оси времени задержки от γ, то есть при $\hat{F}=0$. В этом случае

$$\left.\begin{matrix}\rho_c\left(\gamma,\hat{F}\right)\\ \rho_s\left(\gamma,\hat{F}\right)\end{matrix}\right\}=\begin{cases}\dfrac{1}{2}\displaystyle\int_0^{2(1-|\gamma|)}\cos\left[\pi B\frac{C_b}{A}\ln\frac{1+\exp A\left(x-1-2|\gamma|\right)}{1+\exp A\left(x-1\right)}\right]dx;\\ \dfrac{1}{2}\displaystyle\int_0^{2(1-|\gamma|)}\sin\left[\pi B\frac{C_b}{A}\ln\frac{1+\exp A\left(x-1-2|\gamma|\right)}{1+\exp A\left(x-1\right)}\right]dx,\end{cases}$$

На рисунке 2 показаны зависимости сечений ФН НЧМ сигналов (пунктирные кривые) и ЛЧМ (сплошные кривые) вдоль оси времени задержки (а, в, д, ж) и вдоль частотной оси (б, г, е, з), имеющих одинаковую девиацию частоты. Сравнение проводилось с ЛЧМ сигналом, девиация частоты которого равна Δf_m, а скорость изменения частоты равна максимальной скорости изменения частоты НЧМ сигнала $\Delta Fb/4$, то есть длительность ЛЧМ сигнала $T_0=4/b$, и следовательно $A=2T/T_0$.

Рисунок 2 а, 2 б для параметров $A=1{,}1$, $B=50$; рисунок 2 в, 2 г – $A=1{,}1$, $B=70$; рисунок 2 д, 2 е – $A=1{,}5$, $B=50$; рисунок 2 ж, 2 з – $A=1{,}5$, $B=70$.

Из хода кривых на рисунках 2 а, в, д, ж видно, что наблюдается увеличение уровня боковых лепестков сечения ФН вдоль оси времени задержки для сигналов с НЧМ по сравнению с сигналами с ЛЧМ. Боковые лепестки уменьшаются при увеличении базы НЛЧМ сигнала и уменьшении параметра A. Более отчетливо проявляется первая пара боковых лепестков.

Разрешающая способность по времени задержки (а следовательно и по дальности) НЧМ сигнала растет с увеличением базы сигнала и уменьшением $A=2T/T_0$ и при $A=1{,}1$ и $B=70$ хуже аналогичной разрешающей способности ЛЧМ сигнала в два раза.

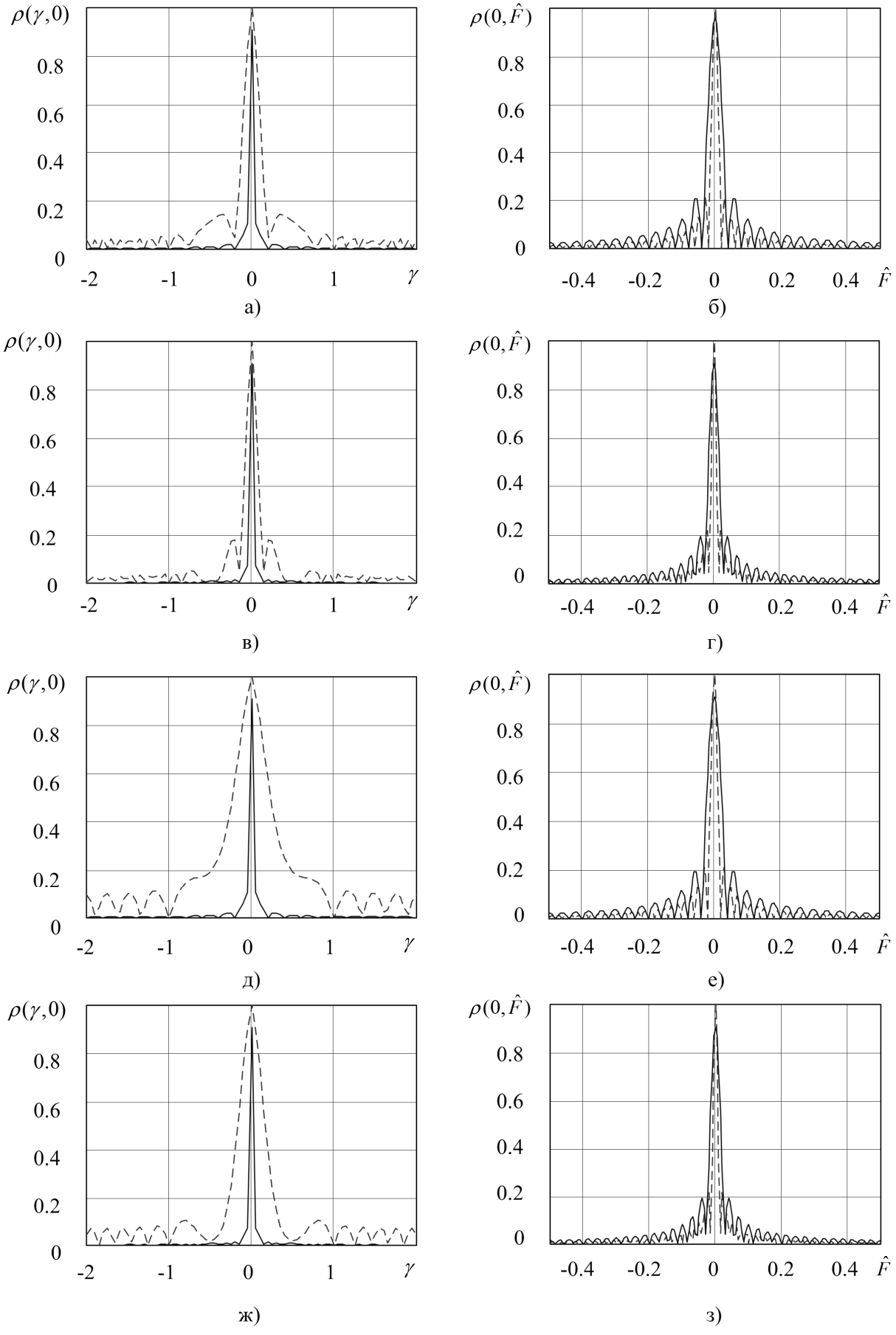


Рис. 2. Сечения функции неопределенности.

Анализ сечения ФН вдоль оси частот (рисунок 2 б, г, е, з) показывает, что сечения ФН сигнала с НЛЧМ имеет более узкий центральный пик и меньший уровень боковых лепестков. Уровень боковых лепестков сечения ФН уменьшается с уменьшением параметра A и увеличением баз рассматриваемых сигналов (рисунок 2 е, з).

Следовательно, разрешающая способность НЧМ сигнала по сдвигу частоты (по скорости) будет в два раза лучше, а по временной задержке (дальности) хуже аналогичных параметров ЛЧМ сигнала.

Литература

1. Авиационные радиолокационные комплексы / П.И.Дудник, Г.С. Кондратенков, Б.Г. Татарский и др: ВВИА имени проф. Н.Е. Жуковского. М, 2006. – 1112 с.
2. Нахмансон Г.С., Суслин А.В., Зыков В.Ю. Функция неопределенности радиолокационных сигналов с нелинейной частотной модуляцией // Сб. научно методических материалов международной ВНК «Основные направления адаптации объединенной системы ПВО государств – участников СНГ к решению задач воздушно-космической обороны». Секция. №3, Том. 2. Тверь ВА ВКО, 2016. – С.17 – 22
3. Дудник П.И., Ильчук А.Р., Татарский Б.Г. Многофункциональные радиолокационные системы: учеб. пособие для вузов / под ред. Б.Г.Татарского. М.: Дрофа, 2007. – 283 с.
4. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы: Теория и применение : пер. с англ. / под ред. В.С. Кельзона. М. : Сов. радио, 1971. – 568 с.

References

1. Aviation radar complexes / P.I. Dudnik, G.S. Kondratenkov, B.G. Tatarsky and others: VVIA named after prof. NOT. Zhukovsky. M, 2006. – 1112 p.
2. Nakhmanson GS, Suslin AV, Zykov V.Yu. Function of uncertainty of radar signals with nonlinear frequency modulation. scientific methodological materials of the international VNK "The main directions of adaptation of the joint air defense system of the CIS member states to the solution of aerospace defense tasks". Section. № 3, Volume. 2. Tver VA VAE, 2016. – P.17 – 22
3. Dudnik PI, Ilchuk AR, Tatarsky BG Multifunctional radar systems: Textbook. manual for universities / ed. B. G. Tatarsky. M .: Drofa, 2007. – 283 p.
4. Cook K., Bernfeld M. Radar signals: Theory and application: Per. with English. / Ed. V.S. Kelzon. M.: Sov. radio, 1971. – 568 p.

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ КОМПЛЕКСОВ БОРТОВОГО РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ ПРИ РЕШЕНИИ ЗАДАЧ РАЗВЕДКИ И СОЗДАНИЯ ПОМЕХ СИСТЕМАМ ОПОЗНАВАНИЯ С ИМИТОСТОЙКИМИ РЕЖИМАМИ РАБОТЫ

А.В. Леньшин[1], Н.М. Тихомиров[2], В.В. Лебедев[3]

[1]ВУНЦ ВВС «ВВА», Воронеж, andrey-lenshin@yandex.ru,
[2]АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, tikhomir@sozvezdie.su,
[3]Филиал ВУНЦ ВВС «ВВА», Сызрань, vic078@yandex.ru

Аннотация. В работе разработаны алгоритм обнаружения, математические модели и методика исследования функционирования аппаратуры комплексов бортового радиоэлектронного оборудования для повышения эффективности при решении задач разведки и создании помех современным системам опознавания с имитостойкими режимами работы.

Ключевые слова: система опознавания, радиотехническая разведка, радиоэлектронное подавление, повышение эффективности, комплексы бортового радиоэлектронного оборудования.

NCREASE OF EFFICIENCY OF FUNCTIONING OF COMPLEXES OF ON-BOARD RADIOELECTRONIC EQUIPMENT WHILE SOLVING THE PROBLEM OF EXPLORATION AND CREATION OF INTERFERENCE TO IDENTIFICATION SYSTEMS WITH IMITOSTATIC OPERATING MODES

A.V. Lenshin [1], N.M. Tikhomirov [2], V.V. Lebedev [3]

[1] VUNTS VVS "VVA", Voronezh, andrey-lenshin@yandex.ru,
[2] JSC "Concern" Sozvezdie ", Voronezh, tikhomir@sozvezdie.su,
[3] The branch of the VUNC VVS "VVA", Syzran, vic078@yandex.ru

Abstract. The algorithm of detection, mathematical models and methods for studying the functioning of the instrumentation of on-board radioelectronic equipment complexes for improving efficiency in solving reconnaissance tasks and creating interference to modern identification systems with imitating-resistant operation modes have been developed.

Key words: identification system; radio technical intelligence; electronic suppression; increased efficiency; complexes of on-board radio-electronic equipment.

1. Введение

Информация систем опознавания, как часть информационного обеспечения единого информационного пространства сетецентрической информационно-управляющей системы, необходима для решения большинства задач современной армии [1]. В ведущих экономически развитых странах применяются системы опознавания (СО) нового поколения, которые используют принципы радиолокации с активным кодовым ответом и характеризуются увеличением структурной избыточности, автоматизацией процессов управления системой опознавания в ходе

боевых действий и повышением помехозащищенности на основе использования средств опознавания с расширением спектра сигналов [2, 3].

Радиоэлектронное подавление (РЭП) средств СО противника приведет к снижению достоверности информации о принадлежности объектов вооружения и военной техники (ВВТ) и к увеличению огневого воздействия на его войска из-за возможных ошибочных ударов своей авиации. Также снизится эффективность самих авиационных комплексов противника, поскольку ошибочное огневое воздействие по своим войскам наносит двойной ущерб: облегчает задачи другой стороне конфликта и ведет к потерям личного состава, непроизводительному расходу летного ресурса и боекомплекта авиационных комплексов.

Для расширения функциональных возможностей станций предупреждения об облучении (СПО) и исполнительной радиотехнической разведки (РТР) комплексов бортового радиоэлектронного оборудования (БРЭО) в интересах сигнализации об использовании средств имитостойкого опознавания и подготовки применения противником средств огневого поражения, целесообразна реализация в аппаратуре комплексов БРЭО функций по приему и излучению сигналов СО. Реализация в СПО приема и селекции сигналов имитостойкого опознавания позволит предупредить экипаж об обнаружении и взятии летательного аппарата на сопровождение РЛС, а также о возможном применении противником средств огневого поражения.

На основе разведанной информации о действующей структуре сигналов возможна реализация станциями активных помех (САП) провоцирующих запросов ответчиков СО и имитация ответных сигналов [4]. Провоцирующие запросы ответчиков СО противника позволят обнаруживать его объекты без включения специальных средств обнаружения. Имитация нашим объектом ответных сигналов СО противника будет способствовать тому, чтобы этот объект был признан своим. Быстродействие аппаратуры СПО и исполнительной РТР влияет на скорость принятия решений по стратегии противодействия СО средствами комплекса БРЭО и действиям экипажа.

Получение вышеперечисленных преимуществ обуславливает необходимость решения актуальной научной задачи по разработке совокупности взаимосвязанных моделей и методики исследования эффективности функционирования аппаратуры комплексов БРЭО в интересах предупреждения об облучении и исполнительной РТР при противодействии СО нового поколения.

2. АЛГОРИТМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ

Анализ принципов построения и алгоритмов функционирования современных систем и средств опознавания показал, что к основным особенностями запросных сигналов (ЗС) системы опознавания нового поколения Mk-12A с ИРО Mode 5 (M5) относятся: наличие опорной группы (ОГ), включающей четыре импульса преамбулы с времяимпульсной модуляцией, определяющей подрежим опознавания, и импульс подавления боковых лепестков (ПБЛ); использование частотной модуляции с непрерывной фазой (ЧМНФ, MSK) импульсов преамбулы и ПБЛ 16-разрядной последовательностью Уолша для расширения спектра сигналов информационной группы (ИГ) и повышения помехоустойчивости [2, 5].

Исследование эффективности РЭП СО проводится с использованием математической модели, воспроизводящей последовательность этапов функционирования постановщика помех (ПП) [6], приведенной на рисунке 1, где введены обозначения: C_0 – постановка и введение приоритетов задач ПП; C_1 – выбор критериев эффективности и принятия решений; C_2 – выбор для носителя комплекса радиоэлектронного подавления (КРЭП) маршрута и следование по нему в заданную точку; C_3 – ведение РТР; C_4 – провоцирующий опрос по каталогу ЗС выбранной области пространства; C_5 – анализ тактической ситуации; C_6 – оценка энергетических, пространственно-временных возможностей КРЭП и контрмер противника при подавлении средств СО; C_7 – принятие решения по подавлению и выбор объекта РЭП; C_8 – выбор стратегии (способа) РЭП; C_9 – распределение ресурсов КРЭП; C_{10} – маневрирование (при необходимости); C_{11} – реализация решения о РЭП (постановка помех); C_{12} – принятие решения об эффективности выполнения задачи КРЭП по противодействию СО.

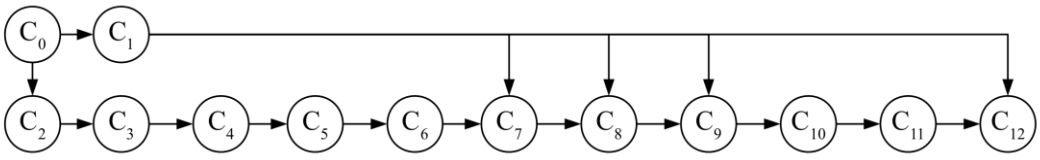


Рис. 1. Последовательность действий постановщика помех в процессе РЭП СО

Последовательность действий КРЭП при противодействии СО содержит несколько этапов, включающих обнаружение сигналов СО, выбор способа и постановку помех радиоэлектронным средствам (запросчикам и ответчикам) СО, и характеризуется

выполнением задачи подавления СО за определенное время, достаточное для нарушения информационного обмена [7].

Основу алгоритма обнаружения сигналов М5 составляет методологический подход к обнаружению сигналов с модуляцией с непрерывной фазой в системах с кодовым разделением каналов. В интересах сигнализации об облучении и исполнительной РТР дополнительно введена процедура селекции сигналов М5 из внутрисистемного потока сигналов систем радиолокации с активным ответом по факту приема преамбулы для принятия решения о противодействии на основе усовершенствованного корреляционного приема импульсов преамбулы имитостойких ЗС с использованием ортонормированного базиса 16-ти разрядных функций Уолша, и применена процедура анализа кодовой расстановки импульсов преамбулы имитостойких ЗС для определения подрежима опознавания.

В алгоритме функционирования средств РТР [4, 8] предложено осуществлять обнаружение имитостойких ЗС СО (типа Mk-12a) путем согласованной фильтрации каждого импульса преамбулы запросного сигнала с использованием 16 корреляторов с опорными сигналами в виде частотно-модулированных последовательностей с минимальным частотным сдвигом на базе ортогональных функций Уолша с последующей проверкой принадлежности кода принятых на заданном временном интервале импульсов одной и той же функции Уолша, и определять подрежимы опознавания за счет анализа временного положения импульсов преамбулы [9, 10]. Это позволит селектировать ЗС типа М5 из общего потока сигналов на входе аппаратуры РТР и обеспечивать возможность создания ответных согласованных по времени помех на информационную группу запросного сигнала.

Вероятности распознавания модулирующей функции Уолша ОГ $P_{\text{ОП}}$ в подрежимах M5L1, M5L2 с учетом (3) и запросного сигнала $P_{\text{ЗС}}$ могут быть определены по выражениям:

$$P_{\text{ОП M5L1}} = P_{\text{M5S1}} P_{\text{M5S2}} \tag{1}$$

$$P_{\text{ОП M5L2}} = P_{\text{M5S1}} 3P_{\text{M5S2}}^2 (1 - P_{\text{M5S2}}) + P_{\text{M5S1}} P_{\text{M5S2}}^3 + (1 - P_{\text{M5S1}}) P_{\text{M5S1}} P_{\text{M5S2}}^2 \tag{2}$$

$$P_{\text{ЗС}} = P_{\text{ОП}} P_{\text{ИГ}} \tag{3}$$

где $P_{\text{M5S1}} = 1 - [1 - P_1(q_b, K)]^2$ – вероятность обнаружения кода импульса ОГ в одном из двух каналов; $P_{\text{M5S2}} = 1 - [1 - P_{\text{M5S1}}]^9$ – вероятность, обусловленная обработкой импульсов

ОГ на трех тайм-слотах при определении подрежима опознавания и компенсацией потерь при детектировании фазового перехода за счет дополнительной корреляционной обработки на смежных временных позициях чипа (элемента) кодовой последовательности; $P_1(q_b, K) = \sum_{k=K}^{n} C_n^k (p_b(q_b))^k (1 - p(q_b))^{n-k}$ – вероятность обнаружения символа преамбулы (кода Уолша) в зависимости от отношения сигнал/шум по числу ячеек коррелятора из банка корреляторов Уолша, построенных по схеме совпадений «K из n», для идентификации одного из 16 наборов данных в выборке реализации входного сигнала; $p_b(q_b) = 0.5 + 0.5 \cdot \psi(q_b)$ – вероятность правильного решения о текущем знаке бита; $q_b = \sqrt{2E_b / N_0}$ – параметр обнаружения бита (элемента) сигнала (импульса преамбулы); E_b – энергия сигнала на бит; N_0 – односторонняя спектральная плотность шума; $\psi(u) = 2/\sqrt{2\pi} \int_0^u \mathrm{e}^{-x^2/2} dx$ – интеграл вероятности; вероятность ложной тревоги (ВЛТ) $P_{1F}(K) = \sum_{k=K}^{n} C_n^k 0.5^n$; $P_{ОП}$ и $P_{ИГ}$ – вероятности обнаружения преамбулы и ИГ; $P_{ИГ} = (1 - P_e)^n$; $P_e = Q(2E_b / N_0)$; $Q(x) = \int_x^{\infty} \exp(-t^2/2) dt$.

Характеристики обнаружения синтезированного приемника запросных сигналов типа M5 приведены на рисунке 2.

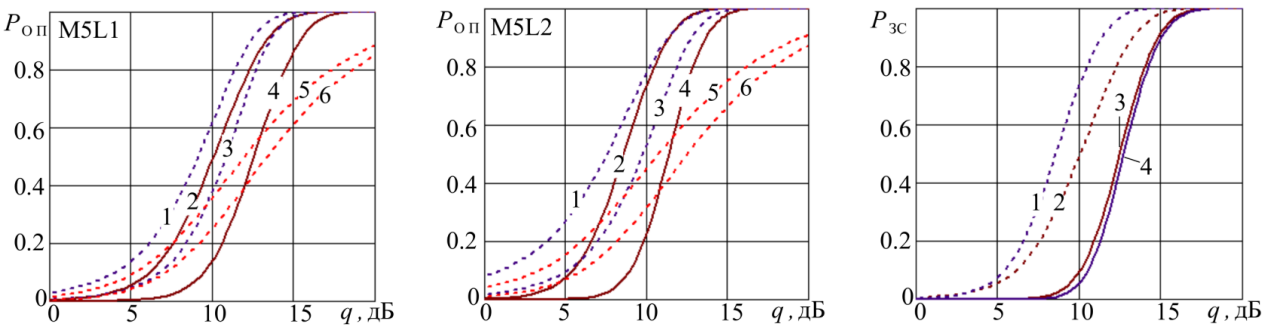


Рис. 3. Характеристики обнаружения преамбул и запросных сигналов M5L1 и M5L2

На рис. 2 (а, б) кривые 2 и 4 – характеристики обнаружения преамбулы ЗС для подрежимов M5L1 и M5L2; 1 и 3 – характеристики обнаружения оптимального приемника для полностью известного сигнала; 5 и 6 – характеристики энергетического обнаружителя при известной полосе частот, занимаемой сигналом. Кривые 1, 2, 5

построены при вероятности ложной тревоги (ВЛТ) $P_{\text{Г}}|_{K=14}=1.5\cdot10^{-4}$, кривые 3, 4, 6 – при ВЛТ $P_{\text{Г}}|_{K=15}=2.5\cdot10^{-6}$. На рис. 2в кривые 1 и 4 – характеристики обнаружения преамбулы и ЗС M5L2; кривые 2 и 3 – характеристики обнаружения преамбулы и ЗС M5L1 при $P_{\text{Г}}|_{K=14}=1.5\cdot10^{-4}$.

Анализ характеристик обнаружения показывает, что синтезированный приемник ЗС М5 для подсистемы РТР, реализующий алгоритм обнаружения [4], незначительно (около 2 дБ) уступает оптимальному приемнику для полностью известных сигналов и имеет следующие свойства:

– позволяет обнаруживать ЗС с вероятностью $P_{\text{ЗС}}=0,8$ при соотношении сигнал/шум меньшем на 3 дБ, по сравнению с энергетическим обнаружителем с известной полосой частот, занимаемой сигналом;

– обеспечивает увеличение вероятности обнаружения ЗС по сравнению с энергетическим обнаружителем не менее чем на 0,1...0,2 при соотношении сигнал/шум q=12...20 дБ;

– время обработки ЗС для принятия решения о РЭП (формирования помехи) уменьшается на 26 мкс за счет приема синтезированным приемником только преамбулы.

3. Математические модели

При разработке математических моделей процесса воздействия преднамеренных помех [11] на средства СО с ИРО в энергетическом уравнении подавления [2] учтены процессы радиопротиводействия СО (типа Mk-12a) с учетом структуры их имитостойких сигналов и неограниченного количества пространственно-разнесенных носителей комплексов БРЭО. В коэффициенте ψ перекрытия помехи и сигнала во временной области на входе приемника средств опознавания [12] учтено наличие преамбулы и информационной группы импульсов имитостойких сигналов.

В математических моделях процесса воздействия преднамеренных помех на приемники СО [13] воспроизводятся процессы обнаружения преамбул ЗС ИРО в аппаратуре РТР комплексов БРЭО различных носителей, задержки начала создания помех каждым комплексом БРЭО, на основе чего с учетом времени распространения от носителей комплексов БРЭО до приемников ответчика и запросчика определяется распределение спектральной плотности мощности помех на импульсы запросного (ответного) сигнала [14].

В методике исследования эффективности противодействия СО с ИРО (рисунок 3) [15], базирующейся на моделях процесса воздействия преднамеренных помех [3, 11, 13], за счет воспроизведения логики функционирования комплекса БРЭО при формировании провоцирующих запросов, разведке и создании помех, путем последовательного расчета вероятностей разведки запросных сигналов и подавления средств опознавания для заданной пространственной ситуации [14] определяется численное значение показателя выполнения задачи противодействия СО за определенное время, при этом вероятность подавления запросных (ответных) сигналов оценивается путем проверки выполнения условий подавления для каждого импульса с последующей проверкой для всех импульсов и статистического усреднения [15].

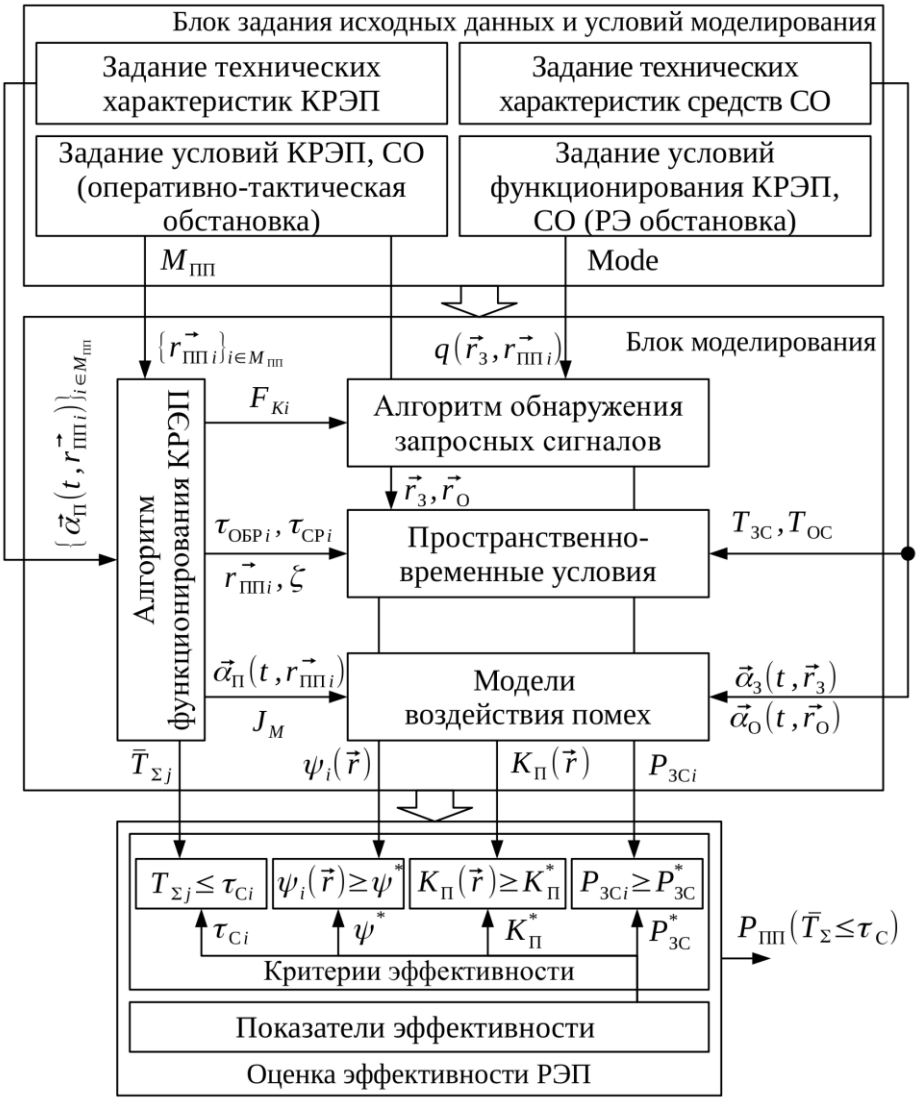


Рис. 3. Блок-схема методики оценки эффективности РЭП СО

Это позволило адекватно учесть пространственный разнос носителей комплексов БРЭО и энергетические характеристики элементов СО для оценки эффективности противодействия. С учетом логики функционирования комплекса БРЭО введен показатель эффективности выполнения задачи противодействия СО (типа Mk-12a) за определенное время с применением нескольких действующих совместно комплексов БРЭО на различных носителях, представляющий собой среднюю долю успешно реализованных попыток противодействия относительно их общего количества, при условиях обнаружения имитостойких запросных сигналов с вероятностью ($P_{\text{ЗС}}$) не ниже требуемой $P^*_{\text{ЗС}}$ при заданной вероятности ложной тревоги; выполнения энергетического критерия радиоподавления средств опознавания по показателю коэффициента подавления $K_{\text{П}} \geq K^*_{\text{П}}$; выполнения пространственно-временных условий эффективного воздействия помех ($\psi_i \geq \psi^*$):

$$P_{\text{ПП}}(\overline{T}_{\Sigma} \leq \tau_{\text{С}}) = \frac{1}{M_{\text{ПП}}} \sum_{i=1}^{M_{\text{ПП}}} \frac{1}{J_M} \sum_{j=1}^{J_M} \begin{cases} 1\Big|_{(P_{\text{ЗС}i} \geq P^*_{\text{ЗС}}) \wedge (K_{\text{П}} \geq K^*_{\text{П}}) \wedge (\psi_i \geq \psi^*)}, \overline{T}_{\Sigma j} \leq \tau_{\text{С}i}, \\ 0\Big|_{(P_{\text{ЗС}i} < P^*_{\text{ЗС}}) \vee (K_{\text{П}} < K^*_{\text{П}}) \vee (\psi_i < \psi^*)}, \overline{T}_{\Sigma j} > \tau_{\text{С}i}, \end{cases} \quad (4)$$

где $M_{\text{ПП}}$ – количество ПП (ЛА, БЛА), каждый из которых осуществляет J_M попыток подавления за контрольное время $\tau_{\text{С}i} \leq \tau_{\text{С}}$; $\overline{T}_{\Sigma j}$ – среднее время цикла радиопротиводействия при *j*-ой попытке.

Предложения по совершенствованию аппаратуры и программно-алгоритмического обеспечения комплекса БРЭО включают:

– применение в составе средств предупреждения об облучении и исполнительной РТР приемника имитостойких запросных сигналов систем опознавания (типа Mark-12a), состоящего из квадратурного смесителя, демодуляторов, банка корреляторов Уолша и решающего устройства, обеспечивающего определение подрежима опознавания на основе анализа выходных значений корреляторов Уолша;

– реализацию нового способа снижения побочных спектральных составляющих в малошумящих синтезаторах частот путем введения дополнительного канала управления, сохраняющего широкий диапазон перестройки частот выбором коммутируемых конденсаторов [16, 17], что позволит уменьшить крутизну характеристики управления управляемого генератора и снизить уровень фазовых шумов [18];

– добавление в цифровое устройство запоминания и воспроизведения сигналов блок памяти для хранения каталога имитостойких запросных сигналов для последующего формирования провоцирующих запросов; реализация процедуры формирования

сигнала искаженной информационной группы; реализация в алгоритме функционирования БРЭО программы расчета взаимного расположения для распределения мощностей по носителям комплексов БРЭО при постановке помех из нескольких точек пространства.

4. Заключение

Таким образом, проведена модернизация существующих алгоритмов обнаружения, математических моделей и методик исследования функционирования аппаратуры комплексов бортового радиоэлектронного оборудования, обеспечивающая повышение их эффективности при разведке и создании помех современным системам опознавания с имитостойкими режимами работы.

Литература

1. Панков В.А., Манежкин А.С., Мытиль В.К. Эволюция авиационных средств опознавания / под ред. В.А. Панкова. Черноголовка: РИО ИПХВФ РАН, 2016. 160 с.
2. Леньшин А.В. Бортовые системы и комплексы радиоэлектронного подавления. Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2014. 590 с.
3. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Лебедев В.В. Эффективность подавления РЛС с активным ответом маскирующими и имитирующими помехами // Материалы XX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (15-17 апреля 2014 г.). Том 2. Воронеж: ОАО «Концерн «Созвездие». С. 1323-1331.
4. Леньшин А.В., Лебедев В.В. Алгоритм обнаружения сигналов имитостойких режимов опознавания // Телекоммуникации. 2016. № 7. С. 32-35.
5. Леньшин А.В., Лебедев В.В. Характеристики обнаружения сигналов имитостойких режимов систем идентификации // Динамика сложных систем – XXI век. 2015. Том 9. № 1. С. 41-47.
6. Леньшин А.В., Маевский Ю.И., Лебедев В.В. Оценка эффективности функционирования средств радиоэлектронного подавления в условиях конфликтного взаимодействия с РЛС с активным ответом // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2015. № 2 (18). С. 34-42.
7. Леньшин А.В., Лебедев В.В. Выбор показателей для оценки эффективности противодействия системам опознавания // Радиотехника. 2015. № 12. С. 18-21.
8. Леньшин А.В., Лебедев В.В. Архитектура приемника сигналов бортовых систем идентификации // Охрана, безопасность, связь – 2016: материалы Международной научно-технической конференции. Ч. 3. Воронеж: ВИ МВД России, 2017. С. 209-215.
9. Леньшин А.В., Лебедев В.В. Характеристики приёмника имитостойких сигналов радиолокационных систем с активным ответом // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2017. № 1 (25). С. 31-38.
10. Леньшин А.В., Лебедев В.В. Синтез квазиоптимального приемника запросных сигналов имитостойких систем опознавания // Фундаментально-прикладные проблемы безопасности, живучести, надежности, устойчивости и эффективности систем: материалы международной НПК, посвящённой 95-летию со дня рождения выдающегося ученого академика АН СССР (РАН) В.С. Авдуевского. Елец: Елецкий государственный университет им. И. А. Бунина, 2017. С. 110-113.
11. Леньшин А.В., Лебедев В.В. Построение математической модели процесса воздействия маскирующих помех на системы опознавания // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2014. № 2. С. 13-19.

12. Лебедев В.В., Леньшин А.В. Моделирование пространственно-временных условий подавления систем идентификации // Фундаментальные проблемы системной безопасности: материалы Международной научной конференции, посвященной 90-летию со дня рождения выдающегося ученого, Генерального конструктора ракетно-космических систем академика В.Ф. Уткина – Елец: ЕГУ им. И.А. Бунина, 2014. – С. 226-230.
13. Лебедев В.В., Леньшин А.В., Тихомиров Н.М. Эффективность подавления систем радиолокации с активным кодовым ответом преднамеренными помехами // Вестник Воронежского института МВД России. 2015. № 4. С. 114-121.
14. Лебедев В.В., Леньшин А.В. Автоматизированное построение зон эффективного действия помех при моделировании радиоэлектронного подавления РЛС с активным ответом // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2015619863 (РФ). – Заявка № 2015616611; дата поступления 20.07.2015; дата гос. регистрации в Реестре программ для ЭВМ 15.09.2015.
15. Леньшин А.В., Лебедев В.В. Комплексная методика оценки эффективности функционирования радиолокационных систем с активным ответом // Динамика сложных систем – XXI век. 2017. Т. 11. № 2. С. 60-64.
16. Леньшин А.В., Тихомиров М.Н., Лебедев В.В., Строев А.С. Методика параметрического синтеза системы фазовой автоподстройки высокого порядка // Вестник Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова. Серия Естественные и технические науки. 2013. № 2. С. 39-43.
17. Леньшин А.В., Лебедев В.В., Тихомиров Н.М., Тихомиров В.Н. Исследование широкодиапазонного синтезатора частот с низким уровнем фазовых шумов // Охрана, безопасность, связь – 2014: материалы Международной НПК. Ч. 1. Воронеж: ВИ МВД России, 2015. С. 261-264.
18. Леньшин А.В., Лебедев В.В., Тихомиров В.Н. Экспериментальное исследование малошумящего широкодиапазонного синтезатора частот // Вестник Воронежского института МВД России. 2015. № 1. С. 105-110.

REFERENCES

1. Pankov VA, Manezhkin AS, Mytil VK Evolution of aviation means of identification / Ed. V.A. Pankov. Chernogolovka: RIO IPHVF RAS, 2016. 160 p.
2. Lenshin A.V. On-board systems and electronic suppression systems. Voronezh: The Scientific Book "Scientific Book", 2014. 590 p.
3. Lenshin AV, Tikhomirov NM, Lebedev VV Efficiency of suppressing radar with an active response by masking and imitating interference // Proceedings of the XX International Scientific and Technical Conference "Radiolocation, navigation, communication" (April 15-17, 2014). Volume 2. Voronezh: JSC Concern Sozvezdie. Pp. 1323-1331.
4. Lenshin AV, Lebedev VV Algorithm for detecting signals of imitostable modes of identification // Telecommunications. 2016. No. 7. P. 32-35.
5. Lenshin AV, Lebedev VV Characteristics of Detection of Signals of Imitostable Regimes of Identification Systems // Dynamics of Complex Systems - XXI Century. 2015. Volume 9. № 1. P. 41-47.
6. Lenshin AV, Maevsky Yu.I., Lebedev VV Estimation of the effectiveness of the functioning of radio electronic suppression in conditions of conflict interaction with the radar with an active response // Radio-technical and telecommunication systems. 2015. № 2 (18). Pp. 34-42.
7. Lenshin AV, Lebedev VV The choice of indicators for assessing the effectiveness of counteraction to identification systems / / Radiotechnika. 2015. № 12. P. 18-21.
8. Lenshin AV, Lebedev VV Architecture of the receiver of signals of onboard identification systems // Protection, safety, communication - 2016: materials of the International scientific and technical conference. Part 3. Voronezh: The Ministry of Internal Affairs of Russia, 2017. P. 209-215.

9. Lenshin AV, Lebedev VV Characteristics of the Receiver of Simulated Resistant Signals of Radar Systems with an Active Response // Radiotechnical and Telecommunication Systems. 2017. No. 1 (25). Pp. 31-38.
10. Lenshin AV, Lebedev VV Synthesis of quasioptimal receiver of interrogation signals of imitostable identification systems. Fundamental-applied problems of safety, survivability, reliability, stability and efficiency of systems: materials of the international NPK dedicated to the 95th anniversary of the birth of the outstanding scientist Academician of the USSR Academy of Sciences (RAS). Avduevsky. Yelets: Eletsky State University. IA Bunina, 2017. P. 110-113.
11. Lenshin AV, Lebedev VV Construction of a mathematical model of the process of the effect of masking interference on the identification systems // Radio-technical and telecommunication systems. 2014. № 2. P. 13-19.
12. Lebedev VV, Lenshin AV Modeling of space-time conditions for suppression of identification systems // Fundamental problems of system security: materials of the International Scientific Conference dedicated to the 90th anniversary of the birth of the outstanding scientist, General Designer of Rocket-Space Systems, Academician V.F. Utkin - Yelets: YSU them. I.A. Bunina, 2014. - P. 226-230.
13. Lebedev VV, Lenshin AV, Tikhomirov NM Efficiency of Suppression of Radar Systems with an Active Code Response by Intentional Interference // Bulletin of the Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia. 2015. № 4. P. 114-121.
14. Lebedev VV, Lenshin AV Automated construction of effective interference interference zones in the simulation of radio-electronic suppression of radar with an active response. / / Certificate of state registration of the computer program № 2015619863 (RF). - Application No. 2015616611; date of receipt on 20.07.2015; date of state. registration in the Register of Computer Programs 15.09.2015.
15. Lenshin AV, Lebedev VV Comprehensive methodology for assessing the effectiveness of radar systems with an active response // Dynamics of complex systems - XXI century. 2017. P. 11. No. 2. P. 60-64.
16. Lenshin AV, Tikhomirov MN, Lebedev VV, Stroev AS Methodology of parametric synthesis of a high-order phase locking system // Vestnik Yaroslavl State University. P.G. Demidov. Series of Natural and Technical Sciences. 2013. № 2. P. 39-43.
17. Lenshin AV, Lebedev VV, Tikhomirov NM, Tikhomirov VN Study of a wide-range frequency synthesizer with low phase noise level // Protection, security, communications - 2014: materials of the International NPK. Part 1. Voronezh: The Ministry of Internal Affairs of Russia, 2015. P. 261-264.
18. Lenshin AV, Lebedev VV, Tikhomirov VN Experimental study of low-noise wideband frequency synthesizer // Bulletin of the Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia. 2015. No. 1. P. 105-110.

ПОГРЕШНОСТЬ ВОЛНОВОДНОГО ЧАСТОТНОГО УРОВНЕМЕРА НА ФОНЕ ПОМЕХ ПРИ ПОНИЖЕННОЙ ЧАСТОТЕ ДИСКРЕТИЗАЦИИ

Б. А. Атаянц, В. М. Давыдочкин, В. В. Езерский

ООО предприятие «КОНТАКТ-1», Рязань, РФ

Аннотация. Исследована форма спектра сигнала разностной частоты с учётом влияния дисперсии в волноводе, помех и затухания электромагнитных волн. Использовано модифицированное интегрально-дискретное преобразование Фурье. Показано, что при превышении нормированной средней разностной частотой сигнала частоты дискретизации форма основного лепестка спектра не искажается. Периодические продолжения спектра от сигнала и от помех принимают вид фона невысокого уровня, практически равномерно распределённого по оси частот. Исследовано влияние помех от элементов антенно-волноводного тракта и нагрузки волновода. Определён уровень погрешности от помех такого вида.

Ключевые слова: частотный дальномер, частотная дисперсия, преобразование Фурье, сигнальная функция, погрешность измерения.

ERROR OF THE WAVEGUIDE FREQUENCY LEVEL GAUGE AGAINST HINDRANCES WITH THE LOWERED SAMPLING FREQUENCY

B. A. Atajants, V. M. Davydochkin, V. V. Ezerskiy

LTD interprise “KONTAKT-1”, Ryazan, RF

Abstract. The form of a range of the signal of differential frequency taking into account influence of dispersion in a wave guide, hindrances and attenuation of electromagnetic waves is investigated. The modified integrated and discrete transformation of Fourier is used. It is shown that at excess by the rated average differential frequency of a signal of frequency of sampling the form of the main petal of a range is not distorted. Periodic continuations of a range from a signal and from hindrances take a form of a background of the low level which is almost evenly distributed on an axis of frequencies. Influence of hindrances from elements of the antenna and waveguide path and loading of a wave guide is investigated. Error level from hindrances of such look is determined.

Keywords: frequency range finder, frequency dispersion, transformation of Fourier, alarm function, measurement error.

1. Введение

Для измерения уровня жидкости в резервуарах, подземных хранилищах, скважинах (нефтяных) широко применяются радиолокационные методы измерения расстояния L от уровнемера до поверхности жидкости. По полученному расстоянию производится расчёт уровня жидкости с учётом известных геометрических параметров резервуара. Во многих случаях для таких измерений применяют радиодальномеры с частотной модуляцией (ЧМ) зондирующего сигнала. Часто измерения проводят в волноводе, опущенном в контролируемую жидкость [1, 2]. При этом приходится учитывать не только помехи и шум [3, 4], но и частотную дисперсию в волноводе,

негативно влияющие на точность измерения [5, 6]. При большой длине волновода и большом диапазоне перестройки частоты ЧМ сигнала требуется использовать очень большое число отсчётов при цифровой обработке сигнала на выходе смесителя из-за высокой частоты дискретизации, выбираемой в соответствии с теоремой Котельникова - Найквиста. В итоге снижается скорость вычислений измеренного расстояния и предъявляются более жёсткие требования к аппаратной части уровнемера. В [5 - 8] исследованы в без помеховых условиях модифицированные интегрально-дискретные преобразование Фурье (МИДПФ) и модифицированная сигнальная функция (МСФ), которые учитывают закон частотной дисперсии. Показано, что эти преобразования позволяют выполнить оценку сколь угодно высокой средней разностной частоты сигнала ЧМ дальномера с длительностью интервала обработки T по ограниченному числу его отсчётов при измерении расстояния в волноводе. Вариант МИДПФ [5] имеет вид

$$S(x)=\frac{1}{M}\frac{1}{A_{\text{в}}}\sum_{m=0}^{M-1}\left\{u(m)\,w\left[\Phi(m)\right]\right\}\left\{\frac{1+a(m+0{,}5)/M}{\sqrt{\left[1+a(m+0{,}5)/M\right]^2-b^2}}\right\}\times$$

$$\times\exp\left[-j2\pi x\sqrt{(1+am/M)^2-b^2}\,\Big/a\right]\Bigg\}, \qquad (1)$$

где $A_{\text{в}}=\left[\sqrt{(1+a)^2+b^2}-\sqrt{1-b^2}\right]\Big/a$ – нормирующий коэффициент; $w\left[\Phi(m)\right]$ – весовая функция (ВФ); $\Phi(m)=\dfrac{\sqrt{\left[1+a(m+0{,}5)/M\right]^2-b^2}-\sqrt{1-b^2}}{\sqrt{(1+a)^2-b^2}-\sqrt{1-b^2}}$ – корректирующая функция, обеспечивающая нелинейное распределение отсчётов ВФ в соответствии с законом частотной дисперсии [9]; $x=\omega T/2\pi$ – нормированная частота; M – число дискретных отсчётов анализируемого сигнала $u(m)$ и ВФ; $a=\Delta_\omega/\omega_0$; $\Delta_\omega=2\pi\Delta_f$ – диапазон ЧМ; $\omega_0=2\pi f_0$ – минимальная частота диапазона модуляции, $b=\omega_{\text{кр}}/\omega_0$; $\omega_{\text{кр}}$ – критическая частота волновода.

МСФ [2] имеет вид

$$C(x)=\frac{1}{M}\frac{1}{A_{в}}\sum_{m=0}^{M-1}\left\{u(m)\,w\left[\Phi(m)\right]\right\}\left\{\frac{1+a(m+0{,}5)/M}{\sqrt{\left[1+a(m+0{,}5)/M\right]^2-b^2}}\right\}\times$$

$$\times\cos\left[2\pi\frac{x}{a}\sqrt{(1+am/M)^2-b^2}-\varphi_0\right]\Bigg\}. \qquad (2)$$

Важной особенностью спектра, вычисленного с использованием МИДПФ (1) для сигнала, полученного в условиях частотной дисперсии, является то, что периодические продолжения спектра, характерные для обычного дискретного преобразования Фурье (ДПФ) сильно искажены [5]. Они как бы расплываются по ширине, смещаются по оси частот в направлении к нулевой частоте, изменяют свою форму и снижаются по амплитуде. Эти изменения нарастают с увеличением номера периодического продолжения. Начиная с некоторой частоты соседние искажённые лепестки спектра

накладываются друг на друга. В результате происходит интерференция повторяющихся искажённых лепестков спектра. Однако основные лепестки на частотах x_1 и $-x_1$ точно соответствуют частоте обрабатываемого сигнала, сужаются по оси нормированных частот в $A_{\text{В}}$ раз и не искажаются по форме [5]. Основные лепестки перемещаются по оси частот пропорционально увеличению средней частоты сигнала сколь угодно выше частоты дискретизации. В результате искажённые лепестки играют роль помехи распределённой по оси частот, которая с увеличением частоты сигнала становится равномерной.

В волноводных уровнемерах существенными источниками помех являются отражения зондирующего сигнала от неоднородностей антенно-волноводного тракта (АВТ) и от нагрузки волновода, в качестве которой, в частности, может выступать открытый конец волновода. Расстояния до них соответственно L_{ABT} и $L_{\text{дно}}$. Поэтому при использовании длинных волноводов кроме дисперсии необходимо учитывать наличие потерь в волноводе и неизбежную сигналоподобную помеху, возникающую из-за отражений от нерегулярности АВТ на входе и в конце волновода при измерении уровня слабоотражающей жидкости с малым коэффициентом поглощения жидкости.

Целью работы является оценка возможности измерения уровня волноводными уровнемерами в реальных условиях с помехами в сигнале разностной частоты (СРЧ) и затуханием электромагнитных волн в волноводе при использовании МИДПФ и МСФ и средней частоте разностного сигнала во много раз выше частоты дискретизации.

2. АНАЛИЗ СВОЙСТВ СПЕКТРА СИГНАЛА РАЗНОСТНОЙ ЧАСТОТЫ

Сказанное выше позволяет записать модель СРЧ $u(t)$

$$u(t) = e^{-\alpha_1 2x_1}\Gamma_{\text{ж}}\cos\left[2\pi x_1\sqrt{(1+at)^2-b^2}\,/a-\varphi_1\right]+$$

$$+e^{-\left(\alpha_1 2x_1+\alpha_{\text{ж}}2\left(x_{\text{дно}}-x_1\right)\right)}\Gamma_{\text{дно}}\sqrt{1-\Gamma_{\text{ж}}^2}\times$$

$$\times\cos\left\{\frac{2\pi}{a}\left[x_1\sqrt{(1+at)^2-b^2}+\left(x_{\text{дно}}-x_1\right)\sqrt{\varepsilon(1+a\cdot t)^2-b^2}\right]-\varphi_{\text{дно}}\right\}+$$

$$+\Gamma_{\text{АВТ}}\cos\left[2\pi x_{\text{АВТ}}\sqrt{(1+at)^2-b_{\text{АВТ}}^2}\,/a-\varphi_{\text{АВТ}}\right], \qquad (3)$$

где α_1 - коэффициент затухания электромагнитных волн в волноводе над контролируемой жидкостью; $\Gamma_{\text{ж}}$ - коэффициент отражения от контролируемой жидкости; $\alpha_{\text{ж}}$ - коэффициент затухания электромагнитных волн в части волновода, заполненном слоем контролируемой жидкости; $\Gamma_{\text{дно}}$ - модуль коэффициента отражения от нижнего конца волновода; $x_1 = \Delta\omega L/(c\pi) = L/(2\delta_R)$ - нормированное измеряемое расстояние (частота) в волноводе от уровнемера поверхности жидкости; $\delta_R = c/(4\Delta_f)$ - величина ошибки дискретности ЧМ дальномера; c - скорость распространения электромагнитной волны в свободном пространстве; $x_{\text{АВТ}} = \Delta_\omega L_{\text{АВТ}}/(c\pi) = L_{\text{АВТ}}/(2\delta_{\text{R}})$, $x_{\text{дно}} = \Delta_\omega L_{\text{дно}}/(c\pi) = L_{\text{дно}}/(2\delta_{\text{R}})$ - нормированные расстояния до помехи в АВТ и

нижнего конца волновода; $b_{\text{АВТ}} = \omega_{\text{крАВТ}} / \omega_0$; $\omega_{\text{крАВТ}}$ - критическая частота куска волновода до неоднородности в АВТ; φ_1, $\varphi_{\text{АВТ}}$ и $\varphi_{\text{дно}}$ - соответственно фаза отражённых волн от зондируемой жидкости, помехи в АВТ и нагрузки волновода; $\Gamma_{\text{АВТ}}$ - модуль коэффициента отражения от неоднородности АВТ в узлах герметизации.

Анализ свойств спектров сигнала (3) на основе преобразования (1) проведём, используя одно из семейств АВФ [10, 11, 12].

Спектр помехи, вызванной отражением от элементов АВТ иллюстрируется рисунком 1. Здесь показаны нормированные амплитудные спектры СРЧ (3) при наличии только последнего слагаемого – мешающего отражения от АВТ с коэффициентом отражения $\Gamma_{\text{АВТ}} = 0{,}1$, рассчитанные по преобразованию (1) при использовании равномерной ВФ. Число отсчётов сигнала $M = 256$, заданное нормированное расстояние до неоднородности в АВТ по свободному пространству $x_{\text{АВТ}} = 4$. Здесь и далее расчёт спектров выполняется при диаметре круглого волновода 25 мм, $f_0 = 8{,}5$ ГГц и $\Delta f = 3$ ГГц. При таких сечении волновода и параметрах частотной модуляции $a = 0{,}353$, $b = 0{,}826$. Для упрощения принято $b_{\text{АВТ}} = b$.

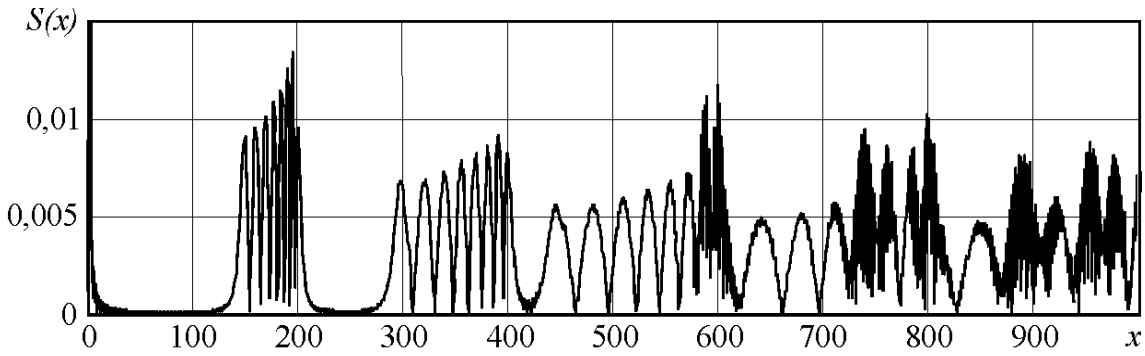


Рис. 1. Нормированные амплитудные спектры СРЧ

Общий вид спектра соответствует рассмотренному в [5] Однако, есть различия в мгновенных зависимостях амплитуды от частоты. Несмотря на эти различия в спектрах распределение помех с ростом частоты стремится к равномерному из-за расширения периодических продолжений.

Имеется ещё одна особенность спектра на основе преобразования (1) не отмеченная в [5, 8]. Если средняя разностная частота сигнала ниже половины частоты дискретизации, то искажённые лепестки периодического продолжения спектра занимают область частот выше половины частоты дискретизации. Если же средняя разностная частота выше половины частоты дискретизации, то искажённые периодические продолжения спектра занимают весь диапазон нормированных частот от $-\infty$ до ∞. Для примера, на рисунке 2 и рисунке 3 показаны амплитудные спектры сигнала (3) при отсутствии отражений от дна и АВТ, вычисленные по (1) с частотой сигнала 10 бин и 1000 бин соответственно. Для более детального представления спектра здесь расчёты выполнены при числе отсчётов $M = 64$. Вследствие смещения по частоте всех квазипериодических повторений на величину коэффициента $A_{\text{в}}$ из (1) масштаб по оси частот для всех периодических повторений, кроме первого основного лепестка,

сжимается. По этой причине на рисунке 2 верхняя частота первого периода равна 44, а не 64.

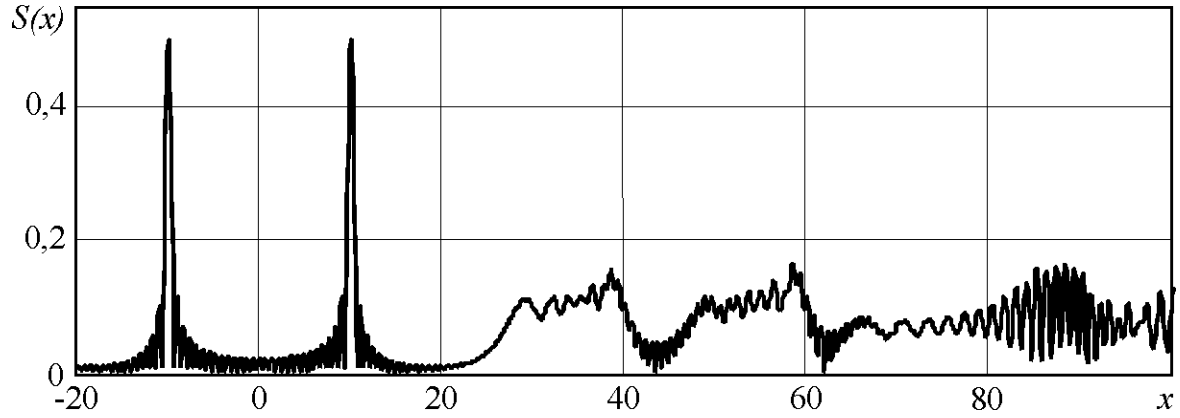


Рис. 2. Нормированный спектр СРЧ при средней частоте менее частоты дискретизации

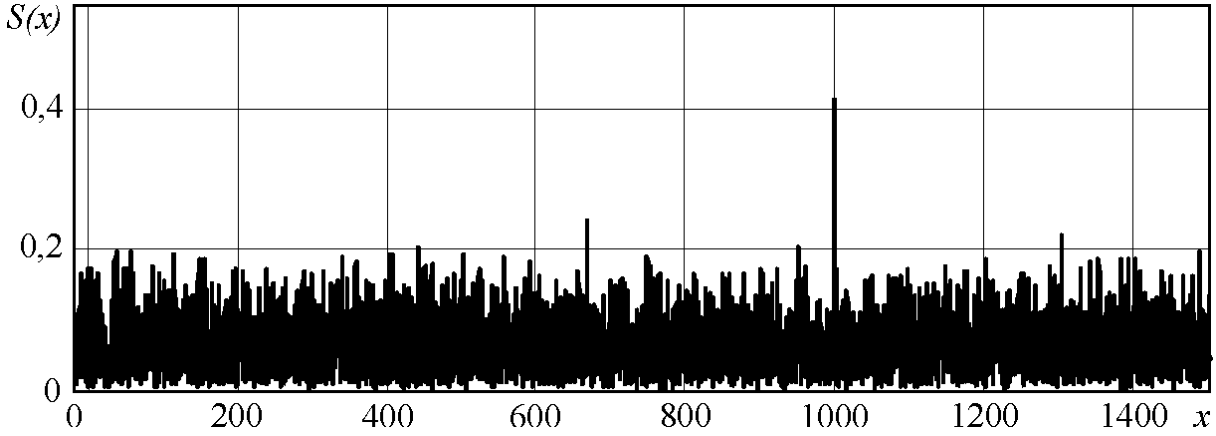


Рис. 3 Нормированный спектр СРЧ при средней частоте много больше частоты дискретизации

Эти результаты показывают, что ограничением сверху по частоте для точного измерения расстояния при малом числе отсчётов может быть суммарная мощность помех. Можно заметить, что уровень помехового фона от одиночной сигналоподобной помехи пропорционален её амплитуде и обратно пропорционален корню квадратному из числа отсчётов сигнала $\Gamma_{\text{АВТ}} / \sqrt{M}$. В то же время амплитудное значение максимума СПА полезного сигнала составляет $0{,}5e^{-\alpha_1 2x_1}\Gamma_{\text{ж}}$. Уровень помехового фона от периодического продолжения спектра полезного сигнала составляет $e^{-\alpha_1 2x_1}\Gamma_{\text{ж}} / \sqrt{M}$ и снижается при увеличении расстояния. При этом отношение сигнал-помеховый фон сохраняется практически неизменным.

Помеховый фон из-за отражения от конца волновода может возникать при измерении уровня радиопрозрачной жидкости. Для снижения уровня этих помех на $15 \div 20$ дБ применяют различные виды согласования нижнего конца волновода. При этом можно обеспечить $\Gamma_{\text{дно}} << \Gamma_{\text{ж}}$, и, соответственно, уровень помехового фона из-за

отражения от нагрузки волновода $e^{-\alpha_1 2x_1}\Gamma_{\text{дно}}e^{-\alpha_{\text{ж}} 2(x_{\text{дно}}-x_1)}\big/\sqrt{M}$ будет существенно ниже уровня помехового фона от периодического продолжения спектра полезного сигнала.

Из приведённых соотношений для слагаемых помехового фона следует, что наибольшее влияние на ограничение максимального измеряемого расстояния оказывает затухание электромагнитных волн в волноводе и помеха, образованная отражением от неоднородности в АВТ.

На основе свойств спектров, соотношений для помехового фона и минимально допустимого отношения сигнал-помеха $q_{\text{сп}}$, ограниченного допустимой погрешностью [9], можно выполнить приближённую оценку максимально возможного нормированного измеряемого расстояния

$$x_{1\max} \approx 0{,}5\alpha_1^{-1}\ln\left(0{,}5q_{\text{сп}}^{-1}\sqrt{M}\,\Gamma_{\text{ж}}/\Gamma_{\text{АВТ}}\right). \qquad (4)$$

В эту формулу нельзя подставлять произвольное значение отношения сигнал-помеха. Наибольшая его величина достигается при $x_1 = 0$ и равна $q_{\text{сп}\max} = \Gamma_{\text{ж}}\sqrt{M}\,/\Gamma_{\text{АВТ}}$. Это значение является ограничением сверху на требуемое $q_{\text{сп}}$. Если оказывается, что требуемое значение выше, то необходимо для заданной жидкости снижать $\Gamma_{\text{АВТ}}$ путём более тщательной подстройки АВТ или увеличивать число отсчётов сигнала M.

3. Оценка расстояния по максимуму спектральной плотности амплитуд

На рисунке 4 серым цветом приведён график, показывающий зависимость погрешности измерения от измеряемого расстояния до сильно отражающей жидкости (вода с $\Gamma_{\text{ж}} = 1$).

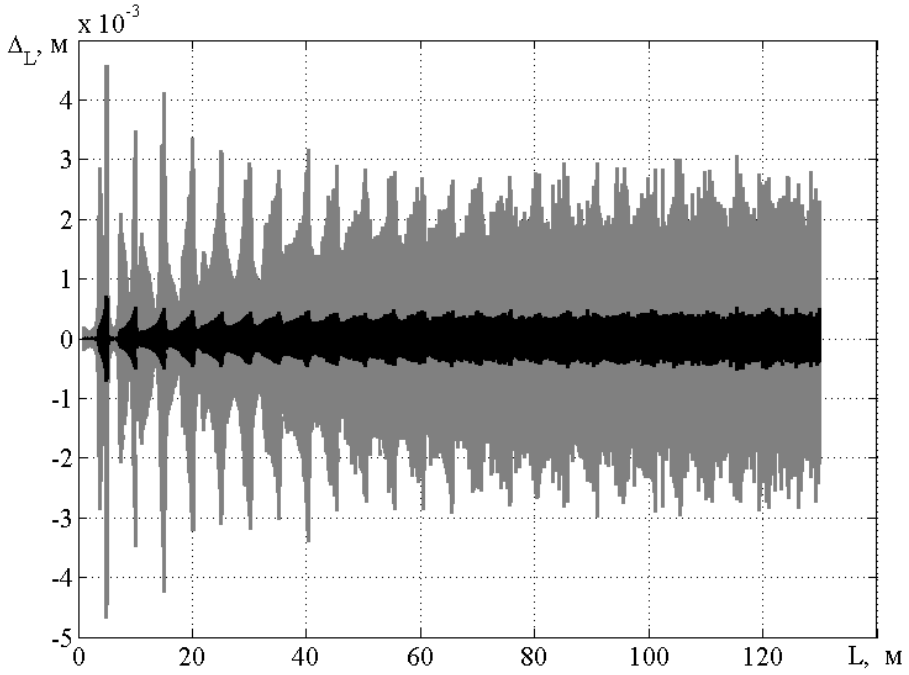


Рис.4. Зависимость погрешности измерения расстояния для воды от измеряемого расстояния

График получен с помощью численного моделирования алгоритма оценки расстояния по максимуму СПА (1), для диапазона расстояний от 1 до 130 м. Расстояние при расчётах изменялось с шагом 1 мм.

Моделирование проведено при указанных выше параметрах зондирующего сигнала, числе отсчётов $M = 256$ и коэффициенте затухания электромагнитных волн в волноводе $\alpha_1 = 0{,}0005$, что при указанных параметрах модуляции составляет около 0,17 дБ/м. При этом превышение частотой СРЧ половины частоты дискретизации на наибольшем расстоянии выше 20.

Использовался двухэтапный алгоритм [13]. На первом этапе производится обнаружение в спектре главного лепестка полезного сигнала и грубая оценка нормированной частоты полезного сигнала. Для обнаружения используется пороговое значение, полученное путём вычисления среднеквадратического отклонения спектра на первом цикле измерения. За главный лепесток сигнала принимается экстремум спектра, превысивший это значение в 2,5 раза. Нормированная частота, соответствующая положению этого экстремума принимается за грубую оценку. Затем на втором этапе в пределах ±1 бин от найденного значения производится уточнение оценки $\hat{x}_1$ с помощью цифрового поиска экстремума МИДПФ. Далее используется слежение за положением полезного экстремума, когда на каждом последующем цикле измерения границы поиска точного решения определяются по значению оценки частоты, полученной на предыдущем цикле измерения. Расчёт расстояния выполняется по формуле $\hat{L} = 2\hat{x}_1\delta_R$.

Погрешность на рисунке 4 имеет колебательный характер с сильным изменением амплитуды колебаний погрешности при изменении расстояния. В выбранном масштабе представления графика колебания происходят настолько часто, что на рисунке 4 слились в одну сплошную заливку огибающей линии графика. Огибающая линия имеет ряд локальных максимумов, наибольших на самом малом расстоянии и постепенно снижающихся до некоторого стабильного уровня. Положение этих максимумов соответствует положению мешающих лепестков спектра на рисунке 2. Постепенное растекание каждого из таких лепестков с уменьшением их амплитуды приводит к снижению уровня этих максимумов. Важным здесь является величина погрешности, достигающая величины 4,4 мм в диапазоне расстояний до 130 метров при зондировании воды. Аналогичные расчёты, проведённые для зондирования минерального масла, приводят к максимальной погрешности 6,5 мм. Полученные погрешности являются во многих практических случаях неприемлемыми. Однако это значение не превышает четверти длины волны несущего колебания, что позволяет применить для снижения погрешности метод максимального правдоподобия [13], так как обеспечивает попадание оценки в область главного лепестка функции правдоподобия, позволяющей уточнить результат.

4. Уточнение оценки расстояния методом максимального правдоподобия

Существенно снизить погрешность оценки частоты разностного сигнала с известной фазой на фоне помех позволяет применение метода максимального

правдоподобия ММП, изложенного применительно к уровнемерам в [13]. При этом производится первоначальная оценка нормированной частоты сигнала с использованием МИДПФ, как описано выше. Затем выполняется расчёт расстояния и последующее уточнение расстояния методом максимального правдоподобия в области расстояний, расположенной симметрично относительно полученной оценки с пределами $\pm\lambda/4$, где λ - длина волны несущего колебания в волноводе. Эти пределы обеспечивают попадание предварительной оценки в область главного лепестка функции правдоподобия. Метод требует знания фазо-частотной характеристики уровнемера, которая позволяет для оцениваемого расстояния приближённо определить фазу для эталонного сигнала. Практическую реализацию ММП удобнее выполнять при использовании СФ (2) [8], что не требует оценки амплитуды эталонного сигнала $u_э(t, x_э)$, где $x_э$ - параметр эталонного сигнала, Уточнение производится путём численного поиска экстремума МСФ (2) по переменной x_1 в указанных выше пределах вблизи оценки $\hat{x}_1$, полученной на предыдущем этапе.

Результаты уточнения оценки расстояния с помощью МСФ показаны на рисунке 4 чёрной линией. Видно, что погрешность измерения расстояния существенно снизилась и не превышает 0,5 мм, что является приемлемым для практических применений.

5. Заключение

Использование МИДПФ, учитывающего частотную дисперсию, позволяет успешно выполнять измерение уровня жидкости волноводным уровнемером при значительном превышении нормированной средней разностной частотой сигнала частоты дискретизации. Это позволяет производить измерения больших расстояний с большим диапазоном перестройки частоты при ЧМ с малым числом отсчётов сигнала. Получаемая при этом погрешность допускает использование ММП на основе МСФ для уточнения полученной оценки расстояния. Обеспечиваемая в результате такой двухэтапной процедуры точность измерения соответствует требованиям большинства практических применений уровнемеров. Однако, наличие помех и затухания сигнала в волноводе ограничивает максимальное измеряемое расстояние, которое зависит от числа используемых отсчётов, требуемого отношения сигнал-помеха и отражающих свойств жидкости и неоднородности в АВТ.

Литература

1. Жданкин В. К. Измерение уровня посредством направленного электромагнитного излучения // Современные технологии автоматизации. 2004. № 4. С. 6–14.
2. EUROPEAN PATENT APPLICATION 1422503, МПК G01 F 23/284. Apparatus and method for radar-based level gauging/ Edvardsson, Kurt Olov, Date of publication: 26.05.2004 Bulletin 2004/22.
3. Баранов И. В., Езерский В. В. Влияние помех на погрешность измерения расстояния в частотном дальномере промышленного применения // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2011. Вып. 37. С. 34-40.
4. Баранов И. В., Езерский В. В. Влияние шума на точность определения расстояния дальномером с адаптивной частотной модуляцией // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2007. Вып. 21. С. 31-36.

5. Давыдочкин В. М. Преобразование Фурье в задаче измерения расстояния частотным дальномером в пространстве с дисперсией // Цифровая обработка сигналов. 2015. № 1. С. 66–70.
6. Давыдочкин В. М. Измерение расстояния частотно-модулированным дальномером по спектру сигнала разностной частоты с учётом частотной дисперсии в антенно-волноводном тракте// Измерительная техника. – 2016. - № 12. - С.19–24.
7. Давыдочкин В. М. Сигнальная функция в задаче повышения точности радиолокационных измерений с учётом частотной дисперсии в волноводах // Измерительная техника. – 2017. - № 8. - С. 24–29.
8. Атаянц Б. А., Давыдочкин В. М., Езерский В. В. Измерение уровня заполнения волноводной направляющей системы частотным дальномером при минимальном числе отсчётов сигнала // Радиотехника. – 2016. - № 11. - С. 97–102.
9. Давыдочкин В. М., Давыдочкина С. В., Езерский В. В. Снижение методической и шумовой погрешностей в задаче оценки частоты отрезка гармонического сигнала // Радиотехника. – 2015. - № 11. - С. 66-71.
10. Давыдочкина С. В. Весовые функции для адаптивного гармонического анализа финитных колебательных процессов // Сборник научных трудов профессорско-преподавательского состава Рязанского государственного агротехнологического университета им. П.А.Костычева. Рязань, 2008. С. 78-81.
11. Давыдочкин В. М., Давыдочкина С. В. Весовые функции для адаптивного гармонического анализа сигналов с многомодовым спектром // Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. 2006. -Вып. 19. -С. 66-72..
12. Давыдочкин В. М. Оптимизация параметров весовых функций для спектрального анализа // Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. 2013. - Вып. 43. с. 54-61.
13. Атаянц Б. А., Давыдочкин В. М., Езерский В. В., Паршин В. С., Смольский С. М. Прецизионные системы ближней частотной радиолокации промышленного применения. М.: Радиотехника. 2012. 512 с

REFERENCES

1. Zhdankin V. K. Measurement of level by means of the directed electromagnetic radiation // Modern technologies of automation. 2004. No. 4. – Pp. 6-14.
2. EUROPEAN PATENT APPLICATION 1422503, MPK G01 F 23/284. Apparatus and method for radar-based level gauging / Edvardsson, Kurt Olov, Date of publication: 26.05.2004 Bulletin 2004/22.
3. Baranov I. V., Ezerskiy V. V. Influence of hindrances on an error of measurement of distance in a frequency range finder of industrial application.// the Bulletin of the Ryazan state radio engineering university. 2011. Vol. 37. – Pp. 34-40.
4. Baranov I. V., Ezerskiy V. V. Influence of noise on the accuracy of determination of distance a range finder with adaptive frequency modulation//the Bulletin of the Ryazan state radio engineering university. 2007. Vol. 21. – Pp. 31-36.
5. Davydochkin V. M. Fourier's transformation in a problem of measurement of distance a frequency range finder in space with dispersion. // Digital processing of signals. 2015. No. 1. – Pp. 66-70.
6. Davydochkin V. M. Measurement of distance a frequency-modulated range finder on a range of a signal of differential frequency taking into account frequency dispersion in the antenna and waveguide path. Measurement techniques. - 2016. - No. 12. – Pp. 19-24.
7. Davydochkin V. M. Signal function in a problem of increase in accuracy of radar measurements taking into account frequency dispersion in wave guides. // Measurement techniques. - 2017. - No. 8. – Pp. 24-29.
8. Atajants B. A., Davydochkin V. M., Ezerskiy V. V. Measurement of level of filling of the waveguide guide of system with a frequency range finder at the minimum number of counting of a signa.// Radio engineering. - 2016. - No. 11. – Pp. 97-102.

9. Davydochkin V. M., Davydochkina S. V., Ezerskiy V. V. Decrease in methodical and noise errors in a problem of assessment of frequency of a piece of a harmonious signal.// Radio engineering. - 2015. - No. 11. – Pp. 66-71.
10. Davydochkina S. V. Weight functions for the adaptive harmonious analysis of finite oscillatory processes Vol.// the Collection of scientific works of the faculty of the Ryazan state agrotechnological university of P. A. Kostychev. Ryazan, 2008. – Pp. 78-81.
11. Davydochkin V. M., Davydochkina S. V. Weight functions for the adaptive harmonious analysis of signals with a multimode range Vol Bulletin of the Ryazan state radio engineering academy. 2006. - the Vol. 19. – Pp. 66-72.
12. Davydochkin V. M. Methods of decrease in an error of assessment of parameters of the polyharmonic signals in a near frequency radar-location. // Bulletin of the Ryazan state radio engineering academy. 2006. Vol. 18. – Pp. 63-70.
13. Atajants B. A., Davydochkin V. M., Ezerskiy V. V., Parshin V. S.,. Smolskiy S. M. Precision systems of a near frequency radar-location of industrial application. M: Radio engineering. 2012. - 512 p.

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ЧАСТОТНО-МНОГОКАНАЛЬНЫХ РЛС С ОДНОЛУЧЕВОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ

А. А. Столяров

РГРТУ, Рязань, Российская Федерация

Аннотация. В данной работе рассмотрены характеристики обнаружения частотно-многоканальной радиолокационной станции (РЛС) с однолучевой диаграммой направленности. Разобраны преимущества частотно-многоканальных РЛС.

Ключевые слова: характеристики обнаружения; помехоустойчивость; многочастотные системы; алгоритмы.

IMMUNITY OF FREQUENCY-MULTICHANNEL RADARS WITH A SINGLE-MULTIPLE DIAGRAM OF DERECTION

A. A. Stolyarov

RSREU, Ryazan, Russian Federation

Abstract. In this paper, the characteristics of the detection of a frequency-multichannel radar (RLS) with a single-beam radiation pattern are considered. The advantages of frequency-multichannel radars are discussed.

Keywords: detection characteristics; noise immunity; multifrequency systems; algorithms.

1. Введение

Противоречивые требования к современной радиолокационной станции трудно удовлетворить, оставаясь в рамках одноканальной системы. Большое количество задач современной радиолокации можно решить, если применять частотно-многоканальные РЛС. Для многоканальных радиолокационных устройств характерным является получение информации о целях по нескольким каналам, которые не дублируют друг друга. При этом измеряемые координаты целей вырабатываются после совместной обработки информации, принятой по различным каналам. Воспринимающие элементы каналов, которые извлекают информацию из электромагнитного поля, могут быть разнесены в пространстве или по частоте.

2. Расчет характеристик обнаружения

Рассмотрим частотно-многоканальные РЛС с однолучевой диаграммой направленности (ДН) на примере двухканальной РЛС. У данной станции имеется два передатчика, работающих на различных частотах f_1 и f_2 и запускаемых общим синхронизирующим устройством. Высокочастотные колебания передатчиков подаются в волноводный сумматор и затем подаются к облучателю зеркальной антенны. В результате создается диаграмма направленности РЛС в пределах которой излучаются зондирующие электромагнитные сигналы на частотах f_1 и f_2. Принятые отраженные от цели сигналы с частотами f_1 и f_2 с выхода антенны через антенные переключатели (АП) подаются в два приемных тракта для раздельной обработки. С выхода приемных

трактов сигналы подаются на сумматор для их совместной обработки. Импульсы напряжения $U_{\Sigma}^{(i)}$, получаемые в результате совместной обработки выходных сигналов приемников U_1 и U_2, подаются на индикатор или другое выходное устройство РЛС.

Отличительной особенностью функционирования рассматриваемой РЛС является либо одновременное существование сигналов на входе обоих приемных трактов, либо одновременное их отсутствие [1]. При этом выходные сигналы приемников U_1 и U_2 на выбранных частотах (при достаточном их разносе) могут изменяться независимо друг от друга в очень большом диапазоне.

Рассмотрим два варианта обработки выходных сигналов приемников:

▪ суммирование выходных сигналов

$$U = U_1 + U_2; \qquad (1)$$

▪ перемножение выходных сигналов

$$U = U_1 \cdot U_2. \qquad (2)$$

Остальные варианты дополнительной обработки, приведенные в [1, с. 461] могут быть реализованы только при числе частотных каналов не менее трех. При суммировании сигналов (1) дополнительная обработка характеризуется наибольшей вероятностью правильного обнаружения цели на заданной дальности (наибольшей дальностью при заданной вероятности правильного обнаружения), но отличается наименьшей помехозащищенностью [1].

Помехи являются случайными явлениями, природа и свойства которых изучаются в статистической теории радиолокации, в случае перемножения выходных сигналов (2) достигается наибольшая помехозащищенность, но при этом РЛС характеризуется наименьшей дальностью действия [2].

При дальнейшем рассмотрении характеристик обнаружения двухканальной РЛС принимаются одинаковые отношения сигнал/шум q_0 на входе обоих приемников и одинаковые для обоих приемных трактов вероятности правильного обнаружения

$$W_{\text{по }1} = W_{\text{по }2} = W_{\text{по }i} \qquad (3)$$

и вероятности ложной тревоги

$$W_{\text{лт }1} = W_{\text{лт }2} = W_{\text{лт }i}. \qquad (4)$$

Для алгоритма дополнительной обработки по формуле (1) для образования на индикаторе отметки цели (или выдачи сигнала о наличии цели) достаточно превышения порога хотя бы в одном из двух приемных трактов.

Наличие и пропуск сигнала на выходе одного *i*-го приемного устройства образуют полную группу несовместных событий, для которой справедливо равенство [3]

$$W_{\text{по }i} + W_{\text{пр }i} = 1. \qquad (5)$$

Объединением (суммой) событий, называется событие, состоящее в появлении на выходе приемников или сигнала U_1 или сигнала U_2 или и сигнала U_1 и сигнала U_2.

Вероятность превышения порога сигнала только в каком-либо одном канале и соответствующая вероятность ложной тревоги равны

$$\left.\begin{aligned} W_{\text{по}}(U_1) = W_{\text{по}}(U_2) = W_{\text{по }i} \cdot (1 - W_{\text{по }i}), \\ W_{\text{лт}}(U_1) = W_{\text{лт}}(U_2) = W_{\text{лт }i} \cdot (1 - W_{\text{лт }i}). \end{aligned}\right\} \qquad (6)$$

Вероятность появление в частотных каналах РЛС сигналов U_1 или U_2 равна сумме вероятностей этих событий.

$$W_{\text{по}}(U_1 \cup U_2) = \sum_{k=1}^{2} W_{\text{по}}(U_k) = 2 \cdot W_{\text{по}\,i} \cdot (1 - W_{\text{по}\,i}). \qquad (7)$$

Вероятность совместного появления независимых сигналов U_1 и сигнала U_2 равна произведению вероятности правильного обнаружения приемных трактов двух частотных каналов

$$W_{\text{по}}(U_1 \cap U_2) = \prod_{k=1}^{2} W_{\text{по}\,k} = W_{\text{по}\,i}{}^2. \qquad (8)$$

Тогда вероятность правильного обнаружения двухканального устройства для алгоритма (1) дополнительной обработки определяется по формуле

$$W_{\text{по}} = 2W_{\text{по}\,i} \cdot (1 - W_{\text{по}\,i}) + W_{\text{по}\,i}^2. \qquad (9)$$

Аналогичным образом определяется вероятность ложной тревоги

$$W_{\text{лт}} = 2W_{\text{лт}\,i} \cdot (1 - W_{\text{лт}\,i}) + W_{\text{лт}\,i}^2. \qquad (10)$$

Для алгоритма дополнительной обработки по формуле (2) будем иметь:

$$\left.\begin{aligned} W_{\text{по}} &= W_{\text{по}}(U_1 \cap U_2) = W_{\text{по}\,i}^2; \\ W_{\text{лт}} &= W_{\text{по}}(U_1 \cap U_2) = W_{\text{лт}\,i}^2. \end{aligned}\right\} \qquad (11)$$

Сравнивая формулы (9) и (11) можно заключить, что большая вероятность правильного обнаружения достигается при суммировании сигналов двух частотных каналов.

На рис. 1 приведены рассчитанные в среде MathCAD по формулам (9), (11) зависимости вероятностей правильного обнаружения $W_{\text{по}}$ двухканальной РЛС от вероятности правильного обнаружения в отдельном канале $W_{\text{по}\,i}$. Из приведенных графиков следует, что вероятность правильного обнаружения при суммировании сигналов двух частотных каналов превышает соответствующую вероятность при их перемножении.

Для сравнительной оценки выполнен расчет вероятности правильного обнаружения $W_{\text{по}}$ одноканальной (одночастотной)

$$W_{\text{по}} = W_{\text{по}\,1} = W_{\text{по}\,i} \qquad (12)$$

и трехчастотной (трехканальной) РЛС по соответствующим формулам, приведенным в [1]

$$W_{\text{по}}\left(\bigcup_{k=1}^{3} U_k\right) = 3W_{\text{по}\,i} \cdot (1 - W_{\text{по}\,i})^2 + 3W_{\text{по}\,i}^2 \cdot (1 - W_{\text{по}\,i}) + W_{\text{по}\,i}^3, \qquad (13)$$

$$W_{\text{по}}\left(\bigcap_{k=1}^{3} U_k\right) = W_{\text{по}\,i}^3. \qquad (14)$$

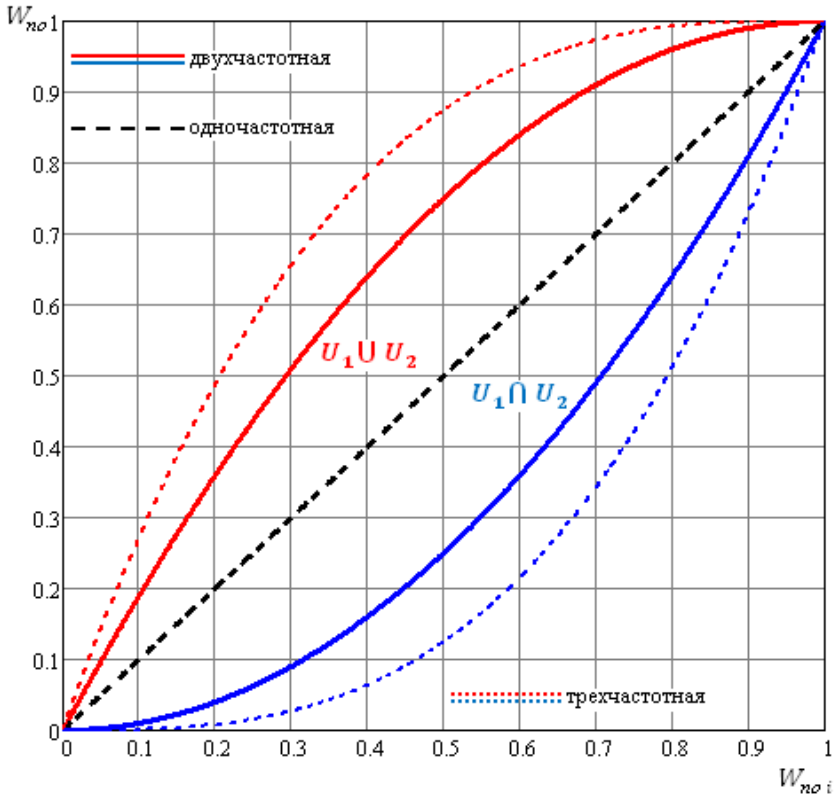


Рис. 1. Зависимости вероятности правильного обнаружения $W_{по}$ от вероятности правильного обнаружения в отдельном канале $W_{по\,i}$ для двух алгоритмов дополнительной обработки.

С увеличением числа частотных каналов РЛС вероятность правильного обнаружения возрастает при сложении (объединении) выходных напряжений приемников и уменьшается при перемножении (пересечении) выходных напряжений приемников многочастотной (многоканальной) РЛС.

Переход от одного алгоритма дополнительной обработки выходных сигналов в приемных частотных каналах неизбежно приводит не только к изменению значений вероятности правильного обнаружения, но и, как следует из (6), (8), к изменению вероятности ложной тревоги. При этом целесообразно обеспечивать $W_{лт} = const$ путем изменения соответствующим образом порога в приемных устройствах многочастотной (многоканальной) РЛС.

При обнаружении сигналов с неизвестной начальной фазой и флуктуирующей амплитудой среднее значение отношения сигнал/шум $q_{0\,ср}$ на входе приемника, величины $W_{по}$ и $W_{лт}$ связаны соотношением [1, с. 127]

$$q_{0\,ср} = 2\left(\frac{lg(1/W_{лт})}{lg(1/W_{по})} - 1\right). \qquad (15)$$

Для принятой вероятности ложной тревоги $W_{лт} = 10^{-5}$ формула (15) для одного приемника преобразуется к виду

$$q_{0\,ср} = 2\left(\frac{lg(1/10^{-5})}{lg(1/W_{по})} - 1\right) = \frac{10}{lg(1/W_{по\,i})} - 2 \qquad (16)$$

откуда

$$W_{по\,i} = \frac{1}{10^{\frac{10}{q_{0\,ср}+2}}}. \qquad (17)$$

Подстановка (17) в расчетные формулы (9), (11) и (13), (14) дает возможность рассчитать вероятностей правильного обнаружения от соотношения сигнал/шум на входе отдельного канала.

На рис. 2 приведены рассчитанные в среде MathCAD по формулам (9), (11), с использованием формулы (17), зависимости вероятностей правильного обнаружения $W_{по}$ двухканальной РЛС от соотношения сигнал/шум на входе отдельного канала $q_{0\,ср}$ при вероятности ложной тревоги $W_{лт} = 10^{-5}$. Из приведенных графиков следует, как и в предыдущем случае, что вероятность правильного обнаружения при суммировании сигналов двух каналов превышает соответствующую вероятность при перемножении выходных сигналов двух частотных каналов РЛС.

Для сравнительной оценки на рис. 2 приведены графики вероятности правильного обнаружения $W_{по}$ для одночастотной (одноканальной) РЛС при утроенном значении $q_{0\,ср}$ и для трехчастотной (трехканальной) РЛС, рассчитанные по соответствующим формулам (17) и (13), (14).

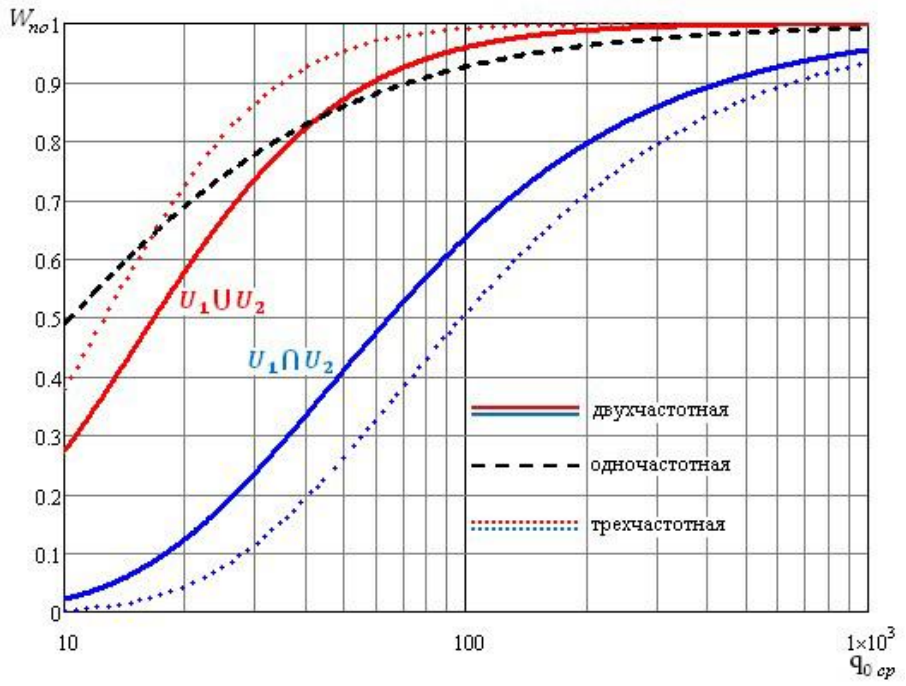


Рис.2. Зависимости вероятности правильного обнаружения $W_{по}$ от соотношения сигнал/шум на входе отдельного частотного канала $q_{0\,ср}$ при вероятности ложной тревоги $W_{лт} = 10^{-5}$.

При малых значениях $q_{0\,ср}$ вероятность правильного обнаружения одночастотной (одноканальной) РЛС может превосходить соответствующую вероятность трехчастотной и двухчастотных РЛС. Это объясняется дроблением энергии сигнала на три части в трехчастотной и на две части в двухчастотной РЛС, вызванных нелинейностью элементов системы обработки сигналов [1, с. 465]. При дальнейшем увеличении $q_{0\,ср}$ возрастает вероятность правильного обнаружения в трехчастотной, а затем и в двухчастотной РЛС при суммарной дополнительной обработке сигналов на выходе приемников. Вероятность правильного обнаружения трехчастотной РЛС выше соответствующей вероятности двухчастотной РЛС при суммарной дополнительной обработке сигналов, поскольку при флуктуирующей амплитуде велика вероятность того, что хотя бы один из них будет достаточно большим для превышения порога.

Из приведенных графиков также следует, что вероятность правильного обнаружения при суммировании сигналов параллельных частотных каналов превышает соответствующую вероятность при их перемножении. При этом с увеличением частотных каналов для фиксированного значения $q_{0\,ср}$ вероятность правильного обнаружения уменьшается. Это связано с тем, что при перемножении сигналов со случайной амплитудой может существовать сигнал с очень малой амплитудой и результирующий сигнал сильно уменьшается.

3. Заключение

В данной работе рассчитаны характеристики обнаружения частотно-многоканальные РЛС. Из приведенных графиков можно сделать следующий вывод, что вероятность правильного обнаружения частотно-многоканальной РЛС выше соответствующей вероятности одночастотной РЛС.

Литература

1. Радиолокационные устройства (теория и принципы построения) / В.В. Васин, О.В. Власов и др.; Под ред. В.В. Григорина-Рябова – М.: Сов. радио, 1970. – 680 с.
2. Попов Д.И. Статистическая теория радиотехнических систем: учеб. пособие. Рязань: РГРТУ, 2011. 80 с.
3. Васин В.В., Степанов Б.М. Справочник-задачник по радиолокации. – М.: Сов. радио, 1977. – 320 с.

References

1. Radar devices (theory and principles of construction) / V.V. Vasin, O.V. Vlasov and others; Ed. V.V. Grigorin-Ryabova - M .: Sov. radio, 1970. - 680 p.
2. Popov D.I. Statistical theory of radio engineering systems: Textbook. allowance. Ryazan: RSREU, 2011. 80 p.
3. Vasin VV, Stepanov BM Reference book on radar. - Moscow: Sov. radio, 1977. - 320 p.

ПОСТРОЕНИЕ РАДИОИЗОБРАЖЕНИЯ МАЛОРАЗМЕРНОЙ ЦЕЛИ С ПОМОЩЬЮ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

А. М. Бобрешов[1], А. В. Киселев[1], М. Ю. Селин[1], Г. К. Усков[1]

[1]ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет» (ФГБОУ ВО «ВГУ»), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе реализован алгоритм обработки сверхширокополосных импульсных сигналов для построения радиолокационного изображения малоразмерных целей. Проведена экспериментальная проверка предложенных методов на примере беспилотного летательного аппарата.

Ключевые слова: радиолокация; сверхширокополосный сигнал; радар с синтезированной апертурой.

BUILDING SMALL-SIZED TARGETS RADIO-IMAGES USING ULTRA-WIDEBAND PULSE SIGNALS

A. M. Bobreshov[1], A. V. Kiselev[1], M. Y. Selin[1], G. K. Uskov[1]

[1]Voronezh state university (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The algorithm of processing ultra-wideband pulse signals for building small-sized targets radio-images is presented. An experimental verification of the proposed methods is described**.** The radio image of the drone is constructed.

Keywords: radiolocation; ultra-wideband signal; ISAR.

1. Введение

В настоящий момент малые беспилотные летательные аппараты (БПЛА) представляют серьезную угрозу для безопасности полетов. Мировые аэрокосмические агентства всерьез обеспокоены этой угрозой и интенсивно ищут решение данной проблемы. К октябрю 2015 года Федеральное Управление Гражданской Авиации США инициировало испытания технологии по противодействию БПЛА, которая должна пресечь попытки малых беспилотных летательных аппаратов нарушить границу бесполетной зоны в радиусе пяти миль или восьми километров около аэропортов [1]. Безопасность аэропортов входит в длинный перечень проблем, ставших актуальными с увеличением числа различных БПЛА. Наибольшую угрозу БПЛА представляют при использовании в террористических атаках, шпионаже, а также выведении из строя материальной части особо важных индустриальных объектов. Не последнюю роль также играет обеспечение неприкосновенности частной жизни [2]. Радиолокационные технологии могут быть полезны при обнаружении малогабаритных целей, однако серийно выпускаемые гражданские радиолокационные системы не приспособлены для обнаружения столь малогабаритных летательных аппаратов, так как малые БПЛА представляют собой малоподвижные цели с слабой радиолокационной сигнатурой. Несмотря на это, в научной литературе присутствует крайне мало информации, посвященной экспериментальным исследованиям по определению эффективной

площади рассеяния (ЭПР) для малых БПЛА [3, 4, 5], в особенности, квадрокоптеров и гексокоптеров, являющихся самыми популярными гражданскими видами малых БПЛА.

Таким образом, главной целью данной работы являлось построение радиоизображения малых БПЛА для их последующего обнаружения и идентификации. Для решения этой задачи был использован модифицированный метод обратного радиолокационного синтеза апертуры (ISAR), что позволило получить двухмерное радиолокационное изображение цели [6].

2. Экспериментальные исследования

Для построения радиоизображения БПЛА в работе была использована экспериментальная установка, представленная на рисунке 1. Генератор Agilent 81104A формировал запускающие импульсы с длительностью 10 нс, которые подавались на вход генератора сверхкоротких импульсов (СКИ), предложенного в работах [8]. Амплитуда импульса достигала 25 вольт при длительности 100 пс на полувысоте. Сверхширокополосные (СШП) СКИ формировались в момент прихода запускающих импульсов с генератора Agilent 81104A. В качестве приемного устройства использовался осциллограф Agilent 86100D со стробоскопическим модулем Agilent 86112A, имеющего полосу пропускания 20 ГГц. С использованием LAN интерфейса было осуществлено подключение приборов к персональному компьютеру, на который считывались осциллограммы, и производилась их последующая математическая обработка.

Рис. 1. Схема эксперимента

Рис. 2. Исследуемый БПЛА

Для излучения СКИ и приема отраженного от объекта сигнала использовались ТЕМ-рупорные антенны с неоднородным диэлектрическим заполнением с рабочим диапазоном частот 2 – 26 ГГц, предложенные в работе [7]. Как показано на рисунке 1, исследуемая цель была размещена на управляемой вращающейся платформе.

Таким образом, в эксперименте СКИ, излученный центральной СШП антенной, распространяется в направлении лоцируемого объекта и, отражаясь от него, принимается аналогичными симметрично расположенными слева и справа антеннами. Такое измерение отраженного сигнала проводилось для различных углов поворота объекта.

В качестве облучаемой цели был выбран гексокоптер. Большинство его конструктивных деталей выполнено из углеволокна и алюминия. Следует отметить, что, среди них выделяются 6 металлических электродвигателей, крепления которых выполнены из алюминия. Общие габариты исследуемого объекта составили 800 х 335 х 270 мм. Исследуемый БПЛА представлен на рисунке 2.

При обработке полученных сигналов были выделены следующие этапы:

- вычисление разностного сигнала между опорным и принятым;
- разбиение исследуемого пространства на равномерную сетку;
- вычисление взаимнокорреляционной функции (ВКФ) сигналов двух приемных каналов в каждой точке сетки;
- пороговая фильтрация;
- построение радиолокационного изображения на координатной плоскости;
- учёт поворота цели, относительно антенной системы.

3. Результаты эксперимента

При проведении эксперимента были получены реализации отраженных от объекта сигналов. Следует отметить, что вследствие того, что эксперимент проводился не в безэховой камере, были получены осциллограммы сигнала без исследуемого объекта (рисунок 3 сверху) для учета переотражений в помещении и прямого прохождения СКИ с передающей на приемные антенны. Далее подобные осциллограммы измерялись в присутствие БПЛА (рисунок 3 снизу). Таким образом, для построения радиоизображения использовался разностный сигнал между некоторым опорным, записанным при начале работы системы, и сигналами, полученными в процессе зондирования исследуемого объекта.

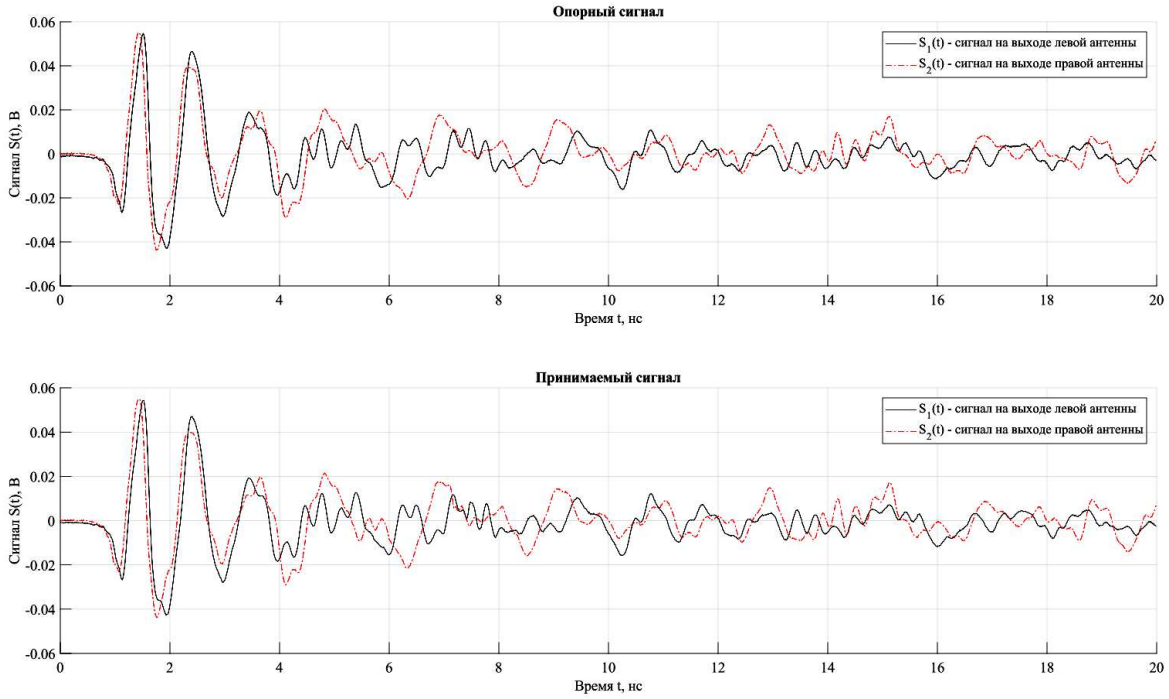


Рис. 3. Сгенерированный опорный и принимаемый сигналы

Для работы алгоритма рассчитывалась равномерная пространственная сетка, которая использовалась для определения времени задержки прохождения импульса от передающей антенны до приемных. Далее, на каждом участке сетки производилось вычисление усредненной энергии отраженных СКИ и формировалась яркость пикселя, соответствующего конкретной ячейке. Для конкретного угла поворота были сформированы планарные изображения цели, представленные на рисунке 4. К данным изображениям была применена пороговая фильтрация и определено значение яркости в каждой из исследуемых точек пространства.

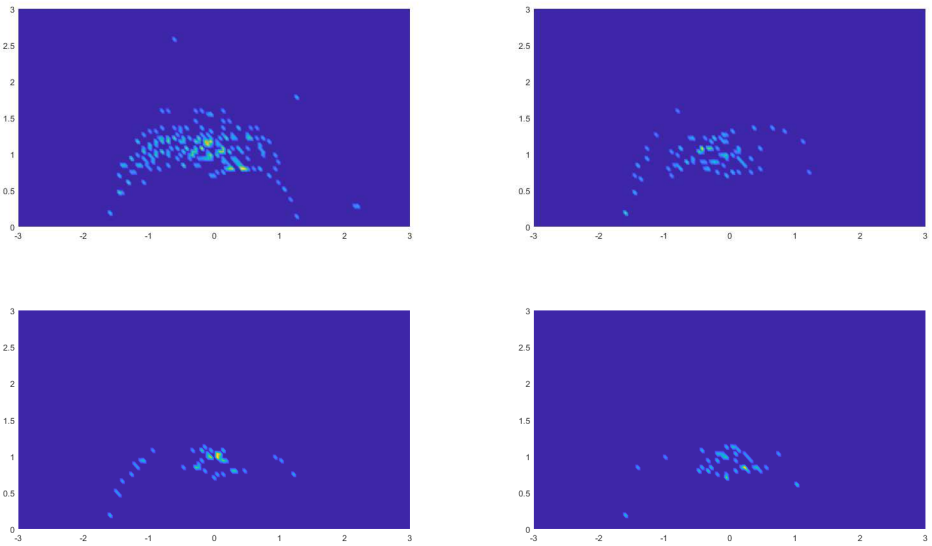


Рис. 4. Планарные изображения облучаемой цели для разных угловых позиций

Далее изображения, полученные для разных угловых позиций, были объединены с учетом компенсации угла поворота, что позволило сфокусировать яркость около отдельных точек (рисунок 5).

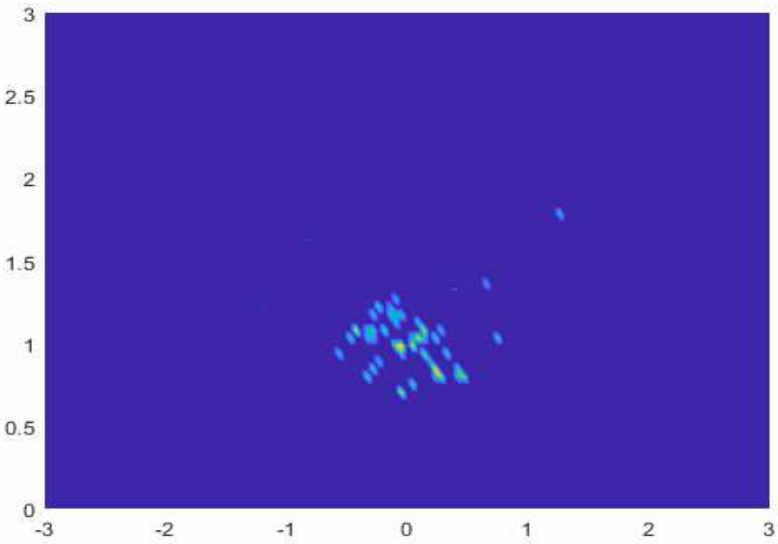


Рис. 5. Обработанное изображение цели.

4. Заключение

В данной работе был реализован метод радиолокации с обратной синтезированной апертурой при зондировании сверхкороткими импульсными сигналами. На результирующем изображении, полученном для БПЛА, отчетливо видно присутствие шести металлических двигателей и системы электронного управления в его центре. Геометрические размеры объекта, полученные радиолокационным методом, с приемлемой точностью соответствуют действительным.

5. Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых - докторов наук (Проект №МД-6872.2018.9).

Литература

1. To L. Radar cross section measurements of small unmanned air vehicle systems in non-cooperative field environments. / To L., Bati A., Hilliard D. // In Proceedings of the IEEE 2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation, Mar. 2009, 3637–3641.
2. Altin N. The calculation of back scattering field of unmanned air vehicle. / Altin, N., Yazgan, E. // In Proceedings of PIERS, Beijing, China, Mar. 23-27, 2009, 1460-1463.
3. Mensa, D. L. High Resolution Radar Cross-Section Imaging (2nd ed.). Artech House, 1991.
4. Skolnik M. I. Radar Handbook. McGraw-Hill, 2008.
5. Swerling, P. Probability of detection for some additional fluctuating target cases. Aerospace Corp., Los Angeles, CA, Rep. TOR-669 (9099), Mar. 14, 1966. Reprinted in IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 33, 2 (1997), 698-709.
6. Pieraccini M. Measurements and ISAR Images of Small UAVs. / Pieraccini M., Miccinesi L., Rojhani N. RCS // *IEEE A&E SYSTEMS MAGAZINE*. DOI. No. 10.1109/MAES.2017.160167, 28 – 32 P.
7. Бобрешов А. М. Экспериментальное исследование ТЕМ-рупора с неоднородным диэлектрическим заполнением / Бобрешов А. М., Кретов П. А., Сбитнев Н. С., Усков Г. К.// Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2016, т. 19, № 3. – С. 6-11.
8. Бобрешов А. М. Генератор сверхкоротких импульсов с одновременной накачной заряда SRD и накоплением магнитной энергии / Бобрешов А. М., Нескородов С. Е., Степкин В. А., Усков Г. К. // XX международная научно-техническая конференция «Радиолокация. Навигация. Связь» (RLNC-2014), Воронеж, 2014. – С. 1877-1881.

References

1. To L. Radar cross section measurements of small unmanned air vehicle systems in non-cooperative field environments. / To L., Bati A., Hilliard D. // In Proceedings of the IEEE 2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation, Mar. 2009, 3637–3641.
2. Altin N. The calculation of back scattering field of unmanned air vehicle. / Altin, N., Yazgan, E. // In Proceedings of PIERS, Beijing, China, Mar. 23-27, 2009, 1460-1463.
3. Mensa, D. L. High Resolution Radar Cross-Section Imaging (2nd ed.). Artech House, 1991.
4. Skolnik M. I. Radar Handbook. McGraw-Hill, 2008.
5. Swerling, P. Probability of detection for some additional fluctuating target cases. Aerospace Corp., Los Angeles, CA, Rep. TOR-669 (9099), Mar. 14, 1966. Reprinted in IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 33, 2 (1997), 698-709.
6. Pieraccini M. Measurements and ISAR Images of Small UAVs. / Pieraccini M., Miccinesi L., Rojhani N. RCS // *IEEE A&E SYSTEMS MAGAZINE*. DOI. No. 10.1109/MAES.2017.160167, 28 – 32 P.
7. Bobreshov A.M. Experimental research of TEM-horn antenna with inhomogeneous dielectric / Bobreshov A.M., Kretov P.A., Sbitnev N.S., Uskov G.K. // Physics of wave processes and radio engineering systems, 2016, Vol. 19, No. 3. – P. 6-11.
8. Bobreshov A.M. UWB pulse generator with SRD chardge pump and accumulation magnetic energy / Bobreshov A.M., Neskorodov S.E., Stepkin V.A., Uskov G.K.// The 20th International Scientific and Technical Conference "Radiolocation. Navigation. Communication» (RLNC-2014), Voronezh, 2014. — P. 1877-1881.

ПРИМЕНЕНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ ИНВАРИАНТОВ В ЗАДАЧЕ ОТОЖДЕСТВЛЕНИЯ-ИДЕНТИФИКАЦИИ ДЛЯ ТРИАНГУЛЯЦИОННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Ю. Г. Булычев[1], А. А. Мозоль[2], И. Г. Насенков[3], А. В. Ячменев[4], И. А. Марченко[5]

[1]АО «Всероссийский научно-исследовательский институт «Градиент»
(АО «ВНИИ «Градиент»), Ростов-на-Дону, Россия

[2]Краснодарское высшее военное училище (КВВУ), Краснодар, Россия

[3]АО «Технодинамика», Москва, Россия

[4]Служба РЭБ ВМФ, Санкт-Петербург, Россия

[5]АО «Таганрогский научно-исследовательский институт связи» (АО «ТНИИС»), Таганрог, Россия

Аннотация. Вводится понятие пространственно-временных инвариантов для триангуляционной измерительной системы. На основе данных инвариантов предлагается новое решение комплексной задачи отождествления пеленгов и параметрической идентификации наблюдаемых целей. Развит эффективный метод нахождения инвариантов для полиномиальной модели движения цели. Обсуждаются вопросы, связанные с децентрализацией вторичной обработки пеленговой информации.

Ключевые слова: триангуляционная измерительная система; пространственно-временные инварианты; отождествление пеленгов; полиномиальная модель движения.

THE APPLICATION OF SPACE-TIME INVARIANTS IN THE IDENTIFICATION-IDENTIFICATION PROBLEM FOR TRIANGULATION MEASUREMENT SYSTEMS

Yu. G. Bulychev[1], A. A. Mozol'[2], I. G. Nasenkov[3], A. V. Jachmenev[4], I. A. Marchenko[5]

[1]JSC «All-Russian Scientific Research Institute «Gradient»
(JSC «ARSRI «Gradient»), Rostov-on-Don, Russia

[2]Krasnodar Higher Military School (KHMS), Krasnodar, Russia

[3]JSC «Technodynamics», Moscow, Russia

[4]Service of EW of the Navy, St. Petersburg, Russia

[5]JSC «Taganrog Research Institute of Communications» (JSC «TRIC»), Taganrog, Russia

Abstract. The concept of space-time invariants for a triangulation measuring system is introduced. On the basis of these invariants, a new solution is proposed for the complex problem of bearing identification and parametric identification of observable targets. Develops an effective method of finding invariants for the polynomial model of target motion. Issues related to the decentralization of secondary processing of bearing information are discussed.

Keywords: triangulation measuring system; space-time invariants; identification of bearings; polynomial motion model.

1. Введение

В работах [1, 2] развит метод отождествления пеленгов для триангуляционной измерительной системы (ТИС) на основе пространственных инвариантов (ПИ). Применяемые в [1, 2] ПИ есть не что иное, как числовые характеристики плоскости,

образуемой любыми двумя пеленгаторами ТИС и одной из целей, по отношению к некоторой опорной плоскости. Показано, что применение ПИ обеспечивает децентрализацию обработки измерений и, как следствие, существенное сокращение вычислительных затрат для ТИС с большим числом пеленгаторов и наблюдаемых целей. К недостаткам метода, развитого в [1, 2], следует отнести следующие: задача отождествления решается без учета движения целей; измерения всех пеленгаторов привязаны к одному и тому же моменту времени; отсутствует четкий алгоритм принятия решений при использовании двух и более инвариантов; метод ограничивается решением лишь задачи отождествления пеленгов, хотя более актуальна комплексная задача отождествления-идентификации.

В настоящем докладе обсуждается общий подход к нахождению пространственно-временных инвариантов (ПВИ) для ТИС с произвольной геометрией и целей с полиномиальным законом движения. На этой основе развит комплексный метод решения задачи отождествления-идентификации, который устраняет отмеченные выше недостатки.

2. Основные соотношения

Рассмотрим ТИС, состоящую из пеленгаторов Π_m, $m=\overline{1,M}$, в секторе обзора которой находятся цели $Ц_n$, $n=\overline{1,N}$. Введем следующие обозначения: $\vec{\eta}_n=\left[x_n,\, y_n,\, z_n\right]^T$ – вектор декартовых координат $Ц_n$ ($n\in\overline{1,N}$) в общей системе координат XYZ, соответственно $\vec{\eta}_{mn}=\left[x_{mn},\, y_{mn},\, z_{mn}\right]^T$ – в местной системе координат $X_mY_mZ_m$ (с целью упрощения выкладок одноименные оси XYZ и $X_mY_mZ_m$ полагаются коллинеарными); $\vec{\rho}_m=\left[\rho_{m1},\rho_{m2},\,\rho_{m3}\right]^T$ – вектор декартовых координат Π_m ($m\in\overline{1,M}$); $\vec{\gamma}_{mn}=\left[\alpha_{mn},\,\beta_{mn}\right]^T$ – вектор измеряемых параметров, где α_{mn} – азимут, β_{mn} – угол места; $H^j_{mn}=\left\{t_{mn(1)},t_{mn(2)},\ldots,t_{mn(j)}\right\}$ – общий временной набор моментов радиоконтакта Π_m и $Ц_n$ ($t_{mn(i)}\in\left[0,T\right]$, $i=\overline{1,j}$, $j\ge 1$), $H^l_{mn(r)}=\left\{t_{mn(r_1)},t_{mn(r_2)},\ldots,t_{mn(r_l)}\right\}$ – частный временной набор, $r\in\left\{1,2,\ldots\right\}$, l – длина набора, $r_k\in\overline{1,j}$, $k\in\overline{1,l}$, $t_{mn(r_k)}\in H^j_{mn}$, $1\le l\le j$. В случае $l=1$ имеем $H^1_{mn(r)}=\left\{t_{\,mn(r_1)}\right\}=\left\{t_{\,mn}\right\}=t_{\,mn}$, соответственно для $l=j$ получаем $H^j_{mn(r)}=\left\{t_{mn(r_1)},t_{mn(r_2)},\ldots,t_{mn(r_j)}\right\}=\left\{t_{mn(1)},t_{mn(2)},\ldots,t_{mn(j)}\right\}=H^j_{mn}$.

Определение. Под вектором ПВИ l – го порядка для ТИС понимается такая векторная функция $\vec{F}_{mn}=\vec{F}(\vec{\rho}_m,\vec{\gamma}_{mn})$, для которой выполняется тождество $\vec{F}^l_{mn(r)}=\vec{F}(\vec{\rho}_m,\,\vec{\gamma}_{mn}\big|_{H^l_{mn(r)}})=c^l_n\quad\forall\quad m\in\overline{1,M},\quad r\in\left\{1,2,\ldots\right\}$, где $\vec{\gamma}_{mn}\big|_{H^l_{mn(r)}}$ – расширенный вектор измеряемых параметров, соответствующих временному набору $H^l_{mn(r)}$, c^l_n – константа, которая не зависит от значений m и r. Для случая $l=j$ имеем $\vec{F}^j_{mn(r)}=\vec{F}^j_{mn}$. Частные инварианты первого порядка, соответствующие $l=1$, встречались в работах [1,

2] при решении задачи отождествления в статической постановке (для фиксированного момента времени). Если в вектор $\vec{\gamma}_{mn}$ включить производные от угловых координат, которые могут быть непосредственно измерены, то получим более широкую трактовку ПВИ $\vec{F}_{mn} = \vec{F}(\vec{\rho}_m, \vec{\gamma}_{mn})$. В работе [3] показано применение инвариантов, содержащих такие производные, для решения актуальной задачи селекции истинных и ложных точек пересечения пеленгов. Инварианты l – го порядка частного вида для случая $l > 1$ использовались в работе [4] не только для отождествления и селекции, но и для компенсации различного рода ошибок (например, систематических).

Пусть движение всех целей в общей системе координат *XYZ* описывается полиномиальной, в общем случае криволинейной, моделью (индекс $n \in \overline{1,N}$ в этом пункте опускается): $\vec{\eta}(t) = \vec{\eta} = \vec{G}^T \mathbf{Q}$, $t \in [0,T]$, где $\vec{G} = \left[g_k, k = \overline{1,3(K+1)} \right]^T = \left[\vec{A}^T, \vec{B}^T, \vec{C}^T \right]^T$ – объединенный вектор неизвестных коэффициентов, $\vec{A} = \left[a_k, k = \overline{0,K} \right]^T$, $\vec{B} = \left[b_k, k = \overline{0,K} \right]^T$, $\vec{C} = \left[c_k, k = \overline{0,K} \right]^T$, $\mathbf{Q}(t) = \mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \vec{Q} & \vec{0} & \vec{0} \\ \vec{0} & \vec{Q} & \vec{0} \\ \vec{0} & \vec{0} & \vec{Q} \end{bmatrix}_{3\times 3(K+1)}$, $\vec{Q} = \vec{Q}(t) = \left[q_k(t), k = \overline{0,K} \right]^T$ – вектор заданных базисных функций, $q_0(t) \equiv 1 \quad \forall\, t \in [0,T]$, $\vec{0}$ – нулевой вектор-столбец размерности $K+1$. С учетом очевидных выражений $\vec{\eta} = \vec{\rho}_m + \vec{\eta}_m$ (где $\vec{\eta}_m = \left[x_m, y_m, z_m \right]^T$ – вектор декартовых координат цели по отношению к Π_m), $x_m = D_m \cos\alpha_m \cos\beta_m$, $y_m = D_m \sin\alpha_m \cos\beta_m$, $z_m = D_m \sin\beta_m$ (где D_m – наклонная дальность от Π_m до цели) сформируем равенства

$$\frac{x_m}{z_m} = \frac{\vec{A}^T\vec{Q} - \rho_{m1}}{\vec{C}^T\vec{Q} - \rho_{m3}} = \cos\alpha_m \mathrm{ctg}\beta_m, \qquad \frac{y_m}{z_m} = \frac{\vec{B}^T\vec{Q} - \rho_{m2}}{\vec{C}^T\vec{Q} - \rho_{m3}} = \sin\alpha_m \mathrm{ctg}\beta_m,$$

где $z_m \neq 0$. Если $z_m = 0$, то можно сформировать аналогичное равенство для отношения x_m / y_m. Преобразуем эти равенства следующим образом: $\vec{A}_m^T\vec{Q}\sin\beta_m - \vec{C}_m^T\vec{Q}\cos\alpha_m\cos\beta_m = 0$, $\vec{B}_m^T\vec{Q}\sin\beta_m - \vec{C}_m^T\vec{Q}\sin\alpha_m\cos\beta_m = 0$, где $\vec{A}_m = \left[a_{m0,}\, a_1, a_2, ..., a_K \right]^T$, $\vec{B}_m = \left[b_{m0,}\, b_1, b_2, ..., b_K \right]^T$, $\vec{C}_m = \left[c_{m0,}\, c_1, c_2, ..., c_K \right]^T$, $a_{m0} = a_0 - \rho_{m1}$, $b_{m0} = b_0 - \rho_{m2}$, $c_{m0} = c_0 - \rho_{m3}$. Объединяя их в однородную систему линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) относительно вектора неизвестных коэффициентов $\vec{G}_m = \left[g_{mk}, k = \overline{1,3(K+1)} \right]^T = \left[\vec{A}_m^T, \vec{B}_m^T, \vec{C}_m^T \right]^T$, запишем в матричном виде: $\mathbf{\Phi}_m \vec{G}_m = 0$, где $\mathbf{\Phi}_m = \begin{bmatrix} \vec{Q}^T \sin\beta_m \vdots & \vec{0}^T \vdots & -\vec{Q}^T \cos\alpha_m \cos\beta_m \\ \vec{0}^T \vdots & \vec{Q}^T \sin\beta_m \vdots & -\vec{Q}^T \sin\alpha_m \cos\beta_m \end{bmatrix}$ – матрица размером $2 \times 3(K+1)$.

Введем так называемый нормирующий множитель $q_{нм} \in \left\{a_k, b_k, c_k, a_k + b_k, a_k + c_k, b_k + c_k, a_k + b_k + c_k, \quad k = \overline{1, K}\right\}$, при этом должно выполняться условие $q_{нм} \neq 0$. Легко показать, что деление этой СЛАУ на $q_{нм}$ позволяет получить неоднородную СЛАУ: $\mathbf{R}_m \vec{\Lambda}_m = \vec{S}_m$, где $\mathbf{R}_m$ и $\vec{S}_m$ – соответственно матрица размером $2 \times (3K+2)$ и вектор-столбец размером $3K+2$, зависящие только от α_m, β_m и $\vec{\rho}_m$, $\vec{\Lambda}_m = \left[\lambda_{mk}, k = \overline{1, 3K+2}\right]^T$ – это вектор-столбец, координатами которого являются различные отношения коэффициентов модели $\vec{\eta}(t) = \vec{\eta} = \vec{G}^T \mathbf{Q}$. Пусть, например, $q_{нм} = g_{mi}$, причем $i \in \overline{1, 3(K+1)}$ (где $i \notin \{1, K+2, 2K+3\}$, то есть $q_{нм} \notin \{a_{m0}, b_{m0}, c_{m0}\}$). Тогда в этой СЛАУ имеем $\vec{\Lambda}_m = \left[\lambda_{mk}, k = \overline{1, 3K+2}\right]^T = \left[\tilde{g}_{m1}, ..., \tilde{g}_{m,i-1}, \tilde{g}_{m,i+1}, ..., \tilde{g}_{m,3(K+1)}\right]^T$, $\tilde{g}_{mk} = g_{mk} / g_{mi}$, $\tilde{g}_{mi} = 1$. Матрица $\mathbf{R}_m$ получается из $\mathbf{\Phi}_m$ путем удаления вектор-столбца с номером i, а $\vec{S}_m$ есть удаленный вектор-столбец. Таким образом, вектор $\vec{\Lambda}_m$ состоит из нормированных векторных коэффициентов $\vec{A}_m / q_{нм}$, $\vec{B}_m / q_{нм}$, $\vec{C}_m / q_{нм}$, но его размерность на единицу меньше в отличие от исходного вектора $\vec{G}_m$.

Воспользуемся теперь временным набором $H^l_{m(r)} = \left\{t_{(r_1)}, ..., t_{(r_l)}\right\}$, для которого сформируем расширенную СЛАУ

$$\mathbf{R}^l_{m(r)} \vec{\Lambda}^l_{m(r)} = \vec{S}^l_{m(r)}, \tag{1}$$

где $\mathbf{R}^l_{m(r)} = \begin{bmatrix} R^l_m\left(t_{(r_1)}\right) \\ \vdots \\ R^l_m\left(t_{(r_l)}\right) \end{bmatrix}_{2l \times (3K+2)}$ – матрица, $\vec{S}^l_{m(r)} = \begin{bmatrix} \vec{S}^l_m\left(t_{(r_1)}\right) \\ \vdots \\ \vec{S}^l_m\left(t_{(r_l)}\right) \end{bmatrix}_{3K+2}$ – вектор-столбец.

В формуле (1) имеем $l = 3K/2 + 1$ для четных K, а для нечетных K полагаем $l = 3\lceil K/2 \rceil$ (где $\lceil \cdot \rceil$ – символ округления в большую сторону), при этом последнее уравнение в (1) отбрасывается. Тогда матрица $\mathbf{R}^l_m$ оказывается квадратной, и в случае ее невырожденности СЛАУ (1) имеет единственное решение. Если значение l выбрать заведомо выше, что соответствует избыточному набору $H^l_{m(r)}$, то речь может идти о построении псевдорешения, минимизирующего соответствующую невязку. Такая невязка возникает при учете ошибок пеленгования.

Если из вектора $\vec{\Lambda}_m$ исключить координаты, зависящие от a_{m0}, b_{m0} и c_{m0}, то оставшийся усеченный вектор и есть полный вектор ПВИ $\vec{F}_m$ для ТИС (указанное исключение вызвано тем, что коэффициенты $a_{m0} = a_0 - \rho_{m1}$, $b_{m0} = b_0 - \rho_{m2}$ и $c_{m0} = c_0 - \rho_{m3}$ зависят от местоположения Π_m, $m \in \overline{1, M}$). Для нахождения значения $\vec{F}^l_{m(r)}$

вектора $\vec{F}_m$ на временном наборе $H^l_{m(r)} = \left\{t_{(r_1)},...,t_{(r_l)}\right\}$ достаточно решить СЛАУ (1) и в полученном решении избавиться от указанных коэффициентов.

Замечание 1. Для некоторых ТИС при выполнении ряда ограничений на пространственное расположение пеленгаторов (относительно общей системы координат *XYZ*) возможно построение дополнительных ПВИ на базе коэффициентов a_{m0}, b_{m0} и c_{m0}, найденных из решения СЛАУ (1).

Замечание 2. Следует помнить, что поскольку размерность вектора ПВИ меньше числа степеней свободы модели $\vec{\eta}(t) = \vec{\eta} = \vec{G}^T\mathbf{Q}$, то в некоторых случаях различные цели (например, Цn и Цm, $n \neq m$, $n,m \in \overline{1,N}$) могут не распознаваться, то есть иметь одни и те же значения ПВИ.

Замечание 3. Две цели (Цn и Цm) не распознаются, если коэффициенты их моделей движения составляют пропорцию $a_{nk} / a_{mk} = b_{nk} / b_{mk} = c_{nk} / c_{mk} \;\forall\; k = \overline{1,K}$, где $\vec{A}_{n(m)} = \left[a_{n(m)k}, k = \overline{0,K}\right]^T$, $\vec{B}_{n(m)} = \left[b_{n(m)k}, k = \overline{0,K}\right]^T$, $\vec{C}_{n(m)} = \left[c_{n(m)k}, k = \overline{0,K}\right]^T$ – векторные коэффициенты модели движения цели применительно к Цn(m), $n,m \in \overline{1,N}$.

Замечание 4. Число ПВИ, задействованных в той или иной задаче, определяется требованиями, предъявляемыми к качеству ее решения.

Рассмотрим вопрос, связанный с отождествлением данных, при этом снова введем индекс $n \in \overline{1,N}$, соответствующий номеру цели. Предлагаемый метод отождествления является двухэтапным. Первый этап (раздельная обработка) предполагает, что в течение определенного времени (это время однопозиционного отождествления) на каждом пеленгаторе самостоятельно осуществляется «завязка» угловых траекторий, их пролонгация с учетом вновь поступающих измерений, а также последовательное вычисление и уточнение (с учетом избыточности измерений) оценок инвариантов. Второй этап (совместная обработка) предполагает выполнение операции сравнения чисел – оценок инвариантов, сформированных на всех пеленгаторах к определенному моменту времени (это момент межпозиционного отождествления). Пеленги, для которых оценки инвариантов близки (в том или ином смысле), считаются принадлежащими одной и той же цели, в противном случае – разным целям. Дадим более конкретную формулировку первого и второго этапов отождествления.

<u>*Отождествление пеленгов на первом этапе.*</u> Будем полагать, что в фиксированный момент времени $t_{mn(j)}$ ($j = \overline{1,L}$) на Пm ($m \in \overline{1,M}$) относительно всех Цn ($n = \overline{1,N}$) измеряется ровно *N* пеленгов $\vec{P}^{\wedge}_{mn(j)} = \left[\hat{\alpha}_{mn(j)}, \hat{\beta}_{mn(j)}\right]^T$ ($n = \overline{1,N}$), где символ «^» указывает на ошибки пеленгования. При этом считаем, что к моменту времени $t_{mn(j-1)}$ сформировано ровно *N* оценок угловых траекторий $\vec{P}^{*}_{mn(j-1)}(t) = \left[\overset{*}{\alpha}_{mn}(t), \overset{*}{\beta}_{mn}(t)\right]^T$, $t \in \left[t_{mn(1)}, t_{mn(j-1)}\right]$. Тогда для привязки (отождествления) вновь поступивших измерений

$\vec{P}^{\wedge}_{mn(j)} = \left[\hat{\alpha}_{mn(j)}, \hat{\beta}_{mn(j)} \right]^T$ ($n = \overline{1, N}$) в момент $t_{mn(j)}$ к своим траекториям необходимо сформировать $N!$ гипотез отождествления Γ_{mq}, $m \in \overline{1, M}$, $q = \overline{1, N!}$ [5]. Для реализации каждой гипотезы формируется соответствующая невязка, а для отсева ложных гипотез применяется правило сравнения с заранее установленным порогом. При наличии дополнительной априорной информации число гипотез можно уменьшить, применяя известные правила стробирования [5].

После выполнения указанной выше процедуры отождествления, ранее сформированные траектории $\vec{P}^{*}_{mn(j-1)}(t)$ экстраполируются оптимальным образом с учетом отождествленных данных на отрезок $\left[t_{mn(1)}, t_{mn(j)} \right]$, что позволяет получить пролонгированные угловые траектории $\vec{P}^{*}_{mn(j)}(t)$, $t \in \left[t_{mn(1)}, t_{mn(j)} \right]$, и т.д. Для всех полученных траекторий $\vec{P}^{*}_{mn(j)}(t)$, $n = \overline{1, N}$, формируются оценки $\vec{F}^{*}_{mn}$ вектора инвариантов $\vec{F}_{mn}$, которые уточняются по мере поступления новых измерений пеленгов наблюдаемых целей.

<u>*Отождествление пеленгов на втором этапе.*</u> Допустим, что в некоторые моменты времени T_p (где $p = \overline{1, L^*}$, $T_p \in [0, T]$, $L^* < L$) все угловые траектории $\vec{P}^{*}_{mn}(t) = \left[\overset{*}{\alpha}_{mn}(t), \overset{*}{\beta}_{mn}(t) \right]^T$ ($m = \overline{1, M}$, $n = \overline{1, N}$, $t \in \left[0, T_p \right]$) подвергаются процедуре межпозиционного отождествления [5]. Согласно [5], возникает $(N!)^{M-1}$ гипотез отождествления. Для проверки этих гипотез с использованием ПВИ достаточно реализовать следующее решающее правило (без учета ошибок пеленгования):

$$\begin{cases} \left\| \Delta \vec{F}_{m_1 n_1 m_2 n_2} \right\| = 0, & n_1 = n_2 \\ \left\| \Delta \vec{F}_{m_1 n_1 m_2 n_2} \right\| \neq 0, & n_1 \neq n_2 \end{cases} \quad \forall \quad m_1, m_2 \in \overline{1, M}, \; n_1, n_2 \in \overline{1, N},$$

где $\Delta \vec{F}_{m_1 n_1 m_2 n_2} = \vec{F}^{*}_{m_1 n_1} - \vec{F}^{*}_{m_2 n_2}$ – невязка, $\| \cdot \|$ – некоторая норма (например, евклидова).

При учете ошибок измерений критерий оптимальности отожествления пеленгов может быть задан в следующем виде

$$\tilde{A}_{opt} \to \min_{\{\tilde{A}\}} \sum_{m_1} \sum_{m_2} \sum_{n_1} \sum_{n_2} \delta_{m_1 n_1 m_2 n_2}, \qquad (2)$$

где $\tilde{A}_{opt}$ – оптимальная гипотеза, соответствующая минимуму (min), достигаемому на множестве $\{\Gamma\}$ всех гипотез отождествления, $\sum_{m_1}$ и $\sum_{m_2}$ – знаки суммирования от 1 до M (для всех пеленгаторов), $\sum_{n_1}$ и $\sum_{n_2}$ – знаки суммирования от 1 до N (для всех целей), $\delta_{m_1 n_1 m_2 n_2}$ – невязка вычислений ПВИ.

Так, при наличии соответствующей априорной информации можно воспользоваться следующей взвешенной невязкой

$$\delta_{m_1n_1m_2n_2} = \left(\vec{F}^*_{m_1n_1} - \vec{F}^*_{m_2n_2}\right)^T \left(\mathbf{R}_{m_1n_1} + \mathbf{R}_{m_2n_2}\right)^{-1} \left(\vec{F}^*_{m_1n_1} - \vec{F}^*_{m_2n_2}\right), \qquad (3)$$

где $\mathbf{R}_{m_1n_1}$ и $\mathbf{R}_{m_2n_2}$ – корреляционные матрицы оценок ПВИ $\vec{F}^*_{m_1n_1}$ и $\vec{F}^*_{m_2n_2}$.

В качестве альтернативы (2) можно воспользоваться упрощенным критерием оптимальности применительно к каждой паре пеленгов. Известно, что при малых ошибках пеленгования величины $\delta_{m_1n_1m_2n_2}$ подчиняются центральному χ^2-распределению с числом степеней свободы, равным размерности вектора ПВИ. Задавшись малой вероятностью отбрасывания истинной гипотезы, можно найти порог $\varepsilon_{m_1m_2} > 0$, с которым следует сравнить величину $\delta_{m_1n_1m_2n_2}$ для разных гипотез отождествления. В этом случае получаем критерий оптимальности отождествления: $\delta_{m_1n_1m_2n_2} \le \varepsilon_{m_1m_2}$. В случае превышения порога соответствующая гипотеза считается ложной. Если оценки ПВИ $\vec{F}^*_{m_1n_1}$ и $\vec{F}^*_{m_2n_2}$ относятся к разным целям ($n_1 \ne n_2$), то распределение становится нецентральным и вероятность превышения порога возрастает.

Наиболее простой вариант межпозиционного отождествления пеленгов на основе ПВИ может быть реализован в рамках линейного программирования при отсутствии априорной статистической информации [6] в два этапа. Введем вектор $\vec{F}_{mn} = \left[F^d_{mn}, d = \overline{1,J} \right]^T$ используемых ПВИ, где J – число ПВИ, задействованных в алгоритме отождествления. Сначала для каждого фиксированного $d \in \overline{1,J}$ формируется таблица, в которую заносятся невязки $\Delta F^d_{m_1n_1m_2n_2} = \left| F^d_{m_1n_1} - F^d_{m_2n_2} \right|$, $m_1, m_2 \in \overline{1,M}$, $n_1, n_2 \in \overline{1,N}$. Пусть $\chi_{n_1n_2}$ – признак принадлежности двух пеленгов одной цели ($\chi_{n_1n_2} = 1$ – пеленги соответствуют одной цели, $\chi_{n_1n_2} = 0$ – разным целям). Тогда критерий оптимальности отождествления в рамках задачи линейного программирования (ЗЛП) формулируется следующим образом: $\sum_{n_1=1}^{N}\sum_{n_2=1}^{N} \Delta F^d_{m_1n_1m_2n_2}\chi_{n_1n_2} \to \min$ при условиях $\sum_{n_1=1}^{N} \chi_{n_1n_2} = 1, \quad n_2 = \overline{1,N}$, $\sum_{n_2=1}^{N} \chi_{n_1n_2} = 1, \quad n_1 = \overline{1,N}$, то есть выбор пар пеленгов, которые в наибольшей степени соответствуют одной цели, осуществляется из условия минимума суммы модулей разности сравниваемых ПВИ. Данная задача может быть решена методом Мака [6].

На следующем шаге для каждой пары пеленгов n_1 и n_2 ($n_1, n_2 = \overline{1,N}$) считается количество ПВИ $\omega_{m_1n_1m_2n_2}$, по скольким произошло совпадение ($\omega_{n_1n_2} \le J$), и заполняется новая таблица.

По аналогии с первым этапом решается задача на максимум: $\sum_{n_1=1}^{N}\sum_{n_2=1}^{N} \omega_{m_1n_1m_2n_2}\chi_{n_1n_2} \to \max$ при условиях $\sum_{n_1=1}^{N} \chi_{n_1n_2} = 1, \quad n_2 = \overline{1,N}, \quad \sum_{n_2=1}^{N} \chi_{n_1n_2} = 1, \quad n_1 = \overline{1,N}$.

Таким образом, наибольшее количество совпавших ПВИ с двух пеленгаторов определяет одну и ту же цель.

Алгоритм отождествления на основе инвариантов.

1). На всех пеленгаторах ($m=\overline{1,M}$) для каждой цели ($n=\overline{1,N}$) формируем СЛАУ (1), из которой находим нормированные коэффициенты модели движения цели. Из компонент полученных векторов $\vec{\Lambda}_{mn}$ выбираем ПВИ $\vec{F}_{mn}$.

2). Производим отождествление по каждому ПВИ F_{mn}^{d} ($d=\overline{1,J}$), решая ЗЛП с одновременным подсчетом количества совпадений $\omega_{m_1n_1m_2n_2}$ для каждой пары пеленгов $\vec{P}_{m_1n_1}$ и $\vec{P}_{m_2n_2}$ ($m_1,m_2\in\overline{1,M}$, $n_1,n_2\in\overline{1,N}$).

3). Выбираем наиболее подходящие пары из условий ЗЛП.

Полагая, что все пеленги отождествлены, приступаем к решению задачи параметрической идентификации модели движения цели, вновь опуская индекс $n\in\overline{1,N}$. Для этого поставим в соответствие вектору $\vec{\Lambda}_m=\left[\lambda_{mk},\,k=\overline{1,3K+2}\right]^T=\left[\tilde{g}_{m1},\ldots,\tilde{g}_{m,i-1},\tilde{g}_{m,i+1},\ldots,\tilde{g}_{m,3(K+1)}\right]^T$ расширенный вектор $\tilde{\tilde{G}}_m=\left[\tilde{g}_{m1},\ldots,\tilde{g}_{m,i-1},1,\tilde{g}_{m,i+1},\ldots,\tilde{g}_{m,3(K+1)}\right]^T$. Теперь с учетом нормирующего множителя $q_{нм}$ модель движения для любого Π_m можно представить в виде

$$\vec{\eta}=\vec{\rho}_m+\vec{\eta}_m=\vec{\rho}_m+q_{\text{ї}i}\,\vec{\mu}_m=\vec{\rho}_m+q_{\text{ї}i}\,(\tilde{\tilde{G}}_m)^T\mathbf{Q},\ m=\overline{1,M}\,, \tag{4}$$

где $\vec{\mu}_m=\left[\mu_{m1},\mu_{m2},\mu_{m3}\right]^T$ – вектор нормированных координат цели относительно Π_m. Поскольку для всех пеленгаторов ТИС с учетом соответствующей СЛАУ могут быть найдены оценки $\tilde{\tilde{G}}_m^*$ коэффициентов $\tilde{\tilde{G}}_m$ (см. выше), то это позволяет сформировать невязки

$$\Delta\Im_{m_1m_2}=\Delta\Im_{m_1m_2}\left(q_{\text{ї}i}\right)=\left\|\vec{\rho}_{m_1}-\vec{\rho}_{m_2}+q_{\text{ї}i}\,(\tilde{\tilde{G}}_{m_1}^*-\tilde{\tilde{G}}_{m_2}^*)^T\mathbf{Q}\right\|,\ m_1,m_2\in\overline{1,M},m_1\neq m_2\,, \tag{5}$$

где $\|\cdot\|$ – некоторая норма.

На основе (5) можно получить оценку нормирующего множителя $q_{нм}$:

$$q_{нм}^*=\Theta\left\{\Delta\Im_{m_1m_2},\ m_1,m_2=\overline{1,M},m_1\neq m_2\right\}, \tag{6}$$

где $\Theta\{\cdot\}$ – некоторый оператор оптимальной обработки. Например,

$$q_{\text{ї}i}^*=\arg\min_{q_{\text{ї}i}}\sum_{\substack{m_1=1\\ m_1>m_2}}^{M}\sum_{m_2=1}^{M}\left(\Delta\Im_{m_1m_2}\right)^2. \tag{7}$$

В частности, для двухпозиционной системы условие (7) примет вид:

$$\left\|\Delta\vec{\rho}_{m_1m_2}+\Delta\vec{\eta}_{m_1m_2}^*\left(T\right)\right\|^2=\left[\Delta\rho_{m_1m_2,1}+q_{\text{ї}i}\,\Delta\mu_{m_1m_2,1}^*\left(T\right)\right]^2+$$

$$+\left[\Delta\rho_{m_1m_2,2}+q_{\text{ї}i}\,\Delta\mu_{m_1m_2,2}^*\left(T\right)\right]^2+\left[\Delta\rho_{m_1m_2,3}+q_{\text{ї}i}\,\Delta\mu_{m_1m_2,3}^*\left(T\right)\right]^2\to\min,$$

где T – момент времени, в который выполняется идентификация;

$\Delta\vec{\rho}_{m_1m_2} = \vec{\rho}_{m_1} - \vec{\rho}_{m_2} = \left[\Delta\rho_{m_1m_2,1}, \Delta\rho_{m_1m_2,2}, \Delta\rho_{m_1m_2,3}\right]^T$ – вектор базы;

$\Delta\vec{\eta}_{m_1m_2}(t) = \vec{\eta}_{m_1}(t) - \vec{\eta}_{m_2}(t) = \left[\Delta\eta_{m_1m_2,1}, \Delta\eta_{m_1m_2,2}, \Delta\eta_{m_1m_2,3}\right]^T = q_{\text{ці}}\left[\Delta\mu_{m_1m_2,1}, \Delta\mu_{m_1m_2,2}, \Delta\mu_{m_1m_2,3}\right]^T$;

$\vec{\eta}_{m_{1(2)}}(t) = q_{\text{ці}}\,\vec{\mu}_{m_{1(2)}}(t) = q_{\text{ці}}\left[\mu_{m_{1(2)},1}(t), \mu_{m_{1(2)},2}(t), \mu_{m_{1(2)},3}(t)\right]^T$ – радиус-вектор цели относительно $m_{1(2)}$-го пеленгатора;

$\Delta\mu_{m_1m_2,1} = \mu_{m_1,1} - \mu_{m_2,1}$; $\Delta\mu_{m_1m_2,2} = \mu_{m_1,2} - \mu_{m_2,2}$; $\Delta\mu_{m_1m_2,3} = \mu_{m_1,3} - \mu_{m_2,3}$;

$\vec{\mu}_m = (\tilde{\tilde{G}}_m)^T\mathbf{Q},\ m = \overline{1,M}$.

После элементарных преобразований получим:

$$\Delta\Im(q_{\text{ці}}) = p^*q_{\text{ці}}^2 + l^*q_{\text{ці}} + r^* \to \min, \tag{8}$$

где

$$\begin{gathered} p^* = \left[\Delta\mu^*_{m_1m_2,1}(T)\right]^2 + \left[\Delta\mu^*_{m_1m_2,2}(T)\right]^2 + \left[\Delta\mu^*_{m_1m_2,3}(T)\right]^2, \\ l^* = 2\left\{\Delta\rho_{m_1m_2,1}\Delta\mu^*_{m_1m_2,1}(T) + \Delta\rho_{m_1m_2,2}\Delta\mu^*_{m_1m_2,2}(T) + \Delta\rho_{m_1m_2,3}\Delta\mu^*_{m_1m_2,3}(T)\right\}, \\ r^* = \Delta\rho^2_{m_1m_2,1} + \Delta\rho^2_{m_1m_2,2} + \Delta\rho^2_{m_1m_2,3}. \end{gathered} \tag{9}$$

Функция $\Delta\Im(q_{\text{ці}})$ в (8) представляет собой параболу, ветви которой направлены вверх, поэтому минимум достигается в вершине параболы, т.е. при $q_{\text{нм}} = -l^*/(2p^*)$. Поскольку нормирующий множитель теперь найден, то модель (4) может считаться полностью идентифицированной

$$\vec{\eta}^* = \vec{\rho}_m + \vec{\eta}^*_m = \vec{\rho}_m + q_{\text{нм}}\vec{\mu}^*_m = \vec{\rho}_m + q^*_{\text{нм}}(\tilde{\tilde{G}}^*_m)^T\mathbf{Q},\ m = \overline{1,M}. \tag{10}$$

Итак, соотношения (1)–(10) позволяют решать комплексную задачу отождествления-идентификации на основе ПВИ. Дадим сравнительную оценку вычислительных затрат $W^{(1)}$ и $W^{(2)}$ для традиционного и разработанного подходов соответственно с учетом всех имеющихся гипотез отождествления без привлечения процедур стробирования. Отождествление данных в ТИС традиционно проводится в два этапа [5]. На первом этапе осуществляется пространственное (межпозиционное) отождествление данных, соответствующих одному (или приблизительно одному) моменту времени. На втором этапе проводится временное отождествление – полученные группы данных отождествляются с уже построенными траекториями. Для упрощения выкладок примем, что в каждый момент времени в процессе первого этапа формируется ровно N групп отметок (по числу реальных целей), причем каждая отметка попадает только в одну группу (все цели предполагаются разрешенными). В этом случае число проверяемых гипотез для одного момента времени равно $(N!)^{M-1}$ (см. [5]), а вычислительные затраты для первого этапа находятся по формуле $W_1^{(1)} = Q_1^{(1)}L(N!)^{M-1}$, где $Q_1^{(1)}$ – вычислительные затраты, требуемые для проверки одной гипотезы.

Соответственно на втором этапе построенные N групп данных отождествляются с N построенными ранее траекториями. При этом на данном этапе вычислительные затраты находятся так $W_2^{(1)} = Q_2^{(1)}(L-1)N!$, где $Q_2^{(1)}$ – затраты, требуемые для проверки одной гипотезы. В последней формуле вместо L берется множитель $L-1$, поскольку в первый момент времени операция временного отождествления не проводится. Суммарные затраты для традиционного подхода равны $W^{(1)} = W_1^{(1)} + W_2^{(1)} = Q_1^{(1)} L\left(N!\right)^{M-1} + Q_2^{(1)}(L-1)N! < L\left[Q_1^{(1)}\left(N!\right)^{M-1} + Q_2^{(1)}N!\right]$.

Для развитого подхода, в силу достигаемой децентрализации, аналогичные затраты находятся по формуле $W^{(2)} = Q_1^{(2)} L^*\left(N!\right)^{M-1} + Q_2^{(2)} M(L-1)N! < Q_1^{(2)} L^*\left(N!\right)^{M-1} + Q_2^{(2)} MLN!$. Введем теперь величину, характеризующую относительный вычислительный выигрыш $\delta W = \dfrac{W^{(1)}}{W^{(2)}} \approx \dfrac{Q_1^{(1)}\left(N!\right)^{M-1} + Q_2^{(1)}N!}{\delta L \cdot Q_1^{(2)}\left(N!\right)^{M-1} + Q_2^{(2)}MN!}$, где $\delta L = L^*/L$. Если предположить, что величины $Q_j^{(i)}$ $(i, j = 1,2)$ приблизительно равны, то $\delta W \approx \dfrac{1+\left(N!\right)^{2-M}}{\delta L + M\left(N!\right)^{2-M}}$. Используя зависимость $\delta W = \delta W(\delta L, M, N)$, можно оценить достигаемый вычислительный выигрыш в каждом конкретном случае. Так, для случая $M = 3$, $N = 4$ и $\delta L = 0.1$ выигрыш составляет $\delta W \approx 4.6$.

Сравнительный анализ вычислительных затрат для решения задачи идентификации не проводился, поскольку эти затраты чрезвычайно малы по сравнению с затратами на отождествление пеленгов.

3. Заключение

Результаты проведенных экспериментов позволили сделать следующие выводы:

1. Классический метод при условии синхронизации и высокоточных измерений позволяет достаточно хорошо отождествлять пеленги и идентифицировать модели движения целей. В системах, состоящих из пеленгаторов кругового обзора (если не производится экстраполяция данных), классический метод может применяться при высокой скорости обзора (при медленном обзоре количество ложно отождествленных пеленгов возрастает). Метод на основе ПВИ не требует синхронизации позиций для отождествления пеленгов, но вместе с тем использует не единичные измерения, а накапливаемый массив пеленгов, от размерности которого будет зависеть и точность полученных оценок.

2. Метод отождествления-идентификации на основе ПВИ более чувствителен к погрешностям угловых измерений, чем классический. Нужно оптимальным образом подбирать шаг съема и обработки информации, применять весовые матрицы при нахождении оценок для учета погрешностей угловых измерений, разноточности вычисления ПВИ.

3. Классический алгоритм отождествления пеленгов реализуется при постоянном взаимодействии позиций, что приводит к увеличению затрат времени на обработку информации. Метод на основе ПВИ, напротив, допускает некоторую децентрализацию при вычислении нормированных коэффициентов модели движения цели, а совместная обработка осуществляется реже. За счет этого достигается выигрыш по оперативности.

Литература

1. Булычев, Ю. Г. Инвариантно-групповой метод отождествления пеленгов в триангуляционных системах пассивной локации / Ю. Г. Булычев, В. Н. Таран // РЭ. — 1987. — Т. 32, № 4. — С. 755–761.
2. Булычев, Ю. Г. Децентрализованный метод селекции пеленгов множества целей в многопозиционной угломерной системе / Ю. Г. Булычев, И. А. Бабушкин, Л. И. Бородин, А. А. Мозоль // Радиотехника. — 2010. — № 5. — С. 79–85.
3. Булычев, Ю. Г. Применение кинематических информативных признаков в задаче селекции ложных пересечений пеленгов в двухпозиционных угломерных системах / Ю. Г. Булычев // Радиотехника. — 1988. — № 4. — С. 38–45.
4. Булычев, Ю. Г. Инвариантно-плоскостной метод оценивания угломестных систематических ошибок измерений / Ю. Г. Булычев, В. Ю. Булычев, А. А. Мозоль // РЭ. — 2011. — Т. 56, № 8. — С. 949–957.
5. Черняк, В. С. Многопозиционная радиолокация / В. С. Черняк. — М. : Радио и связь, 1993. — 296 с.
6. Банди Б. Основы линейного программирования / Б. Банди. — М. : Радио и связь, 1989. — 356 с.

References

1. Bulychev Yu.G., Taran V.N. Invariant-group method of identification of bearings in triangulation systems of passive location. [Bulychev Yu.G., Taran V.N. Invariantno-gruppovoi metod otogdestvlenia pelengov v trianguliacionnih sistemah passivnoi lokacii]. Radiotehnika i elektronika — Radio engineering and electronics, 1987, vol. 32, no. 4, pp. 755–761.
2. Bulychev Yu.G., Babushkin I.A., Mozol’ A.A., Borodin L.I. Decentralized method of selecting bearings of a set of targets in a multiposition angular system. [Bulychev Yu.G., Babushkin I.A., Mozol’ A.A., Borodin L.I. Decentralizovannyi metod selekcii pelengov mnogestva celei v mnogopozicionnoi uglomernoi sisteme]. Radiotehnika — Radio engineering, 2010, no. 5, pp. 79–85.
3. Bulychev Yu.G. Application of kinematic informative features in the problem of selection of false intersections of bearings in two-position angle systems. [Bulychev Yu.G. Primenenie kinematiheskih informativnyih priznakov v zadahe selekcii peresehenii lognyih pelengov v dvuhpozicionnyih uglomernyih sistemah]. Radiotehnika — Radio engineering, 1988, no. 4, pp. 38–45.
4. Bulychev Yu.G., Bulychev V.Yu., Mozol’ A.A. Invariant-planar method for estimating the angle systematic errors of measurements. [Bulychev Yu.G., Bulychev V.Yu., Mozol’ A.A. Invariantno-ploskostnoi metod ocenivania uglomestnyih sistematiheskih oshibok izmerenii]. Radiotehnika i elektronika — Radio engineering and electronics, 2011, vol. 56, no. 8, pp. 949–957.
5. Chernyak V.S. Multiposition Radiolocation. [Chernyak V.S. Mnogopozicionnaia radiolokacia]. Moscow: Radio i sviaz’, 1993, 296 p.
6. Bundy B. Fundamentals of linear programming. [Bundy B. Osnovyi lineinogo programmirovania]. Moscow: Radio i sviaz’, 1989, 356 p.

ПРИНЦИПЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СОВРЕМЕННЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ НА ОСНОВЕ ПРИМЕНЕНИЯ ГИБКО-ЖЁСТКИХ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ.

Гвоздарев Р.С., Рыжов Д.А., Никуйко С.А.

АО НПО «ЛЭМЗ», Москва, Россия.

Аннотация. В статье рассмотрены принципы построения блочно-модульных конструкций РЭС, применение нового технологического базиса в части повышения качества и надежности электромонтажа. Подходы к разработке радиоэлектронных систем изделий. Показано, что такие подходы позволяют добиться резкого повышения конкурентоспособности изделий. Подчёркнуты технико-экономические выгоды предлагаемых решений.

Ключевые слова: Гибко-жесткие печатные платы; проектирование современных РЛС; увеличение надежности РЭС.

PRINCIPLES OF DESIGNING MODERN RADAR STATIONS BASED ON THE USE OF FLEXIBLE-RIGID PRINTED CIRCUIT BOARDS.

R. S. Gvozdarev, D.A Ryzhov, S. A. Nikuyko.

«LEMZ», Moscow, Russia

Abstract. In the article the principles of construction of block-modular constructions of Radio Electronic facilities, application of a new technological basis for improving the quality and reliability of electrical mounting. Approaches to the development of radioelectronics systems of wares. It is shown that such approaches make it possible to achieve a sharp increase in the competitiveness of products. The technical and economic benefits of the proposed solutions are underlined.

Keywords: Flexible-rigid PCBs; designing modern radar station based, increased reliability of radio electronic facilities.

1. Введение

Обеспечение конкурентоспособности разработок и производства наукоёмких изделий РЛС является наиболее приоритетным направлением развития для крупных предприятий. При этом одной из главных проблем в решении задач обеспечения комплексного качества изделий РЛС, является высокие характеристики надёжности составных частей изделия. В этом смысле при конструировании изделий специального машиностроения важно определить наиболее правильные пути развития РЭС, расставить приоритеты в их применении и освоении при проектировании современных инновационных РЛС.

Особую роль при этом играет применение нового технологического базиса, определяющего компоновочное и структурное решение, современное функциональное решение, рациональную расчленённость на сборочные единицы, эргономические параметры и т.п. С другой стороны, безусловно, важнейшим требованием остаётся комплекс конструктивно-технологических параметров, тактико-технические характеристики изделия, требования надёжности и т.д.

2. Требования к изделиям при их разработке

Требования к изделиям специального машиностроения при их разработке и производстве:

а. Конструкторские:

• Соответствие параметров изделия функциональному назначению и эксплуатационным качествам.

• Рациональность схемы электрической принципиальной.

• Массогабаритные характеристики.

• Стандартизация, унификация деталей и сборочных единиц.

• Выбор простейших форм деталей без ухудшения их функциональных свойств.

• Высокие показатели качества и надежности изделия.

б. Технологические:

• Выбор оптимальных технологических процессов.

• Выбор рациональных методов и средств регулировки, настройки и контроля.

• Обеспечение заданных уровней точности и надёжности технологических процессов.

в. Эксплуатационные:

• Безопасность изделия при изготовлении, эксплуатации и ремонте.

• Стабильность эксплуатационных характеристик.

• Простота эксплуатации, обслуживания и ремонта.

г. Эргономические и эстетические:

• Соответствие эргономическим и эстетическим требованиям.

• Обеспечение компоновочных и композиционных требований.

д. Экономические:

• Обеспечение оптимальных суммарных фактических и приведённых затрат.

• Достижение заданного экономического эффекта.

При разработке современных наукоёмких изделий РЛС, решения принятые при определении требований к компоновочным решениям претерпевают многократные компромиссные итерации для достижения высоких показателей надёжности, качества, технологичности тем самым определяя уровень их конкурентоспособности. В настоящее время все больший интерес специалистов вызывают принципы построения не просто инновационных решений РЭС и в частности изделий радиолокационной техники, а создание типовых размерно-параметрических рядов конструкций, построенных по модульному принципу на основе базовых моделей. Такой подход обеспечивает не только надёжность, качество и возможность быстрого развития систем модификаций в рамках ряда. Но и высокую эффективность проектирования, а также производства за счёт применения типовых унифицированных конструкций, а в последующем типовой оснастки и типовых технологических процессов в достижении высоких результатов в этом направлении, можно обеспечить на основе размерных модульных рядов и типовых модульных несущих и формообразующих конструкций.

Однако не стоит забывать, что увеличение количества разъёмных соединений в изделии отрицательно сказывается на его надёжности.

Наиболее часто при разработке блочно-модульных конструкций блок состоит из модулей, устанавливаемых в объединительную плату посредством направляющих и межплатных разъёмов, дальнейший электромонтаж с разделением сигналов по группам, функциональному назначению – выполняется объёмным электромонтажом. Данный подход характеризуется низкой надёжностью соединений, и как показали многочисленные испытания именно в проводных и кабельных соединениях случаются отказы, вызванные конструктивно-технологическими, производственными, внешними факторами. Как правило, это паяные соединения низкого качества, большое количество проводов, которые сложно фиксировать при плотной компоновке изделий, в результате чего при воздействии вибраций, повышенных либо пониженных температур, высокого уровня влажности происходят их механические повреждения.

3. Преимущества использования ГЖПП.

Ключевым фактором при модульном принципе построения изделий РЛС является снижение количества паяных соединений при внутриблочном электромонтаже. Для достижения высоких показателей качества и надёжности изделий одним из важнейших и приоритетных направлений является развитие и освоение применения ГЖПП (Гибко-жёсткие печатные платы). Одна ГЖПП может представлять собой несколько соединённых гибкими шлейфами жёстких плат, с минимальными радиусами изгиба (определяются толщиной гибкой части) которые можно устанавливать в корпус изделия в пространственном исполнении. Чаще всего жёсткий слой прикрепляется к гибкой печатной плате с тыльной стороны по отношению к контактным площадкам. Такие платы позволяют добиться более высокой надёжности электрического соединения между гибкой и жёсткой платой. Жёсткий слой изготавливают из полиимида или стеклотекстолита.

Такие платы широко применяются при сборке многих современных электронных устройств. Зарубежные стандарты IEC 62326-7 и IPC-2223 определяют порядка пяти видов гибко-жёстких печатных плат:

- вид 1 – односторонняя гибкая печатная плата с одним проводящим слоем, с усиливающими элементами;
- вид 2 – двусторонняя гибкая печатная плата с двумя проводящими слоями и сквозными металлизированными отверстиями, с усиливающими элементами;
- вид 3 – многослойная гибкая печатная плата, содержащая три и более проводящих слоёв со сквозными металлизированными отверстиями, с усиливающими элементами;
- вид 4 – гибко-жёсткая печатная плата с тремя и более проводящими слоями со сквозными металлизированными отверстиями;
- вид 5 – гибкая или гибко-жёсткая печатная плата, содержащая два или более проводящих слоя без сквозных металлизированных отверстий.

Конфигурация ГЖПП может иметь любую сложность, ограничиваясь лишь фантазией конструктора и стоимостными характеристиками РЛС.

Типовая конструкция ГЖПП применительно к конструкциям блочно-модульного исполнения представлена на рис. 1.

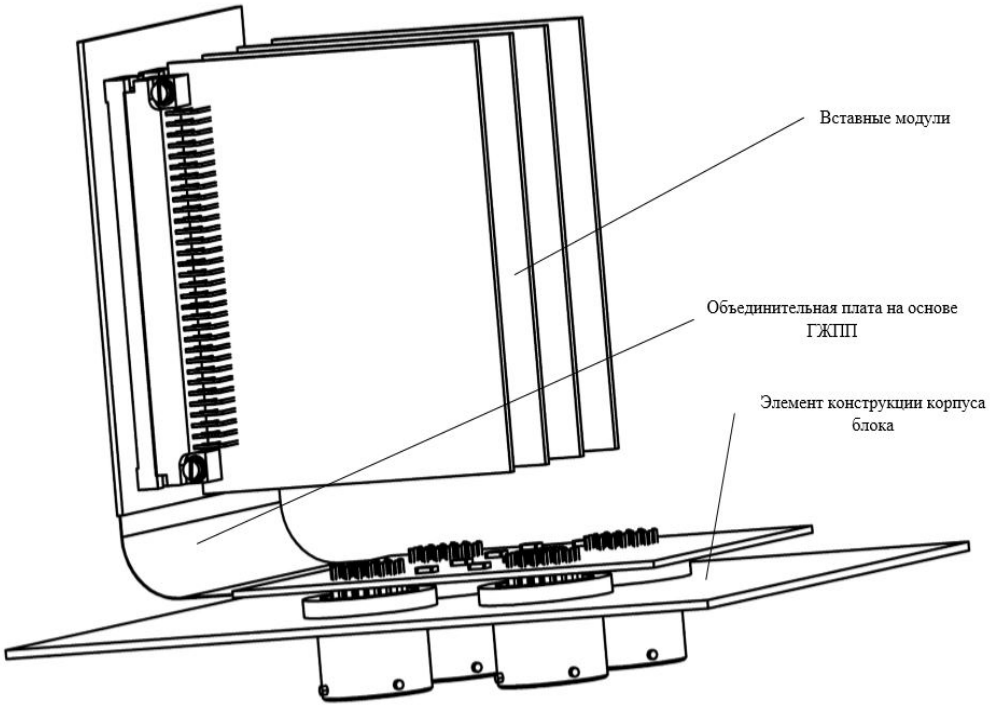


Рис 1. Конструктивное исполнение блочно-модульной составной части РЛС.

Как видно из рис.1 наиболее часто типичный блочно-модульный конструктив выполняется несколькими модулями, подключёнными к единой объединительной плате, с дальнейшим выходом электромонтажных соединений на внешние разъёмы блока. Такая конструкция наиболее характерна при разработке различных блоков питания, управления, индикации и т.д. современной РЛС. Также немаловажным при проектировании является выбор внешних разъёмов, удовлетворяющих требованиям, предъявляемым к построению систем РЛС. Одним, из которых является технологичность электромонтажа конструктивных элементов, возможность автоматизации при серийном изготовлении изделий.

Для выполнения данной задачи в комплексе с применением ГЖПП возможно применение внешних разъёмов с типом установки" в печать", которые конструктивно выполнены под использование в подобных конструкторско-технологических решениях и имеют плотную компоновку контактов, широкий выбор расположения ключей для исключения возможности ошибочного подключения внешних соединений. Использование данных разъёмов как правило, ограничено максимальной токовой нагрузкой (не более 12А на контакт), что определяет сферу применения

вышеперечисленных решений (ГЖПП также ограничены токовой нагрузкой, т.к. при применении большего количества слоёв либо увеличение толщины металлизации значительно ухудшается гибкость, снижается надёжность из-за высокой вероятности возникновения трещин). Конструктивное исполнение вышеперечисленных внешних разъёмов позволяет добиться модульного построения изделия и сборку блоков выполнять конструктивно законченными модулями, такими как объединительная плата с внешними разъёмами (Рис. 2).

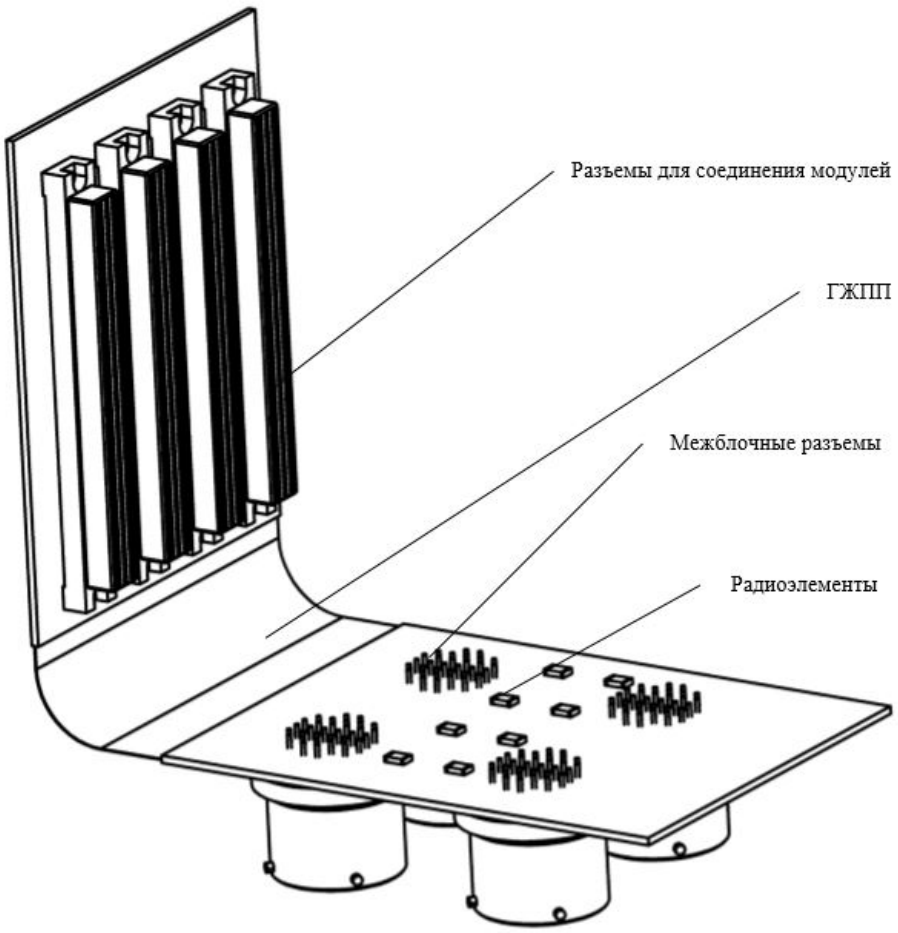


Рис 2. Пример законченного конструктивного узла с применением ГЖПП.

Применение данных подходов при конструировании составных частей изделия позволяет не только снизить количество внутриблочных соединений путём применения гибко-жестких печатных плат, повысить тактико-технические характеристики изделия применяя приемы установки радиоэлементов в непосредственной близости с блочными разъёмами (Рис 1,2), но и выстроить подходы к автоматизации проектирования РЭС. Наиболее трудоёмким и автоматизированным в меньшей степени при проектировании конструкций радиоэлектронных блоков является разработка электромонтажных чертежей.

Безусловно, конструкцию радиоэлектронного блока, необходимо выполнить такой, чтобы была возможность построения ассоциативно связанной документации для

обеспечения корректировок и разработки модельного ряда изделий в максимально сжатые сроки.

Для выполнения данной задачи можно сформулировать следующие основные рекомендации при проектировании блочно-модульных конструкций РЛС:

• Обеспечение рационального расчленения изделия на составные части (сборочные единицы, детали, и т.д.). Изделие должно выполнять свои функции при минимальном числе составных частей. Документацию необходимо выполнять таким образом, чтобы составные сборочные единицы позволяли обеспечивать независимую параллельную корректировку документации.

• Обеспечение конструирования с применением рациональной системы унифицированных и стандартизованных составных частей. Конструкции сборочных единиц должны обеспечить наибольшее применение унифицированных и стандартизованных частей, что обеспечит увеличение серийности выпуска (за счёт сокращения номенклатуры деталей и создания универсальной оснастки) и снизит трудоёмкость корректировок документации и производства.

• Обеспечение рационального электромонтажа блока. Конструкция должна позволять применять подходы к автоматизации изготовления.

• Обеспечение возможности автоматизированной корректировки документации. Добиваться минимальной трудоёмкости корректировки конструкторско-технологической документации составных частей и изделия.

• Обеспечение рациональных соединений составных частей. Число поверхностей и мест соединений составных частей сборочной единицы в общем случае должно быть наименьшим. Места соединений должны быть доступными для автоматизации процесса сборки и не должны требовать дополнительной подгонки и обработки в процессе сборки. Способы соединения должны обеспечивать корректировку документации с минимальной трудоёмкостью.

• Создание связанной системы размерных цепей. При изменении заданных размеров, автоматически перестраивается вся система документации на изделие, тем самым достигаются минимальные сроки разработки новых модельных рядов современных наукоёмких РЛС.

4. Заключение

Реализация вышеперечисленных конструкторско-технологических решений несомненно существенно ускоряет процесс изготовления изделий современных наукоёмких РЛС при высоких требованиях предъявляемых к показателям повторяемости и качества изделий.

Литература

1. Федоров В.К., Гвоздарев Р.С., Гужевкин К.С. Разработка модификаций базовых моделей изделий РЭС методом внесения изменений в конструкцию аналога «Качество Инновации Образование» №4, 2012, стр. 61-62.
2. Требования к оформлению докладов на РЛНС*2018. http://rlnc.ru, 15.12.2017.
3. Minco.com Flex Circuits Design guide 2015 - 32 p. https://goo.gl/YZCS4b

4. Sectional Design Standart for Flexible Printed Boards, IPC-2223A, Sanders Road Northbrook, Illinois ,1998. www.ipc.org/toc/ipc-2223A.pdf
5. Performance guide for single and double-sided flexible printed wiring boards, IEC 62326-7, 2007, Geneva Switzerland. https://www.sis.se/api/document/preview/568903/

REFERENCES

1. Fedorov V.K., Gvozdarev R.S., Gujevkkin K.S. Development of modifications of basic models of products Radio Electronic facilities method of introducing changes into the design of an analog «Quality Innovation Education» №4, 2012 61-62 p.
2. Requirements for the design of reports on RLNS*2018. http://rlnc.ru, 15.12.2017.
3. Minco.com Flex Circuits Design guide 2015 - 32 p. https://goo.gl/YZCS4b
4. Sectional Design Standart for Flexible Printed Boards, IPC-2223A, Sanders Road Northbrook Illinois, 1998. www.ipc.org/toc/ipc-2223A.pdf
5. Performance guide for single and double-sided flexible printed wiring boards, IEC 62326-7, 2007, Geneva Switzerland. https://www.sis.se/api/document/preview/568903/

РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТОВ МОЩНОСТИ ПЕРЕДАТЧИКА РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ В РАЗЛИЧНЫХ КЛИМАТИЧЕСКИХ УСЛОВИЯХ В ЛЕСИСТОЙ МЕСТНОСТИ

А. И. Бочаров, К. И. Меша

Филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого (ФВА РВСН), Серпухов, Российская Федерация, fbi@hotmail.ru

Аннотация. В данной статье представлены результаты расчета требуемого значения мощности передатчика радиолокационной системы обнаружения для нахождения объекта вторжения на заданном расстоянии 150 метров и вероятности обнаружения равной 0,9 в лесистой местности при различных видах атмосферных осадков.

Ключевые слова: радиолокационная система обнаружения, климатические осадки, тип местности.

THE CALCULATION RESULTS OF POWER OF TRANSMITTER RADAR DETECTION SYSTEM IN DIFFERENT CLIMATIC CONDITIONS IN A FOREST AREA

A. I. Bocharov, K. I. Mesha

Branch of military academy of Rocket strategic forces of a name of Peter the Great (FVA RVSN), Serpukhov, Russian Federation, fbi@hotmail.ru

Abstract. This article describes the calculated values of the required value of the transmitter power for finding the object of intrusion at a given distance of 150 meters and the probability of detection equal to 0.9 in the forest of a stable area with various kinds of atmospheric precipitation are presented.

Keywords: radar detection system, climatic precipitation, type of terrain.

1. Введение

Результаты расчета мощности передающей системы радиолокационной системой обнаружения объекта вторжения основаны на примере использования РЛС в лесистой местности, состоящей преимущественно из дубовых пород деревьев в различных погодных условиях.

Исследование проведено на примере импульсной радиолокационной системы обнаружения «Фара - ПВ», предназначенной для охраны объектов в лесистой местности. Радиолокационную систему можно настроить на одну из четырех различных несущих частоты, литеры которых представлены ниже:

- 402,725 МГц;
- 411, 775 МГц;
- 420,825 МГц;
- 429,875 МГц;

2. Проведение исследования

Схема наблюдения объекта вторжения в лесистой местности, состоящей преимущественно из дубовых пород деревьев, приведена на рисунке 1:

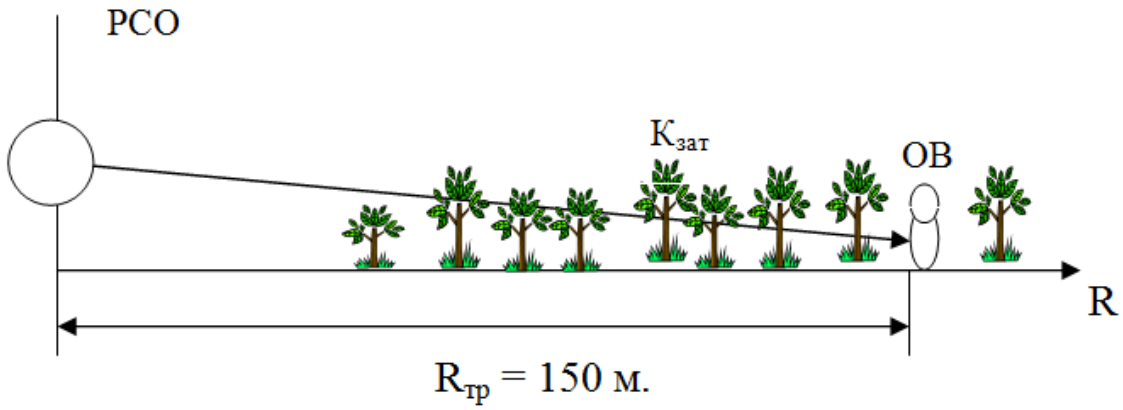


Рис. 1. Схема наблюдения объекта вторжения в лесистой местности, состоящей преимущественно из дубовых пород деревьев.

Тип местности влияет на различные показатели качества радиолокационной системы обнаружения, но существенным фактором для вероятности обнаружения ОВ наряду с типом местности является состояние атмосферы, которое может значительно снизить эффективность работы РЛС как на открытой местности, так и в лесном массиве. Для определения эффективности работы РЛС при различных климатических условиях был проведен анализ влияния различных типов осадков на распространение сигнала в атмосфере. За основу были взяты данные справочников и статистики в метеорологии и климотологии, а также данные из диссертационной работы Степаненко В.Д. «Радиолокация в метеорологии» [2].

Определены основные типы осадков на территории Российской Федерации, их интенсивность и относительная диэлектрическая проницаемость атмосферы с различными типами осадков при нормальном атмосферном давлении [1,3]. Данные представлены в таблице 1.

Таблица 1. Относительная диэлектрическая проницаемость атмосферы с различными типами осадков при нормальном атмосферном давлении

Вид атмосферных осадков	**Интенсивность атмосферных осадков**	**Температура**	**Относительная диэлектрическая проницаемость (10^{-2})**
Дождь	5-20 мм/ч (умеренная)	+20 °C	2,03
Снег сухой	0.1-1 мм/ч (средняя)	-10 °C	3,14
Снег мокрый	0.1-1 мм/ч (средняя)	-10 °C	2,57

Туман	Водность ~ 0.5 г/м3	+5°C	4,83

Результаты расчеты по определению требуемого значения мощности передатчика для нахождения объекта вторжения на расстоянии до 150 метров и с вероятностью обнаружения равной 0,9 представлены в таблице 2.

Таблица 2. Таблица результатов расчета мощностирадиолокационной системыв лесистой местности при различных климатических условиях.

Порода дерева	Диэлектрическая проницаемость, 10^{-2}	Мощность передатчика				
		без учета атмосферных осадков	в дождь	в снег сухой	в снег мокрый	в туман
Дуб	0,59	7,447	35,103	23,118	29,259	14,426

На рисунке 2 представлена графическая зависимость мощности передатчика радиолокационной системы обнаружения от расстояния до объекта вторжения.

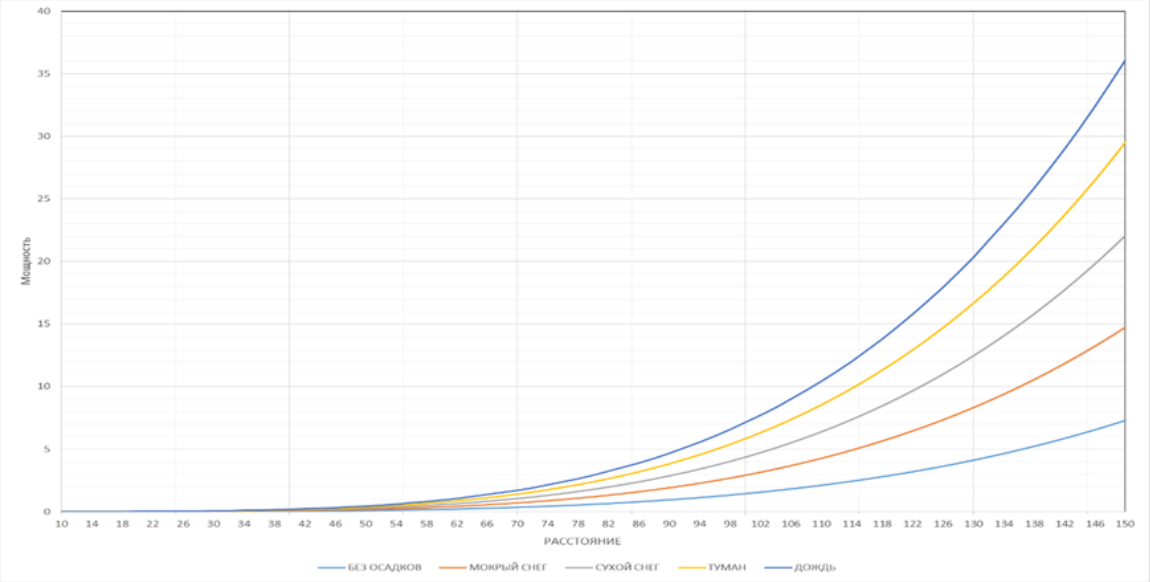


Рис. 2. Зависимость мощности передатчика радиолокационной системы обнаружения от расстояния.

3. Заключение

Результаты расчетов, приведенные в статье, показывают, что управляя мощностью передающей системы РЛС можно осуществлять обнаружение объекта вторжения с требуемой вероятностью правильного обнаружения на различных типах местности и погодных условиях на заданном расстоянии.

Литература

1. Отчет по НИР. Шифр «Левкой – 2Т». Руководитель темы КТН Преображенский Н.Н. - Тула: ОАО НИИ «Стрела», 2006.
2. Степанов, С. В. Уравнение дальности радиолокационного наблюдения с учетом затухания электромагнитных волн. // Сборник трудов XXIV Межведомственной НТК. Часть 3. Серпухов: СВИ РВ, 2005 – с.138-140.
3. Хромов, С. П. Справочное руководство по метеорологии и климатологии. / С. П. Хромов, М. А. Петросянц. – М.: «Наука», 2006.

References

1. Report NSJ “Levkoy-2T” Preobrajenskiy N.N. [Preodrajenskiy N.N. Otchet po NIR. Shifr “Levskoy-2T”]. Tula, 2006.
2. Stepanov S.V. The equation of the range of radar observation. [Stepanov S.V. Uravnenie dal’nosti radiolokatsionnogo nabl’udeniya s ucheton zatuhaniya elektromagnitnih voln]. Part 3. Serpukhov, 2005, pp. 138-140.
3. Chromov S.P., Petrosync M.A. Reference guide to meteorology and climatology. [S.P. Chromov, M.A. Petrosync Spravochnoe rukovodstvo po meteorologii i klimatologii]. Moscow, 2006.

СЕГМЕНТАЦИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ МЕТОДОМ АКТИВНОГО КОНТУРА

М. Ю. Нестеров

АО «УПКБ «Деталь», г. Каменск-Уральский, Россия

Аннотация. Рассматривается метод активного контура применительно к задаче выделения береговой черты на РСА-изображении. Представлены результаты применения метода активного контура к реальным радиолокационным изображениям. Алгоритм позволяет выделять границу береговой зоны на РСА-изображении, причем контур, описывающий границу, обладает требуемыми свойствами непрерывности и гладкости.

Ключевые слова: обработка радиолокационных изображений; активный контур.

SAR IMAGE SEGMENTATION WITH ACTIVE CONTOUR

M. Yu. Nesterov

JSC “Detal”, Kamensk-Uralsky, Russia

Annotation. Active contour segmentation is considered with application to the problem of coastline detection on SAR image. Two stage algorithm with coarse coastline detection at first, then initialization of active contour and fine detection as a final result of contour evolution is examined with regard to real SAR image.

Keywords: SAR image segmentation; active contour.

1. Введение

Информация о расположении береговой черты может быть крайне полезной при работе в области границы море/суша. С одной стороны, при обнаружении надводных целей это позволяет ограничить область поиска и, соответственно, повысить вероятность правильного обнаружения за счет удаления заведомо ложных целей. С другой стороны, при навигации в районе берега обладание такой информацией может существенно снизить нагрузку на алгоритмы определения местонахождения, поскольку, во-первых, форма береговой линии может быть достаточно информативна для решения этой задачи, а во-вторых, обрабатывать при этом приходится значительно меньшее количество информации, чем содержится в самом радиолокационном изображении района цели (линия описывается меньшим количеством точек, чем изображение).

Выделение береговой линии на РСА-изображении — достаточно сложная проблема, поскольку традиционные фильтры выделения края не позволяют для данной задачи получить приемлемый результат. Например, на Рис. 1 представлено радиолокационное изображение и результат применения к нему фильтра Канни.

Хорошо видно, что выделяемая линия берега не является непрерывной и, кроме того, имеется значительное количество выбросов на выходе фильтра в пределах суши. Это вызвано зернистостью, или мультипликативным спекл-шумом исходного изображения, который, в свою очередь, обусловлен характером формирования радиолокационных изображений. Это означает, что полностью избежать этого явления не удастся. Можно лишь несколько сгладить его последствия, подвергнув изображение операции

логарифмирования с целью перевода мультипликативного шума к аддитивной форме, и последующей сглаживающей фильтрации. Все это, разумеется, вычислительно трудоемкие операции, проведение которых в реальном времени может быть неприемлемо.

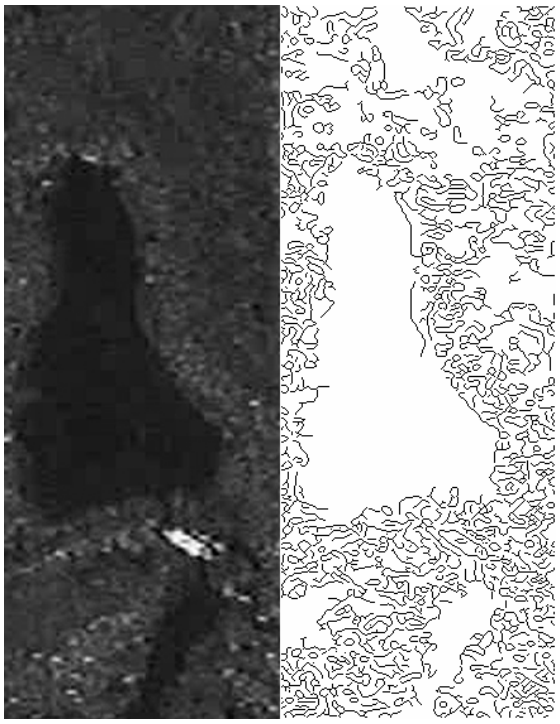


Рис. 1

Выходом могло бы стать применение модели адаптивного контура, изначально наделенного свойством непрерывности и способного изменять свою форму и положение по заданным правилам эволюции. Следует также придать этому контуру свойство жесткости, имея в виду определенную устойчивость к изгибам. Наконец, он должен таким образом реагировать на подстилающее изображение, чтобы ориентироваться вдоль границы перепада яркости. Тогда, должным образом инициировав контур, после некоторого количества итераций процесса его эволюции получим границу береговой линии, обладающую, во-первых, необходимой непрерывностью, а во-вторых — гладкостью.

2. Модель активного контура

Контуром, или, более точно, активным контуром (см., например, [1]), называется замкнутое множество вершин v_j и ребер e_j, соединяющих соседние вершины.

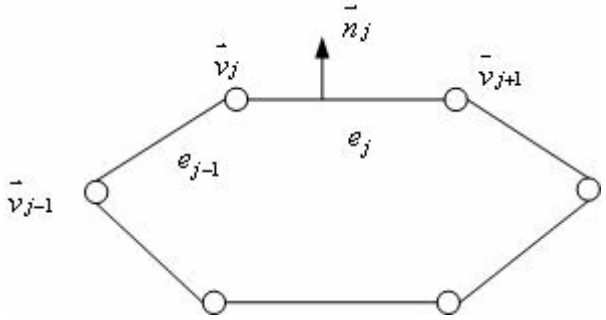


Рис. 2.

На каждую вершину контура действует суммарная сила, равная

$$F_{v_j}^{\Sigma} = \frac{1}{\hat{L}} F_{v_j}^{d} + \frac{1}{U_j}\left(F_{v_j}^{p} + F_{v_j}^{e}\right),$$

где $\hat{L} = \frac{1}{N}\sum_{j=1}^{N}\left|e_j\right|$, $U_j = \frac{1}{2}\left(\left|e_j\right| + \left|e_{j-1}\right|\right)$.

Эта сила, состоит из трех компонент:

1. $F_{v_j}^{d}$ - сила, обусловленная деформацией (степенью изгиба) контура. Обеспечивает «гладкость» контура.

$$F_{v_j}^{d} = \frac{s_d}{2}\left[\left(v_{j-1} - v_j\right) + \left(v_{j+1} - v_j\right)\right],$$

где s_d - коэффициент, задающий гладкость контура

2. $F_{v_j}^{p}$ — сила «расширения», раздувающая контур изнутри.

$$F_{v_j}^{p} = \frac{1}{2}\left[p \cdot \left|e_j\right| \cdot n_j + p \cdot \left|e_{j-1}\right| \cdot n_{j-1}\right] = \frac{p}{2}\left[\left|e_j\right| \cdot n_j + \left|e_{j-1}\right| \cdot n_{j-1}\right]$$

p — безразмерный коэффициент растяжения; если $p < 0$, то контур сжимается.

3. $F_{v_j}^{e}$ — сила «притяжения к краю»; благодаря этой составляющей контур будет располагаться вдоль границы перепада яркости в изображении.

$$F_{v_j}^{e} = \sum_{i=0,1} -n_{j-i} \sum_{\vec{x}_e \in e_{j-i}} \sum_{\delta=\delta_{\min}}^{\delta_{\max}} \left\{k(\delta) \cdot \Phi\left[w\left(x_e + \delta \cdot n_{j-i}\right)\right]\alpha_j^i\left(n_e\right)\right\},$$

где

$\alpha_j^0(x_e) = \left|x_e - v_{j+1}\right| / \left|v_{j+1} - v_j\right|$, $\alpha_j^1(x_e) = \left|x_e - x_{j-1}\right| / \left|x_j - x_{j-1}\right|$,

$k(\delta)$ – индикаторная функция, $k(\delta) = 1$ при $\delta_{\min} \le \delta \le \delta_{\max}$;

$w(x) = w$ — яркость (амплитуда) в точке w;

$\delta_{\min}$ и $\delta_{\max}$ определяют ту часть изображения, прилегающую к ребру контура, по которой рассчитывается сила $F_{v_j}^{e}$;

$\Phi(\omega) = \gamma \cdot (w - \hat{w})$;

$\hat{w} = w_{\min} + \eta(w_{\max} - w_{\min})$.

На каждом этапе эволюции контура рассчитываются силы, действующие на каждую из его вершин, а затем эти вершины перемещаются согласно формуле $\Delta v_j = \beta F_{v_j}^{\Sigma}$. Если перемещение вершины меньше заранее заданного порога, то эта вершина стабилизируется. Кроме того, на каждой итерации контур подвергается передискретизации, то есть добавления или удаления вершин, с тем, чтобы удерживать длину его ребер в диапазоне $[L_{\min}, L_{\max}]$, где $L_{\min}$ — минимальная длина ребра контура, $L_{\max}$ — максимальная длина ребра контура.

Когда стабилизируются все вершины, процесс эволюции контура завершается.

На каждом этапе эволюции контура рассчитываются силы, действующие на каждую из его вершин, а затем эти вершины перемещаются согласно формуле $\Delta v_j = \beta F_{v_j}^{\Sigma}$. Если перемещение вершины меньше заранее заданного порога, то эта вершина стабилизируется. Кроме того, на каждой итерации контур подвергается передискретизации (добавления или удаления вершин), с тем, чтобы удерживать длину его ребер в диапазоне $[L_{\min}, L_{\max}]$. Когда стабилизируются все вершины, процесс эволюции контура завершается.

3. Обработка радиолокационных изображений

Если береговая зона на изображении имеет достаточно сложную форму, включая в себя острова, фьорды, шхеры и т.п., то при эволюции контура неизбежно будут возникать его самопересечения. Чтобы правильно выделить границу всех объектов в береговой зоне, необходимо вводить правила регистрации самопересечений контура и их устранения, с образованием при необходимости новых контуров. Но такая обработка сложна вычислительно и алгоритмически, а ее эффективность неочевидна. Более предпочтительным выглядит введение операции предварительной обработки радиолокационного изображения с грубым оконтуриванием всех объектов береговой зоны. Затем, при помощи описанного выше алгоритма эволюции активного контура, можно более аккуратно выделить границы этих объектов.

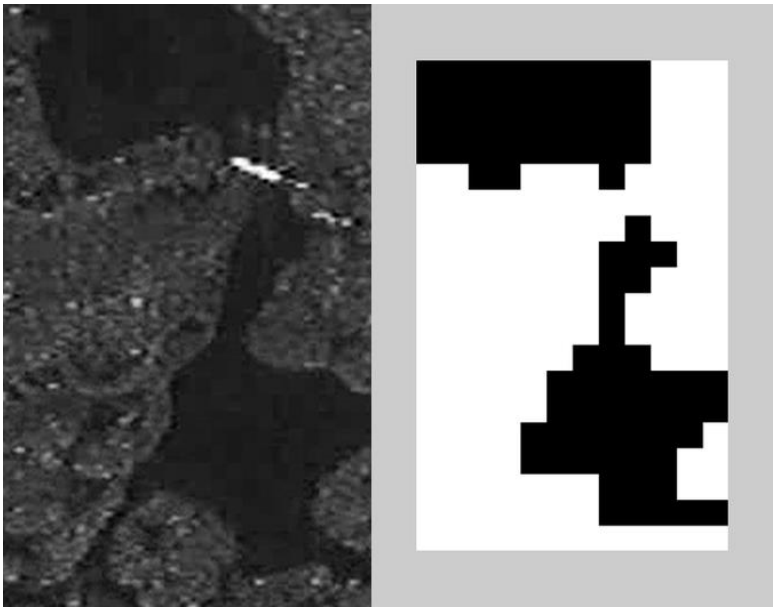


Рис. 3.

На Рис. 3 представлено радиолокационное изображение с замкнутой береговой линией и найденные на нем крупные неконтрастные зоны. Граница этих зон используется для начальной инициализации активного контура. Построение неконтрастных зон производится при помощи крупноблочных морфологических операций на бинарном изображении с порогом, вычисляемым по результатам анализа гистограммы яркости исходного изображения.

На Рис. 4 представлено начальное положение активного контура на изображении и результат его эволюции. Из приведенных рисунков видно, что разработанный алгоритм позволяет выделять эффективно границу береговой зоны на радиолокационном изображении.

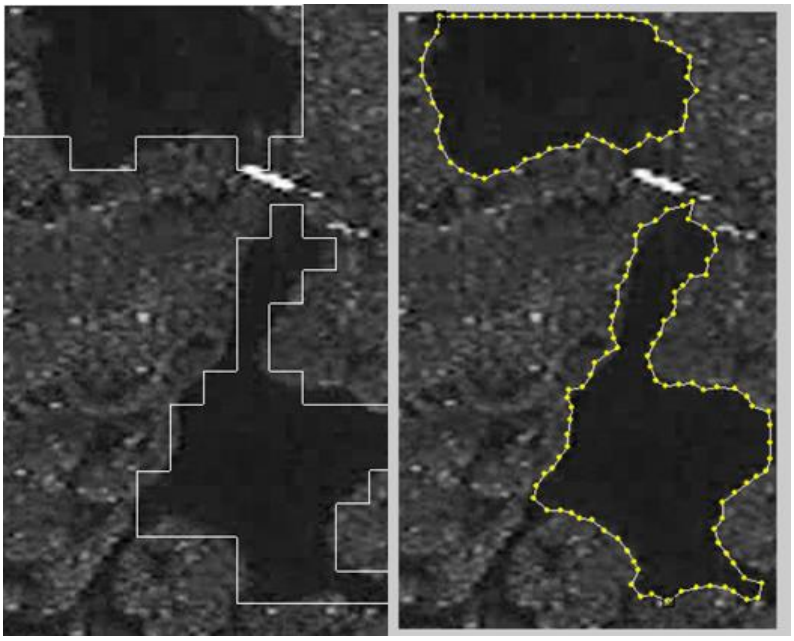


Рис. 4.

4. Заключение

В работе представлены результаты применения метода активного контура к реальным радиолокационным изображениям. Этот алгоритм позволяет выделять границу береговой зоны на РСА-изображении, причем контур, описывающий границу, обладает требуемыми свойствами непрерывности и гладкости. В условиях сложной береговой зоны, чтобы правильно выделить границу всех объектов в ней, необходимо введение операции предварительной обработки с грубым оконтуриванием имеющихся объектов. Затем, при помощи алгоритма эволюции активного контура, можно более аккуратно выделить их границы. В дальнейшем необходимо более полно исследовать работу метода активного контура при наличии в кадре островных объектов, прибрежных и портовых сооружений, а также судов на стоянке.

Литература

1. Bredno J. et al. A General Discrete Contour Model in Two, Three, and Four Dimensions for Topology-Adaptive Multichannel Segmentation. — IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, Vol. 25, No. 5, May 2003.

References

1. Bredno J. et al. A General Discrete Contour Model in Two, Three, and Four Dimensions for Topology-Adaptive Multichannel Segmentation. — IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, Vol. 25, No. 5, May 2003.

СПОСОБ ПОВЫШЕНИЯ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ РЛС ПО ДАЛЬНОСТИ ЗА СЧЕТ ИНВЕРСНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Е.А.Печенев

Военная академия войсковой противовоздушной обороны Вооруженных Сил Российской Федерации имени Маршала Советского Союза А.М.Василевского (ВА ВПВО ВС РФ), Смоленск, РФ

Аннотация. Статья посвящена обоснованию подхода к повышению разрешающей способности радиолокатора по дальности за счет инверсной фильтрации. Известно, что без выделения сигнала на фоне шума инверсная фильтрация для разрешения сигналов не эффективна, предлагается ее применить с регуляризацией. Параметром регуляризации выбран порог ограничения спектра ожидаемого сигнала снизу. Регуляризация достигается расчетом частотной характеристики квазиинверсного фильтра с учетом значения выбранного параметра. Такой фильтр ухудшает показатели разрешения по сравнению с инверсным, но позволяет повысить вероятность правильного разрешения. Приведены оценки зависимости правильного разрешения от отношения сигнал-шум, полученные с помощью инверсной фильтрации с регуляризацией. Показано, что применение регуляризации обеспечивает повышение разрешающей способности радиолокатора с сигналом типа «простой радиоимпульс» в четыре раза при отношении сигнал-шум от 18-25 дБ.

Ключевые слова: разрешающая способность, инверсная фильтрация, регуляризация.

THE METHOD OF INCREASING THE RANGE RESOLUTION OF RADAR WITH INVERSE FILTRATION OF PULSE SIGNALS

Evgeny Pechenev

Military Academy of the army air defense The Armed Forces of The Russian Federation a name of Marshal of Soviet Union A. M. Vasilevsky (VA VPVO), Smolensk, Russian

Abstract. The article is devoted to the substantiation of the approach to increasing the radar's resolving power in range by inverse filtering (IF).

Since it is known that without signal selection from background noise, the IF it is not effective for resolution, it is proposed to apply it with regularization. As a threshold limitation of relevant signal spectrum is chosen the parameter of regularization. The regularization is achieved by gain of quasiinverse filter solving in relevant of chosen parameter value. Such filter reduces the resolution objectives in compression with inverse filter, but allows to increase of correct resolution probability (CRP). The estimates of CRP in depend on SNR, with obtained by inverse filtration with regularization (IFR). It is shown, that using of IFR allows increase of radar resolution capabilities with the simple radio pulse is four times when SNR from 18–25 dB.

Keywords: resolution, inverse filtration, regularization.

1. Введение

В современной радиотехнике актуальна задача оценки параметров и обработки сигналов в многосигнальной ситуации [1]. Это повышает требования к разрешающей способности измерителя до значений, превосходящих «рэлеевский предел» [2]. Известными подходами, реализующими «сверхрэлеевское» разрешение в радиолокации, являются методы современного спектрального оценивания [3, 4], многоканального анализа [5, 6], проекционной теории [7] и др. [8]. Применение этих методов ограничено известными недостатками, например для каждого метода в различной комбинации сочетаются требования к наличию априорной информации (знание количества сигналов или их координат и др.), значительные потребные вычислительные затраты, недостаточная устойчивость получаемых оценок.

Согласно [9] разрешение сигналов можно считать частной задачей апостериорного восстановления сигналов. Одним из широко применяемых методов восстановления искаженных сигналов в подповерхностной радиолокации при разделении суммы двух перекрывающихся во времени импульсов схожей формы [10] и в оптике при повышении контрастности изображений [11] является инверсная фильтрация.

Несмотря на то что на базе инверсного фильтра эффективно решается задача разрешения [12], в радиолокации инверсная фильтрация достаточного распространения не получила. Причина этого заключается в том, что без дополнительных мер по выделению сигнала на фоне шума инверсная фильтрация может применяться только при отношении сигнал-шум (ОСШ) от 30 дБ (здесь и далее приводятся оценки ОСШ относительно пикового значения сигнала на выходе согласованного фильтра). Это обусловлено тем, что спектр зондирующего сигнала (из которого, как будет показано ниже, можно определить частотную характеристику инверсного фильтра) на некоторых частотах принимает нулевые или близкие к нулевым значения. В результате коэффициент передачи инверсного фильтра на этих частотах в пределе стремится к бесконечности. Последнее приводит к усилению спектральных составляющих шума и снижению качества результата обработки [9, 13, 14]. Задача разрешения с помощью инверсной фильтрации в этом случае становится некорректной.

Решение некорректной задачи можно регуляризировать, приняв меры к исключению источников локальных шумов выходного сигнала. Очевидным подходом к исключению таких источников шумов является коррекция частотной характеристики инверсного фильтра на частотах где она принимает близкие к нулевым значения.

Исходя из того что в известных работах по инверсной фильтрации [9] рассматривается обработка сигналов рассогласованных по времени, то для примера рассмотрим повышение разрешающей способности радиолокатора по дальности. Для исключения влияния на результат обработки особенностей структуры сигнала в качестве зондирующего примем импульсный сигнал типа «простой радиоимпульс». На данном этапе будем считать, что принятые сигналы не различаются по частоте.

Таким образом, в статье предлагается рассмотреть повышение разрешающей способности радиолокатора по дальности с импульсным сигналом типа «простой радиоимпульс» за счет инверсной фильтрации с регуляризацией.

2. Инверсная фильтрация перекрывающихся по дальности простых радиоимпульсов

Для аналитического описания процесса инверсной фильтрации воспользуемся математическим аппаратом, предложенным в [5], и рассмотрим обработку дискретного импульсного сигнала, отраженного от групповой цели, образованной М точечными источниками вторичного излучения (рисунок 1).

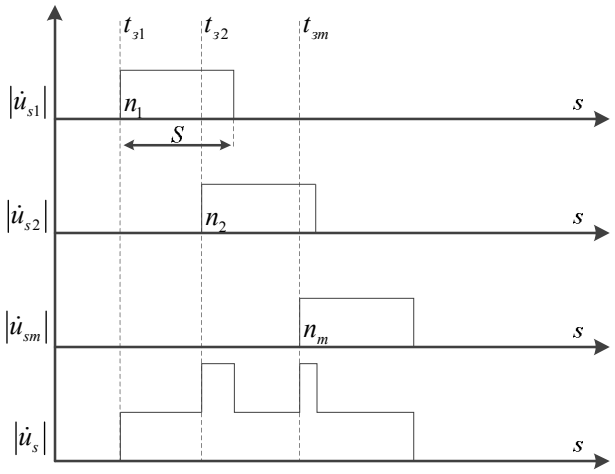


Рисунок 1 – Импульсный сигнал, отраженный от групповой цели, образованной *M* точечными источниками вторичного излучения

Пусть на входе схемы обработки наблюдается сигнал, описываемый выражением

$$\begin{cases} \dot{u}_s = \sum_{m=1}^{M} a_m e^{j2\pi f_0 (s\Delta T - t_{3m})}, \ n_m \le s < n_m + S; \\ \dot{u}_s = 0, \textit{для других } s, \end{cases},$$

где a_m – амплитуда m-го импульса; f_0 – частота сигнала; s – номер дискретного отсчета; ΔT – интервал дискретизации; $t_{з_m}$ – время запаздывания m-го импульса; $n_m = \left]t_{з_m} / \Delta T\right[$ – номер дискретного отсчета, которому соответствует фронт m-го импульса; S – число отсчетов в импульсе. Обозначим нормированную к интервалу дискретизации относительную частоту $X = f_0 \Delta T N$ и запишем выражение, описывающее спектр принятого сигнала $\dot{u}_s$

$$\dot{U}_n = \sum_{s=n_m}^{n_m+S} \sum_{m=1}^{M} \dot{u}_s e^{-j\frac{2\pi}{N}sn} = \sum_{s=n_m}^{n_m+S} \sum_{m=1}^{M} a_m e^{-j2\pi f_0 t_{3m}} e^{j\frac{2\pi}{N}(X-n)s}, 0 \le n < N. \qquad (1)$$

Применим к (1) выражение для суммы членов геометрической прогрессии, со знаменателем $\dot{q} = e^{j\frac{2\pi}{N}(X-n)}$. Тогда данное выражение можно привести к виду

$$\dot{U}_n = e^{j\frac{\pi}{N}(S-1)(X-n)} F_n(X) \sum_{m=1}^{M} \tilde{\dot{a}}_m e^{-j\frac{2\pi}{N} n_m n}, \qquad (2)$$

где $\tilde{\dot{a}}_m = \dot{a}_m e^{-j2\pi f_0 t 3m} e^{j\frac{2\pi}{N} X n_m}$; $F_n(X) = \sin\left(\frac{\pi S}{N}(X-n)\right) \Big/ \sin\left(\frac{\pi}{N}(X-n)\right)$ – значение амплитудно- частотной характеристики фильтра дискретного преобразования Фурье (ДПФ) с номером n на частоте X. В качестве копии зондирующего сигнала примем сигнал $\dot{u}_s^{\in} = e^{j2\pi f_0 s\Delta T}$, $0 \le s < S$. Применив к сигналу $\dot{u}_s^{\in}$ преобразования, аналогичные приведенным для получения выражения (2) из сигнала $\dot{u}_s$ получим выражение, описывающее спектр ожидаемого сигнала

$$\dot{U}_n^{\in} = e^{j\frac{\pi}{N}(S-1)(X-n)} F_n(X).$$

Последнее выражение позволяет определить частотную характеристику инверсного фильтра, которая описывается выражением

$$\dot{U}_n^{\in -1} = e^{-j\frac{\pi}{N}(S-1)(X-n)} \Big/ F_n(X). \qquad (3)$$

Перемножение спектра сигнала (2) с частотной характеристикой инверсного фильтра (3) позволяет получить спектр сигнала на выходе инверсного фильтра

$$\tilde{\dot{U}}_n = \dot{U}_n \dot{U}_n^{\in -1} = \sum_{m=1}^{M} \tilde{\dot{a}}_m e^{-j\frac{2\pi}{N} n_m n}. \qquad (4)$$

Выражение (4) представляет собой сумму гармонических сигналов. Частоты этих колебаний определяются номерами дискрет дальности n_m, в которых начинаются сигналы каждого из M импульсов. Т.к. величины n_m и n являются целыми числами, то это свидетельствует об ортогональности сигналов всех M. источников друг другу, прошедших обработку в инверсном фильтре [17, 18]. Очевидно, что обработка спектра сигнала в инверсном фильтре вида (4) приводит к тому, что модуль спектра преобразуется в прямоугольную форму на интервале частот от 0 до N–1. Обратное БПФ над последовательностью (4) приведет к формированию на оси дальности отдельных пиков с амплитудами $\tilde{\dot{a}}_m$ в дискретах с номерами n_m и нулей во всех остальных дискретах. Потенциальный интервал разрешения в рассматриваемых условиях определяется интервалом ΔТ. Однако при наличии на входе схемы обработки шума на частотах, на которых значение $\sin\left(\frac{\pi S}{N}(X-n)\right)$ равно или близко к нулю, спектральные составляющие шума претерпят значительное усиление – в результате при ОСШ ниже 30 дБ правильное разрешение сигналов станет маловероятным.

На практике существуют приложения, связанные с обнаружением и разрешением импульсных сигналов, в которых ОСШ 30 дБ и более достижимы. В таких приложениях инверсная фильтрация может использоваться без принятия дополнительных мер по

выделению полезного сигнала на фоне шума. Однако более характерны ситуации, когда ОСШ существенно меньше. Для получения повышенного разрешения методом инверсной фильтрации в подобных условиях предлагается ввести в описанный выше процесс инверсной фильтрации регуляризацию.

3. Инверсная фильтрация с регуляризацией

Пусть относительно спектра ожидаемого сигнала выбран некоторый порог ν (рисунок 2). В процессе инверсной фильтрации участвует та часть спектра, которая находится выше значения порога ограничения ν, т.е. частотная характеристика инверсного фильтра сформирована таким образом, что спектральные составляющие входного сигнала, соответствующие частотам, расположенным ниже порога из обработки, исключаются.

Тогда в обработке инверсным фильтром следует учитывать спектральные составляющие сигнала $\tilde{U}_n$, принадлежащие окрестностям частот, соответствующих L лепесткам спектра зондирующего сигнала, превысившим порог.

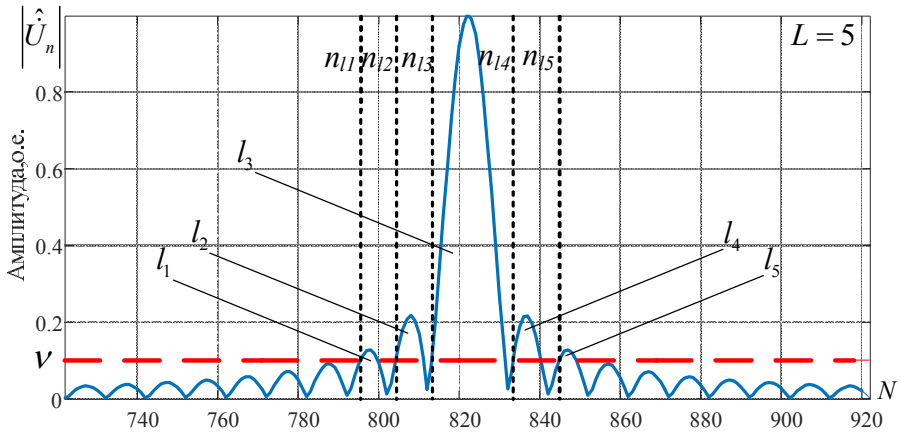


Рисунок 2 – Спектр зондирующего сигнала и порог ограгичения ν = 0,1

Введем следующие обозначения: каждый l-й лепесток, превысивший порог, содержит kl спектральных составляющих и в каждом из l лепестков имеется спектральная составляющая nl, соответствующая начальному номеру спектральной составляющей l-го лепестка. Учитывая введенные обозначения, отклик инверсного фильтра во временной области при регуляризации получим обратным дискретным преобразованием Фурье от выражения (4) с соответствующим ограничением пределов суммирования

$$\tilde{\tilde{u}}_s = \sum_{l=1}^{L} \sum_{n=n_l}^{n_l+k_l} \tilde{U}_n e^{j\frac{2\pi}{N}ns}, 0 \le s < Nl \qquad (5)$$

Раскрыв (6) как суммы k_l членов геометрической прогрессии, получим

$$\tilde{\tilde{u}}_s = \sum_{m=1}^{M} \tilde{\tilde{a}}_m \tilde{F}_s\left(n_m\right) \sum_{l=1}^{L} e^{j\frac{\pi}{N}(s-n_m)(n_l-k_l-1)}, \qquad (6)$$

где $\tilde{F}_s\left(n_m\right) = \dfrac{\sin\left(\dfrac{\pi k_l}{N}\left(s-n_m\right)\right)}{\sin\left(\dfrac{\pi}{N}\left(s-n_m\right)\right)}$.

Из анализа выражения (7) следует: величины $\tilde{F}_s\left(n_m\right)$ максимальны при $s = n_m$; ширина главного лепестка $\tilde{F}_s\left(n_m\right)$ зависит от числа спектральных составляющих k_l. Таким образом, огибающая сжатого сигнала каждого из M точечных источников будет представлять собой сумму величин $\tilde{F}_s\left(n_m\right)$, умноженных на соответствующие амплитуды, и иметь главный и боковые лепестки на оси дальности.

На рисунке 3 показана амплитудно-частотная характеристика инверсного фильтра. На рисунке 4 – огибающая спектра сигнала с выхода инверсного фильтра. Фазочастотная характеристика инверсного фильтра совпадает с фазочастотной характеристикой согласованного фильтра.

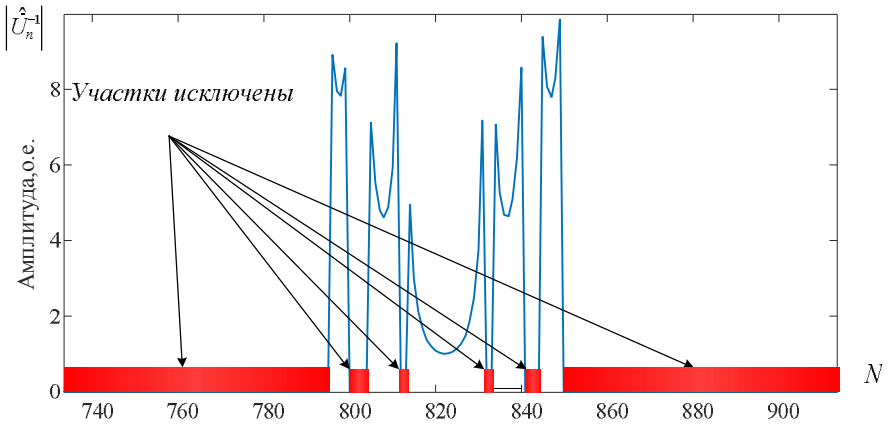


Рисунок 3 – Частотная характеристика инверсного фильтра

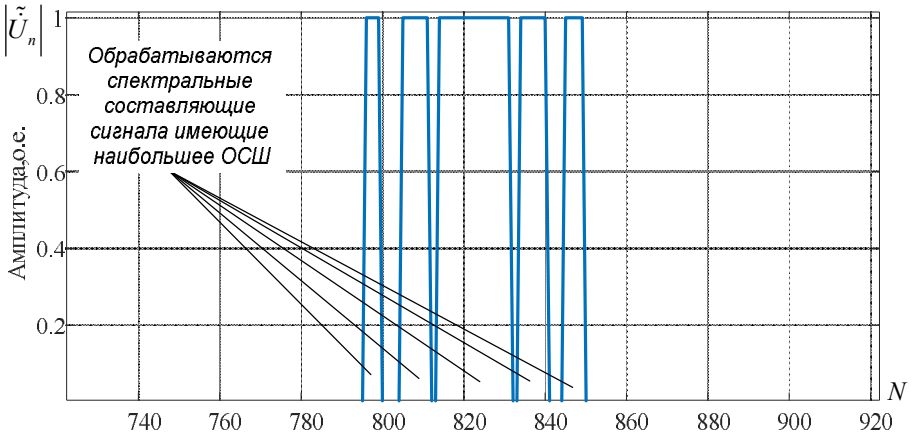


Рисунок 4 – Спектр отклика инверсного фильтра

Из рисунка 3 видно, что частотная характеристика инверсного фильтра при регуляризации режектирует частоты, на которых спектр зондирующего сигнала близок к нулю. При этом чем выше выбирается порог ограничения, тем с лучшим ОСШ отбираются спекральные составляющие спекра принятого сигнала для инверсной фильтрации. Однако исключение из обработки части спектральных составляющих спектра принятого сигнала приводит к расширению отклика инверсного фильтра во временной области. Эту особенность можно пояснить анализом рисунок 4.

Модуль спектра отклика инверсного фильтра близок по форме к последовательности прямоугольных импульсов, протяженность которых при повышении уровня ограничения уменьшается, а при уменьшении – увеличивается. Соответственно при переходе во временную область, повышение порога ограничения приводит к расширению отклика инверсного фильтра, при уменьшении – к сужению. Таким образом, выбор порога ограничения, или значения параметра регуляризации инверсной фильтрации является отдельной задачей, влияющей на качество разрешения сигналов.

На рисунке 5 представлен отклик инверсного фильтра, отраженного от двух локальных равноамплитудных источников вторичного излучения, удаленных друг от друга по дальности на 0,25 интервала разрешения по Рэлею.

Из рисунка 5 видно, что отклик инверсного фильтра уже не определяется интервалом дискретизации ΔT, что наблюдалось при инверсной фильтрации без регуляризации. Вторым негативным фактором предложенной регуляризации можно считать появление боковых лепестков. Однако регулярный характер роста уровня боковых лепестков влево и вправо относительно положения обнаруженных сигналов позволяет разработать различные способы их подавления.

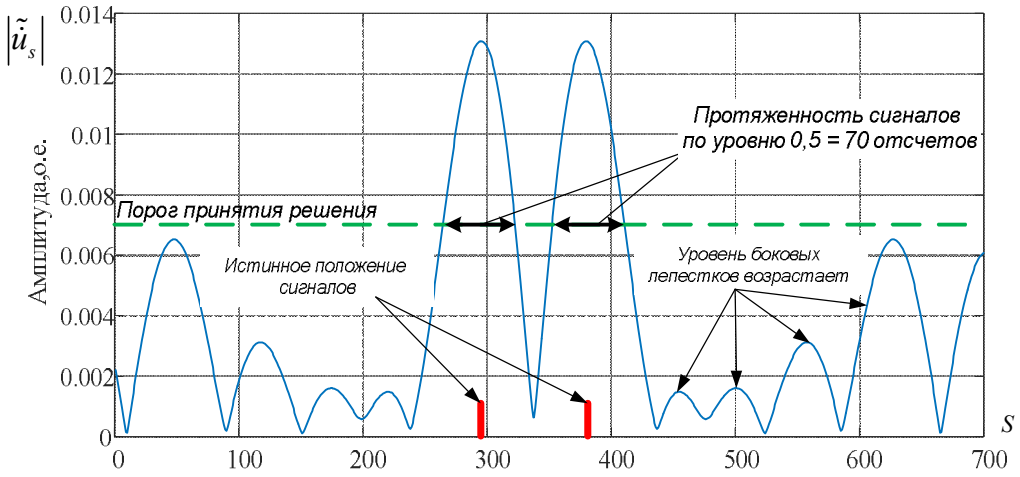


Рисунок 5 – Отклик инверсного фильтра во временной области

С учетом того что относительно задачи обнаружения оптимальна согласованная обработка, инверсную фильтрацию следует применять после факта обнаружения

сигнала. При этом для уменьшения уровня боковых лепестков можно использовать в качестве взвешивающей функции отклик согласованного фильтра, который будет спадать влево и вправо от обнаруженного сигнала.

Последним фактором применения инверсной фильтрации с регуляризацией, не описанным в настоящей статье, является выбор значения параметра регуляризации (порога ограничения спектра зондирующего сигнала). Ниже предлагается эмпирически полученный алгоритм выбора этого значения.

4. МЕТОДИКА ВЫБОРА ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРА РЕГУЛЯРИЗАЦИИ ИНВЕРСНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ

Предположим, что справедлива гипотеза о допустимости линейной зависимости значения параметра регуляризации от ОСШ. Для описания линейного закона изменения параметра регуляризации необходимо задаться двумя точками. Точки выберем исходя из практической целесообразности применения инверсной фильтрации. Исследования показали, что регуляризацию целесообразно использовать при ОСШ от 18 дБ до 30 дБ [16]. При более низких ОСШ свехразрешение не эффективно. При более высоком – регуляризация не требуется.

Согласно [19] при решении задачи разрешения парной цели допускается уровень ложной тревоги $F \le 0{,}05$, поэтому требуется определить требуемое значение параметра регуляризации при указанных ОСШ, обеспечивающих уровень ложной тревоги не более 0,05.

Рассмотрим систему обработки одиночного сигнала с шириной спектра $\Delta f = 1/(2\tau_u)$, длительность импульса $\tau_u = S\Delta T$, обрабатываемый на частоте $f_0 = 10^6 \Delta f$ (для наглядности приводимых рисунков).

Подберем эмпирически значение порога ограничения $\nu 1$ при ОСШ, равном 18 дБ, обеспечивающее уровень ложных тревог $F \le 0{,}05$. Значение порога ограничения при выбранных параметрах сигнала составляет 0,22 от максимального значения спектра зондирующего сигнала. На практике в большинстве случаев это соответствует уровню первых боковых лепестков спектра зондирующего сигнала. Также требуется подобрать значение порога ограничения $\nu 2$ при ОСШ, равном 30 дБ, обеспечивающее уровень ложных тревог $F \le 0{,}05$. В этом случае значение порога ограничения составляет 0,04 от максимального значения спектра зондирующего сигнала. Подберем значение порога ограничения $\nu 1$ при ОСШ, равном 18 дБ, обеспечивающее уровень ложных тревог $F \le 0{,}05$ из следующих соображений. Уровень порога будем выбирать по верхнему уровню первых боковых лепестков, чтобы в обработке участвовал только главный лепесток спектра зондирующего сигнала (рисунок 6).

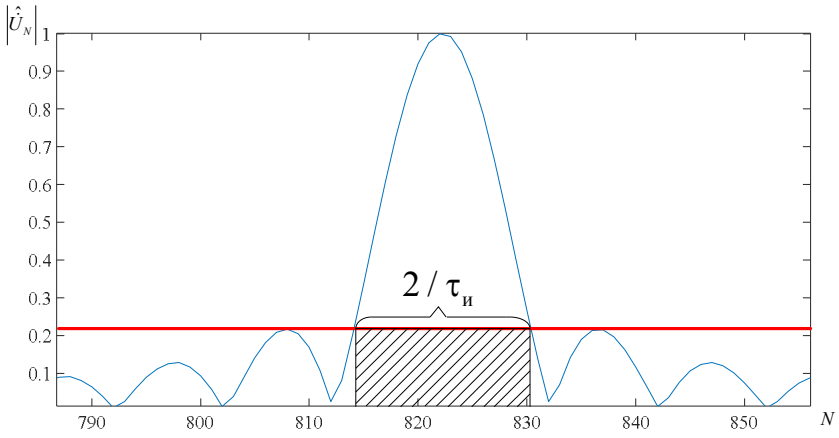


Рисунок 6 – Спектр зондирующего сигнала с $\nu = 0,22$

Значение порога ограничения при выбранных параметрах сигнала составляет 0,22 от максимального значения спектра зондирующего сигнала. Ширина спектра зондирующего сигнала в этом случае составляет $2/\tau_и$, в следствие чего потенциальная разрешающая способность выше в два раза и поднимать уровень порога не целесообразно.

Также требуется подобрать значение порога ограничения ν2 при ОСШ, равном 30 дБ, обеспечивающее уровень ложных тревог $F \leq 0,05$. В этом случае значение порога ограничения составляет 0,04 от максимального значения спектра зондирующего сигнала. Данное значение было выбрано, потому что при ОСШ 30 дБ и более регуляризацию можно не проводить, но для исключения из обработки окрестностей спектра сигнала с нулевыми значениями, уровень порога был выбран на минимальном уровне (рисунок 7).

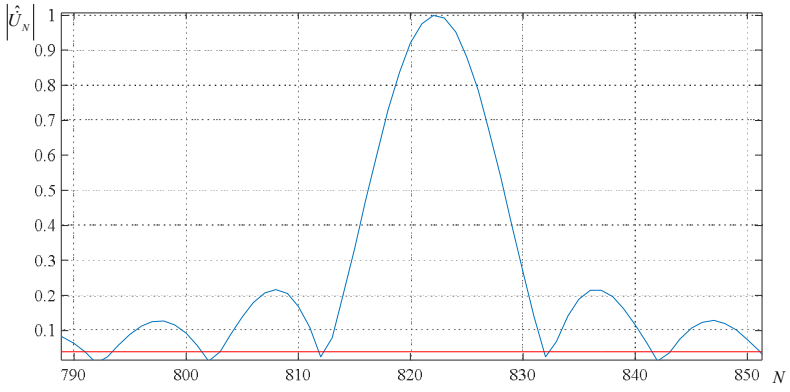


Рисунок 7 – Спектр зондирующего сигнала с $\nu = 0,04$

Выбранные значения порога ограничения при ОСШ 18 и 30 дБ позволяют определить зависимость уровня порога ограничения от ОСШ (рисунок 8). Исходя из выдвинутой гипотезы точки ν1 (*x*1*; y*1) и ν2 *(x*2*; y*2*)* принадлежат одной прямой,

следовательно, координаты этих точек x, y удовлетворяют уравнению вида $y = kx + b$. Переменная y соответствует значению уровня порога ограничения, переменная x – значению ОСШ, т. е. справедливы равенства, образующие систему уравнений вида

$$\begin{cases} y_1 = kx_1 + b \\ y_2 = kx2 + b \end{cases}. \tag{7}$$

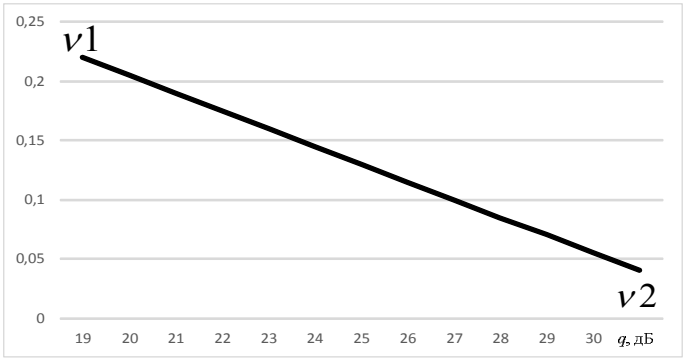


Рисунок 8 – Зависимость значения параметра регуляризации от ОСШ

Рассчитав из системы уравнений (8) коэффициенты $k = \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1}$ и $b = y_1 - \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} x_1$ можно определить значение порога регуляризации при наблюдаемом ОСШ. Так для рассматриваемого примера уравнение определения значения параметра регуляризации будет иметь вид $y = –0{,}015x + 0{,}49$. На рисунках 9–1 представлена сравнительная оценка инверсной фильтрации без регуляризации и с регуляризацией, полученные имитационным моделированием. Значения параметра регуляризации выбиралось согласно предоженному алгоритму. В качестве предельного относительного интервала разрешения принят предел Хелстрома [7].

Из рисунков 9–11 видно, что повышение разрешающей способности радиолокатора инверсной фильтрацией с регуляризацией (пунктирная линия) в несколько раз превосходит инверсную фильтрацию без регуляризации (точечная линия) по разрешению и обладает достаточными вероятностями правильного разрешения при ОСШ от 18–25 дБ и более.

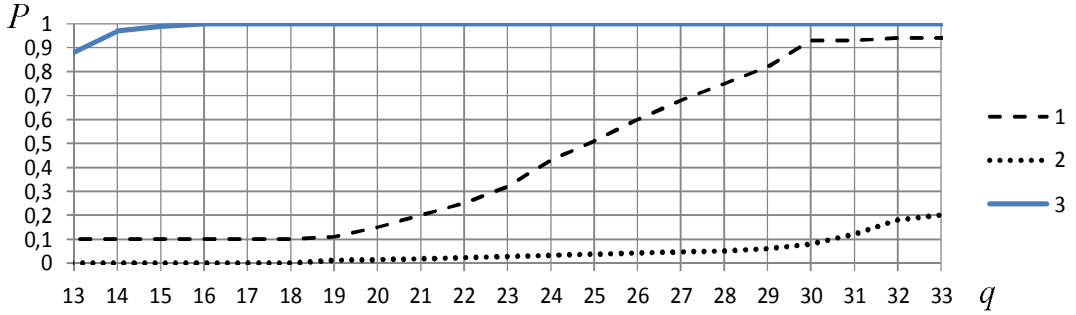


Рисунок 9 – Зависимость вероятности правильного разрешения двух целей, удаленных друг от друга по дальности на 0,1 интервала разрешения по Рэлею: 1 – инверсная фильтрация с регуляризацией; 2 – инверсная фильтрация без регуляризации; 3 – предельный относительный интервал разрешения

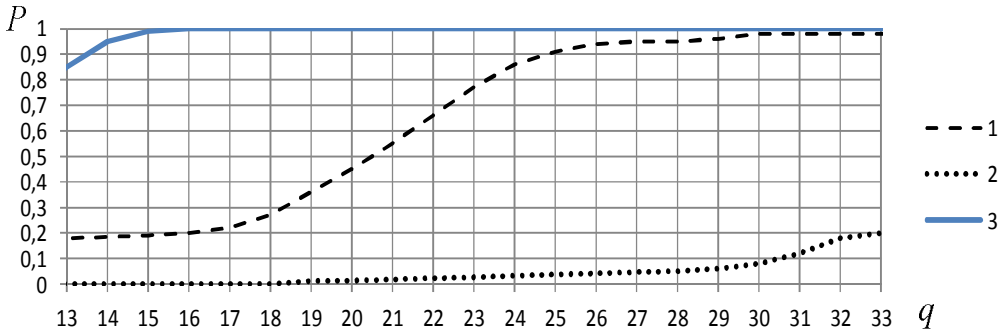


Рисунок 10 – Зависимость вероятности правильного разрешения двух целей, удаленных друг от друга по дальности на 0,25 интервала разрешения по Рэлею:
1 – способ инверсная фильтрация с регуляризацией;
2 – инверсная фильтрация без регуляризации;
3 – предельный относительный интервал разрешения

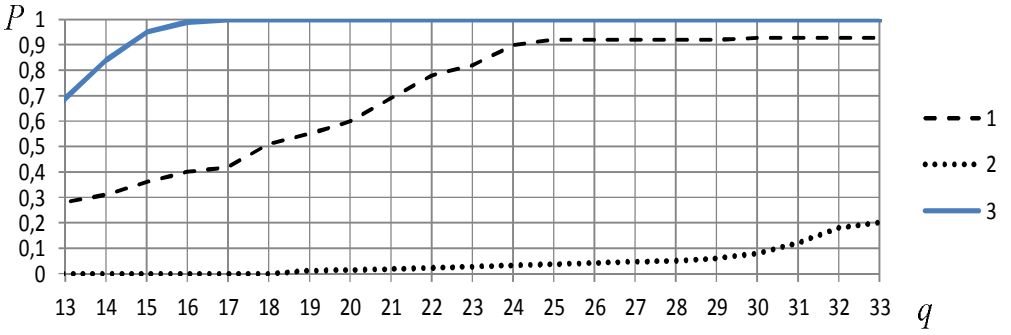


Рисунок 11 – Зависимость вероятности правильного разрешения трех целей, удаленных друг от друга по дальности на 0,5 интервала разрешения по Рэлею:
1 – инверсная фильтрация с регуляризацией;
2 – инверсная фильтрация без регуляризации;
3 – предельный относительный интервал разрешения

5. Заключение

В статье рассмотрено применение инверсной фильтрации с регуляризацией для повышения разрешающей способности радиолокатора с простым радиоимпульсом по дальности. В качестве параметра регуляризации выбран порог ограничения спектра зондирующего сигнала. Наиболее сложной задачей регуляризации является выбор значения порога ограничения. При некоторых допущениях это можно делать на основании эмпирически полученных зависимостей. Предложенный подход позволяет повысить разрешающую способность радиолокатора по дальности не менее чем в четыре раза при ОСШ от 18–25 дБ.

Литература

1. Царьков Н.М. Многоканальные радиолокационные измерители. М.: Советское радио, 1980. 192 с.
2. Климов С.А. Потенциальный предел и показатели качества сверхрэлеевского разрешения сигналов, «Журнал радиоэлектроники», 2013, 8, 53–59.

3. Дрогалин В.В., Меркулов В.И., Родзивилов В.А., Федоров И.Б., Чернов М.В. Алгоритмы оценивания угловых координат источников излучений, основанные на методах спектрального анализа, Научно-технические серии, 1999, 1, 52−68.
4. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. М., Мир, 1990. 584 с.
5. Варюхин В.А. Основы теории многоканального анализа. Киев, ВАПВОСВ, 1993. 156 с.
6. Абраменков В.В., Климов С.А., Савинов Ю.И. Способ и устройство измерения дальностей до М источников вторичного излучения, сигналы которых перекрываются во времени, Радиотехника, 2002, 1, 32−38 [Abramenkov V.V., Klimov S.A., Savinov Yu.I. Method and device for measuring ranges to M secondary radiation sources, whose signals overlap in time, Radio Engineering, 2002, 1, 32-38 (in Russian)].
7. Чижов А.А. Сверхрэлеевское разрешение. Т. 2. Преодоление фактора некорректности обратной задачи рассеяния и проекционная радиолокация. М., Красанд, 2010. 104 с. [Chizhov A.A. Super-Rayleigh resolution. T. 2. Overcoming the factor of incorrectness of the inverse scattering problem and projection radar. Moscow, Krasand, 2010. 104 p. (in Russian)].
8. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника радиолокационной ин-формации на фоне помех. М., Радиоисвязь, 1981. 416 с. [Shirman Ya.D., Manzhos V.N. Theory and technique of radar information against the background of interference. Moscow, Radio Communication, 1981. 416 p. (in Russian)].
9. Василенко Г.И. Теория восстановления сигналов: О редукции к идеальному прибору в физике и технике. М.: Сов. радио, 1979. 271 с. [Vasilenko G.I. Theory of signal reconstruction: On reduction to an ideal device in physics and engineering. Moscow: Sov. radio, 1979. 271 p. (in Russian)].
10. Финкельштейн М.И., Карпухин В.И., Кутев В.А., Метелкин В.Н. Подповерхностная радиолокация. М.: Радио и связь, 1994. 216 с. [Finkelstein M.I., Karpukhin V.I., Kutev V.A., Metelkin V.N. Sub-surface radar. Moscow: Radio and Communication, 1994. 216 p. (in Russian)].
11. Гонсалес Р.С., Вудс Р.Е. Цифровая обработка изображений. Изд. 3-е, исправл. и доп.. М.: Техносфера, 2012. 1104 с. [Gonzalez R.S., Woods R.E. Digital image processing. Ed. 3rd, corrected and augmented. Moscow: Technosphere, 2012. 1104 p. (in Russian)].
12. Введение в контурный анализ. Приложения к обработке изображений и сигналов. Под ред. Я.А. Фурмана. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. 592 с. [Introduction to the contour analysis. Applications for image and signal processing. Ed. Y.A. Furman. Moscow: FIZMATLIT, 2003. 592 p.].
13. Майорова В.И., Банников А.М., Зайцев К.И. Математическое моделирование процесса радиометрической коррекции снимков дистанционного зондирования Земли. М.: МГТУ им. Н. Э. Баумана. 20 с. [Mayorova V.I., Bannikov A.M., Zaitsev K.I. Mathematical modeling of radiometric correction of images of Earth remote sensing. Moscow. MSTU them. N.E. Bauman. 20 p. (in Russian)].
14. Зражевский А.Ю., Кокошкин А.В., Коротков В.А. Особенности применения инверсной фильтрации для восстановления изображений с учетом квантования яркости при записи в BMP файл, ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. 2016, 6, 31–39 [Zrazhevsky A.Yu., Kokoshkin A.V., Korotkov V.A. Features of the inverse filtering for image recovery with allowance for the quantization of brightness when writing to a BMP file, IRE them. V.A. Kotelnikov Institute of the Russian Academy of Sciences. 2016, 6, 31-39 (in Russian)].
15. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высш.шк., 2003. 462 с. [Baskakov S.I. Radio engineering circuits and signals. M.: Higher Education, 2003. 462 p. (in Russian)].
16. Абраменков А.В., Васильченко О.В., Семченков С.М., Печенев Е.А. Инверсная фильтрация импульсных сигналов, Электромагнитные волны и электронные системы, 4, 2017, 8–12 [Abramenkov AV, Vasilchenko OV, Semchenkov SM, Pechenev EA Inverse filtration of pulse signals, Electromagnetic waves and electronic systems, 4, 2017, 8-12 (in Russian)].
17. Чижов А.А. Сверхрэлеевское разрешение. Т.1: Классический взгляд на проблему. М.: КРАСАНДР, 2010. 96 с. [Chizhov A.A. Super-Rayleigh resolution. T.1: A classic view of the problem. Moscow, KRASANDR, 2010. 96 p. (in Russian)].

REFERENCES

1. Tsar'kov N.M. Multichannel radar gauges. Moscow, Soviet Radio, 1980. 192 p.
2. Klimov S.A. Potential limit and quality indicators of ultra-Rayleigh signal resolution, "Journal of Radioelectronics", 2013, 8, Pp. 53-59.
3. Drogalin VV, Merkulov VI, Rodzivilov VA, Fedorov IB, Chernov MV Algorithms for estimating the angular coordinates of radiation sources, based on spectral analysis methods, Scientific and Technical Series, 1999, 1, Pp. 52-68.
4. Marple S.L. Digital spectral analysis and its applications: translation from English. Moscow, Mir, 1990. 584 p.
5. Varyukhin V.A. Fundamentals of the theory of multichannel analysis. Kiev, WAPVOSV, 1993. 156 p.
6. Abramenkov V.V., Klimov S.A., Savinov Yu.I. Method and device for measuring ranges to M secondary radiation sources, whose signals overlap in time, Radio Engineering, 2002, 1, Pp. 32-38.
7. Chizhov A.A. Super-Rayleigh resolution. T. 2. Overcoming the factor of incorrectness of the inverse scattering problem and projection radar. Moscow, Krasand, 2010. 104 p.
8. Shirman Ya.D., Manzhos V.N. Theory and technique of radar information against the background of interference. Moscow, Radio Communication, 1981. 416 p.
9. Vasilenko G.I. Theory of signal reconstruction: On reduction to an ideal device in physics and engineering. Moscow: Sov. radio, 1979. 271 p.
10. Finkelstein M.I., Karpukhin V.I., Kutev V.A., Metelkin V.N. Sub-surface radar. Moscow: Radio and Communication, 1994. 216 p.
11. Gonzalez R.S., Woods R.E. Digital image processing. Ed. 3rd, corrected and augmented. Moscow: Technosphere, 2012. 1104 p.
12. Introduction to the contour analysis. Applications for image and signal processing. Ed. Y.A. Furman. Moscow: FIZMATLIT, 2003. 592 p.
13. Mayorova V.I., Bannikov A.M., Zaitsev K.I. Mathematical modeling of radiometric correction of images of Earth remote sensing. Moscow. MSTU them. N.E. Bauman. 20 p.
14. Zrazhevsky A.Yu., Kokoshkin A.V., Korotkov V.A. Features of the inverse filtering for image recovery with allowance for the quantization of brightness when writing to a BMP file, IRE them. V.A. Kotelnikov Institute of the Russian Academy of Sciences. 2016, 6, 31-39.
15. Baskakov S.I. Radio engineering circuits and signals. M.: Higher Education, 2003. 462 p.
16. Abramenkov AV, Vasilchenko OV, Semchenkov SM, Pechenev EA Inverse filtration of pulse signals, Electromagnetic waves and electronic systems, 4, 2017, Pp. 8-12.
17. Chizhov A.A. Super-Rayleigh resolution. T.1: A classic view of the problem. Moscow, KRASANDR, 2010. 96 p.

СПУТНИКОВЫЕ И ПСЕВДОСПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ ПОСАДКИ ВОЕННОГО АЭРОДРОМА

Е.С. Перевозов

ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), РФ

Аннотация. Выполнен анализ качества функционирования радиолокационных системам посадки в составе автоматизированной системы управления полетами, выявлены потенциальные пределы качества их функционирования. Оценена возможность использования в системах аэродромного управления государственной авиацией спутниковых и псевдоспутниковых систем посадки.

Ключевые слова: радиолокационная станция; спутниковая система посадки; псевдоспутник.

SATELLITE AND PSEUDO SATELLITE LANDING SYSTEMS AT MILITARY AIRFIELD

E. S. Perevozov

Military Educational and Scientific Center of the Air Force «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh), RU

Analysis of the performance of radar landing systems in the frame of the automated air traffic control system is made, the potential performance values are determined. The possibility of application of satellite and pseudo satellite landing systems as a part of state air traffic control systems is estimated.

Keywords: radar station, satellite landing system, pseudo satellite.

1. Введение

Для обеспечения решения задач управления воздушным движением (УВД) государственной авиацией в качестве основных датчиков информации о воздушной обстановке используются радиолокационные станции. Применение этих систем выявило ряд недостатков:

– зона действия ограничивается прямой видимостью;

– сложность получения необходимой зоны обнаружения в вертикальной плоскости (наличие “мертвой“ воронки);

– возникновение ложных отметок из-за боковых и задних лепестков диаграмм направленности антенн;

– не высокий темп обновления информации;

– для покрытия радиолокационным полем больших пространственных объемов необходима широкая сеть станций, оптимальная установка которых ограничена географическими и экологическими факторами;

– велики финансовые расходы на их приобретение, эксплуатацию;

– радиолокаторы в основном достигли предела своих потенциальных возможностей.

Дальнейшее использование только радиолокационных датчиков информации в системах УВД и полетами означает движение по экстенсивному пути.

2. Спутниковые и псевдоспутниковые системы посадки

Спутниковые системы связи, навигации и наблюдения для регулирования воздушного движения CNS/ATM относят к новым информационным технологиям в задачах УВД. В концепции развития авиационных систем УВД и полетами государственной авиации РФ до 2020 года спутниковые системы связи, навигации и наблюдения будут применяться как дополнительными системами в составе боевых авиационных комплексов различного назначения. Их более широкое применение в качестве основных систем будет рассматриваться по мере устранения ряда очевидных недостатков. Открытость характеристик системы, стандартизация ее технических параметров делает систему слабо защищенной как от непреднамеренных, так и организованных помех. Необходимо на системном уровне решать задачи организации и взаимодействия систем УВД CNS/ATM различных ведомств как государственной, так и других видов авиации. Однако уже достигнутый уровень развития этой технологии позволяет ее использовать в системах УВД государственной авиации при решении навигационных и боевых задач. Концепция перевооружения армии и флота РФ предполагает полное обновление парка систем РТО, связи и АСУ [1], введение в состав аэродромных комплексов управления сегментов спутниковой системы связи, навигации, наблюдения и посадки. Наиболее сложной задачей УВД является обеспечение категорированного захода на посадку. Это самый опасный участок полета, на этом участке возникает примерно 30% авиационных катастроф [1]. Использование спутниковых систем для посадки ВС стало возможным с появлением в них дифференциального режима [2, 3]. На рисунке 1 приведена схема применения спутниковой системы посадки с использованием глобальной навигационной спутниковой системы ГЛОНАСС (GPS) и локальной контрольно-корректирующей станции (ЛККС) на аэродроме.

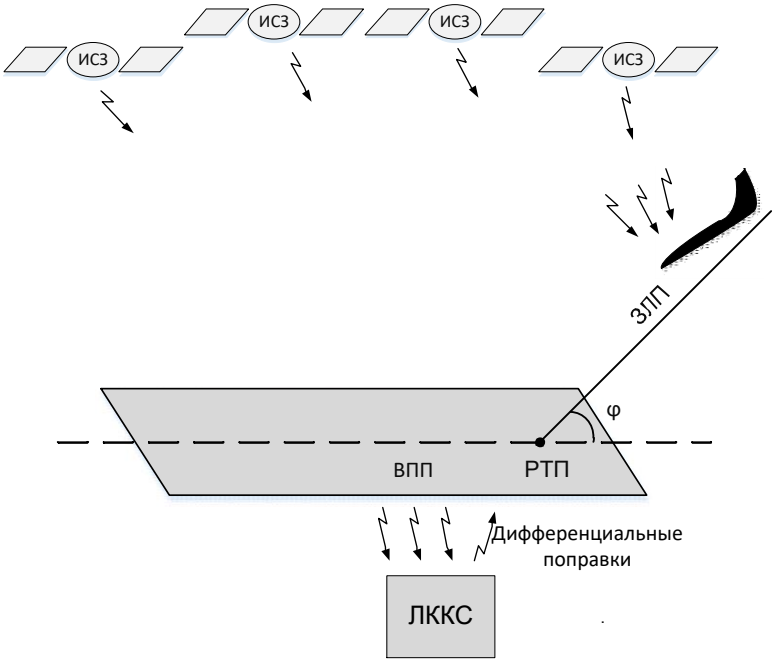


Рис. 1. Заход на посадку по сигналам ГНСС и ЛККС

Принцип действия такой системы управления, в отличие от традиционной, дополнительно предполагает: прием и обработку на ЛККС сигналов ГНСС, высокоточное определение собственных координат; сопоставление их с фактическими (известно с высокой точностью); вычисление погрешностей измерений, вызванных условиями распространения сигналов ГНСС в данном районе (ошибки обусловленные распространением ЭМВ в ионосфере, атмосфере, переотражением спутниковых сигналов); передача вычисленных погрешностей измерений в виде поправок на борт ВС. На борту поправки используются для компенсации погрешностей измерений при обработке сигналов всех спутников, выбранных в рабочее созвездие. Кроме повышения точности измерений ЛККС обеспечивает мониторинг состояния спутниковой группировки и контроль целостности результатов измерений на борту воздушного судна (ВС). Для контроля целостности на борту ВС необходимо иметь информацию о показателе целостности и непрерывности от ЛККС, характеризующем качество работы ЛККС при наличии эффектов радиоинтерференции ЭМВ. По сути ЛККС выполняет функции как источника корректирущих сигналов, так и ещё одного спутника (псевдоспутника). Её сигналы используются для получения дополнительной псевдодальности, что эквивалентно улучшению геометрических свойств используемого рабочего созвездия навигационных искусственных спутников Земли (НИСЗ), повышается точность определения координат местоположения ВС. В целях получения необходимой точности измерения координат и управления ВС на аэродроме размещают несколько станций [2, 4]: опорный псевдоспутник (ОПС), рядом с центром ВПП, N псевдоспутников (ПС) в районе ВПП, запускаемых по сигналам от ОПС. Вычислитель коорректирущих поправок имеется как в ОПС, так и в ПС. Излученные сигналы ОПС и ПС, совместно с корректирущими поправками, на частотах отличных от частот НИСЗ, принимаются и обрабатываются в бортовой аппаратуре потребителя на ВС.

С целью повышения помехоустойчивости системы посадки в бортовой аппаратуре используют адаптивную антенную решетку, формирующую провалы в диаграмме направленности в направлении на источники помех. Для уменьшения передающих позиций на земле корректирующие поправки от ПС передаются по УКВ каналам в ОПС, которые затем передаются на рабочей частоте наземной части аппаратуры в бортовую аппаратуру потребителя [5]. Достоинства спутниковой системы посадки с псевдоспутниками: высокая точность определения плановых координат и высоты, составляющих путевой скорости; система сохраняет работоспособность при уходе частоты (шкалы времени) на НИСЗ, в бортовой аппаратуре ВС или наземной аппаратуре; более высокая помехоустойчивость; наземная часть системы имеет высокую мобильность. Примеры применения спутниковой системы посадки с псевдоспутниками: спутниковая система посадки "Джейпалс" (США, ошибка определения координат ВС в вертикальной и вертикальной плоскостях не превышает 0,3 м, проекций скорости движения – 0,01 м/с); спутниковая система посадки вертолёта на корабль (РФ, точность определения координат ВС в вертикальной и вертикальной плоскостях не превышает 1 м, проекций скорости движения - 0,1 м/с).

Для работы в условиях интенсивных непреднамеренных и преднамеренных помех, в арктических районах может найти применение локальная навигационная система (наземное дополнение к системе ГЛОНАСС) на основе только псевдоспутников (рисунок 2) [6]. Передача сигналов управления от ЭВМ к псевдоспутникам может быть реализована различными способами: оптико-волоконные линии, широкополосный Wi-Max, Wi-Fi. Принцип работы такой псевдоспутниковой системы аналогичен известной спутниковой. В отличие от спутниковой системы, здесь не будет эфемеридных, ионосферных, тропосферных ошибок можно оптимально разместить созвездие псевдоспутников на земле, получить большое отношение сигнал/шум, поэтому точность позиционирования будет высокой – 5…10 см. Максимальная точность измерения координат, особенно высоты полета, достигается при размещении всего излучающего созвездия псевдоспутников под глиссадой снижения. При этом псевдоспутники 1 и 2 размещаются на расстоянии 100…200 м от продолжения оси ВПП. Используемыми несущими частотами могут быть: традиционные диапазоны L1, L2 систем ГЛОНАСС и GPS; от собственного высокоточного рубидиевого генератора (обеспечивает возможность автономной работы системы); любая другая частота при подключении внешнего конвертора частот. Обратная связь между псевдоспутниками и контрольно-корректирующей станцией обеспечивает подстройку параметров псевдоспутников и их мониторинг.

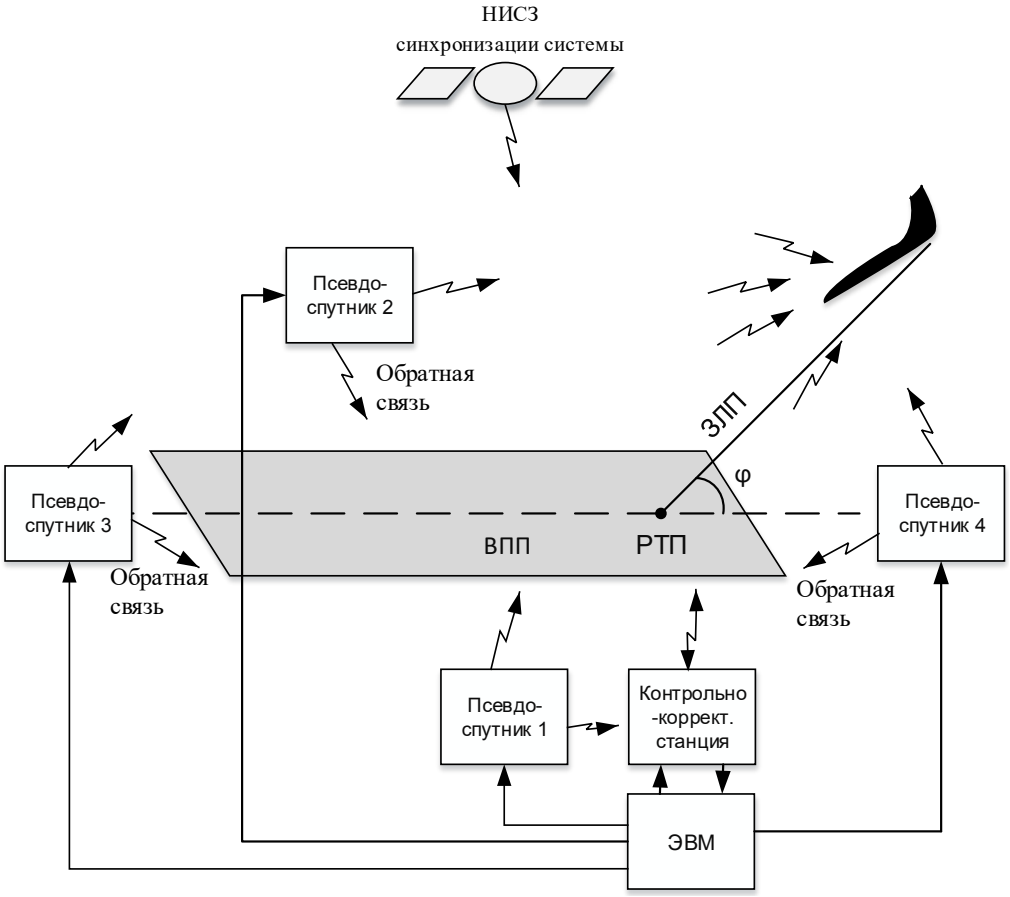


Рис. 2. Псевдоспутниковая система посадки

Помехоустойчивость таких систем можно повысить путем динамического изменения модулирующего кода несущей частоты, использованием «длинных кодов» типа ВТ, введения мерцающего режима работы псевдоспутников (противник заранее не знает, где размещены псевдоспутники). Такие локальные радионавигационные системы могут получить применение и при решении других задач в военной авиации: для управления и наведения беспилотных летательных аппаратов, управляемого оружия, на вертолетных площадках и временных аэродромах, временных площадках спецподразделений. Позиции псевдоспутников могут размещаться как на земле (корабле), так и на привязных шарах (увеличивается зона позиционирования).

3. Заключение

Спутниковые системы посадки с ЛККС и псевдоспутниками обеспечивают требуемую точность для определения плановых координат, высоты полета, составляющих путевой скорости для задач УВД и посадки. Для повышения помехоустойчивости в бортовой аппаратуре необходимо использовать адаптивную антенную решетку. Такие системы могут использоваться в контурах аэродромного управления государственной авиации в качестве дополнительных, резервных систем. Псевдоспутниковые системы посадки имеют точность позиционирования почти на порядок выше спутниковых (5…10 см), достаточно высокую помехоустойчивость, мобильность наземной части аппаратуры, поэтому псевдоспутниковые системы могут найти применение в динамичных боевых операциях авиации, в контурах управления воздушными судами и беспилотными летательными аппаратами временных аэродромов, а также управляемого оружия.

Литература

1. Губанов А.В., Спирин Ю.В., Свищо В.С. Состояние и направления развития автоматизированной системы управления полетами военной авиации в районе аэродрома: материалы Всероссийской научно-практической конференции “Современные проблемы и перспективные направления развития авиационных комплексов и систем военного назначения, форм и способов их боевого применения”. Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2011. – С. 68-71.
2. Автоматизированные системы управления воздушным движением: новые информационные технологии в авиации: учебное пособие/ Р.М. Ахмедов, А.А. Бибутов, А.В. Васильев и др. Под ред. Г.С. Пятко и А.И. Красова. СПб.: Политехника, 2004. - 446 с.
3. Соломенцев В.В., Алипов И.В. Новые технологии в аэронавигационной системе России. //Научный вестник МГТУ ГА, серия “Навигация и УВД”. 2008, №136. – С. 6-13.
4. Бабуров В. И., Волчок Ю. Г., Гальперин Т. Б., Губкин С. В., Иванцевич Н. В., Саута О. И., Соколов А. И., Чистякова С. С., Юрченко Ю. С. Спутниковая радионавигационная система посадки с использованием псевдоспутников. Патент РФ № 2439617 от 6.10.2010.
5. Шатров О.А. Разработка в США системы инструментальной посадки “Джейпалс”. //Зарубежное военное обозрение, 2012, № 5. – С. 59-63.
6. Функциональное дополнение к ГЛОНАСС на основе псевдоспутников для обеспечения точной посадки воздушных судов и решения специальных задач. http://www. almaz-antey.ru, 28.05.2014.

REFERENCES

1. Gubanov A.V., Spirin Y.V., Svischo V.S. The State and Directions of the Development of the Automated Military Air Traffic Control System in the Airfield district. Materiel of the Russian Science Conference “Contemporary Problems and Perspectives of the Air Complexes and Military Systems, Ways and Techniques of their Combat Application”, Voronezh, 2011.-Pp. 68-71.
2. Automated Air Traffic Control Systems: New Information Technologies in Aviation: Textbook/ R.M. Akhmedov, A.A. Bibutov, A.V. Vasiliev and others. eds. Gu.S. Piatko and A.I. Krasov. – Spb.: Politechnika, 2004. – 446 p.
3. Solomentsev V.V., Alipov I.V. New Technologies in Air Navigation Sysrem of Russia. Science Newsletter of MSTU CA, Series “Navigation and ATC”. 2008, №136.- Pp. 6 -13.
4. Satellite Radar Landing System Incorporating Pseudo Satellites. Patent of the RF № 2439617 dated 6.10.2010.
5. Shatrov V. Construction of the Instrument Landing System Japels in the USA. Military Review. 2012. № 5. - P. 59-63.
6. Performance Roundout to Glonass on the Base of Pseudo Satellites for the Accurate Landing and Special Tasks Solution. http://www. almaz-antey.ru, 28.05.2014 .

УГЛОМЕРНО-ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ ЛОКАЦИЯ ИЗЛУЧАЮЩЕЙ ЦЕЛИ В УСЛОВИЯХ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ

Ю. Г. Булычев[1], А. А. Мозоль[2], И. Г. Насенков[3], А. В. Ячменев[4], И. А. Марченко[5], К. Е. Родюшкин[2]

[1]АО «Всероссийский научно-исследовательский институт «Градиент»
(АО «ВНИИ «Градиент»), Ростов-на-Дону, Россия
[2]Краснодарское высшее военное училище (КВВУ), Краснодар, Россия
[3]АО «Технодинамика», Москва, Россия
[4]Служба РЭБ ВМФ, Санкт-Петербург, Россия
[5]АО «Таганрогский научно-исследовательский институт связи» (АО «ТНИИС»), Таганрог, Россия

Аннотация. Развита одна из модификаций известного угломерно-энергетического метода пассивной локации, позволяющая определять местоположение движущегося источника излучений в пространстве по результатам угловых и энергетических измерений, выполняемых неподвижной однопозиционной системой. Данная модификация не требует априорного знания значений основных параметров уравнения радиолинии, определяющих условия радиоконтакта «источник-система», при этом сама радиолиния рассматривается как нестационарная.

Ключевые слова: источник излучения; пассивная локация; энергетический метод; угломерно-энергетический метод; обобщенный энергетический коэффициент.

THE ANGULAR-ENERGY LOCATION OF THE RADIATING TARGET UNDER CONDITIONS OF A PRIORI UNCERTAINTY

Yu. G. Bulychev[1], A. A. Mozol'[2], I. G. Nasenkov[3], A. V. Jachmenev[4], I. A. Marchenko[5], K. E. Rodyushkin[2]

[1]JSC «All-Russian Scientific Research Institute «Gradient»
(JSC «ARSRI «Gradient»), Rostov-on-Don, Russia
[2]Krasnodar Higher Military School (KHMS), Krasnodar, Russia
[3]JSC «Technodynamics», Moscow, Russia
[4]Service of EW of the Navy, St. Petersburg, Russia
[5]JSC «Taganrog Research Institute of Communications» (JSC «TRIC»), Taganrog, Russia

Abstract. One of the modifications of the known angular-energy method of passive location is developed, which makes it possible to determine the location of a moving source of radiation in space from the results of angular and energy measurements performed by a fixed single-position system. This modification does not require an a priori knowledge of the values of the main parameters of the radio link equation that determine the conditions of the radio-contact «source-system», while the radio link itself is considered as non-stationary.

Keywords: source of radiation; passive location; energy method; the angular-energy method; generalized energy coefficient.

1. Введение

В последние годы снова возрос интерес к энергетическому и угломерно-энергетическому методам (соответственно ЭМ и УЭМ) пассивной локации источников

излучений (ИИ), реализуемым на базе однопозиционной, двухпозиционной или многопозиционной систем [1–10]. Это обусловлено тем, что к настоящему времени реализовано достаточно большое количество способов и средств надежной оценки уровня принимаемых сигналов различного типа (непрерывных, квазинепрерывных, импульсных и т.д.) с всевозможными видами частотной и фазовой модуляции. Если в ЭМ в качестве исходных данных привлекаются только измерения уровня сигнала, то для реализации УЭМ, кроме этого, необходимо использовать замеры пеленга ИИ. В работе [6] рассматривается возможность эффективного комбинирования ЭМ и УЭМ с известными методами пассивной локации, например, триангуляционным, при этом максимальный эффект достигается в условиях априорной неопределенности: при попадании ИИ в триангуляционно-некорректную область, при пропадании измерений для различных условий радиоконтакта, при «деградации» структуры многопозиционной системы вплоть до однопозиционного варианта, при нарушении условий высокоточной пеленгации и т.д.

Если применение ЭМ более перспективно для многопозиционных систем, то УЭМ целесообразнее использовать в однопозиционных системах, когда обеспечивается возможность определения параметров движения ИИ с использованием одной стационарной точки визирования. Именно этот случай представляет наибольший теоретический и практический интерес, требует дальнейших исследований в плане снятия ряда ограничений и расширения границ применимости УЭМ. Данному направлению – развитию УЭМ (применительно к однопозиционному варианту) и посвящен настоящий доклад.

Основу УЭМ составляет известное уравнение радиолинии для пассивной локации [11–13]: $P = \mu D^{-n}$, где P – уровень мощности излучения, регистрируемый на выходе приемной антенны однопозиционной угломерно-энергетической системы (ОУЭС); μ – обобщенный энергетический коэффициент (как правило, неизвестный), характеризующий условия радиоконтакта; D – наклонная дальность до ИИ; n – показатель степени (в общем случае неизвестный), для которого можно априорно указать лишь диапазон его возможных значений $\left(n_{\text{мин}}, n_{\text{макс}}\right)$, $n_{\text{мин}} > 0$, $n_{\text{макс}} \geq n_{\text{мин}}$. С параметрами μ и n связаны возможные случаи априорной неопределенности, о которых говорилось выше.

В работах [1–10] рассмотрены два случая априорной неопределенности относительно коэффициента $\mu = \mu(t)$ для заданного интервала наблюдения:

стационарный – $\mu = \text{const}$ для $t \in [0,T]$, нестационарный – $\mu \neq \text{const}$ для $t \in [0,T]$. Для стационарного случая неопределенность относительно коэффициента μ устраняется построением алгоритма оценивания дальности, который оказывается инвариантным к значениям данного коэффициента (см., например, [1, 3, 5, 6]). В простейшем случае такой алгоритм может быть реализован с использованием двух радиоконтактов. В нестационарном случае обоснована возможность совместного оценивания параметров экспоненциально-полиномиальной модели, коэффициента μ и дальности до ИИ, при этом используется избыточное число радиоконтактов для обеспечения известного условия наблюдаемости и сглаживающего эффекта [7, 8].

Недостаток работ [1–10] состоит в том, что они ориентированы лишь на два случая: $n = 2$ – излучение распространяется в свободном пространстве; $n = 4$ – учитывается зеркальное отражение излучения от Земли, что связано с появлением соответствующего интерференционного множителя [4, 10]. Однако в реальных условиях радиоконтакта величина коэффициента n может оказаться заданной с точностью до интервала $(n_{\text{мин}}, n_{\text{макс}})$, например, при учете диффузного рассеяния или отражения излучения от различных поверхностей, при нестационарности параметров среды распространения и т.д. На практике чаще всего следует ожидать многолучевого характера распространения излучения, при котором долей диффузного рассеяния пренебрегать нельзя. В таких условиях допущения о распространении излучения в свободном пространстве или зеркальном отражении излучения, принимаемые в работах [1–10], становятся не вполне адекватными для большинства практических задач. Вследствие указанного, представляется актуальным решение задачи, состоящей в разработке еще одной модификации УЭМ локации ИИ применительно к ОУЭС, ориентированной на описанную выше априорную неопределенность.

Далее рассматривается нестационарный случай ($\mu \neq \text{const}$ для $t \in [0,T]$), для которого используется экспоненциально-полиномиальная модель коэффициента $\mu = \mu(t)$ [7, 8], а задача пассивной локации ИИ решается в пространстве.

2. Постановка задачи

Рассмотрим геометрию задачи, представленную на рис. 1.

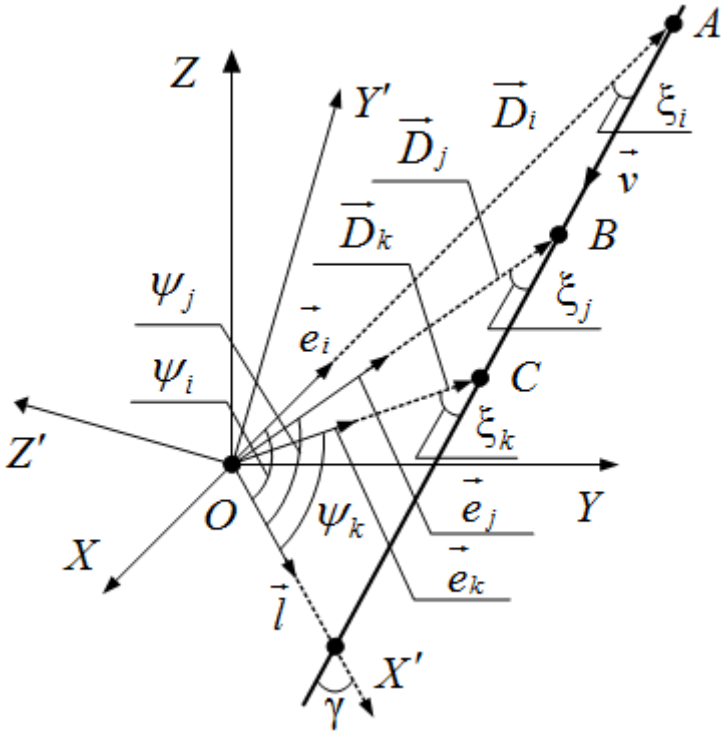


Рис. 1. Геометрия задачи.

Предположим, что в декартовой системе координат *XYZ*, в центре которой находится ОУЭС, движется ИИ по закону: $x_i = x(t_i) = a_0 + a_1 t_i$, $y_i = y(t_i) = b_0 + b_1 t_i$, $i = \overline{0, I}$, где a_0, a_1, b_0, b_1 – неизвестные коэффициенты, $t_i \in [0, T]$, $t_0 = 0$, $t_I = T$. Временная сетка $\{t_i\}_{i=0}^{I}$ привязана к моментам радиоконтакта «ИИ–ОУЭС». Далее используются следующие обозначения: $\alpha_i = \alpha(t_i)$ – азимут, $\beta_i = \beta(t_i)$ – угол места, $D_i = D(t_i) = \|\vec{D}_i\|$ – дальность до ИИ, $v = \|\vec{v}\|$ – известная с заданной точностью величина вектора скорости $\vec{v}$, $\xi_i = \xi(t_i)$ – угол между линией визирования и траекторией ИИ, точки *A*, *B*, *C* соответствуют положениям ИИ в моменты времени t_i, t_j, t_k соответственно. Кроме того, на рис. 1 введены следующие обозначения: $X'Y'Z'$ – система координат, повернутая относительно *XYZ* так, что траектория ИИ лежит в плоскости $X'OY'$; $\vec{e}_i = D_i^{-1}\vec{D}_i$, $\vec{e}_j = D_j^{-1}\vec{D}_j$ – единичные направляющие вектора линий визирования; $\vec{l}$ – единичный направляющий вектор оси OX', которая лежит в плоскости XOY. Азимуты ИИ в плоскости траектории полета $X'OY'$ определяются следующим образом:

$$\begin{cases} \cos\psi_{i(j,k)} = l_x \cos\alpha_{i(j,k)} \cos\beta_{i(j,k)} + l_y \sin\alpha_{i(j,k)} \cos\beta_{i(j,k)}, \\ \sin\psi_{i(j,k)} = \sqrt{1 - \cos^2\psi_{i(j,k)}}, \\ \cos\Delta\psi_{ij(k)} = \cos\beta_i \cos\beta_{j(k)} \cos\left(\alpha_{j(k)} - \alpha_i\right) + \sin\beta_i \sin\beta_{j(k)}, \end{cases}$$

где $\Delta\psi_{ij(k)} = \psi_i - \psi_{j(k)}$.

Принятая модель движения ИИ для сравнительно небольших временных интервалов является весьма распространенной на практике, например, в задачах радиотехнической разведки различных воздушных, космических и морских объектов [4]. Она также составляет основу широко используемой кусочно-линейной модели движения.

Для описания обобщенного энергетического коэффициента воспользуемся экспоненциальной моделью: $\mu(t)=\exp\left\{\vec{\lambda}^T\vec{q}(t)\right\}$, $t\in[0,T]$, где $\vec{\lambda}=\left[\lambda_k, k=\overline{0,K}\right]^T$ – вектор неизвестных коэффициентов, $\vec{q}(t)=\left[q_k(t), k=\overline{0,K}\right]^T$ – вектор заданных базисных функций (в частном случае $q_k(t)=t^k$ – степенной базис), $q_0(t)\equiv 1$, ^{T} – знак транспонирования. Далее будем также пользоваться записью $\mu(t)=\overline{\lambda}_0\overline{\mu}(t)$, где $\overline{\mu}(t)=\exp\left\{\vec{\overline{\lambda}}^T\vec{\overline{q}}(t)\right\}$, $\vec{\overline{\lambda}}=\left[\lambda_k, k=\overline{1,K}\right]^T$, $\vec{\overline{q}}(t)=\left[q_k(t), k=\overline{1,K}\right]^T$. Эффективность такой модели наглядно продемонстрированы в работе [7]. Она позволяет декомпозировать задачу совместного определения коэффициентов самой модели и дальности до ИИ.

Вектор измеряемых параметров $\mathbf{\Psi}_i=\left[\psi_{i1},\psi_{i2},\psi_{i3}\right]^T=\left[P_i,\alpha_i,\beta_i\right]^T$ включает в себя мощность входного сигнала $P_i=P\left(t_i\right)$, азимут $\alpha_i=\alpha\left(t_i\right)$ и угол места $\beta_i=\beta\left(t_i\right)$. Используется модель измерений $\hat{\mathbf{\Psi}}_i=\left[\hat{P}_i,\hat{\alpha}_i,\hat{\beta}_i\right]^T=\mathbf{\Psi}_i+\mathbf{\Delta\Psi}_i$, где $\mathbf{\Delta\Psi}_i=\left[\Delta\psi_{i1},\Delta\psi_{i2},\Delta\psi_{i3}\right]^T=\left[\Delta P_i,\Delta\alpha_i,\Delta\beta_i\right]^T$ – вектор ошибок измерений, распределенных по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием и корреляционной матрицей $\mathbf{K}_{\mathbf{\Delta\Psi}_i}=\mathrm{M}\left[\mathbf{\Delta\Psi}_i\,\mathbf{\Delta\Psi}_i^T\right]$. Введем симметричные временные тройки $t_i,t_j,t_k\in\left\{t_0,t_1,...,t_I\right\}$, такие что $t_i<t_j<t_k$, $\left|t_j-t_i\right|=\left|t_k-t_j\right|=\Delta t_{ik}/2$. При этом интервал $\Delta t_{ik}=\left|t_k-t_i\right|$ выбирается так, чтобы векторы $\mathbf{\Delta\Psi}_i$, $\mathbf{\Delta\Psi}_j$ и $\mathbf{\Delta\Psi}_k$ можно было бы полагать некоррелированными. Предположим, что имеется множество таких троек $\left\{\Im_l\right\}_{l=1}^N$.

Требуется с учетом принятых моделей и ограничений разработать модификацию УЭМ для определения параметров движения ИИ на базе ОУЭС в условиях априорной неопределенности относительно параметров μ и n.

3. Основные соотношения

Для временных моментов t_i и t_k (далее – $t_{i(k)}$) запишем уравнение радиолинии в виде

$$P_{i(k)}=\mu_{i(k)}D_{i(k)}^{-n}, \qquad (1)$$

где $n\in(n_{\text{мин}},n_{\text{макс}})$, $\mu_{i(k)}=\mu(t_{i(k)})=\overline{\lambda}_0\overline{\mu}(t_{i(k)})$, $D_{i(k)}=\left\|\vec{D}_{i(k)}\right\|$, $\vec{D}_{i(k)}=\vec{D}\left(t_{i(k)}\right)$.

Вводя обозначение для относительных мощностей $Q_{ik}=P_iP_k^{-1}$, с учетом (1) находим

$$Q_{ik} = \mu_{ik} D_k^n \, D_i^{-n} = \bar{\mu}_{ik} D_k^n \, D_i^{-n} = \mu_{ik} H_{ki}^n = \bar{\mu}_{ik} H_{ki}^n, \tag{2}$$

где $\mu_{ik} = \mu_i \, \mu_k^{-1} = \bar{\mu}_i \, \bar{\mu}_k^{-1} = \bar{\mu}_{ik}$, $H_{ki} = D_k \, D_i^{-1}$.

Таким образом, величина Q_{ik} не зависит от коэффициента $\bar{\lambda}_0 = \exp\{\lambda_0\}$.

Из треугольника *OAC* (см. рис. 1) по теореме синусов следует

$$H_{ki} = \frac{D_k}{D_i} = \frac{\sin \xi_i}{\sin \xi_k} = \frac{\sin(\psi_i + \gamma)}{\sin(\psi_k + \gamma)} = \frac{\sin \psi_i + \cos \psi_i \operatorname{tg} \gamma}{\sin \psi_k + \cos \psi_k \operatorname{tg} \gamma}, \tag{3}$$

где $\xi_{i(k)} = \pi - (\psi_{i(k)} + \gamma)$.

Таким образом, для нахождения величины H_{ki} необходимо знать угол γ (см. рис. 1). С учетом модели прямолинейного равномерного движения цели в плоскости $X'OY'$ ($x' = a'_0 + a'_1 t$, $y' = b'_0 + b'_1 t$, где a'_0, a'_1 b'_0, b'_1 – неизвестные коэффициенты) (по аналогии с [7]): $y'(x')^{-1} = \operatorname{tg} \psi$, $b'_0 + b'_1 t = (a'_0 + a'_1 t) \operatorname{tg} \psi$, $a'_{10}(t \sin \psi) - b'_{00} \cos \psi - b'_{10}(t \cos \psi) = -\sin \psi$, где $a'_{10} = a'_1 (a'_0)^{-1}$, $b'_{00} = b'_0 (a'_0)^{-1}$, $b'_{10} = b'_1 (a'_0)^{-1}$ – нормированные коэффициенты ($a'_0 \neq 0$). Записав последнее уравнение для различных моментов времени, получим систему линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) относительно координат вектора $\vec{\eta} = [a'_{10}, b'_{00}, b'_{10}]^T$:

$$\mathbf{B} \vec{\eta} = \vec{\theta}, \tag{4}$$

где **B** – матрица размером $(j+1) \times 3$, состоящая из строк $(t_i \sin \psi_i, \quad -\cos \psi_i, \quad -t_i \cos \psi_i)$, $i = \overline{0, j}$, $\vec{\theta} = \left[-\sin \psi_i, \quad i = \overline{0, j} \right]^T$.

Полагая, что $j + 1 \geq 3$, находим нормированные коэффициенты модели движения ИИ. Если число строк СЛАУ больше трех, то речь идет о построении сглаженных оценок этих коэффициентов с использованием соответствующей псевдоматрицы. Искомый угол γ может быть найден из соотношения $\operatorname{tg} \gamma = b'_1 (a'_1)^{-1} = b'_{10} (a'_{10})^{-1}$. Таким образом, только по угловым измерениям $\psi = \psi(t)$ можно найти сглаженную оценку γ, а по формуле (3) – и аналогичную оценку величины H_{ki}. Следует отметить, что формула (3) справедлива и для случая, когда ИИ движется параллельно плоскости *XOY*.

С учетом (2) и (3) можно записать $Q_{ik} = \bar{\mu}_{ik} \left[\sin(\psi_i + \gamma) / \sin(\psi_k + \gamma) \right]^n$, или, раскрывая множитель $\bar{\mu}_{ik}$,

$$Q_{ik} = \exp\left\{ \vec{\bar{\lambda}}^T \left[\vec{q}(t_i) - \vec{q}(t_k) \right] \right\} \left[\frac{\sin(\psi_i + \gamma)}{\sin(\psi_k + \gamma)} \right]^n. \tag{5}$$

Величины Q_{ik}, ψ_i, ψ_k и γ в формуле (5) рассматриваются в качестве косвенных измеряемых параметров, при этом для нахождения Q_{ik} необходимо знать параметры n и $\vec{\bar{\lambda}}$. Логарифмируя левую и правую части (5), (полагая $Q_{ik} > 0$ и $\sin(\psi_i + \gamma) / \sin(\psi_k + \gamma) > 0$) после несложных преобразований получим

$$\vec{\bar{\lambda}}^{T}\left[\vec{\bar{q}}(t_i)-\vec{\bar{q}}(t_k)\right]+n\ln\left[\frac{\sin\left(\psi_i+\gamma\right)}{\sin\left(\psi_k+\gamma\right)}\right]=\ln Q_{ik}\,. \qquad (6)$$

По аналогии с [7] на базе выражения (6) и принятой временной сетки $\{t_0,t_1,...,t_I\}$ можно сформировать соответствующие СЛАУ и псевдоматрицу для нахождения оценок $\vec{\bar{\lambda}}^{*}$ и n^{*}.

Несложно показать, что при движении ИИ в плоскости *XOY* , ограничившись стационарным случаем ($\mu=\text{const}$ для $t\in[0,T]$), получим явную формулу для нахождения параметра

$$n=\ln Q_{ik}\Big/\ln\left[\frac{\sin(\alpha_i-\gamma)}{\sin(\alpha_k-\gamma)}\right]. \qquad (7)$$

Поскольку отрезок *OB* является медианой треугольника *OAC* (см. рис. 1), то можно воспользоваться очевидной формулой

$$4D_j^2=2D_i^2+2D_k^2-S_{ik}^2\,, \qquad (4)$$

где $S_{ik}=v\,\Delta t_{ik}$ – путь, пройденный ИИ, за время $\Delta t_{ik}=\left|t_k-t_i\right|$.

Выражая из (2) величины

$$\begin{cases} D_i=\left(Q_{ji}/\bar{\mu}_{ji}\right)^{1/n}, \\ D_k=\left(Q_{jk}/\bar{\mu}_{jk}\right)^{1/n}D_j, \end{cases} \qquad (9)$$

с учетом (8) находим

$$D_j=2^{-1/2}S_{ik}\left[\left(Q_{ji}/\bar{\mu}_{ji}\right)^{2/n}+\left(Q_{jk}/\bar{\mu}_{jk}\right)^{2/n}-2\right]^{-1/2}. \qquad (10)$$

Подставляя найденную оценку параметра n в (10), находим значение D_j, а величины D_i и D_k определяем из выражений (9).

В стационарном случае ($\mu=\text{const}$ для $t\in[0,T]$) получаем более простую формулу для вычисления дальности до ИИ

$$D_j=2^{-1/2}S_{ik}\left[Q_{ji}{}^{2/n}+Q_{jk}{}^{2/n}-2\right]^{-1/2}. \qquad (11)$$

Таким образом, с использованием формул (1)–(11) решается задача определения дальности до ИИ на базе пассивной ОУЭС. По значениям $D_{i(j,k)}$, $\alpha_{i(j,k)}$ и $\beta_{i(j,k)}$ можно оценить местоположение ИИ для любого момента времени $t_{i(j,k)}\in[0,T]$

$$x_{i(j,k)}=D_{i(j,k)}\cos\alpha_{i(j,k)}\cos\beta_{i(j,k)},\quad y_{i(j,k)}=D_{i(j,k)}\sin\alpha_{i(j,k)}\cos\beta_{i(j,k)}. \qquad (12)$$

Формулы (1)–(12) составляют математическую основу развитой модификации УЭМ для ОУЭС. Данные формулы непосредственно связаны только с одной симметричной тройкой моментов радиоконтакта $t_i,t_j,t_k\in\{t_0,t_1,...,t_I\}$. Для повышения точности рекомендуется формировать несколько оценок дальности (местоположения) на избыточном массиве измерений с использованием семейства $\{\Im_l\}_{l=1}^{N}$ симметричных троек. Достоинством предложенной модификации УЭМ является отсутствие

необходимости задания начального приближения для нахождения параметра n, поскольку выражения (6) и (7) не требуют использования итерационной процедуры оценивания.

4. Заключение

Таким образом, развита новая модификация УЭМ, позволяющая определять параметры движения ИИ на базе ОУЭС при наличии априорной информации о величине скорости. Новизна разработанной модификации состоит в том, что для ее реализации не используется в явном виде истинное значение параметра n в уравнении радиолинии, определяющем условия радиоконтакта пары «ИИ–ОУЭС».

Важным достоинством предложенной модификации является отсутствие необходимости знания начального приближения параметра n, что устраняет необходимость использования трудоемких в вычислительном плане итерационных процедур. Для создания информационной избыточности и, как следствие, повышения качественных характеристик формируемых оценок дальности и местоположения ИИ предложенная модификация УЭМ может быть внедрена в любую многопозиционную пассивную систему локации.

Следует помнить, что разработанная модификация УЭМ применима лишь тогда, когда излучаемый сигнал характеризуется постоянной огибающей (используется частотная или фазовая модуляция), изменение уровня входного сигнала ОУЭС обусловлено законом движения ИИ, а также нестационарностью радиолинии, которая может быть учтена с использованием экспоненциально-полиномиальной модели обобщенного энергетического коэффициента. При этом число параметров такой модели (число степеней свободы) должно быть относительно небольшим. Очевидно, что для сложных условий радиоконтакта, характеризующихся существенной нестационарностью и возможностью перестройки параметров излучаемого сигнала (изменяющих его огибающую), предложенная модификация УЭМ мало эффективна. Однако здесь есть одно важное исключение: построенная формула для расчета дальности инвариантна к любому пропорциональному изменению указанного уровня на выбранном интервале наблюдения.

Литература

1. Евдокимов, Ю. Ф. Амплитудная система определения местоположения источников излучения с использованием метода наименьших квадратов и исследование ее точности / Ю. Ф. Евдокимов, В. П. Медведев // Телекоммуникации. — 2003. — № 11. — С. 34–39.
2. Уфаев, В. А. Оценка координат источника радиоизлучения на основе измерений амплитуды электромагнитного поля / В. А. Уфаев, В. И. Афанасьев, С. П. Разиньков // Радиотехника. — 2003. — № 10. — С. 71–77.
3. Сытенький, В. Д. Пассивная локация на основе амплитудных измерений / В. Д. Сытенький // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. — 2011. — № 1. — С. 69–75.
4. Мельников, Ю. П. Радиотехническая разведка. Методы оценки эффективности местоопределения источников излучения / Ю. П. Мельников, С. В. Попов. — М. : Радиотехника, 2008. — 189 с.

5. Булычев, Ю. Г. Пассивная локация на основе угловых и мощностных измерений системы пеленгаторов / Ю. Г. Булычев, В. Ю. Булычев, С. С. Ивакина // Известия РАН. Теория и системы управления. — 2014, № 1. — С. 65–71.
6. Булычев, Ю. Г. Обоснование возможности комбинированного применения угломерного и угломерно-мощностного методов пассивной локации / Ю. Г. Булычев, С. С. Ивакина, И. Г. Насенков // Радиотехника. — 2015, № 3. — С. 128–136.
7. Булычев, Ю. Г. Амплитудно-угломерная пассивная локация излучающей цели для нестационарного радиоканала / Ю. Г. Булычев, В. Ю. Булычев, С. С. Ивакина // РЭ. — 2016. — Т. 61, № 3. — С. 236–243.
8. Булычев, Ю. Г. Метод пассивно-энергетической локации и навигации в стационарной и нестационарной постановках / Ю. Г. Булычев, С. С. Ивакина, И. Г. Насенков // Радиотехника. — 2015. —№ 6. — С. 107–115.
9. Булычев, Ю. Г. Анализ модификации энергетического метода пассивной дальнометрии / Ю. Г. Булычев, С. С. Ивакина, И. Г. Насенков, А. А. Мозоль // Автометрия. — 2016. — Т. 52, № 3. — С. 37–42.
10. Булычев, Ю. Г. Пеленгационно-энергетический метод пассивной локации с учетом кривизны Земли и явления интерференции / Ю. Г. Булычев, А. А. Мозоль // Автометрия. — 2017. — Т. 53, № 4. — С. 43–49.
11. Коростелев, А. А. Теоретические основы радиолокации / А. А. Коростелев, Н. Ф. Клюев, Ю. А. Мельник и др. — М. : Сов. Радио, 1978. — 608 с.
12. Петров, Б. М. Электродинамика и распространение радиоволн / Б. М. Петров. — М. : Радио и связь, 2000. — 473 с.
13. Ширман, Я. Д. Теоретические основы радиолокации / Я. Д. Ширман. — М. : Сов. Радио, 1970. — 561 с.

REFERENCES

1. Evdokimov Yu.F., Medvedev V.P. Amplitude system for determining the location of radiation sources using the least squares method and investigating its accuracy. [Evdokimov Yu.F., Medvedev V.P. Amplitudnaia sistema opredelenia mestopologenia istochnikov izluchenia s ispolzovaniem metoda naimen'schih kvadratov i issledovanie eie tochnosti]. Telecommunications — Telekommunikacii, 2015, no. 3, pp. 128-136.
2. Ufaev V.A., Afanas'ev V.I., Razinkov S.P. Estimation of the coordinates of a radio emission source on the basis of measurements of the amplitude of an electromagnetic field. [Ufaev V.A., Afanas'ev V.I., Razinkov S.P. Ocenka koordinat istochnika radioizluchenia na osnove izmerenii amplitudyi elektromagnitnogo polia]. Radio Engineering — Radiotehnika, 2003, no. 10, pp. 71–77.
3. Sytenky V.D. Passive location on the basis of amplitude measurements. [Sytenky V.D. Passivnaia lokacia na osnove amplitudnyih izmerenii]. Izv. universities of Russia. Radioelectronics — Izvestiya vusov Rossii. Radioelektronika, 2011, no. 1, pp. 69–75.
4. Melnikov Yu.P., Popov S.V. Radiotechnical exploration. Methods for assessing the efficiency of the location of radiation sources. [Melnikov Yu.P., Popov S.V. Radiotehnicheskaia razvedka. Metodyi ocenki effektivnosti mestoopredelenia istochnikov izluchemia]. Moscow: Radiotehnika, 2008, 189 p.
5. Bulychev Yu.G., Bulychev V.Yu., Ivakina S.S. Passive location based on angular and power measurements of the direction finder system. [Bulychev Yu.G., Bulychev V.Yu., Ivakina S.S. Passivnaia lokacia na osnove uglovyih i moshnostnih izmerenii sistemyi pelengatorov]. Izvestiya RAN. Teoria i sistemyi upravlenia — Izvestiya RAN. Theory and control systems, 2014, no. 1, pp. 65–71.
6. Bulychev Yu.G., Nasenkov I.G., Ivakina S.S. Substantiation of the possibility of combined use of the angular and angular-power methods of passive location. [Bulychev Yu.G., Nasenkov I.G., Ivakina S.S. Obosnovanie vozmognosti kombinirovannogo primenenia uglomernogo i uglomerno-moshnostnogo metodov passivnoi lokacii]. Radiotehnika — Radiotehnika, 2015, no. 3, pp. 128–136.

7. Bulychev Yu.G., Bulychev V.Yu., Ivakina S.S. Amplitude-goniometer passive location of the radiating target for a non-stationary radio channel [Bulychev Yu.G., Bulychev V.Yu., Ivakina S.S. Amplitudno-uglomernaia passivnaia lokacia izluchaiushei celi dlia nestacionarnogo radiokanala]. RE — Radiotehnika i elektronika, 2016, Vol. 61, no. 3, pp. 236–243.
8. Bulychev Yu.G., Nasenkov I.G., Ivakina S.S. Method of passive-energy location and navigation in stationary and nonstationary statements. [Bulychev Yu.G., Nasenkov I.G., Ivakina S.S. Metod passivno-energeticheskoi lokacii i navigacii v stacionarnoi i nestacionarnoi postanovkah]. Radiotekhnika — Radiotehnika, 2015, no. 6, pp. 107–115.
9. Bulychev Yu.G., Nasenkov I.G., Ivakina S.S., Mozol A.A. Analysis of the modification of the energy method of passive range-finding. [Bulychev Yu.G., Nasenkov I.G., Ivakina S.S., Mozol A.A. Analis modifikacii energeticheskogo metoda passivnoi dalnometrii]. Avtometriya — Avtometriya, 2016, Vol. 52, no. 3, pp. 37–42.
10. Bulychev Yu.G., Mozol A.A. The direction-energy method of passive location with allowance for the curvature of the earth and the phenomenon of interference. [Bulychev Yu.G., Mozol A.A. Pelengacionno-energeticheskii metod passivnoi lokacii s uchetom kriviznyi zemli i iavlenia interferencii]. Avtometriya — Avtometriya, 2017, Vol. 53, no. 4, pp. 43–49.
11. Korostelev A.A., Klyuev N.F., Melnik Yu.A. Theoretical foundations of radiolocation. [Korostelev A.A., Klyuev N.F., Melnik Yu.A. Teoreticheskie osnovyi radiolokacii]. Moscow: Sov. Radio, 1978, 608 p.
12. Petrov B.M. Electrodynamics and propagation of radio waves. [Petrov B.M. Elektrodinamika i rasprostranenie radiovoln]. Moscow: Radio i Sviaz', 2000, 473 p.
13. Shirman Ya.D. Theoretical basis of radar. [Shirman Ya.D. Teoreticheskie osnovyi radiolokacii]. Moscow: Sov. Radio, 1970, 561 p.

УМЕНЬШЕНИЕ ВРЕМЕНИ СМЕНЫ РЕЖИМА ИЗЛУЧЕНИЯ В МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫХ РАДИОЛОКАТОРАХ

Н. А. Кушнерев, М. В. Родин

АО "Концерн "Вега", Москва, Россия

Аннотация. Изложены соображения относительно возможности уменьшения времени смены режима излучения в многофункциональных радиолокаторах с активными фазированными антенными решетками. В частности, особое внимание уделено влиянию источника электропитания передающего модуля антенной решетки на время установления требуемого значения мощности зондирующего сигнала. Проанализирована работа источника электропитания, обеспечивающего быструю регулировку напряжения электропитания выходного усилительного каскада передающего модуля, и приведены результаты его имитационного схемотехнического моделирования.

Ключевые слова: многофункциональный радиолокатор; активная фазированная антенная решетка; твердотельный передающий модуль; управление мощностью зондирующего сигнала; источник электропитания.

DECREASE THE TIME OF PULSE MODE CHANGE IN MULTIFUNCTION RADARS

N. A. Kushnerev, M. V. Rodin

SC "Corporation "Vega", Moscow, Russia

Abstract. Considerations on the possibility of decrease the time of pulse mode change in multifunction radars with active electronically scanned arrays are presented. In particular, special attention is paid to the influence of the power supply of the antenna array transmitter module on the time of setting the required value of the radar signal power. The work of the power supply providing fast voltage regulation is analyzed, and the results of its computer simulation are presented.

Keywords: multifunction radar; active electronically scanned array; solid state transmitter module; power control; power supply.

1. Введение

Результаты исследований, опубликованные в научно-технической литературе, связывают достижение высокой эффективности функционирования импульсных радиолокационных систем (РЛС) с активными фазированными антенными решётками (АФАР), в частности, с возможностью оперативного управления выходной мощностью передающих модулей (ПМ). В работах [1-4] указывалось на то, что управление выходной мощностью необходимо для:

- создания требуемого амплитудного распределения в раскрыве АФАР при одновременном устранении избыточного излучения (разброса выходных мощностей ПМ) на этапе её настройки;

- быстрого (в течение одного или нескольких периодов повторения зондирующего сигнала) изменения амплитудного распределения в раскрыве АФАР в процессе работы РЛС, что особенно актуально для РЛС с гибридной зеркальной антенной с АФАР-

облучателем, ПМ которого является основой пространственного формирования зондирующего сигнала и инструментом для конфигурирования в реальном времени всего спектра форм диаграммы направленности от игольчатых до контурных;

- излучения зондирующих сигналов (как одиночных, так и пачечных) со специальными формами огибающей (гауссовой, трапециевидной и т. д.);

- быстрой (идеально – в течение паузы между зондирующими сигналами) регулировки мощности зондирующих сигналов в многофункциональных РЛС при смене режима излучения.

Наиболее предпочтительным способом управления выходной мощностью ПМ с точки зрения достижения максимального коэффициента полезного действия (КПД) является регулировка напряжения электропитания его выходного усилителя мощности (УМ) [1-4]. Результаты исследований, проведенных ранее авторами, показали, что изменение типовой структуры источника электропитания (ИЭП) УМ за счёт введения импульсного регулятора напряжения (ИРН), включаемого между накопителем электроэнергии (НЭ) и нагрузкой, позволяет при незначительном снижении КПД ИЭП расширить функциональные возможности ПМ. Однако исследование возможности уменьшения времени установления требуемого уровня мощности ПМ за счёт управления выходным напряжением ИЭП осталось за рамками опубликованных авторами работ, что не позволяет оценить перспективы применения усовершенствованного в [3] ИЭП во вновь разрабатываемых многофункциональных РЛС.

Целью данной работы является исследование возможности уменьшения времени смены режима излучения в многофункциональных РЛС с АФАР за счёт применения усовершенствованного ИЭП выходного УМ ПМ, обеспечивающего лучшие динамические характеристики, а также подтвердить полученные выводы результатами имитационного схемотехнического моделирования.

2. Особенности построения передающего тракта многофункциональных радиолокаторов

В настоящее время РЛС рассматриваются как основные датчики информации об окружающей обстановке в составе систем земного и воздушно-космического мониторинга независимо от их назначения и места установки. Однако на практике не всегда удаётся выбрать такой вид зондирующего сигнала, который удовлетворял бы одинаково хорошо всем многочисленным требованиям (зачастую противоречивым), предъявляемым к современным и перспективным РЛС, в различных тактических ситуациях [5, 6]. Поэтому в последнее время возрос интерес к применению в РЛС набора зондирующих сигналов, отличающихся параметрами, что обуславливает, в свою очередь, наличие нескольких режимов излучения.

РЛС, обеспечивающую одновременное или последовательное решение поставленных ей задач, каждая из которых требует существенного изменения её структуры, характеристик, вида излучаемого сигнала и алгоритмов обработки принимаемых сигналов, принято в настоящее время называть многофункциональной [5].

Очевидно, в ПМ АФАР многофункциональных РЛС разработчиком должны быть обеспечены широкие возможности для изменения формы, импульсной мощности, длительности, скважности и несущей частоты зондирующих сигналов, что позволит при эксплуатации РЛС адаптировать её к той или иной решаемой задаче в тех или иных условиях применения. В данной работе уделено внимание, прежде всего, возможности перестройки импульсной мощности.

Как пример, изменение параметров зондирующих сигналов – в данном случае импульсной мощности, длительности, вида модуляции, периода повторения – при смене режима излучения РЛС (от пачки коротких немодулированных радиоимпульсов к последовательности длинных радиоимпульсов с линейной частотной модуляцией) и соответствующее изменение напряжения электропитания $U_{пит}$ выходного УМ ПМ проиллюстрированы на рисунке 1. $P_{вых}$ на рисунке – это мгновенное значение выходной мощности УМ, а $t_{уст}$ – время установления требуемого значения напряжения электропитания УМ.

Мощность (и диапазон её регулировки) зондирующего сигнала определяется характеристиками, прежде всего, выходного УМ ПМ и его ИЭП. Вместе с тем, как известно, недостатком типового тракта электропитания, включающего в себя зарядное устройство (ЗУ) и НЭ, является относительно медленная скорость регулировки напряжения электропитания УМ, определяемая в общем случае выходным током ЗУ, током потребления УМ и ёмкостью НЭ [4]. При этом возможность регулировки выходного напряжения ИЭП (а равно управления выходной мощностью ПМ) обеспечивают, как правило, за счёт изменения выходного напряжения ЗУ.

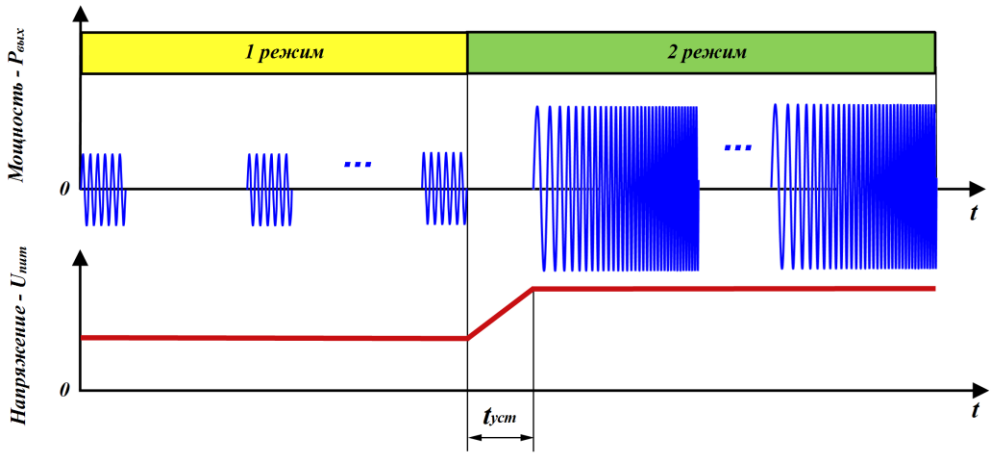


Рис. 1. Изменение напряжения электропитания УМ при смене режима излучения РЛС

Очевидно, недостаточная скорость изменения напряжения на выходе НЭ большой ёмкости обуславливает невозможность оперативного управления выходной мощностью ПМ. При этом увеличение скорости регулировки напряжения электропитания УМ за счёт уменьшения ёмкости НЭ зачастую неоправданно из-за повышения "скола" напряжения и, как следствие, искажения огибающей зондирующего сигнала, что ведёт к ухудшению ряда характеристик РЛС. Увеличение выходного тока ЗУ с целью ускорения заряда НЭ тоже нецелесообразно, так как не позволяет ускорить процесс его разряда [4].

Типовые времена установления требуемого значения напряжения электропитания УМ составляют десятки и сотни миллисекунд при регулировке "вверх" и "вниз". Однако, учитывая ужесточение требований, предъявляемых к скорости регулировки выходной мощности ПМ АФАР, относительно большое время установления требуемого значения напряжения электропитания УМ является серьёзным препятствием на пути дальнейшего совершенствования перспективных многофункциональных РЛС, для которых требуемое время установления выходной мощности ПМ должно составлять сотни микросекунд и даже меньше.

Относительно новым техническим решением, направленным на улучшение динамических характеристик ИЭП УМ, является использование в его составе ИРН, включаемого между НЭ и нагрузкой, как это показано на рисунке 2 [3, 4]. $U_{вх}$ на рисунке – это напряжение, подаваемое на вход ЗУ. Рассмотрим далее работу такого ИЭП при установлении требуемого значения выходного напряжения.

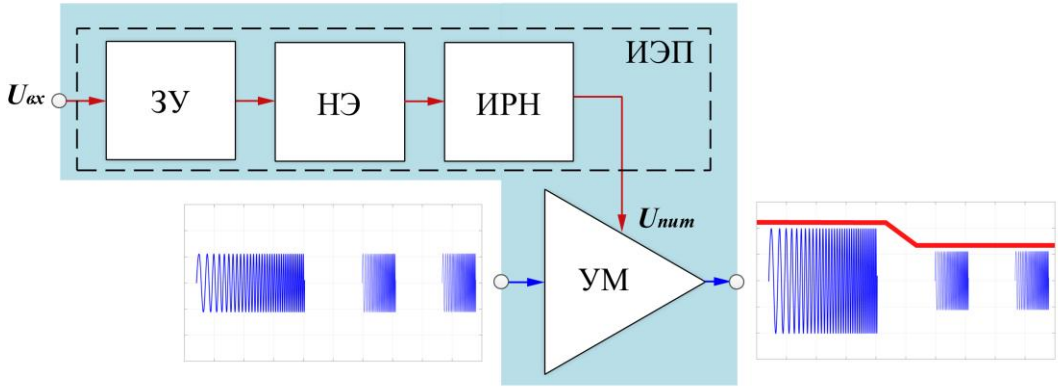


Рис. 2. Структура усовершенствованного тракта электропитания выходного УМ

3. Работа ИЭП с дополнительным ИРН при регулировке выходного напряжения

Предложенная в [3, 4] структура усовершенствованного ИЭП, включающая в себя гистерезисный ИРН с двойной отрицательной обратной связью, приведена на рисунке 3.

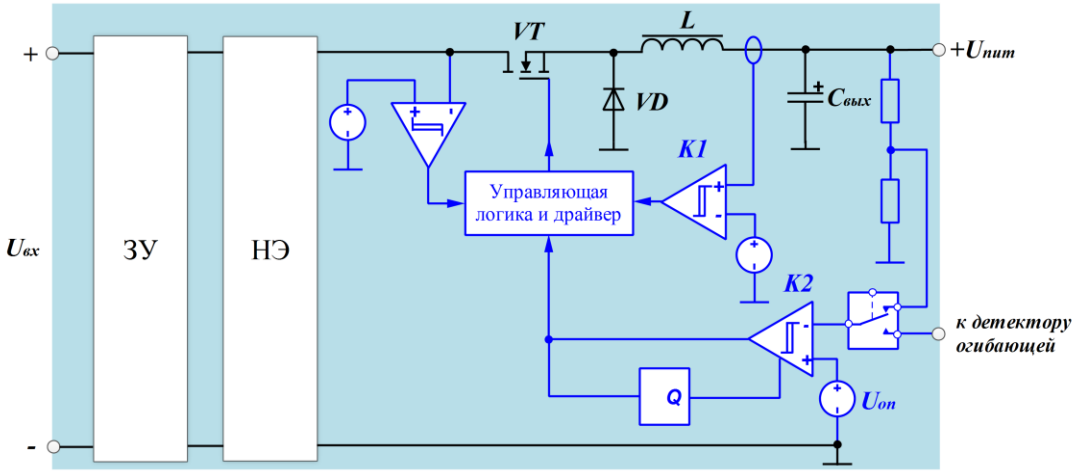


Рис. 3. Упрощённая схема усовершенствованного ИЭП с гистерезисным ИРН

а. Регулировка "вверх"

С точки зрения минимизации амплитудных искажений зондирующих радиоимпульсов интерес представляет возможность регулировки напряжения электропитания УМ в паузе между усиливаемыми радиоимпульсами, поэтому далее рассмотрим именно такой случай.

Пусть в момент начала паузы между зондирующими радиоимпульсами на гистерезисный компаратор K2 поступает опорное напряжение $U_{оп}$, соответствующее требуемому значению выходного напряжения ИЭП. Транзистор VT открывается – и от НЭ через дроссель L в отсутствии нагрузки начинает заряжаться конденсатор выходного фильтра $C_{вых}$, одновременно накапливается энергия в дросселе L. Ток через дроссель i_L начинает нарастать – и ИРН переходит в режим ограничения тока. Максимальное мгновенное значение тока через дроссель ограничено на уровне $I_{L_огр} + \Delta I_{гист}/2$ ($I_{L_огр}$ – среднее значение максимально допустимого тока через дроссель, $\Delta I_{гист}$ – гистерезис компаратора K1), определяемом настройкой токовой защиты схемы управления ИРН. При этом транзистор VT закрывается – и далее происходит отдача энергии, накопленной в дросселе L, в конденсатор $C_{вых}$. Ток через дроссель i_L, замыкаясь через открывшийся коммутирующий диод VD, и выходное напряжение $u_{пит}$ начинают убывать до тех пор, пока ток не достигнет значения $I_{L_огр} - \Delta I_{гист}/2$, которое разрешает системе управления снова открыть транзистор VT. Далее процесс повторяется до момента достижения установившегося режима. При этом время установления требуемого значения выходного напряжения в интервале паузы между зондирующими радиоимпульсами определяется ёмкостью конденсатора $C_{вых}$ фильтра ИРН и максимальным током через дроссель L.

б. Регулировка "вниз"

Пусть на гистерезисный компаратор K1 в момент включения нагрузки поступает опорное напряжение $U_{оп}$, соответствующее требуемому значению выходного напряжения ИЭП. Транзистор VT закрыт – и конденсатор $C_{вых}$ выходного фильтра ИРН разряжается на сопротивление нагрузки R_H до тех пор, пока либо не будет достигнуто требуемое значение выходного напряжения, либо нагрузка отключится. В обоих случаях выходное напряжение ИЭП на интервале времени разряда конденсатора $C_{вых}$ будет описываться уравнением

$$u_{пит}(t) = U_{пит0} \exp\left(-\frac{t}{R_H C_{вых}}\right), \qquad (1)$$

где $U_{пит0}$ – напряжение на конденсаторе $C_{вых}$ в момент времени t = 0, соответствующий моменту смены опорного напряжения $U_{оп}$.

Примечательно, что если нагрузка отключилась до момента достижения требуемого выходного напряжения, то на последующем интервале паузы между зондирующими радиоимпульсами изменения выходного напряжения ИРН происходить не будет. Только при формировании огибающей очередного радиоимпульса

конденсатор $C_{вых}$ выходного фильтра ИРН продолжит разряжаться на сопротивление нагрузки R_H.

Иными словами, при регулировке "вниз" выходного напряжения ИРН разряд ёмкости $C_{вых}$ выходного фильтра происходит только в течение длительности усиливаемого радиоимпульса (то есть только за счёт тока, потребляемого УМ), поэтому полностью исключить амплитудные искажения формируемых зондирующих радиоимпульсов не представляется возможным при использовании рассматриваемого тракта электропитания УМ.

Таким образом, при регулировке "вниз" выходное напряжение ИЭП определяется как:

$$u_{пит}(t) = \begin{cases} U_{пит0}\left((n-1)T\right)\exp\left(-\dfrac{t-(n-1)T}{R_H C_{вых}}\right), & (n-1)T \le t < t_и + (n-1)T, \\ U_{пит0}\left(t_и + (n-1)T\right), & t_и + (n-1)T \le t < nT, \end{cases} \quad (2)$$

где n = 1...N; N – число искажённых зондирующих радиоимпульсов; $t_и$ – длительность зондирующего радиоимпульса; T – период следования зондирующих радиоимпульсов.

Итак, в ИЭП с дополнительным ИРН время, затрачиваемое на регулировку "вниз", определяется исключительно ёмкостью конденсатора $C_{вых}$ выходного фильтра ИРН. Обычно она на несколько порядков меньше ёмкости НЭ типового тракта электропитания, поэтому время установления требуемого значения напряжения электропитания существенно меньше.

На базе предложенных в [3, 4] схемотехнических решений гистерезисного ИРН в программной среде имитационного схемотехнического моделирования OrCAD 16.6 была исследована работа ИЭП УМ при регулировке его выходного напряжения. Основные требования к параметрам исследуемого ИЭП отражены в таблице 1. Также было принято, что УМ усиливает радиоимпульсы длительностью $t_и$ = 50 мкс с периодом следования T = 150 мкс. Схема модели приведена на рисунке 4.

Таблица 1. Требования к параметрам исследуемого ИЭП

№ п/п	Параметр	Значение
1	Входное напряжение, В	60-80
2	Диапазон регулировки выходного напряжения УМ, В	20-52
3	Максимальная импульсная мощность, Вт	1300
4	Пульсации выходного напряжения, мВ, не более	200
5	"Скол" выходного напряжения, %, не более	2

Для формирования требуемых номинальных значений напряжения электропитания УМ в модели использовались два опорных напряжения, задаваемых внешним сигналом opora.dat.

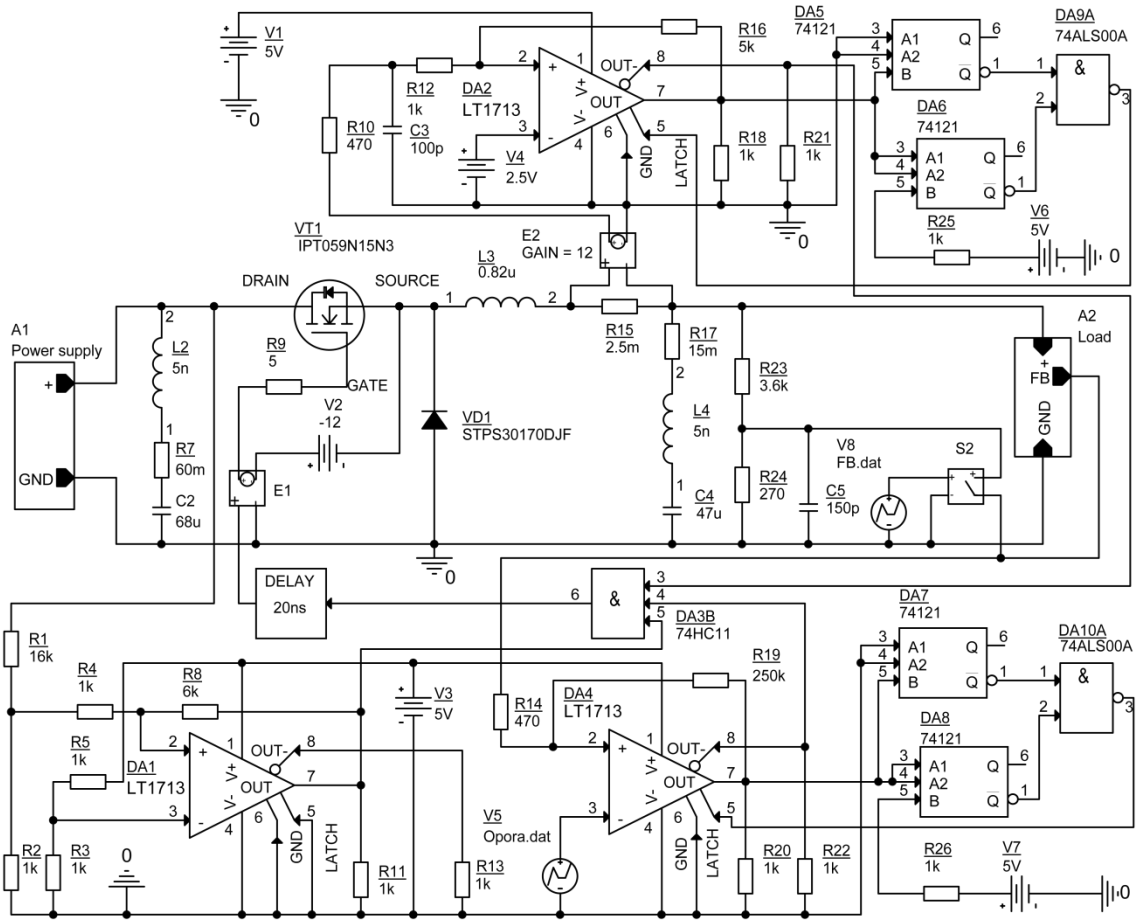


Рис. 4. Схема имитационной модели исследуемого ИЭП

4. Обсуждение полученных результатов

Результаты моделирования ИЭП с дополнительным ИРН приведены на рисунках 5-8. Как видно из приведённых осциллограмм, время перестройки выходного напряжения от минимального до максимального значений составило 20 мкс (регулировка "вверх"). Характер переходного процесса, возникающего при регулировке, носит апериодический характер и имеет незначительную амплитуду. Время перестройки выходного напряжения от максимального до минимального значений составило около 200 мкс (регулировка "вниз").

"Скол" напряжения электропитания УМ, как видно из осциллограммы на рисунке 7, практически отсутствует. Однако пульсации напряжения превысили требуемые в 2,5 раза.

На рисунке 8 приведены осциллограммы выходного напряжения ИЭП при изменении ёмкости конденсатора $C_{вых}$ выходного фильтра ИРН. Очевидно, при увеличении ёмкости время установления требуемого значения напряжения увеличивается, что обуславливает неизбежность возникновения амплитудных искажений формируемых зондирующих радиоимпульсов.

Таким образом, результаты имитационного схемотехнического моделирования позволяют утверждать, что за счёт применения в ИЭП дополнительного ИРН имеется

возможность снижения времени установления требуемого значения выходной мощности ПМ на несколько порядков по сравнению со случаем применения типового тракта электропитания УМ. Однако требуют решения вопросы снижения пульсации выходного напряжения ИЭП.

Следует отметить, что возможность дальнейшего уменьшения времени установления требуемого выходного напряжения ИЭП может быть связана либо с увеличением тока через дроссель ИРН (при регулировке "вверх"), либо за счёт осуществления разряда конденсатора $C_{вых}$ выходного фильтра ИРН во время паузы между зондирующими радиоимпульсами. Такой разряд может быть обеспечен, в частности, за счёт включения в схему ИЭП устройства рекуперации энергии. Данный способ запатентован и описан в [7]. В этом случае становится возможной передача энергии, накопленной в конденсаторе $C_{вых}$ выходного фильтра ИРН, в НЭ, а время установления требуемого напряжения на выходе ИЭП будет меньше паузы между зондирующими радиоимпульсами.

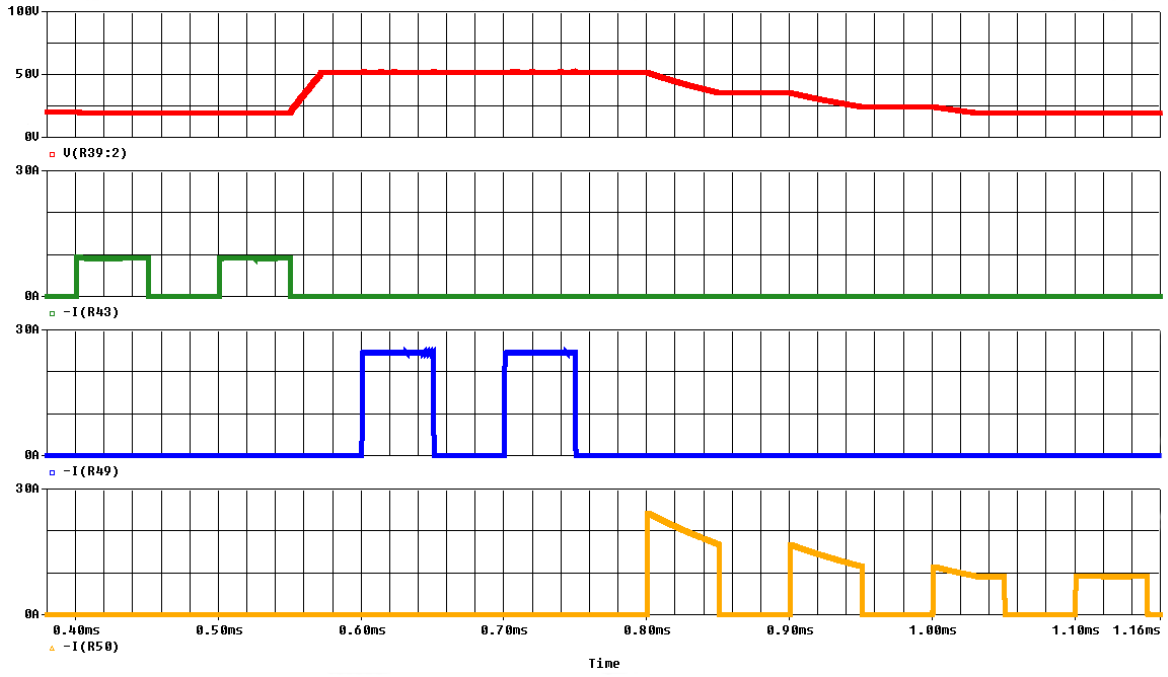


Рис. 5. Осциллограммы напряжения и токов на выходе ИЭП в схеме имитационной модели

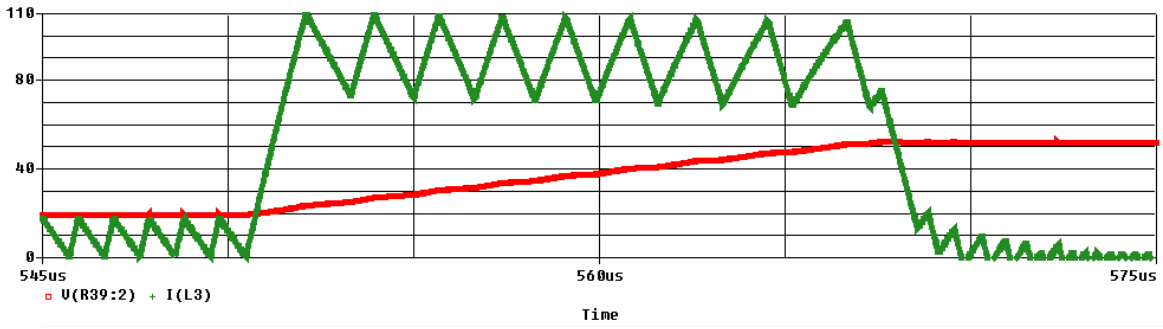


Рис. 6. Осциллограммы напряжения на выходе ИЭП и тока через дроссель в схеме имитационной модели при регулировке "вверх"

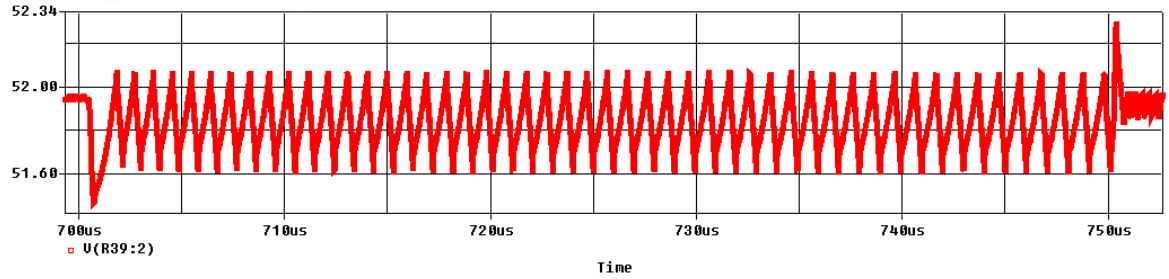


Рис. 7. Форма напряжения на выходе ИЭП в схеме имитационной модели

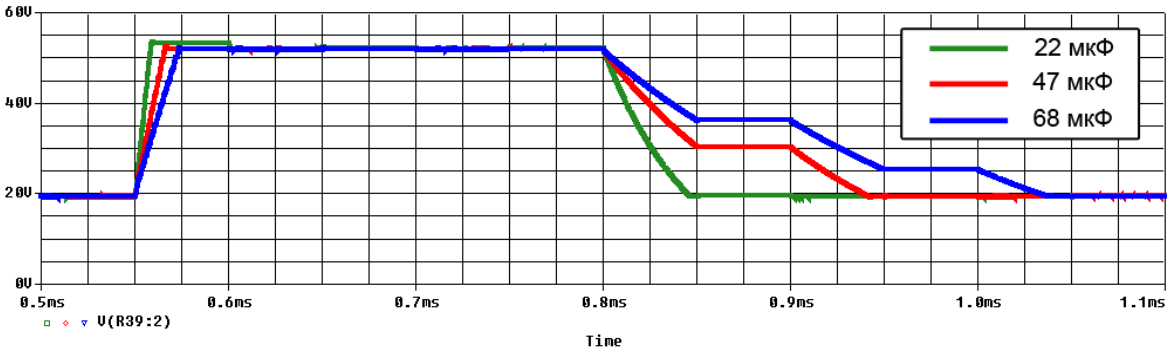


Рис. 8. Осциллограммы напряжений на выходе ИЭП в схеме имитационной модели при изменении ёмкости выходного фильтра

5. Заключение

В данной работе представлены результаты исследования возможности уменьшения времени установления требуемой величины напряжения электропитания выходных усилительных каскадов в передающих модулях многофункциональных РЛС с АФАР. Анализ полученных результатов позволил авторам сделать следующие выводы.

1. В настоящее время проблема оперативной регулировки напряжения электропитания выходного усилительного каскада передающего модуля АФАР может быть решена за счёт применения источника электропитания с дополнительным импульсным регулятором напряжения, включаемым между накопителем электроэнергии и нагрузкой. Такой источник электропитания реализуем на практике и имеет динамические характеристики и степень отработки технических решений, позволяющие применять его в опытных образцах многофункциональных РЛС с целью уменьшения времени установления требуемого значения выходной мощности передающих модулей.

2. По результатам имитационного схемотехнического моделирования источника электропитания с дополнительным импульсным регулятором напряжения достигнуты скорости установления требуемого значения выходного напряжения на порядки бóльшие по сравнению с типовым трактом электропитания. Однако было выявлено, что в случае регулировки "вниз" неизбежно возникновение амплитудных искажений формируемых зондирующих радиоимпульсов.

3. Дальнейшее совершенствование рассмотренного в работе источника электропитания должно идти в направлении поиска технических решений для снижения пульсации выходного напряжения, а также рекуперации энергии с выхода регулятора напряжения на его вход с целью купирования искажений зондирующих радиоимпульсов при регулировке "вниз".

В заключение следует отметить, что результаты проведённого исследования могут найти применение не только при разработке многофункциональных РЛС с несколькими режимами излучения, но и РЛС с гибридными зеркальными антеннами с АФАР-облучателями, для которых в ряде случае необходимо быстрое изменение амплитудного распределения в раскрыве антенной решётки.

Литература

1. Тушнов П.А., Бердыев В.С. Технология управления выходной мощностью приёмо-передающего модуля АФАР // Радиотехника, 2015, № 10. – С. 62-74.
2. Королев А.В., Кушнерев Н.А., Костючик Д.А., Родин М.В. Опыт разработки мощного передающего модуля АФАР P-диапазона с динамическим управлением напряжением питания для БРЛС // Успехи современной радиоэлектроники, 2015, № 5. – С. 43-49.
3. Кушнерев Н.А., Родин М.В. О формировании зондирующих сигналов с непрямоугольной огибающей в импульсных БРЛС с твердотельными передающими устройствами // Труды 22-й международной научно-технической конференции "Радиолокация, навигация, связь", 2016. – С. 1023-1030.
4. Королев А.В., Кушнерев Н.А., Родин М.В., Бабков Е.А. Импульсный модулятор с динамическим управлением формой выходного напряжения для радиолокационного передающего устройства // Практическая силовая электроника, 2017, № 4. – С. 27-33.
5. Канащенков А.И. Радиолокационные системы многофункциональных самолётов. Т.1. РЛС – информационная основа боевых действий многофункциональных самолётов. Системы и алгоритмы первичной обработки радиолокационных сигналов / Колтышев Е.Е., Татарский Б.Г., Самарин О.Ф., Канащенков А.И., Меркулов В.И. и др. М.: Радиотехника, 2006. – 656 с.
6. Антипов В.Н. Многофункциональные радиолокационные комплексы истребителей / Антипов В.Н., Колтышев Е.Е., Кондратенков Г.С., Лепин В.Н., Фролов А.Ю. и др. М.: Радиотехника, 2014. – 296 с.
7. Васильев А.В., Королев А.В., Кушнерев Н.А., Родин М.В., Тимерзянов Р.И. Система электропитания импульсного усилителя мощности. RU 2629748 C2, заяв. 18.11.2015, опубл. 01.09.2017.

References

1. Tushnov P.A., Berdyev V.S. AESA TR-module output power control technology // Radiotekhnika, 2015, No. 10. – Pp. 62-74.
2. Korolyov A.V., Kushneryov N.A., Rodin M.V., Kostjuchik D.A. Design of P-band AESA’ power transmitter module with dynamic supply voltage control for airborne radar // Uspekhi sovremennoy radioelektroniki, 2015, No. 5. – Pp. 43-49.
3. Kushneryov N.A., Rodin M.V. On the shaping of probe signals with nonrectangular envelope in the solid-state transmitter of the pulse airborne radar // Trudi 22 mezhdunarodnoy nauchno-tekhnicheskoy konferencii "Radiolokaciya, navigaciya, svyaz", 2016. – Pp. 1023-1030.
4. Korolyov A.V., Kushneryov N.A., Rodin M.V., Babkov E.A. Dynamic supply modulator for radar transmitter // Prakticheskaya silovaya elektronika, 2017, No. 4. – Pp. 27-33.
5. Kanashchenkov A.I. Radar systems of multifunctional aircraft. Vol.1. Radar – information basis of multifunctional aircraft hostilities. Systems and algorithms for primary processing of radar signals / Kanashchenkov A.I., Koltyshev E.E., Samarin O.F., Merkulov V.I., Tatarskiy B.G. et al. M.: Radiotekhnika, 2006. – 656 p.

6. Antipov V.N. Multifunction radar systems of fighters / Antipov V.N., Koltyshev E.E., Kondratenkov G.S., Lepin V.N., Frolov A.Yu. et al. M.: Radiotekhnika, 2014. – 296 p.
7. Vasilev A.V., Korolyov A.V., Kushneryov N.A., Rodin M.V., Timerzyanov R.I. Power supply system of pulse power amplifier. RU 2629748 C2, stated 18.11.2015, publ. 01.09.2017.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ВТОРИЧНОЙ ОБРАБОТКИ ДЛЯ АВТОМОБИЛЬНОГО РАДАРА

А.Д. Михайлов, В.Н. Буров, А.В. Мякиньков[1]

[1]Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева, Нижний Новгород, Россия

Аннотация. В статье описан алгоритм вторичной обработки первичных измерений для коммерческого автомобильного радара дальнего действия. Описана конструкция макета. Приведены экспериментальные результаты применения разработанного алгоритма в случае стационарного наблюдения за реальной дорожной обстановкой.

Ключевые слова: вторичная обработка радиолокационной информации, автомобильный радар, привязка отметок, сглаживание измерений.

EXPERIMENTAL INVESTIGATION OF THE SECONDARY PROCESSING ALGORITHMS FOR AUTOMOTIVE RADAR

A.D. Mikhailov, V.N. Burov, A.V. Myakinkov[1]

[1]Nizhny Novgorod state technical university n. a. R.E. Alexeyev, Nizhny Novgorod, Russia

Abstract. The article describes the secondary processing algorithm of primary measurements for commercial long-range automotive radar. The design of the prototype is described. Experimental results of application of the developed algorithm in the case of stationary observation of the real road situation are presented.

Keywords: secondary processing algorithms, automotive radar, matching of marks, smoothing measurements.

1. Введение

К современному автомобилестроению предъявляются все более высокие требования в отношении безопасности дорожного движения. Традиционные пассивные системы безопасности, такие как, ремни и подушки безопасности, не могут обеспечить требуемый уровень безопасности, поэтому они должны быть дополнены активными системами безопасности, способными влиять на управление транспортным средством.

Активные системы безопасности могут содержать видеокамеры, лидары, автомобильные радары, последние из которых менее подвержены влиянию загрязнения и атмосферных осадков [1].

В настоящее время в автомобильной промышленности получили наибольшее распространение радары дальнего действия. Такие радары применяются для обнаружения целей на расстоянии от 50 до 300 м и контролируют сектор обзора в пределах 20° – 30° впереди автомобиля [1].

Целью данной статьи является разработка алгоритмов вторичной обработки для автомобильного радара гражданского применения и экспериментальная проверка этих алгоритмов на макете при наблюдении за реальным дорожным движением.

2. АЛГОРИТМ ВТОРИЧНОЙ ОБРАБОТКИ

Наиболее известным типом зондирующего сигнала в автомобильных радарах является непрерывный сигнал с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). К достоинствам данного типа сигнала можно отнести относительную простоту устройств его формирования и обработки, и невысокую требуемую мощность передатчика [2]. Применение непрерывного ЛЧМ сигнала позволяет определять дальность до цели частотным методом измерения дальности. На рисунке 1,а приведен график зависимости закона изменения частоты от времени для непрерывного сигнала с линейной частотной модуляцией излученного передатчиком (сплошная линия) и сигнала, отраженного от цели, принятого приемником (пунктирная линия).

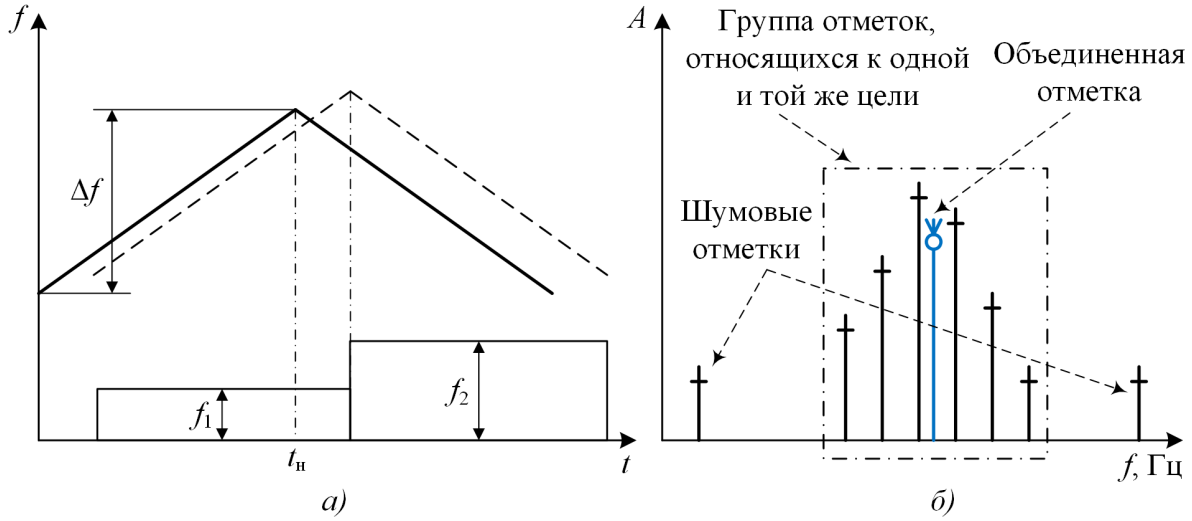


Рис. 1, а – закон изменения частоты излучаемого сигнала, б – методика объединения отметок

Измеряемыми параметрами являются две частоты f_1 и f_2 (обе частоты получаются со знаком), откуда можно получить оценки дальности R (м) и радиальной скорости цели V (м/с) [1]

$$R = \frac{ct_{\text{н}}}{4\Delta f}(f_1 - f_2), \qquad V = \frac{c}{4f_0}(f_1 + f_2) \tag{1}$$

где $t_{\text{н}}$ – время нарастания ЛЧМ, с; Δf – ширина излучаемого сигнала ЛЧМ, Гц; c – скорость света в вакууме, м/с; f_0 – центральная частота излучаемого сигнала, Гц.

Во многих известных моделях автомобильных радаров [3] производилось измерение как азимута, так и расстояния до целей. К наиболее распространенным способам измерения азимута цели можно отнести формирование многолучевой диаграммы направленности (ДН) и использование нескольких разнесенных в пространстве приемных модулей [4]. В работе [5] рассматриваются аналитические методы определения координат и рассчитывается потенциальная точность. Применительно к автомобильным радарам известно много методов определения координат целей [5]. В существующем макете реализовано только формирование одного луча ДН, поэтому азимут цели не измерялся. Вариант построения автомобильного радара без измерения угла может быть актуальным при использовании его в системах

помощи водителю (Advanced Driver Assistance Systems, ADAS), системах адаптивного круиз-контроля (Adaptive Cruise Control, ACC) или системах предотвращения столкновений, поскольку в данном случае важно только расстояние до ближайшего автомобиля и скорость сближения.

В проектируемом автомобильном радаре используется серия из четырех ЛЧМ-импульсов, как показано на рисунке 2, где цифрами I, II, III и IV указаны временные интервалы, соответствующие нарастанию и спаду частоты зондирующего сигнала. Длительность интервала I-II выбрана больше, чем III-IV. Выбор разных длительностей интервалов позволяет снизить число ложных отметок, затрудняющих оценку числа целей.

На каждом из четырех временных интервалов I-IV производится БПФ отраженного сигнала, в результате которого образуется большое число частотных отметок на выходе обнаружителя, как показано на рисунке 1,б. Из рисунка видно, что с большой долей вероятности каждой цели соответствует группа отметок дальности, расположенных на смежных позициях или близко расположенных отметок. Для сокращения вычислительных затрат предлагается заменять такие группы только одной отметкой, полученной усреднением значений дальностей, взвешенными значениями соответствующих амплитуд, откуда видно, что число объединенных отметок значительно меньше, чем исходных.

Далее, в каждом из двух интервалов I-II и III-IV необходимо выбрать такие пары частот f_1 и f_2, при которых получаемые по формулам (1) значения расстояния R и радиальной скорости V не выходят за пределы физической реализации системы [6,7]. На рисунке 2 показан алгоритм селекции отметок, где показано, что из двух интервалов I-II и III-IV были выбраны соответствующие группы отметок: $[R_1, V_1, A_1], [R_2, V_2, A_2],\ldots, [R_n, V_n, A_n]$ и $[R_1, V_1, A_1], [R_2, V_2, A_2],\ldots, [R_m, V_m, A_m]$, где A – амплитуда, полученная усреднением амплитуд частотных отметок на предыдущих шагах. Завершающим шагом алгоритма селекции отметок является поиск наиболее близких пар $[R_i, V_i, A_i] – [R_j, V_j, A_j]$, удовлетворяющих одновременно двум условиям

$$| R_i – R_j | < \Delta R, \qquad | V_i – V_j | < \Delta V, \tag{2}$$

где величины ΔR и ΔV выбираются исходя из точности измерений первичных параметров.

На выходе рассмотренного выше алгоритма селекции получается группа отметок $[R_1, V_1, A_1], [R_2, V_2, A_2],\ldots, [R_k, V_k, A_k]$, удовлетворяющих условию (2). Для определения числа целей и получения сглаженной информации о расстояниях и скоростях каждой из них необходимо применить отождествление с последующей линейной аппроксимацией по значениям дальностей, накапливаемым в скользящем окне. Отождествление отметок осуществляется путем формирования строба захвата с последующей коррекцией его расположения в зависимости от направления движения цели.

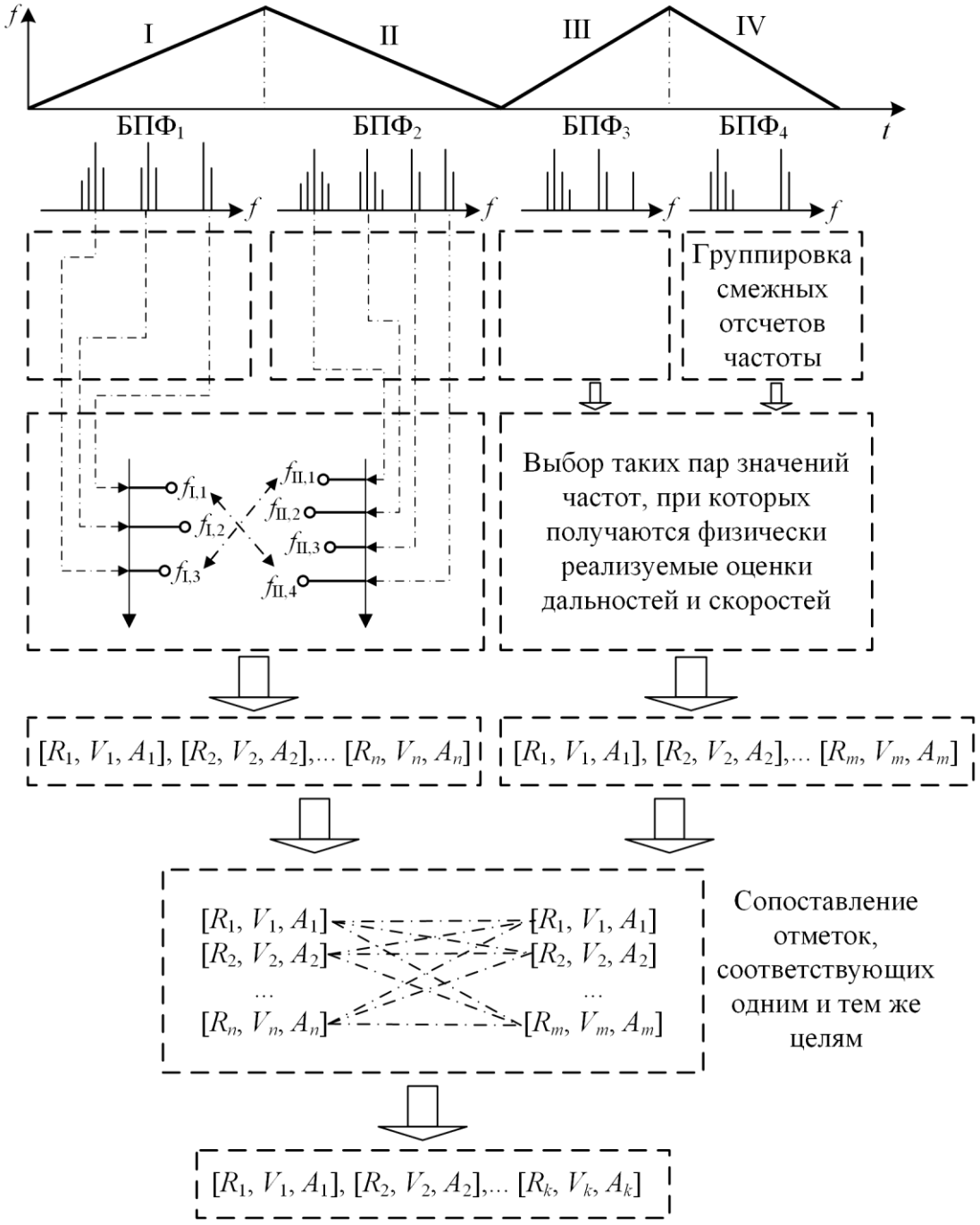


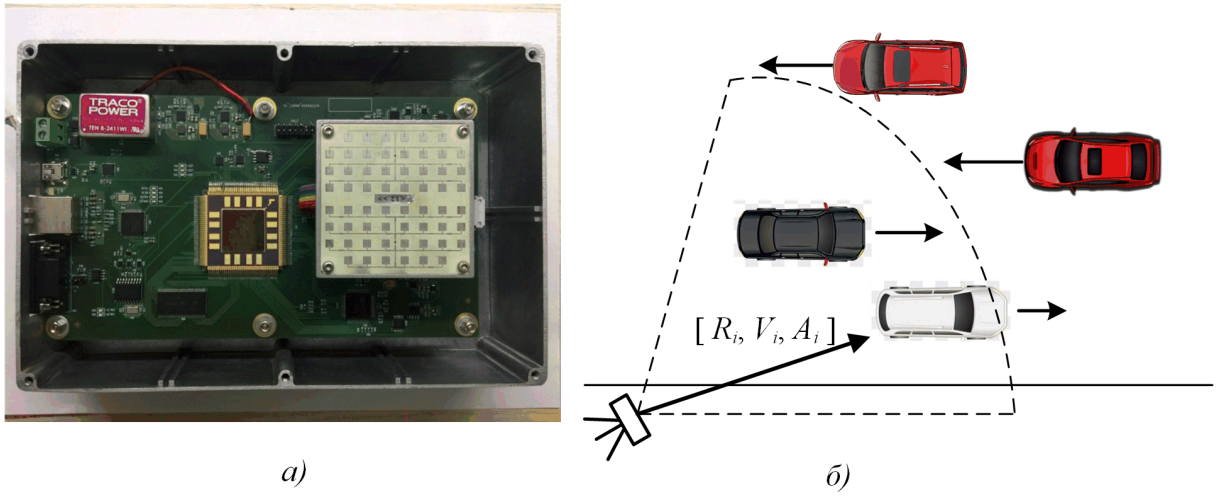
Рис. 2 – Алгоритм селекции отметок

3. МАКЕТ АВТОМОБИЛЬНОГО РАДАРА

Для исследования алгоритмов обработки сигналов в автомобильных радарах был разработан экспериментальный макет, работающий в диапазоне частот 24 ГГц, фотография которого приведена на рисунке 3,а. Экспериментальный макет состоит из антенной решетки и приемопередающего модуля, компании «RFBeam», и платы цифровой обработки сигналов на основе сигнального процессора 1967ВЦ3Т и аналого-цифровых преобразователей (АЦП) 5101НВ015 компании АО «ПКК Миландр». Экспериментальный макет управляется с персонального компьютера через интерфейс Ethernet. Макет может работать в двух режимах: в режиме передачи данных с выхода

АЦП на компьютер и в режиме обработки сигнала. В режиме передачи данных отсчеты записываются во внутреннюю память сигнального процессора и затем передаются на персональный компьютер. В макете осуществляется первичная обработка, заключающаяся в формировании отсчетов частоты, превысивших порог. Полученные частоты затем направляются на компьютер, где производится вторичная обработка. В дальнейшем вторичная обработка будет полностью выполняться на сигнальном процессоре.

В процессе эксперимента макет располагался напротив проезжей части, как показано на рисунке 3,б. В каждый момент времени в зоне обнаружения наблюдалось сразу несколько движущихся целей (автомобилей). В таблице 1 приведены параметры макета.



а) *б)*

Рис. 3, а – фотография экспериментального макета, б – расположение макета

Таблица 1. Параметры макета

Название	Значение
Центральная частота сигнала, f_0, ГГц	24,130
Ширина спектра частот сигнала, Δf, МГц	230
Период перестройки ЛЧМ на интервалах I и II, $t_н$, мс	5,12
Период перестройки ЛЧМ на интервалах III и IV, $t_н$, мс	3,072
Частота дискретизации, кГц	125
Размерность БПФ интервалах I и II	1024
Размерность БПФ интервалах III и IV	512

4. Результаты эксперимента

На рисунке 4 приведены полученные экспериментально отметки. Параметры эксперимента: длительность периода одного обзора T = 16,384 мс; время записи обстановки 15 секунд; критерий завязки траектории – 5/5, критерий сброса траектории – 20/20. Критерий формирования объединенной отметки – 3/5. В дополнительном окне в увеличенном масштабе показаны не сгруппированные отметки дальности на интервале I-II и сгруппированные отметки, полученные в результате всего алгоритма селекции на

рисунке 2. Сглаженные отметки получены с помощью линейной аппроксимации в скользящем окне длительностью одна секунда.

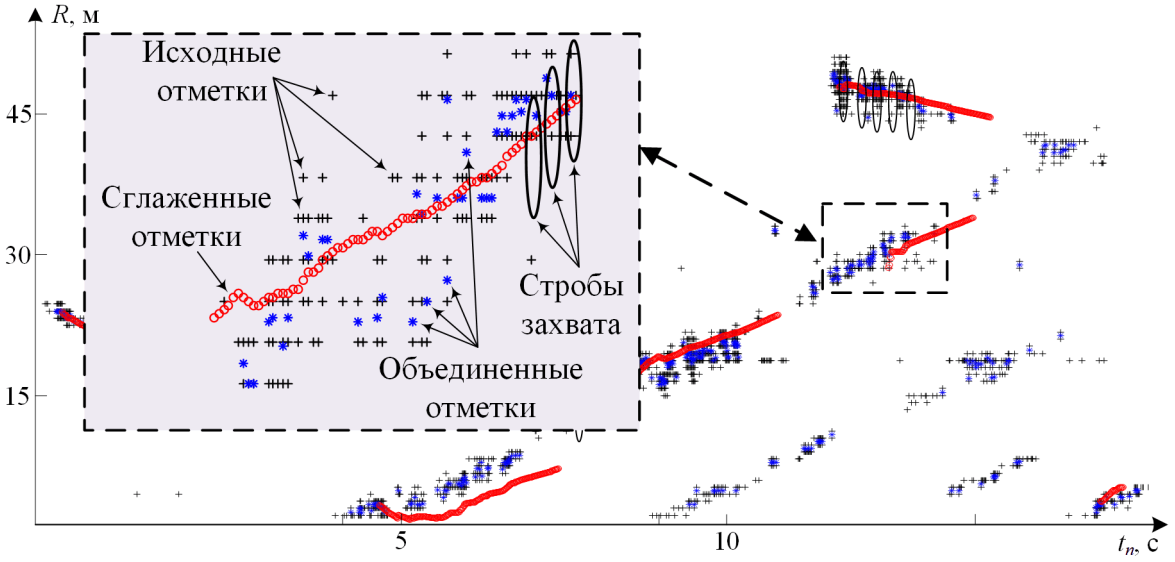


Рис. 4 – Привязка и сглаживание отметок в многоцелевой ситуации

5. Заключение

Результаты эксперимента показали, что применение разработанного алгоритма вторичной обработки позволяет существенно повысить точность оценивания расстояния и скорости целей по сравнению со случаем использования только первичных измерений. По результатам обработки экспериментальных данных можно ожидать точности оценивания расстояния порядка 1–2 м и скорости – 0,5 м/с (±1,8 км/ч), что является приемлемым для использования автомобильного радара в составе систем ADAS, ACC и систем предотвращения столкновений.

Литература

1. Implementing Digital Processing for Automotive Radar Using SoC FPGAs, Altera Corporation, 2013– 16 p.
2. Pourvoyeur, K., Feger, R., Schuster, S. Ramp sequence analysis to resolve multi target scenarios for a 77-GHz FMCW radar sensor // 2008 11th International Conference on Information Fusion, 30 June – 3 July 2008, Print ISBN: 978-3-8007-3092-6.
3. F.Folster, H.Rohling. Data Association and Tracking for Automotive Radar Networks, IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, Vol. 6, №.4, December, 2005.
4. Pedestrian Tracking with Occlusion Using a 24 GHz Automotive Radar. M.Heuer, A.Al-Hamadi, A.Rain, M.Meinecke, H.Rohling. Radar Symposium (IRS), 2014 15th International, Gdansk, Poland, 16-18 June 2014.
5. Рындык, А.Г., Мякиньков, А.В., Шишанов, С.В. Система определения геометрических размеров объектов впереди транспортного средства на основе сверхширокополосных приемопередающих модулей // Информационно-измерительные и управляющие системы, 2017.– № 8, т.15.– С. 19–24.
6. Yuanzhang Fan, Kai Xiang, Jianping An. A new method of multi-target detection for FMCW automotive radar // Radar Conference 2013, IET International, 14-16 April 2013, ISBN: 978-1-84919-603-1.

7. Eugin Hyun, Jong-Hun Lee. A meothod for multi-target range and velocity detection in automotive FMCW radar // 2009 12th International IEEE Conference on Intelligent Transportation Systems, 4-7 Oct. 2009, Print ISBN: 978-1-4244-5519-5.

REFERENCES

1. Implementing Digital Processing for Automotive Radar Using SoC FPGAs, Altera Corporation, 2013– 16 p.
2. Pourvoyeur, K., Feger, R., Schuster, S. Ramp sequence analysis to resolve multi target scenarios for a 77-GHz FMCW radar sensor // 2008 11th International Conference on Information Fusion, 30 June – 3 July 2008, Print ISBN: 978-3-8007-3092-6.
3. F.Folster, H.Rohling. Data Association and Tracking for Automotive Radar Networks, IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, Vol. 6, №.4, December, 2005.
4. Pedestrian Tracking with Occlusion Using a 24 GHz Automotive Radar. M.Heuer, A.Al-Hamadi, A.Rain, M.Meinecke, H.Rohling. Radar Symposium (IRS), 2014 15th International, Gdansk, Poland, 16-18 June 2014.
5. Ryndyk, A.G., Myakinkov, A.V., Shishanov, S.V. The system of determination of the geometrical dimensions of the objects in front of vehicle based on ultra-wideband sensors // Journal Information-measuring and Control Systems, 2017.– № 8, Vol.15.– P. 19–24.
6. Yuanzhang Fan, Kai Xiang, Jianping An. A new method of multi-target detection for FMCW automotive radar // Radar Conference 2013, IET International, 14-16 April 2013, ISBN: 978-1-84919-603-1.
7. Eugin Hyun, Jong-Hun Lee. A method for multi-target range and velocity detection in automotive FMCW radar // 2009 12th International IEEE Conference on Intelligent Transportation Systems, 4-7 Oct. 2009, Print ISBN: 978-1-4244-5519-5.

АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ОБЪЕКТА В АКТИВНЫХ СИСТЕМАХ МУЛЬТИЛАТЕРАЦИИ

А. А. Монаков

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

Аннотация. В статье предложен способ улучшения качества алгоритма Банкрофта, используемого для оценки местоположения объекта в активной системе мультилатерации. Дан сравнительный статистический анализ точности оценки по оригинальному и модифицированному алгоритмам. Показано, что предлагаемая модификация позволяет получить потенциально достижимую точность оценки местоположения объекта.

Ключевые слова: радионавигация, мультилатерация, оценка местоположения, алгоритм Банкрофта.

POSITION ESTIMATION ALGORITHM FOR ACTIVE MULTILATERATION SYSTEMS

A. A. Monakov

Sain-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation (GUAP), Sain-Petersburg, Russian Federation

Abstract. The article proposes a method to improve the Bancroft algorithm for estimating the location of an object in an active multilateration system. A comparative statistical analysis of estimates accuracy for the original and modified algorithms is presented. It is shown that the proposed modification permits to reach the Cramer-Rao boundary.

Keywords: radio navigation, multilateration, position estimation, the Bancroft algorithm.

1. Введение

Многопозиционные радионавигационные системы оценки местоположения объектов в пространстве получили в настоящее время широкое распространение и стали серьезными конкурентами радиолокационных комплексов в системах управления воздушным движением (УВД), поскольку имеют следующие неоспоримые преимущества:

1. покрытие больших пространств, в том числе со сложным рельефом местности;
2. низкая стоимость оборудования, размещения и эксплуатационных расходов;
3. высокая надежность и помехозащищенность.

В научно-технической литературе эти системы получили название систем мультилатерации от английского термина “multilateration” (сокр. MLAT). Системы мультилатерации предполагают определение местоположения (МП) объекта путем измерения расстояний от объекта до произвольного числа опорных радионавигационных точек (РНТ), в которых размещены приемники принимающие сигналы, излучаемые с борта объекта. Геодезические координаты опорных РНТ известны с высокой точностью. Это является основой для качественной оценки МП объекта.

В зависимости от масштаба решаемых задач системы мультилатерации делятся на локальные системы, за которыми в научно-технической литературе закрепилось название MLAT-системы, и глобальные системы, которые называются в литературных источниках WAM-системами (от англ. Wide Area Multilateration). Физические принципы работы обеих категорий одинаковы. Разница заключается в том, что первые используются для определения МП объектов в пределах зоны аэродрома, вторые – решают задачи навигации воздушных судов в области пространства, имеющего протяженность в сотни километров вдоль поверхности и десятки километров над поверхностью земного шара.

Следует различать активный и пассивный режимы работы систем мультилатерации. Активный режим, при котором запросный сигнал излучается одной из передающих станций системы, не является основным. Пассивный режим работы состоит в «прослушивании» эфира приемниками опорных станций и оценки МП объекта в результате объединения информации, содержащейся в обнаруженных сигналах бортового ответчика. Источником запросного сигнала, запускающего бортовой ответчик, может быть при этом любой вторичный радиолокатор системы УВД.

Одной из проблем при создании систем мультилатерации является синтез алгоритмов оценки МП объектов в двух- (MLAT-системы) или трех- (WAM-системы) мерном пространстве. Одним из возможных алгоритмов оценки при решении этой задачи является алгоритм Банкрофта (Bancroft) [1], который первоначально был предложен для решения задачи оценки МП в спутниковых навигационных системах. Привлекательной стороной этого алгоритма является его простота и малый объем вычислений при реализации. Вместе с тем точность оценок координат объектов, даваемых этим алгоритмом, в некоторых ситуациях не соответствует установленным нормативам. Поэтому в ряде работ (см., например, статьи [2-4] и ссылки в этих работах) поиски лучшего метода оценивания были продолжены. В частности в ряде работ оценка МП сводится к решению некоторой оптимизационной задачи, что значительно усложняет алгоритм работы и увеличивает объем вычислений.

Настоящая статья посвящена синтезу и анализу алгоритма оценивания МП объекта в системе мультилатерации, работающей в активном режиме. Предлагаемый алгоритм сочетает простоту метода Банкрофта и позволяет получить точность близкую к потенциальной. Статья построена следующим образом. Второй раздел посвящен краткому изложению принципа работы систем мультилатерации и анализу потенциальной точности оценки МП в этих системах. В третьем разделе приводится синтез алгоритма Банкрофта и дан анализ его точности методом математического моделирования. Четвертый раздел посвящен способу улучшения качества оценок МП алгоритма Банкрофта и дается анализ точности получаемой в результате оценки. Статья заканчивается выводами по работе.

2. Потенциальная точность оценки МП в системе мультилатерации

Рассмотрим систему мультилатерации, которая содержит базовую станцию, размещенную в начале некоторой трехмерной системы координат XYZ, и множество J

опорных приемных станций, геодезические координаты $\{x_j, y_j, z_j\}_{j=1}^{J}$ которых известны с высокой точностью (см. рис. 1). Пусть базовая станция излучает в момент времени t запросный сигнал. Если МП объекта соответствует радиус-вектор $\mathbf{r} = \{x, y, z\}$, то приемник объекта примет запросный сигнал в момент времени $t + r/c$, где $r = \|\mathbf{r}\|$ - длина вектора $\mathbf{r}$, c - скорость света. Бортовой ответчик объекта излучит ответный сигнал через время $\tau_{\text{отв}}$, которое обычно равно 3 мкс и необходимо, чтобы обработать запросный сигнал в бортовом ответчике. Этот ответный сигнал придет в точку расположения j-го приемника $\boldsymbol{\rho}_j = \{x_j, y_j, z_j\}$ в момент времени $t + r/c + \tau_{\text{отв}} + q_j/c$, где $q_j = \|\mathbf{q}_j\|$ - длина вектора $\mathbf{q}_j = \mathbf{r} - \boldsymbol{\rho}_j$ (см. рис. 1). Таким образом, в отсутствии ошибок измерения дальностей и строгом синхронизме часов базовой и опорных стаций, в РНТ будут вычислены псевдодальности $R_j = r + q_j + c\tau_{\text{отв}} + c\tau$, где $\tau = t - \hat{t}$ - разность хода часов базовой и опорных станций, $\hat{t}$ - предполагаемое в системе РНТ время излучения запросного сигнала. Располагая множеством псевдодальностей $\{R_j\}_{j=1}^{J}$, получим систему уравнений вида

$$r + q_j + c(\tau + \tau_{\text{отв}}) = R_j,\ j = 1, \ldots, J,$$

решение которой относительно четырех неизвестных x, y, z, τ позволит решить задачу оценки МП объекта.

В действительности измерения псевдодальностей сопровождаются ошибками, в результате которых мы получим следующую систему уравнений

$$\hat{r} + \hat{q}_j + c(\hat{\tau} + \tau_{\text{отв}}) = \hat{R}_j,\ j = 1, \ldots, J, \qquad (1)$$

где $\hat{R}_j = R_j + \delta R_j + c\delta\tau_j$. Здесь δR_j - ошибка измерения дальности по ответному сигналу, возникающая в измерителе j-й РНТ, $\delta\tau_j$ - уход внутренних часов j-й РНТ относительно системного времени. Существование указанных ошибок приведет к ошибкам оценки МП объекта и времени задержки сигнала. Определим статистические характеристики этих ошибок. Пусть вектор ошибки МП равен $\delta\mathbf{r}$, и $\delta\tau$ - ошибка оценки времени задержки сигнала. Тогда система уравнений (1) может быть записана в виде

$$\|\mathbf{r} + \delta\mathbf{r}\| + \|\mathbf{q}_j + \delta\mathbf{r}\| + c\delta\tau = \left[R_j - c(\tau + \tau_{\text{отв}})\right] + \Delta R_j,\ j = 1, \ldots, J,$$

где $\Delta R_j = \delta R_j + c\delta\tau_j$ - полная ошибка измерения псевдодальности. Считая, что ошибка оценки МП мала, по сравнению с расстояниями r и q_j, т.е. $\|\delta\mathbf{r}\| << \|\mathbf{r}\|, \|\mathbf{q}_j\|,\ j = 1, \ldots J$, получим следующую упрощенную систему:

$$(\hat{\mathbf{r}} + \hat{\mathbf{q}}_j, \delta\mathbf{r}) + c\delta\tau = \left[R_j - c(\tau + \tau_{\text{отв}}) - r - q_j\right] + \Delta R_j,\ j = 1, \ldots, J \qquad (2)$$

где $\hat{\mathbf{r}} = \mathbf{r}/r$ и $\hat{\mathbf{q}}_j = \mathbf{q}_j/q_j$ - единичные векторы в направлениях $\mathbf{r}$ и $\mathbf{q}_j$, $(\cdot,\cdot)$ - оператор скалярного произведения векторов. Учитывая что $R_j = c(\tau + \tau_{\text{отв}}) + r + q_j = 0,\ j = 1, \ldots, J$. Систему уравнений (2) можно записать в матричном виде:

$$\mathbf{A}^T \delta\mathbf{z} = \Delta\mathbf{R}, \qquad (3)$$

где $\delta\mathbf{z} = \begin{pmatrix} \delta\mathbf{r} \\ \delta b \end{pmatrix}$ - объединенный вектор ошибок, $\delta b = c\delta\tau$, $\mathbf{A} = \left(\begin{array}{c|c|c} \hat{\mathbf{r}} + \hat{\mathbf{q}}_1 & \dots & \hat{\mathbf{r}} + \hat{\mathbf{q}}_J \\ 1 & & 1 \end{array} \right)$ - матрица размера $4 \times J$, $\Delta\mathbf{R} = \left\{ \Delta R_j \right\}_{j=1}^{J}$ - вектор размерности $J \times 1$, T - оператор транспонирования. Умножая правую и левую части уравнения (3) на соответствующие транспонированные векторы $\delta\mathbf{z}^T\mathbf{A}$ и $\Delta\mathbf{R}^T$, после усреднения по случайным составляющим получим

$$\mathbf{A}^T\mathbf{C}\mathbf{A} = \mathbf{C}_\mathbf{R},$$

где $\mathbf{C} = \left\langle \delta\mathbf{z}\delta\mathbf{z}^T \right\rangle$ - корреляционная матрица объединенного вектора ошибок, $\mathbf{C}_\mathbf{R} = \left\langle \Delta\mathbf{R}\Delta\mathbf{R}^T \right\rangle$ - корреляционная матрица ошибок оценок псевдодальностей. Тогда

$$\mathbf{C} = \left(\mathbf{A}\mathbf{A}^T\right)^{-1} \mathbf{A}\mathbf{C}_\mathbf{R}\mathbf{A}^T \left(\mathbf{A}\mathbf{A}^T\right)^{-1}.$$

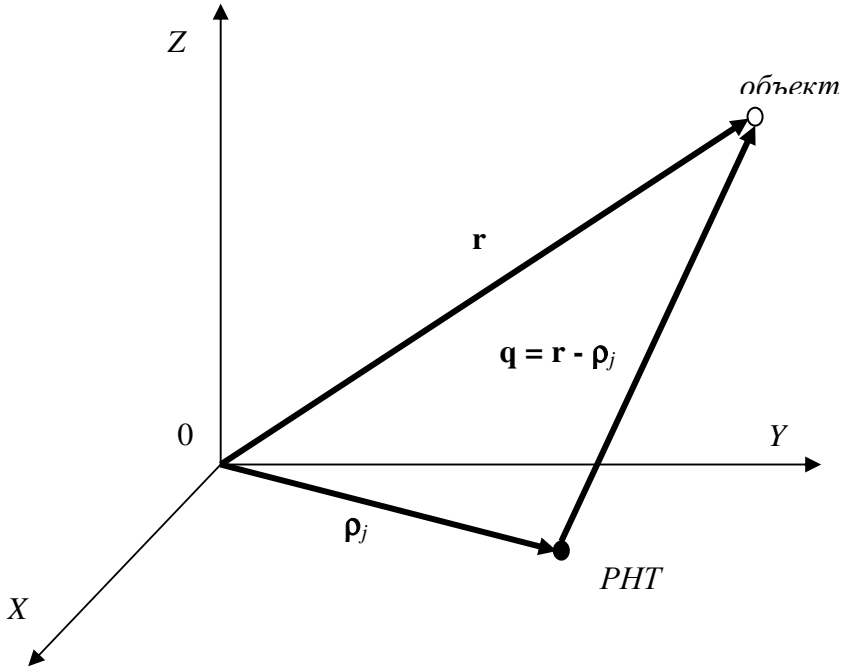


Рис. 1. Геометрические соотношения.

Если считать ошибки измерения псевдодальностей статистически независимыми и одинаково распределенными случайными величинами, т.е. $\mathbf{C}_\mathbf{R} = \left(\sigma_R^2 + c^2\sigma_\tau^2\right)\mathbf{I}$, где $\mathbf{I}$ - единичная матрица, σ_R^2 и σ_τ^2 - дисперсии ошибок оценивания дальностей и синхронизации часов РНТ соответственно, окончательно получим следующее уравнение для корреляционной матрицы ошибок оценки МП объекта:

$$\mathbf{C} = \left(\sigma_R^2 + c^2\sigma_\tau^2\right)\left(\mathbf{A}\mathbf{A}^\mathrm{T}\right)^{-1}. \qquad (4)$$

Поскольку для вывода (4) использовался метод малого параметра, то, как показано в [5], полученное выражение является нижней границей Крамера-Рао для корреляционной матрицы ошибок.

3. Алгоритм Банкрофта оценки МП объекта

Перепишем систему уравнений (1) в виде

$$\left\|\mathbf{r}-\boldsymbol{\rho}_j\right\|+b=\breve{R}_j,\ j=1,\ldots,J\ , \tag{5}$$

где $b=r+c\tau$ - независящий от номера j скалярный параметр, $\breve{R}_j=\hat{R}_j-c\tau_{\text{отв}}$ - скорректированная относительно времени задержки ответного сигнала псевдодальность. Можно считать, что в системе (5) неизвестными являются радиус-вектор МП объекта $\mathbf{r}=\{x,y,z\}$ и параметр b. Включение параметра b в число неизвестных формально основывается на том, что ни длина вектора r, ни разность хода часов τ не зависят от номера j и являются общими для всех уравнений системы (5). Более того, можно утверждать, что на основании системы (1) невозможно раздельно оценить r и τ. Этот принципиальный вывод будет в дальнейшем использован при анализе точности алгоритма Банкрофта.

Перенеся b в левую часть уравнений (5) и возведя в квадрат обе части, систему можно представить в виде

$$2\left(\boldsymbol{\rho}_j,\mathbf{r}\right)-2\breve{R}_jb=\left(\|\mathbf{r}\|^2-b^2\right)+\left(\left\|\boldsymbol{\rho}_j\right\|^2-\breve{R}_j^2\right),\ j=1,\ldots,J\ . \tag{6}$$

Введем следующие векторы и матрицы:

$$\mathbf{z}=\begin{pmatrix}\mathbf{r}\\ ib\end{pmatrix},\ \mathbf{r}_j=\begin{pmatrix}\boldsymbol{\rho}_j\\ i\breve{R}_j\end{pmatrix},\ \mathbf{B}^T=\left(\mathbf{r}_1\middle|\ldots\middle|\mathbf{r}_J\right),\ \lambda=\frac{1}{2}(\mathbf{z},\mathbf{z}),\ \mathbf{b}=\frac{1}{2}\left((\mathbf{r}_1,\mathbf{r}_1)\middle|\ldots\middle|(\mathbf{r}_J,\mathbf{r}_J)\right)^T,\ \mathbf{e}=(1,\ldots,1)^T$$

и перепишем (6) в матричном виде:

$$\mathbf{Bz}=\lambda\mathbf{e}+\mathbf{b}\ . \tag{7}$$

Заметим, что $(\mathbf{z},\mathbf{z})=\|\mathbf{r}\|^2-b^2$ и $\left(\mathbf{r}_j,\mathbf{r}_j\right)=\left\|\boldsymbol{\rho}_j\right\|^2-\breve{R}_j^2$ - скалярные произведения Лоренца [1], которое для двух действительных векторов $\mathbf{u}=\left(u_x,u_y,u_z,ct_u\right)^T$ и $\mathbf{v}=\left(v_x,v_y,v_z,ct_v\right)^T$ равно $\langle\mathbf{u},\mathbf{v}\rangle=u_xv_x+u_yv_y+u_zv_z-c^2t_ut_v$. Это обстоятельство позволяет избавиться при реализации алгоритма от вычислений с комплексными числами. Отказ от использования комплексных чисел становится возможен при следующих заменах векторов $\mathbf{z}=\begin{pmatrix}\mathbf{r}\\ b\end{pmatrix}$, $\mathbf{r}_j=\begin{pmatrix}\boldsymbol{\rho}_j\\ \breve{R}_j\end{pmatrix}$ и обычного скалярного произведения $(\cdot,\cdot)$ на скалярное произведение Лоренца $\langle\cdot,\cdot\rangle$.

Уравнение (7) связывает неизвестный вектор $\mathbf{z}$ и величину $(\mathbf{z},\mathbf{z})=2\lambda$. В то же время, параметр $\lambda=\frac{1}{2}(\mathbf{z},\mathbf{z})$ - скаляр. Поэтому вектор $\mathbf{z}$ является суммой двух векторов:

$$\mathbf{z}=\lambda\mathbf{B}^{\#}\mathbf{e}+\mathbf{B}^{\#}\mathbf{b}=\lambda\mathbf{c}+\mathbf{d}\ , \tag{8}$$

где $\mathbf{B}^{\#}=\left(\mathbf{B}^T\mathbf{B}\right)^{-1}\mathbf{B}^T$ - левая псевдообратная матрица матрицы $\mathbf{B}$. Учитывая, что $(\mathbf{z},\mathbf{z})=2\lambda$, из (8) получим следующее квадратное уравнение для λ:

$$(\mathbf{c},\mathbf{c})\lambda^2+2\left[(\mathbf{c},\mathbf{d})-1\right]\lambda+(\mathbf{d},\mathbf{d})=0\ ,$$

которое имеет два решения

$$\lambda_{1,2} = -\frac{\left[(\mathbf{c},\mathbf{d})-1\right]}{(\mathbf{c},\mathbf{c})} \pm \frac{\sqrt{\left[(\mathbf{c},\mathbf{d})-1\right]^2 - (\mathbf{c},\mathbf{c})(\mathbf{d},\mathbf{d})}}{(\mathbf{c},\mathbf{c})} \qquad (9)$$

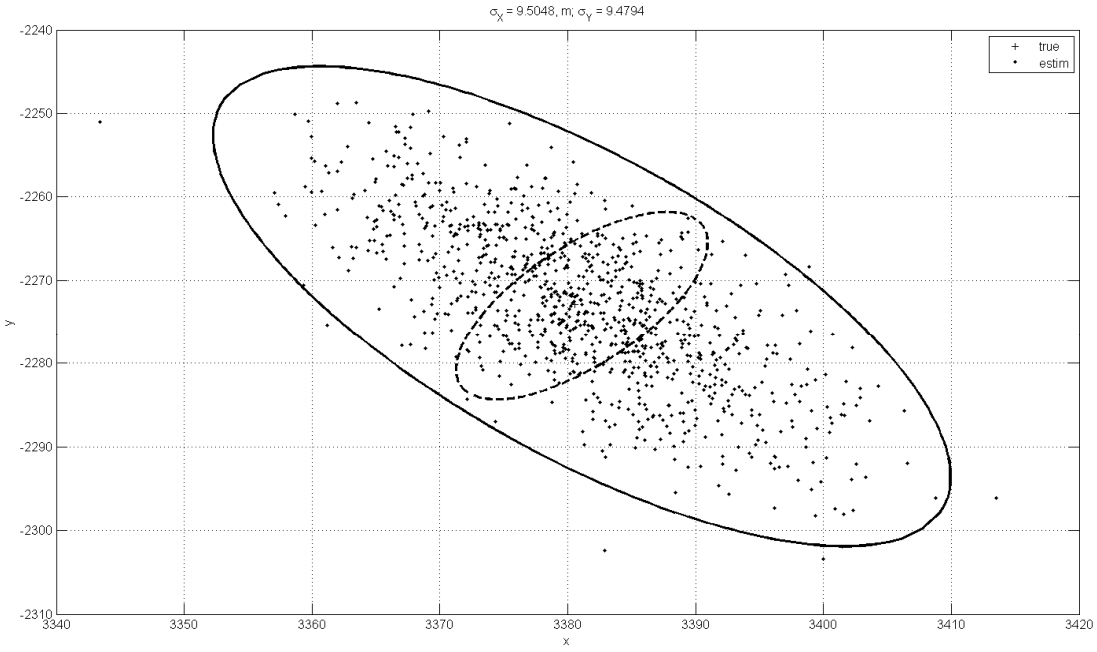


Рис. 2. Результаты моделирования алгоритма Бакрофта.

Один из корней (9) соответствует истинному решению системы, другой – ложному. Выбор корня, соответствующего истинному решению, можно осуществить на основании обратной подстановки λ_1 и λ_2 в систему (7). Таким образом, задача по определению МП объекта решена. Данный алгоритм решения был впервые предложен С. Банкрофтом для оценки МП объектов в спутниковых навигационных системах. Алгоритм очень прост для реализации, т.к. требует вычисления обратной матрицы для матрицы размера 4×4.

Оценим точностные характеристики алгоритма и сравним их с потенциально достижимой точностью, которая была определена в предыдущем разделе. Проделать эти вычисления аналитически вряд ли возможно, поэтому воспользуемся методом математического моделирования. В ходе работы над статьей был сделан следующий машинный эксперимент. Десять ($J=10$) РНТ случайным образом располагались на окружности диаметром 10 км. В центре окружности помещалась базовая станция. Объект случайным образом размещался внутри окружности. Измерения расстояний производились с ошибками, статистические характеристики которых соответствовали $\sigma_R = 10\,м$ и $\sigma_\tau = 5\,нс$. Результаты оценки МП по $K=1000$ испытаний приведены на рис. 2. Здесь же сплошной линией представлен эллипс ошибок, построенный по результатам оценки корреляционной матрицы ошибок и соответствующий вероятности

попадания отметки объекта вовнутрь эллипса $P = 0,99$. Пунктирной кривой соответствует такой же эллипс для потенциальной точности оценки, построенный на основании уравнения (4).

Представленные на рисунке результаты свидетельствуют о том, что в целом алгоритм Банкрофта позволяет решить задачу оценки МП объекта. Однако точность оценки значительно ниже потенциально достижимой. Причиной этого может служить упомянутая выше невозможность раздельно использовать при оценивании информацию, содержащуюся в длине вектора r и разности хода часов τ. Вследствие чего информация о МП объекта, содержащаяся в r, теряется.

4. Модификация алгоритма Банкрофта

Несмотря на сравнительно большую ошибку, алгоритм Банкрофта может быть использован для грубой оценки МП объекта. Для уточнения оценки можно использовать метод малого параметра (метод возмущений). Этим малым параметром будет оценка вектора ошибки $\delta\mathbf{z} = \begin{pmatrix} \delta\mathbf{r} \\ \delta b \end{pmatrix}$. В этом и состоит смысл предлагаемой модификации.

Вернемся к системе уравнений (2), которую удобно переписать в виде

$$\left(\mathbf{h}_j, \delta\mathbf{z}\right) = \Delta\breve{R}_j,\ j = 1,\ldots,J\ .$$

Здесь $\mathbf{h}_j = \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{r}} + \hat{\mathbf{q}}_j \\ 1 \end{pmatrix}$ - вектор и $\Delta\breve{R}_j$ - оценка ошибки измерения псевдодальности. Орты $\hat{\mathbf{r}}$, $\hat{\mathbf{q}}_j$ и ошибки $\Delta\breve{R}_j$ могут быть оценены, используя оценки $\left\|\breve{\mathbf{r}}^B\right\|$ и $\breve{\tau}^B$, полученные методом Банкрофта:

$$\hat{\mathbf{r}} = \breve{\mathbf{r}}^B / \left\|\breve{\mathbf{r}}^B\right\|;$$

$$\hat{\mathbf{q}}_j = \left(\breve{\mathbf{r}}^B - \boldsymbol{\rho}_j\right) / \left\|\breve{\mathbf{r}}^B - \boldsymbol{\rho}_j\right\|,\ j = 1,\ldots,J;$$

$$\Delta\breve{R}_j = \hat{R}_j - R_j^B,\ j = 1,\ldots,J.$$

где $R_j^B = c\left(\breve{\tau}^B + \tau_{\text{отв}}\right) + \breve{r}^B + \breve{q}_j^B$, $\breve{r}^B = \left\|\breve{\mathbf{r}}^B\right\|$, $\breve{q}_j^B = \left\|\breve{\mathbf{r}}^B - \boldsymbol{\rho}_j\right\|$. Тогда методом наименьших квадратов можно получить следующую оценку вектора $\delta\mathbf{z}$:

$$\delta\breve{\mathbf{z}} = \mathbf{H}^{\#}\ \Delta\breve{\mathbf{R}},$$

где $\mathbf{H}^{\#} = \left(\mathbf{H}^T\mathbf{H}\right)^{-1}\mathbf{H}^T$ - левая псевдообратная матрица матрицы $\mathbf{H}$. Окончательное решение получается путем суммирования:

$$\breve{\mathbf{z}} = \breve{\mathbf{z}}^B + \delta\breve{\mathbf{z}}.$$

На рис. 3 приведены результаты математического эксперимента с использованием рассмотренной модификации. Условия проведения эксперимента полностью повторяли те, что были при машинном эксперименте, который был рассмотрен в предыдущем разделе. Точечная линия соответствует эллипсу ошибок, построенному по результатам оценки корреляционной матрицы ошибок. Рисунок доказывает правомерность предлагаемой модификации: результаты отдельных оценок оказались в эллипсе ошибок, который соответствует потенциально достижимой точности оценки МП объекта. Цена,

которую приходится платить за модификацию алгоритма Банкрофта, невелика. Усложнение заключается в необходимости вычислять псевдообратную матрицу $\mathbf{H}^{\#}$. Учитывая, что основной операцией при этом является обращение матрицы $\mathbf{H}^T\mathbf{H}$, размер которой 4×4, вычислительные затраты при модификации возрастают незначительно. В то же время СКО оценок уменьшается по сравнению с оценками по методу Банкрофта в 2,5 - 3 раза. Так в рассмотренном машинном эксперименте СКО ошибок с величин $\sigma_X \approx \sigma_Y \approx 9{,}5$ м уменьшилось до значений $\sigma_X \approx 3{,}3$ м, $\sigma_Y \approx 3{,}7$ м.

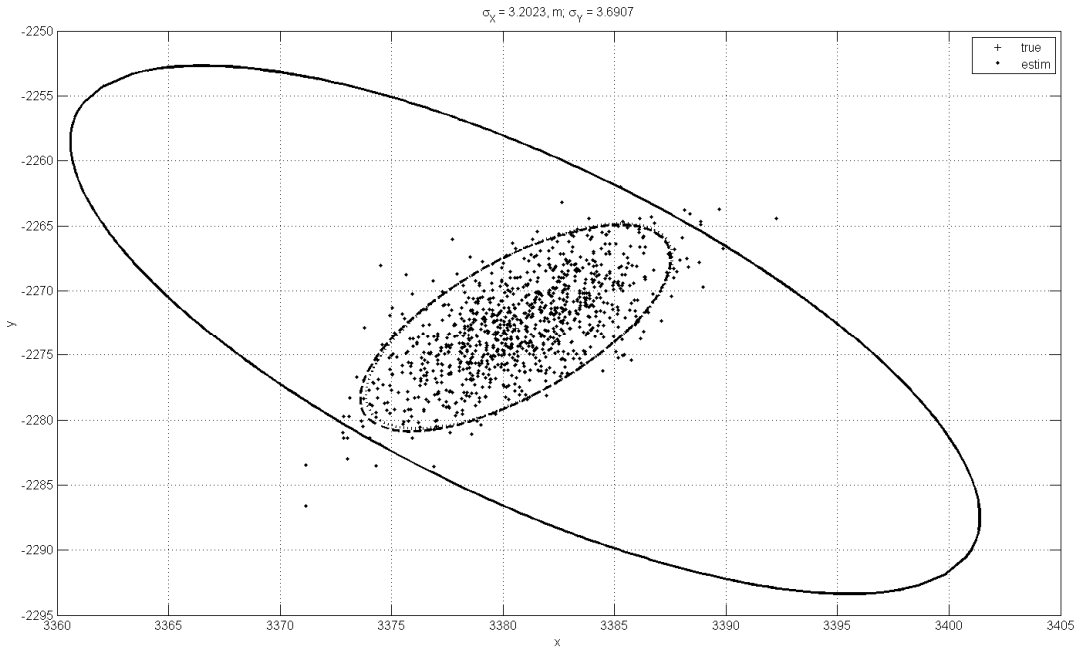


Рис. 3. Результаты моделирования модифицированного алгоритма Бакрофта.

5. Заключение

В системах мультилатерации для оценки МП объектов часто используется алгоритм Банкрофта. Этот алгоритм позволяет прямым способом получить оценку МП и не требует значительных вычислительных затрат. Это выгодно отличает его от алгоритмов, работающих на основе решения оптимизационных задач. Однако, как показывают результаты математического моделирования, точность получаемых с помощью алгоритма оценок может быть в несколько раз хуже, чем потенциально достижимая. В статье предлагается способ модификации алгоритма Банкрофта, используемого в активных системах мультилатерации. Модификация состоит в уточнении оценок Банкрофта путем применения метода малых возмущений. В статье показано, что использование предлагаемой модификации позволяет в 2,5 - 3 раза увеличить точность оценок МП объекта и сделать ее равной потенциально достижимой. При этом сложность модифицированного алгоритма возрастает незначительно.

Литература

1. Bancroft S. An Algebraic Solution of the GPS Equations. // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, November 1985, vol. AES-21. - pp. 56-59.
2. Bakhoum E.G. Closed-Form Solution of Hyperbolic Geolocation Equations // IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, October 2006, vol. AES-42. - pp. 1396-1404.
3. Mantilla-Gaviria I.A. Comparison of Localization Algorithms for Mode – S Multilateration (MLAT) Systems in Airport Surface Surveillance / Mantilla-Gaviria I.A., Leonardi M., Galati G. et al. // Signal, Image and Video Processing, October 2015, vol. 9. - pp. 1549–1558.
4. Leonardi M. Two Efficient Localization Algorithms for Multilateration / Leonardi M., Mathias A., Galati G. // International Journal of Microwave and Wireless Technologies, 2009, № 3, vol. 1. - pp. 223–229.
5. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983. – с. 320.

References

1. Bancroft S. An Algebraic Solution of the GPS Equations. // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, November 1985, vol. AES-21. - pp. 56-59.
2. Bakhoum E.G. Closed-Form Solution of Hyperbolic Geolocation Equations // IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, October 2006, vol. AES-42. - pp. 1396-1404.
3. Mantilla-Gaviria I.A. Comparison of Localization Algorithms for Mode – S Multilateration (MLAT) Systems in Airport Surface Surveillance / Mantilla-Gaviria I.A., Leonardi M., Galati G. et al. // Signal, Image and Video Processing, October 2015, vol. 9. - pp. 1549–1558.
4. Leonardi M. Two Efficient Localization Algorithms for Multilateration / Leonardi M., Mathias A., Galati G. // International Journal of Microwave and Wireless Technologies, 2009, № 3, vol. 1. - pp. 223–229.
5. Tikhonov V. I. Optimal Receiving of Signals. M.: Radio i Svyaz', 1983. – 230 p.

АЛГОРИТМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ СВОС СИГНАЛОВ С ОБРАБОТКОЙ ОДНОЙ КОМПОНЕНТЫ

В.А.Миронов, В.В. Неровный, П.Д. Коратаев, Ю.С. Левицкая

ВУНЦ ВВС «ВВА им. Профессора Н.Е.Жуковского и Ю.А.Гагарина», Воронеж, Россия

Аннотация. Разработаны алгоритмы поиска и обнаружения СВОС-сигналов для применения в аппаратуре потребителей глобальных навигационных спутниковых систем.

Ключевые слова: СВОС-сигналы; алгоритмы; обнаружение.

DETECTION ALGORITHMS CBOC SIGNALS WITH THE PROCESSING OF ONE COMPONENT

V.A. Mironov, V.V. Nerovny, P.D. Korataev, Yu.S.Levitskaia

Military Air Academy named after prof. N.E.Zhukovsky and Yu. A.Gagarin, Voronezh, Russia

Abstract. The algorithms of search and detection of CBOC signals for application in the equipment of consumers of global navigation satellite system.

Keywords: CBOC signals; algorithms; detection

Введение

В глобальных навигационных спутниковых системах (ГНСС) определение координат осуществляется с использованием радиосигналов, которые излучаются непрерывно со всех находящихся в эксплуатации навигационных спутников (НС). В настоящее время в ГНСС используется два вида сигналов: *фазоманипулированные сигналы (BPSK-binary phase shift keying)* и *фазоманипулированные сигналы с бинарной модуляцией на поднесущих частотах (BOC-binary offset carrier)* [1]. Стремление получить высококачественное функционирование ГНСС нового поколения обуславливает разработку разнообразных более сложных навигационных сигналов, одними из которых являются СВОС сигналы *(Composite binary offset carrier modulated signals)*, наряду с этим встает задача по разработке алгоритмов обнаружения СВОС сигналов в аппаратуре потребителей ГНСС [2].

Синтез алгоритмов обнаружение СВОС сигналов

Математическая модель *CBOC* сигнала может быть представлена в виде [2].:

$$S(t) = A \cdot G_{\text{ДК}}(t) \cdot M_{\text{СВОС}}(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (1)$$

где $M_{\text{СВОС}}(t)$ — составной меандр, который состоит из суммы двух меандров с различными весовыми коэффициентами α_1 и α_2, при этом $\alpha_1^2 + \alpha_2^2 = 1$

$$M_{\text{СВОС}}(t) = \alpha_1 \cdot M_1(t) + \alpha_2 \cdot M_2(t). \quad (2)$$

Тогда выражение (1) можно представить в виде:

$$S(t) = A \cdot G_{\text{ДК}}(t) \cdot \left(\alpha_1 \cdot M_1(t) + \alpha_2 \cdot M_2(t)\right) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (3)$$

компоненты $S_{M_1}(t)$ и $S_{M_2}(t)$ определяются следующим образом:

$$S_{M_1}(t) = AG_{ДК}(t) \cdot \alpha_1 M_1(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (4)$$

$$S_{M_2}(t) = AG_{ДК}(t) \alpha_2 M_2(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (5)$$

Таким образом, с учетом (4) и (5) выражение (3) для CBOC сигнала имеет вид:

$$S(t) = AG_{ДК}(t) \cdot \alpha_1 M_1(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + AG_{ДК}(t) \alpha_2 M_2(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (6)$$

Таким образом, выражение (6) описывает сигнал, состоящий из суммы двух компонент, каждая из которых представляет собой BOC сигнал.

Меандровые последовательности можно представить в виде:

$$M_1(t) = sign\left[\sin 2\pi f_{M_1}(t)\right] = \sum_{i=1}^{+\infty} c_i \sin\left(2\pi f_{M_1} t\right), \quad (7)$$

$$M_2(t) = sign\left[\sin 2\pi f_{M_2}(t)\right] = \sum_{i=1}^{+\infty} c_i \sin\left(2\pi f_{M_2} t\right). \quad (8)$$

Приближенно 95% мощности меандра приходится на первую гармонику меандра, тогда выражение (8) можно записать в виде:

$$M_1(t) \approx \sin\left(\omega_{M_1} t\right), \quad (9)$$

$$M_2(t) \approx \sin\left(\omega_{M_2} t\right). \quad (10)$$

Тогда выражение (6) с учетом формул (9) и (10) можно записать в виде:

$$S(t) \approx A \cdot G_{ДК}(t) \cdot \alpha_1 \cdot \sin\left(\omega_{M_1} t\right) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + AG_{ДК}(t) \alpha_2 \times \quad (11)$$

$$\times \sin\left(\omega_{M_2} t\right) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0),$$

С использованием тригонометрических преобразований для первого слагаемого в выражении (11), получим:

$$S_{M_1}(t) \approx A_1 \cdot G_{ДК}(t) \cdot \left(\sin\left(\omega_0 + \omega_{M_1}\right)t + \varphi_0 - \sin\left(\omega_0 + \omega_{M_1}\right)t + \varphi_0\right) =$$

$$= \alpha_1 A_1 \cdot G_{ДК}(t) \cdot \left(\cos\left(\omega_{B_1} - \varphi_1\right) - \cos\left(\omega_{H_1} - \varphi_1\right)\right) = \quad (12)$$

$$= \alpha_1 A_1 \cdot G_{ДК}(t) \cdot \cos\left(\omega_{B_1} - \varphi_1\right) - \alpha_1 A_1 \cdot G_{ДК}(t) \cdot \cos\left(\omega_{H_1} - \varphi_1\right),$$

где $\varphi_1 = \frac{\pi}{2} - \varphi_0$; $\omega_{B_1} = \omega_0 + \omega_{M_1}$; $\omega_{H_1} = \omega_0 - \omega_{M_1}$.

Таким образом, первая компонента $S_{M_1}(t)$ может быть представлена в виде двух BPSK сигналов смещенных в спектральной области на частоту меандра ω_{M_1}.

При обнаружении CBOC сигнала оценивается τ — задержка, для чего в соответствии с теорией обработки осуществляется максимизация функции правдоподобия

$$P(Y \mid \tau, \varphi_1) \xrightarrow[\tau]{} \max, \quad (13)$$

где $Y = \mid y_{k-1,0}, y_{k-1,1} \ldots y_{k-1,N-1} \mid$ — вектор отсчетов входного наблюдения $y(t)$ на интервале $[t_{k-1}, t_k]$

$$y(t) = S(t) + n(t). \tag{14}$$

Для обнаружения СВОС сигнала можно использовать одну $S_{\text{М}}(t)$ компоненту с большей мощностью. Если рассмотреть обнаружение с обработкой одной $S_{\text{М}_1}(t)$ компоненты, то функция правдоподобия в данном случае имеет вид:

$$P(Y \mid \tau, \varphi_1) = C \cdot \exp\left\{\sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i}) \left(\cos(\omega_{\text{В}_1} t_{k,i}) + \cos(\omega_{\text{Н}_1} t_{k,i})\right)\right\}. \tag{15}$$

Представим функцию правдоподобия в виде:

$$P(Y \mid \tau, \varphi_1) = C \cdot \exp\left\{\sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i}) \cos(\omega_{\text{В}_1} t_{k,i})\right\} \times \tag{16}$$

$$\times \exp\left\{\sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i}) \cos(\omega_{\text{Н}_1} t_{k,i})\right\}.$$

После усреднения по неинформативному параметру получим:

$$P(Y \mid \tau) = \left(\frac{C}{2\pi}\right)^2 \cdot \int_{-\pi}^{\pi} \exp\left\{\sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i}) \cos(\omega_{\text{В}_1} t_{k,i})\right\} d\varphi_1 \times \tag{17}$$

$$\times \int_{-\pi}^{\pi} \exp\left\{\sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i}) \cos(\omega_{\text{Н}_1} t_{k,i})\right\} d\varphi_2.$$

Преобразуем выражение (17) к виду

$$P(Y \mid \tau) = C_1 \cdot I_0(X_{\text{В}_1}) \cdot I_0(X_{\text{Н}_1}), \tag{18}$$

$$X_{\text{В}_1} = \sqrt{I_{\text{В}_1}^2 + Q_{\text{В}_1}^2}, \tag{19}$$

$$X_{\text{Н}_1} = \sqrt{I_{\text{Н}_1}^2 + Q_{\text{Н}_1}^2}, \tag{20}$$

$$I_{\text{В}_1} = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i}) \cos(\omega_{\text{В}_1} t_{k,i}), \tag{21}$$

$$I_{\text{Н}_1} = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i}) \cos(\omega_{\text{Н}_1} t_{k,i}), \tag{22}$$

$$Q_{\text{В}_1} = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i}) \sin(\omega_{\text{В}_1} t_{k,i}), \tag{23}$$

$$Q_{\text{Н}_1} = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i}) \sin(\omega_{\text{Н}_1} t_{k,i}). \tag{24}$$

Прологарифмируем функцию правдоподобия:

$$\ln P(Y \mid \tau) = \ln C_1 + \ln I_0(X_{\text{В}_1}) + \ln I_0(X_{\text{Н}_1}), \tag{25}$$

осуществив замену $\ln I_0$ на операцию взятия модуля, получим:

$$\ln P(Y \mid \tau) \approx \sqrt{I_{\text{В}_1}^2 + Q_{\text{В}_1}^2} + \sqrt{I_{\text{Н}_1}^2 + Q_{\text{Н}_1}^2}. \tag{26}$$

Анализ выражения (26) показывает, что ln является суммарной огибающей верхней и нижней составляющий первой компоненты

$$X_{B_1+H_1} = \sqrt{I_{B_1}^2 + Q_{B_1}^2} + \sqrt{I_{H_1}^2 + Q_{H_1}^2}. \quad (27)$$

Выражение (27) представляет собой алгоритм обнаружения CBOC сигналов с обработкой одной компоненты.

При больших отношениях сигнал/шум выражение (27) можно представить в виде:

$$X_{B_1+H_1} = \sqrt{I_{B_1}^2 + Q_{B_1}^2 + I_{H_1}^2 + Q_{H_1}^2}. \quad (28)$$

Выражение (29) представляет собой алгоритм обнаружения CBOC сигналов.

Как правило, обнаружение CBOC сигнала осуществляется в условиях неизвестной мощности помехи. При обнаружении сигналов чаще всего используется критерий Неймана-Пирсона, который реализуется в соответствующих устройствах-обнаружителях. Разработанные модели обнаружителей CBOC навигационных сигналов с каналами компенсации сигналоподобных помех реализованы для определения P вероятности окончания поиска правильным обнаружением за три цикла.

Таким образом, данные математические модели использованы для расчета характеристик обнаружения CBOC сигналов.

Заключение

Разработаны новые алгоритмы поиска и обнаружения CBOC сигналов с обработкой на одной компоненте позволяющие решать задачи первичной обработки навигационных CBOC сигналов в аппаратуре потребителей ГНСС. Полученные алгоритмы возможны к применению в перспективных навигационных приемниках спутниковых радионавигационных систем

Литература

1. Перов А. И. Основы построения спутниковых радионавигационных систем. М.: Радиотехника, 2012. – 236 с.
2. Ярлыков М. С. Меандровые шумоподобные сигналы (BOC-сигналы) и их разновидности в спутниковых радионавигационных системах. М.: Радиотехника, 2017. – 416 с.

References

1. Perov A. I. Fundamentals of satellite navigation systems / A. I. Perov. – M.: Radio Engineering, 2012. – 240 p.
2. Yarlikov M.S. Meander shaped noise-like signals (BOC- signals) to the satellite navigation systems. – M.: Radio Engineering, 2017. – 416 p.

АЛГОРИТМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ НАВИГАЦИОННЫХ *CBOC* СИГНАЛОВ С ОБРАБОТКОЙ ДВУХ КОМПОНЕНТ

В. В. Неровный, Ю. С. Левицкая, П. Д. Коратаев

ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, РФ

Аннотация. Приведены алгоритм поиска и обнаружения навигационных *CBOC* сигналов в условиях гауссовской шумовой помехи. Представлены зависимости вероятностных характеристик алгоритмов поиска и обнаружения навигационных сигналов при воздействии на них гауссовской шумовой помехи.

Ключевые слова: навигационный *CBOC* сигнал; алгоритм поиска и обнаружения; гауссовская шумовая помеха.

DETECTION ALGORITHMS TO NAVIGATION, CBOC SIGNAL PROCESSING OF TWO COMPONEN

V. V. Nerovny, Yu. S. Levitskaya, P. D. Korataev

MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», (Voronezh), RF

Abstract. The algorithm of search and detection of navigation CBOC in the conditions of Gaussian noise interference is presented. The dependence of the probability characteristics of search algorithms and detect navigation signals under exposure to the Gaussian noise interference.

Keywords: navigation CBOC signal, algorithm of search and detection, Gaussian noise interference.

Введение

Одним из основных направлений развития и совершенствования глобальных навигационных спутниковые систем (ГНСС) является использование новых типов навигационных сигналов, например сигналов с модуляцией на поднесущих частотах (в англоязычной технической литературе *BOC* сигналы) [1]. Отличие *BOC* сигналов от используемых сегодня в системах ГЛОНАСС и *GPS*, заключается в следующем: у существующих сигналов *BPSK* и *QPSK*, расширяющий спектр символ (элемент) псевдослучайной последовательности (ПСП) дальномерного кода представляет собой одиночный прямоугольный видеоимпульс определенной длительности, тогда как у сигналов с модуляцией на поднесущих частотах расширяющий спектр символ ПСП имеет сложную форму и представляет собой некоторый отрезок меандрового колебания, той же длительности, который содержит определенное одинаковое число меандровых видеоимпульсов.

Среди важных достоинств ГНСС, в которых предусматривается применение *BOC* сигналов, выделим следующие [2]:

1. Потенциально более высокая помехоустойчивость и точность, что достигается за счет существенного обострения основного пика корреляционной функции у *BOC* – сигналов в силу применения более коротких видеоимпульсов в меандровом символе.

2. Более эффективное использование частотного спектра в *L* диапазоне в условиях

заметно растущего числа гражданских и военных пользователей ГНСС и, в частности, обеспечение возможности одновременного функционирования навигационных систем со старыми и новыми радиосигналами, что достигается благодаря «расщеплению» спектра у *BOC* – сигналов (при четном количестве меандровых импульсов в пределах символа ПСП). Одним из видов *BOC* сигналов являются сигналы, использующие составную модуляцию на поднесущих частотах (CBOC сигналы). В основу формирования *CBOC* – сигналов в этих системах положена модуляция типа *CBOC* (6,1,1/11), что означает сочетание двух типов *BOC* – модуляции: *BOC* (6,1) и *BOC* (1,1), причем в энергетическом спектре полного CBOC – сигнала, использующего модуляцию CBOC (6,1,1/11), доли спектра, обусловленные модуляцией типов *BOC* (1,1) и *BOC* (6,1), соответственно равны 1/11 и10/11. Принципы формирования CBOC сигналов достаточно подробно приведены в работе [2].

Синтез алгоритма обнаружения навигационных CBOC сигналов

Математическая модель *CBOC* сигнала может быть представлена в виде:

$$S(t) = A \cdot G_{\text{ДК}}(t) \cdot M_{\text{CBOC}}(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (1)$$

где $M_{\text{CBOC}}(t)$ — составной меандр, который состоит из суммы двух меандров с различными весовыми коэффициентами α_1 и α_2, при этом $\alpha_1^2 + \alpha_2^2 = 1$

$$M_{\text{CBOC}}(t) = \alpha_1 \cdot M_1(t) + \alpha_2 \cdot M_2(t). \quad (2)$$

Тогда выражение (1) можно представить в виде:

$$S(t) = A \cdot G_{\text{ДК}}(t) \cdot (\alpha_1 \cdot M_1(t) + \alpha_2 \cdot M_2(t)) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (3)$$

Компоненты $S_{\text{M}_1}(t)$ и $S_{\text{M}_2}(t)$ определяются следующим образом:

$$S_{\text{M}_1}(t) = AG_{\text{ДК}}(t) \cdot \alpha_1 M_1(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (4)$$

$$S_{\text{M}_2}(t) = AG_{\text{ДК}}(t) \alpha_2 M_2(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (5)$$

Таким образом, с учетом (4) и (5) выражение (3) для CBOC сигнала имеет вид:

$$S(t) = AG_{\text{ДК}}(t) \cdot \alpha_1 M_1(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + AG_{\text{ДК}}(t) \alpha_2 M_2(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (6)$$

Таким образом, выражение (6) описывает сигнал, состоящий из суммы двух компонент, каждая из которых представляет собой BOC сигнал.

Меандровые последовательности можно представить в виде:

$$M_1(t) = sign\left[\sin 2\pi f_{\text{M}_1}(t)\right] = \sum_{i=1}^{+\infty} c_i \sin\left(2\pi f_{\text{M}_1} t\right), \quad (7)$$

$$M_2(t) = sign\left[\sin 2\pi f_{\text{M}_2}(t)\right] = \sum_{i=1}^{+\infty} c_i \sin\left(2\pi f_{\text{M}_2} t\right). \quad (8)$$

Приближенно 95% мощности меандра приходится на первую гармонику меандра, тогда выражения (7) и (8) можно записать в виде

$$M_1(t) \approx \sin\left(\omega_{\text{M}_1} t\right), \quad (9)$$

$$M_2(t) \approx \sin\left(\omega_{\text{M}_2} t\right). \quad (10)$$

Тогда выражение (6) с учетом формул (9) и (10) можно записать в виде:

$$S(t) \approx A \cdot G_{\text{ДК}}(t) \cdot \alpha_1 \cdot \sin\left(\omega_{\text{M}_1} t\right)\cos\left(\omega_0 t + \varphi_0\right) + AG_{\text{ДК}}(t)\alpha_2 \times$$
$$\times \sin\left(\omega_{\text{M}_2} t\right) \cdot \cos\left(\omega_0 t + \varphi_0\right). \qquad (11)$$

С использованием тригонометрических преобразований для первого слагаемого в выражении (11), получим:

$$S_{\text{M}_1}(t) \approx A_1 \cdot G_{\text{ДК}}(t) \cdot \left(\sin\left(\omega_0 + \omega_{\text{M}_1}\right)t + \varphi_0 - \sin\left(\omega_0 + \omega_{\text{M}_1}\right)t + \varphi_0\right) =$$
$$= \alpha_1 A_1 \cdot G_{\text{ДК}}(t) \cdot \left(\cos\left(\omega_{\text{B}_1} - \varphi_1\right) - \cos\left(\omega_{\text{H}_1} - \varphi_1\right)\right) =$$
$$= \alpha_1 A_1 \cdot G_{\text{ДК}}(t) \cdot \cos\left(\omega_{\text{B}_1} - \varphi_1\right) - \alpha_1 A_1 \cdot G_{\text{ДК}}(t) \cdot \cos\left(\omega_{\text{H}_1} - \varphi_1\right), \qquad (12)$$

где $\varphi_1 = \dfrac{\pi}{2} - \varphi_0$; $\omega_{\text{B}_1} = \omega_0 + \omega_{\text{M}_1}$; $\omega_{\text{H}_1} = \omega_0 - \omega_{\text{M}_1}$.

Таким образом, первая компонента $S_{\text{M}_1}(t)$ может быть представлена в виде двух BPSK сигналов смещенных в спектральной области на частоту меандра ω_{M_1}.

Аналогично получим выражение для второй компоненты $S_{\text{M}_2}(t)$

$$S_{\text{M}_2}(t) \approx A_1 \cdot G_{\text{ДК}}(t) \cdot \alpha_2 \cdot \left(\cos\left(\omega_{\text{B}_2} t - \varphi_1\right) - \cos\left(\omega_{\text{H}_2} t - \varphi_1\right)\right), \qquad (13)$$

где $\omega_{\text{B}_2} = \omega_0 + \omega_{\text{M}_2}$; $\omega_{\text{H}_2} = \omega_0 - \omega_{\text{M}_2}$.

Таким образом, сигнал может быть представлен в виде суммы 4-х ортогональных слагаемых, каждое из которых представляет собой BPSK сигнал.

При обнаружении *CBOC* сигнала оценивается τ — задержка, для чего в соответствии с теорией обработки осуществляется максимизация функции правдоподобия

$$P\left(Y \mid \tau, \varphi_1\right) \xrightarrow[\tau]{} \max \qquad (14)$$

где $Y = \mid y_{k-1,0}, y_{k-1,1} \ldots y_{k-1,N-1} \mid$ — вектор отсчетов входного наблюдения $y(t)$ на интервале $\left[t_{k-1}, t_k\right]$

$$y(t) = S(t) + n(t) \qquad (15)$$

Если рассматривать обнаружение CBOC сигнала с обработкой двух компонент, то функция правдоподобия может быть представлена в виде

$$P\left(Y \mid \tau, \varphi_1\right) = C \cdot \exp\times$$
$$\times\left\{\sum_{i=1}^{N}\left(y\left(t_{k,i}\right)G_{\text{ДК}}(t)\right)\left(\cos\left(\omega_{\text{B}_1} t\right) + \cos\left(\omega_{\text{H}_1} t\right) + \cos\left(\omega_{\text{B}_2} t\right) - \cos\left(\omega_{\text{H}_2} t\right)\right)\right\} \qquad (16)$$

Представим выражение для функции правдоподобия в виде

$$P\left(Y \mid \tau, \varphi_1\right) = C \times$$
$$\times \exp\left\{\sum_{i=1}^{N} y\left(t_{k,i}\right)G_{\text{ДК}}(t)\cos\left(\omega_{\text{B}_1} t\right)\right\} \cdot \exp\left\{\sum_{i=1}^{N} y\left(t_{k,i}\right)G_{\text{ДК}}(t)\cos\left(\omega_{\text{H}_1} t\right)\right\} \times$$
$$\times \exp\left\{\sum_{i=1}^{N} y\left(t_{k,i}\right)G_{\text{ДК}}(t)\cos\left(\omega_{\text{B}_2} t\right)\right\} \cdot \exp\left\{\sum_{i=1}^{N} y\left(t_{k,i}\right)G_{\text{ДК}}(t)\cos\left(\omega_{\text{H}_2} t\right)\right\} \qquad (17)$$

В результате усреднения функции правдоподобия по неинформационным параметрам получим:

$$P(Y \mid \tau) = C_1 \cdot I_0\left(X_{\text{В}_1}\right) \cdot I_0\left(X_{\text{Н}_1}\right) \cdot I_0\left(X_{\text{В}_2}\right) \cdot I_0\left(X_{\text{Н}_2}\right) \tag{18}$$

где: $X_{\text{В}_1}$ огибающая «верхней» составляющей первой компоненты;

$X_{\text{Н}_1}$ огибающая «нижней» составляющей первой компоненты;

$X_{\text{В}_2}$ огибающая «верхней» составляющей второй компоненты;

$X_{\text{Н}_2}$ огибающая «нижней» составляющей второй компоненты.

$$X_{\text{В}_1} = \sqrt{I_{\text{В}_1}^2 + Q_{\text{В}_1}^2}, \tag{19}$$

$$X_{\text{Н}_1} = \sqrt{I_{\text{Н}_1}^2 + Q_{\text{Н}_1}^2}, \tag{20}$$

$$X_{\text{В}_2} = \sqrt{I_{\text{В}_2}^2 + Q_{\text{В}_2}^2}, \tag{21}$$

$$X_{\text{Н}_2} = \sqrt{I_{\text{Н}_2}^2 + Q_{\text{Н}_2}^2}, \tag{22}$$

$$I_{\text{В}_1} = \sum_{i=1}^{N} y\left(t_{k,i}\right) G_{\text{ДК}}\left(t_{k,i}\right) \cos\left(\omega_{\text{В}_1} t_{k,i}\right), \tag{23}$$

$$I_{\text{Н}_1} = \sum_{i=1}^{N} y\left(t_{k,i}\right) G_{\text{ДК}}\left(t_{k,i}\right) \cos\left(\omega_{\text{Н}_1} t_{k,i}\right), \tag{24}$$

$$I_{\text{В}_2} = \sum_{i=1}^{N} y\left(t_{k,i}\right) G_{\text{ДК}}\left(t_{k,i}\right) \cos\left(\omega_{\text{В}_2} t_{k,i}\right), \tag{25}$$

$$I_{\text{Н}_2} = \sum_{i=1}^{N} y\left(t_{k,i}\right) G_{\text{ДК}}\left(t_{k,i}\right) \cos\left(\omega_{\text{Н}_2} t_{k,i}\right), \tag{26}$$

$$Q_{\text{В}_1} = \sum_{i=1}^{N} y\left(t_{k,i}\right) G_{\text{ДК}}\left(t_{k,i}\right) \sin\left(\omega_{\text{В}_1} t_{k,i}\right), \tag{27}$$

$$Q_{\text{Н}_1} = \sum_{i=1}^{N} y\left(t_{k,i}\right) G_{\text{ДК}}\left(t_{k,i}\right) \sin\left(\omega_{\text{Н}_1} t_{k,i}\right), \tag{28}$$

$$Q_{\text{В}_2} = \sum_{i=1}^{N} y\left(t_{k,i}\right) G_{\text{ДК}}\left(t_{k,i}\right) \sin\left(\omega_{\text{В}_2} t_{k,i}\right), \tag{29}$$

$$Q_{\text{Н}_2} = \sum_{i=1}^{N} y\left(t_{k,i}\right) G_{\text{ДК}}\left(t_{k,i}\right) \sin\left(\omega_{\text{Н}_2} t_{k,i}\right). \tag{30}$$

Для максимизации прологарифмируем функцию правдоподобия

$$\ln P(Y \mid \tau) = \ln C_1 + \ln I_0\left(X_{\text{В}_1}\right) + \ln I_0\left(X_{\text{Н}_1}\right) + \ln I_0\left(X_{\text{В}_2}\right) + \ln I_0\left(X_{\text{Н}_2}\right) \tag{31}$$

Заменив ln на операцию взятия модуля, получим:

$$\ln P(Y \mid \tau) \approx \sqrt{I_{\text{В}_1}^2 + Q_{\text{В}_1}^2} + \sqrt{I_{\text{Н}_1}^2 + Q_{\text{Н}_1}^2} + \sqrt{I_{\text{В}_2}^2 + Q_{\text{В}_2}^2} + \sqrt{I_{\text{Н}_2}^2 + Q_{\text{Н}_2}^2} \tag{32}$$

Анализ выражения (32) показывает, что ln функция правдоподобия представляет собой сумму «верхних» и «нижних» составляющих первой и второй компонент и являются соответственно суммой огибающей:

$$X_{\mathrm{B_1+H_1+B_2+H_2}} = \sqrt{I_{\mathrm{B_1}}^2 + Q_{\mathrm{B_1}}^2} + \sqrt{I_{\mathrm{H_1}}^2 + Q_{\mathrm{H_1}}^2} + \sqrt{I_{\mathrm{B_2}}^2 + Q_{\mathrm{B_2}}^2} + \sqrt{I_{\mathrm{H_2}}^2 + Q_{\mathrm{H_2}}^2}. \quad (33)$$

Выражение (33) представляет собой алгоритм №1.

При больших отношениях сигнал/шум $X_{B_1+H_1+B_2+H_2}$ можно представить в виде

$$X_{\mathrm{B_1+H_1+B_2+H_2}} = \sqrt{I_{\mathrm{B_1}}^2 + Q_{\mathrm{B_1}}^2 + I_{\mathrm{H_1}}^2 + Q_{\mathrm{H_1}}^2 + I_{\mathrm{B_2}}^2 + Q_{\mathrm{B_2}}^2 + I_{\mathrm{H_2}}^2 + Q_{\mathrm{H_2}}^2}. \quad (34)$$

Выражение (34) представляет собой алгоритм №2.

Порог обнаружения зависит от напряжения помехи на выходе обнаружителя и заданного уровня вероятности ложной тревоги.

Представим синфазные и квадратурные составляющие на выходах корреляторов для *CBOC* сигнала в виде суммы сигнальных и помеховой составляющих:

$$I_{\mathrm{B_1}} = \sum_{i=1}^{N} AG_{\mathrm{ДК}}\left(t_{k,i} - \tau\right) \cdot \cos\left(\omega_{\mathrm{B_1}} t_{k,i} + \varphi\right) \cdot G_{\mathrm{ДК}}\left(t_{k,i}\right) \cdot \cos\left(\omega_{\mathrm{B_1}} t_{k,i}\right) + \\ + \sum_{i=1}^{N} n\left(t_{k,i}\right) G_{\mathrm{ДК}}\left(t_{k,i}\right) \cdot \cos\left(\omega_{\mathrm{B_1}} t_{k,i}\right), \quad (35)$$

$$Q_{\mathrm{B_1}} = \sum_{i=1}^{N} AG_{\mathrm{ДК}}\left(t_{k,i} - \tau\right) \cdot \cos\left(\omega_{\mathrm{B_1}} t_{k,i} + \varphi\right) \cdot G_{\mathrm{ДК}}\left(t_{k,i}\right) \cdot \sin\left(\omega_{\mathrm{B_1}} t_{k,i}\right) + \\ + \sum_{i=1}^{N} n\left(t_{k,i}\right) G_{\mathrm{ДК}}\left(t_{k,i}\right) \cdot \sin\left(\omega_{\mathrm{B_1}} t_{k,i}\right), \quad (36)$$

$$I_{\mathrm{B_2}} = \sum_{i=1}^{N} AG_{\mathrm{ДК}}\left(t_{k,i} - \tau\right) \cdot \cos\left(\omega_{\mathrm{B_2}} t_{k,i} + \varphi\right) \cdot G_{\mathrm{ДК}}\left(t_{k,i}\right) \cdot \cos\left(\omega_{\mathrm{B_2}} t_{k,i}\right) + \\ + \sum_{i=1}^{N} n\left(t_{k,i}\right) G_{\mathrm{ДК}}\left(t_{k,i}\right) \cdot \cos\left(\omega_{\mathrm{B_2}} t_{k,i}\right) \quad (37)$$

$$Q_{\mathrm{B_2}} = \sum_{i=1}^{N} AG_{\mathrm{ДК}}\left(t_{k,i} - \tau\right) \cdot \cos\left(\omega_{\mathrm{B_2}} t_{k,i} + \varphi\right) \cdot G_{\mathrm{ДК}}\left(t_{k,i}\right) \cdot \sin\left(\omega_{\mathrm{B_2}} t_{k,i}\right) + \\ + \sum_{i=1}^{N} n\left(t_{k,i}\right) G_{\mathrm{ДК}}\left(t_{k,i}\right) \cdot \sin\left(\omega_{\mathrm{B_2}} t_{k,i}\right), \quad (38)$$

$$I_{\mathrm{H_1}} = \sum_{i=1}^{N} AG_{\mathrm{ДК}}\left(t_{k,i} - \tau\right) \cdot \cos\left(\omega_{\mathrm{H_1}} t_{k,i} + \varphi\right) \cdot G_{\mathrm{ДК}}\left(t_{k,i}\right) \cdot \cos\left(\omega_{\mathrm{H_1}} t_{k,i}\right) + \\ + \sum_{i=1}^{N} n\left(t_{k,i}\right) G_{\mathrm{ДК}}\left(t_{k,i}\right) \cdot \cos\left(\omega_{\mathrm{H_1}} t_{k,i}\right) \quad (39)$$

$$Q_{\mathrm{H_1}} = \sum_{i=1}^{N} AG_{\mathrm{ДК}}\left(t_{k,i} - \tau\right) \cdot \cos\left(\omega_{\mathrm{H_1}} t_{k,i} + \varphi\right) \cdot G_{\mathrm{ДК}}\left(t_{k,i}\right) \cdot \sin\left(\omega_{\mathrm{H_1}} t_{k,i}\right) + \\ + \sum_{i=1}^{N} n\left(t_{k,i}\right) G_{\mathrm{ДК}}\left(t_{k,i}\right) \cdot \sin\left(\omega_{\mathrm{H_1}} t_{k,i}\right), \quad (40)$$

$$I_{\mathrm{H_2}} = \sum_{i=1}^{N} AG_{\mathrm{ДК}}\left(t_{k,i} - \tau\right) \cdot \cos\left(\omega_{\mathrm{H_2}} t_{k,i} + \varphi\right) \cdot G_{\mathrm{ДК}}\left(t_{k,i}\right) \cdot \cos\left(\omega_{\mathrm{H_2}} t_{k,i}\right) +$$

$$+\sum_{i=1}^{N} n\left(t_{k,i}\right) G_{\text{ДК}}\left(t_{k,i}\right) \cdot \cos\left(\omega_{\text{Н}_2} t_{k,i}\right), \tag{41}$$

$$Q_{\text{Н}_2} = \sum_{i=1}^{N} AG_{\text{ДК}}\left(t_{k,i} - \tau\right) \cdot \cos\left(\omega_{\text{Н}_2} t_{k,i} + \varphi\right) \cdot G_{\text{ДК}}\left(t_{k,i}\right) \cdot \sin\left(\omega_{\text{Н}_2} t_{k,i}\right) +$$

$$+\sum_{i=1}^{N} n\left(t_{k,i}\right) G_{\text{ДК}}\left(t_{k,i}\right) \cdot \sin\left(\omega_{\text{Н}_2} t_{k,i}\right), \tag{42}$$

Представим выражения (2.111) – (2.118) в виде:

$$I_{\text{В}_1} = U_{\text{IB}_1,\text{C}} + U_{\text{IB}_1,\text{П}}, \tag{43}$$

$$Q_{\text{В}_1} = U_{\text{QB}_1,\text{C}} + U_{\text{QB}_1,\text{П}}, \tag{44}$$

$$I_{\text{В}_2} = U_{\text{IB}_2,\text{C}} + U_{\text{IB}_2,\text{П}}, \tag{45}$$

$$Q_{\text{В}_2} = U_{\text{QB}_2,\text{C}} + U_{\text{QB}_2,\text{П}}, \tag{46}$$

$$I_{\text{Н}_1} = U_{\text{IH}_1,\text{C}} + U_{\text{IH}_1,\text{П}}, \tag{47}$$

$$Q_{\text{Н}_1} = U_{\text{QH}_1,\text{C}} + U_{\text{QH}_1,\text{П}}, \tag{48}$$

$$I_{\text{Н}_2} = U_{\text{IH}_2,\text{C}} + U_{\text{IH}_2,\text{П}}, \tag{49}$$

$$Q_{\text{Н}_2} = U_{\text{QH}_2,\text{C}} + U_{\text{QH}_2,\text{П}}. \tag{50}$$

где: $U_{\text{IB}_1,\text{C}}, U_{\text{QB}_1,\text{C}}, U_{\text{IH}_1,\text{C}}, U_{\text{QH}_1,\text{C}}, U_{\text{IB}_2,\text{C}}, U_{\text{QB}_2,\text{C}}, U_{\text{IH}_2,\text{C}}, U_{\text{QH}_2,\text{C}}$ – сигнальные компоненты;

$U_{\text{IB}_1,\text{П}}, U_{\text{QB}_1,\text{П}}, U_{\text{IH}_1,\text{П}}, U_{\text{QH}_1,\text{П}}, U_{\text{IB}_2,\text{П}}, U_{\text{QB}_2,\text{П}}, U_{\text{IH}_2,\text{П}}, U_{\text{QH}_2,\text{П}}$ – помеховые компоненты.

Сигнальные и помеховые компоненты, входящие в выражения (43) – (50) определяются как:

$$U_{\text{IB}_1,\text{C}} = \sum_{i=1}^{N} AG_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau)\cos(\omega_{\text{B}_1} t_{k,i} + \varphi_0) G_{\text{ДК}}(t_{k,i})\cos(\omega_{\text{B}_1} t_{k,i}) \tag{51}$$

$$U_{\text{IB}_2,\text{C}} = \sum_{i=1}^{N} AG_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau)\cos(\omega_{\text{B}_2} t_{k,i} + \varphi_0) G_{\text{ДК}}(t_{k,i})\cos(\omega_{\text{B}_2} t_{k,i}) \tag{52}$$

$$U_{\text{QB}_1,\text{C}} = \sum_{i=1}^{N} AG_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau)\cos(\omega_{\text{B}_1} t_{k,i} + \varphi_1) G_{\text{ДК}}(t_{k,i})\sin(\omega_{\text{B}_1} t_{k,i}) \tag{53}$$

$$U_{\text{QB}_2,\text{C}} = \sum_{i=1}^{N} AG_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau)\cos(\omega_{\text{B}_2} t_{k,i} + \varphi_1) G_{\text{ДК}}(t_{k,i})\sin(\omega_{\text{B}_2} t_{k,i}) \tag{54}$$

$$U_{\text{IB}_1,\text{П}} = \sum_{i=1}^{N} n(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i})\cos(\omega_{\text{B}_1} t_{k,i}), \tag{55}$$

$$U_{\text{IB}_2,\text{П}} = \sum_{i=1}^{N} n(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i})\cos(\omega_{\text{B}_2} t_{k,i}), \tag{56}$$

$$U_{\text{QB}_1,\text{П}} = \sum_{i=1}^{N} n(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i})\sin(\omega_{\text{B}_1} t_{k,i}), \tag{57}$$

$$U_{\text{QB}_2,\text{П}} = \sum_{i=1}^{N} n(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i})\sin(\omega_{\text{B}_2} t_{k,i}), \tag{58}$$

$$U_{\text{IH}_1,\text{C}} = \sum_{i=1}^{N} AG_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau)\cos(\omega_{\text{H}_1} t_{k,i} + \varphi_0) G_{\text{ДК}}(t_{k,i})\cos(\omega_{\text{H}_1} t_{k,i}), \quad (59)$$

$$U_{\text{IH}_2,\text{C}} = \sum_{i=1}^{N} AG_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau)\cos(\omega_{\text{H}_2} t_{k,i} + \varphi_0) G_{\text{ДК}}(t_{k,i})\cos(\omega_{\text{H}_2} t_{k,i}), \quad (60)$$

$$U_{\text{QH}_1,\text{C}} = \sum_{i=1}^{N} AG_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau)\cos(\omega_{\text{H}_1} t_{k,i} + \varphi_1) G_{\text{ДК}}(t_{k,i})\sin(\omega_{\text{H}_1} t_{k,i}), \quad (61)$$

$$U_{\text{QH}_2,\text{C}} = \sum_{i=1}^{N} AG_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau)\cos(\omega_{\text{H}_2} t_{k,i} + \varphi_1) G_{\text{ДК}}(t_{k,i})\sin(\omega_{\text{H}_2} t_{k,i}), \quad (62)$$

$$U_{\text{IH}_1,\text{П}} = \sum_{i=1}^{N} n(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i})\cos(\omega_{\text{H}_1} t_{k,i}), \quad (63)$$

$$U_{\text{IH}_2,\text{П}} = \sum_{i=1}^{N} n(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i})\cos(\omega_{\text{H}_2} t_{k,i}), \quad (64)$$

$$U_{\text{QH}_1,\text{П}} = \sum_{i=1}^{N} n(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i})\sin(\omega_{\text{H}_1} t_{k,i}), \quad (65)$$

$$U_{\text{QH}_2,\text{П}} = \sum_{i=1}^{N} n(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i})\sin(\omega_{\text{H}_2} t_{k,i}), \quad (66)$$

Синфазные и квадратурные составляющие (51) – (66) на выходе корреляторов распределены по гауссовскому закону с математическими ожиданиями и равными дисперсиями [36]:

$$m_{\text{I}_{\text{B}_1}} = M[I_{\text{B}_1}] = E_{\text{C}}\cos\varphi_0, \quad (67)$$

$$m_{\text{I}_{\text{B}_2}} = M[I_{\text{B}_2}] = E_{\text{C}}\cos\varphi_0, \quad (68)$$

$$m_{\text{Q}_{\text{B}_1}} = M[Q_{\text{B}_1}] = -E_{\text{C}}\sin\varphi_0, \quad (69)$$

$$m_{\text{Q}_{\text{B}_2}} = M[Q_{\text{B}_2}] = -E_{\text{C}}\sin\varphi_0, \quad (70)$$

$$m_{\text{I}_{\text{H}_1}} = M[I_{\text{H}_1}] = E_{\text{C}}\cos\varphi_1, \quad (71)$$

$$m_{\text{I}_{\text{H}_2}} = M[I_{\text{H}_2}] = E_{\text{C}}\cos\varphi_1, \quad (72)$$

$$m_{\text{Q}_{\text{H}_1}} = M[Q_{\text{H}_1}] = -E_{\text{C}}\sin\varphi_1, \quad (73)$$

$$m_{\text{Q}_{\text{H}_2}} = M[Q_{\text{H}_2}] = -E_{\text{C}}\sin\varphi_1, \quad (74)$$

где: E_{C} – энергия «верхней» и «нижней» компонент сигнала;

$$\sigma^2_{\text{B}_1} = M[(I_{\text{B}_1} - M[I_{\text{B}_1}])^2] = M[(Q_{\text{B}_1} - M[Q_{\text{B}_1}])^2] = \frac{N_0 T}{4}, \quad (75)$$

$$\sigma^2_{\text{B}_2} = M[(I_{\text{B}_2} - M[I_{\text{B}_2}])^2] = M[(Q_{\text{B}_2} - M[Q_{\text{B}_2}])^2] = \frac{N_0 T}{4}, \quad (76)$$

$$\sigma^2_{\text{H}_1} = M[(I_{\text{H}_1} - M[I_{\text{H}_1}])^2] = M[(Q_{\text{H}_1} - M[Q_{\text{H}_1}])^2] = \frac{N_0 T}{4}, \quad (77)$$

$$\sigma^2_{\text{H}_2} = M[(I_{\text{H}_2} - M[I_{\text{H}_2}])^2] = M[(Q_{\text{H}_2} - M[Q_{\text{H}_2}])^2] = \frac{N_0 T}{4}, \quad (78)$$

где: N_0 – спектральная плотность мощности помехи; T – длительность сигнала.

Анализ выражений (67) – (74) показывает, что значения математических ожиданий при любых значениях начальной фазы обнаруживаемого сигнала не является нулевым. Таким образом, наличие сигнальных компонент будет приводить к ошибкам вычисления мощности помехи. Для уменьшения ошибки вычисления мощности помехи необходимо осуществлять минимизацию сигнальных компонент $U_{\text{IB}_1,\text{C}}, U_{\text{QB}_1,\text{C}}, U_{\text{IH}_1,\text{C}}, U_{\text{QH}_1,\text{C}}, U_{\text{IB}_2,\text{C}}, U_{\text{QB}_2,\text{C}}, U_{\text{IH}_2,\text{C}}, U_{\text{QH}_2,\text{C}}$ в выражениях (67) – (74).

Одним из возможных способов уменьшения влияния сигнальной компоненты на точность вычисления мощности помехи, является умножение в корреляторах входной реализации $y(t)$ на квазиортогональные сигналы [3]. Значение сигнальной компоненты в результате перемножения на опорный квазиортогональный сигнал уменьшится в $\sqrt{B}$ раз [4]:

Квазиортогональность опорного сигнала $S(t)_{\text{КОРТ}}$ достигается выбором соответствующей псевдослучайной последовательности (ПСП). Степень квазиортогональности оценивается уровнем боковых лепестков функции взаимной корреляции опорной ПСП и ПСП дальномерного кода обнаруживаемого навигационного сигнала. В качестве квазиортогональных ПСП наиболее широко используются М-последовательности и им подобные последовательности вследствие простоты генерации и хороших взаимокорреляционных свойств [4].

Умножим $y(t)$ на квазиортогональную ПСП и сформируем на выходах корреляторов следующие величины:

$$I_{\text{ПВ}_1} = \sum_{i=1}^{N} AG_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau)\cos(\omega_{\text{B}_1} t_{k,i} + \varphi_0) G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i})\cos(\omega_{\text{B}_1} t_{k,i}) + \\ + \sum_{i=1}^{N} n(t_{k,i}) G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i})\cos(\omega_{\text{B}_1} t_{k,i}), \quad (79)$$

$$Q_{\text{ПВ}_1} = \sum_{i=1}^{N} AG_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau)\cos(\omega_{\text{B}_1} t_{k,i} + \varphi_0) G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i})\sin(\omega_{\text{B}_1} t_{k,i}) + \\ + \sum_{i=1}^{N} n(t_{k,i}) G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i})\sin(\omega_{\text{B}_1} t_{k,i}), \quad (80)$$

$$Q_{\text{ПВ}_2} = \sum_{i=1}^{N} AG_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau)\cos(\omega_{\text{B}_2} t_{k,i} + \varphi_0) G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i})\sin(\omega_{\text{B}_2} t_{k,i}) + \\ + \sum_{i=1}^{N} n(t_{k,i}) G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i})\sin(\omega_{\text{B}_2} t_{k,i}), \quad (81)$$

$$I_{\text{ПН}_1} = \sum_{i=1}^{N} AG_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau)\cos(\omega_{\text{H}_1} t_{k,i} + \varphi_0) G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i})\cos(\omega_{\text{H}_1} t_{k,i}) + \\ + \sum_{i=1}^{N} n(t_{k,i}) G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i})\cos(\omega_{\text{H}_1} t_{k,i}), \quad (82)$$

$$I_{\text{ПН}_2} = \sum_{i=1}^{N} AG_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau)\cos(\omega_{\text{Н}_2} t_{k,i} + \varphi_0) G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i})\cos(\omega_{\text{Н}_2} t_{k,i}) + \\ + \sum_{i=1}^{N} n(t_{k,i}) G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i})\cos(\omega_{\text{Н}_2} t_{k,i}) \quad , \tag{83}$$

$$Q_{\text{ПН}_1} = \sum_{i=1}^{N} AG_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau)\cos(\omega_{\text{Н}_1} t_{k,i} + \varphi_0) G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i})\sin(\omega_{\text{Н}_1} t_{k,i}) + \\ + \sum_{i=1}^{N} n(t_{k,i}) G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i})\sin(\omega_{\text{Н}_1} t_{k,i}) \quad , \tag{84}$$

$$Q_{\text{ПН}_2} = \sum_{i=1}^{N} AG_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tau)\cos(\omega_{\text{Н}_2} t_{k,i} + \varphi_0) G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i})\sin(\omega_{\text{Н}_2} t_{k,i}) + \\ + \sum_{i=1}^{N} n(t_{k,i}) G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i})\sin(\omega_{\text{Н}_2} t_{k,i}) \quad , \tag{85}$$

где: $G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i})$ – квазиортогональная псевдослучайная последовательность.

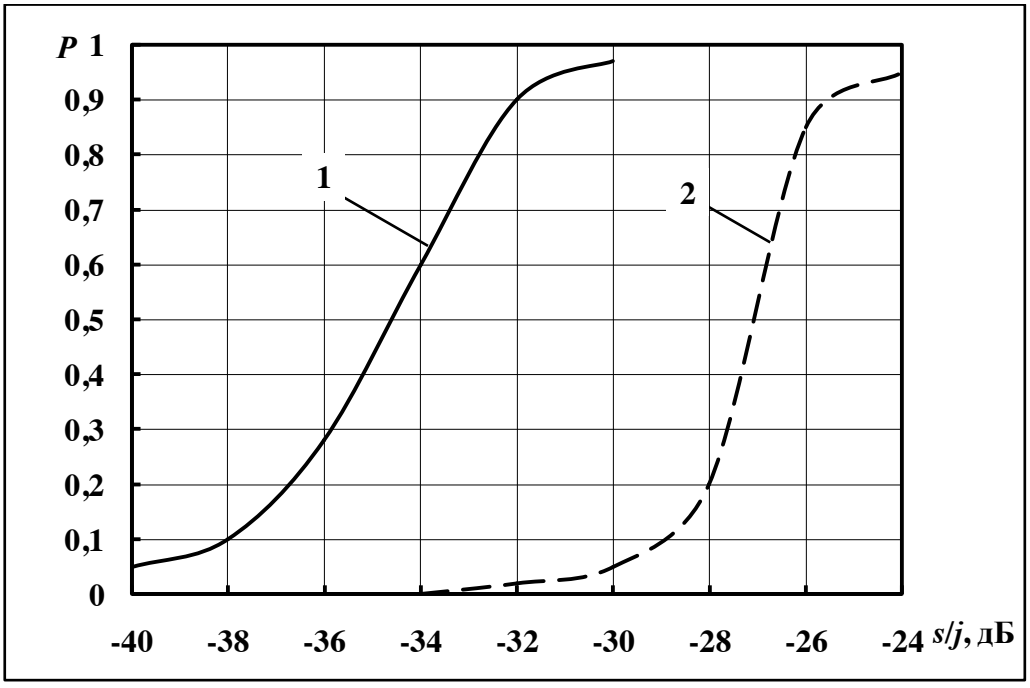


Рис.1 Зависимости вероятности P от отношения сигнал/помеха
для различных алгоритмов обнаружения СВОС сигнала:
1) алгоритм №1; 2) алгоритм №2

Первые и вторые слагаемые в соотношениях (79) – (85) представляют собой сигнальные компоненты амплитуда, которых подавлена в $\sqrt{B}$ раз. Тогда выражения (79) – (85) представляют собой синфазную и квадратурную компоненты огибающей помехи.

В алгоритме №1 огибающая помехи вычисляется по формуле:

$$U_0 \approx \sqrt{I_{\text{ПВ}_1}^2 + Q_{\text{ПВ}_1}^2} + \sqrt{I_{\text{ПН}_1}^2 + Q_{\text{ПН}_1}^2} + \sqrt{I_{\text{ПВ}_2}^2 + Q_{\text{ПВ}_2}^2} + \sqrt{I_{\text{ПН}_2}^2 + Q_{\text{ПН}_2}^2} \, , \tag{86}$$

В алгоритме №2 для выделения помехи используется соотношение:

$$U_0 \approx \sqrt{I^2_{\text{ПВ}_1} + Q^2_{\text{ПВ}_1} + I^2_{\text{ПН}_1} + Q^2_{\text{ПН}_1} + I^2_{\text{ПВ}_2} + Q^2_{\text{ПВ}_2} + I^2_{\text{ПН}_2} + Q^2_{\text{ПН}_2}}, \quad (87)$$

Вычисленное значение огибающей помехи используются для определения порога обнаружения. Затем порог сравнивается с огибающей обнаруживаемого навигационного сигнала, после чего принимается решение об обнаружении сигнала с заданными значениями задержки.

Проведя исследования и сравнив данные, полученные после полной обработки CBOC-сигнала и обработки одной компоненты CBOC-сигнала, мы получили следующий график, изображенный на рисунке 1.

Заключение

Таким образом, разработанные алгоритмы сигналов позволяют рассчитать характеристики обнаружения навигационных BOC в условиях помех. Полученные результаты могут быть использованы отечественными разработчиками навигационной аппаратуры потребителей ГНСС.

Литература

1. Перов А.И. Основы построения спутниковых радионавигационных систем / А.И. Перов. – М.: Радиотехника, 2012. – 240 с.
2. Ярлыков М.С. Меандровые шумоподобные сигналы (BOC-сигналы) в спутниковых радионавигационных системах. – М.: Радиотехника, 2017. – 416 с.
3. Неровный В.В. Компенсация сигналоподобных помех при обнаружении сигналов в аппаратуре потребителей ГНСС / В.В. Неровный, А.В. Журавлёв, В.В. Кирюшкин, Ю.С. Левицкая, А.В. Нагалин. – Воронеж.: Издательско-полиграфический центр «Научная книга», 2017. – 142 с.
4. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л.Е. Варакин. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.

References

1. Perov A. I. Fundamentals of satellite navigation systems / A. I. Perov. – M.: Radio Engineering, 2012. – 240 p.
2. Yarlikov M.S. Meander shaped noise-like signals (BOC- signals) to the satellite navigation systems. – M.: Radio Engineering, 2017. – 416 p.
3. Nerovny V. V. Compensation segnalatori interference with detection of signals in the equipment of GNSS / V.V Nerovny , A. V. Zhuravlev, V. V. Kiryushkin, Yu. s. Levitskaya, A. V. Nagalin. – Voronezh.: Publishing and printing center "Scientific book", 2017. –142 p.
4. Varakin L. E. Communication Systems with noise-like signals / L. E. Varakin. – M.: Radio and communication, 1985. – 384 p.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЛЧМ-СИГНАЛОВ В ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ НА МЕЛКОВОДЬЕ

Г. А. Варфоломеев

NRPL Aero Oy, Вантаа, Финляндия

Аннотация. В докладе рассматриваются результаты экспериментов по использованию линейно-частотно модулированных (ЛЧМ) сигналов при передачи цифровой информации в прибрежной мелководной зоне. Обсуждаются преимущества использования подобных сигналов по сравнению с другими типами сигналов, широко используемых в системах связи.

Ключевые слова: линейно-частотная модуляция; подводная связь; мелководные каналы.

ON THE USE OF LFM SIGNALS FOR UNDERWATER COMMUNICATIONS IN SHALLOW WATER

G. A. Varfolomeev

NRPL Aero Oy, Vantaa, Finland

Abstract. The experimental results on using LFM-type signals for digital communications in shallow water are presented in the article. The advantages of such the signals in comparing to other widely used types of signals are discussed.

Keywords: LFM signals; underwater communications; shallow water channels.

1. Введение

При построении современных высокочастотных систем подводной связи на относительно небольших дистанциях производители и исследователи часто используют те же виды модуляции, которые хорошо зарекомендовали себя в радиосвязи. В частности, имеются многочисленные работы об исследовании и практическом применении популярных в радиосвязи модуляций OFDM, DSSS и других [1]. Действительно, в радиосвязи эти способы модуляции сигналов позволяют успешно достигать очень высоких скоростей передачи цифровых данных при приемлемом уровне защиты от многолучёвости, шумов и т.д. Но в водной среде и, особенно, на мелководье ситуация с распространением звуковых волн гораздо более сложная. И использование вышеуказанных модуляций наталкивается на серьёзные трудности и приводит зачастую к невозможности организации устойчивой передачи данных со какой-либо приемлемой скоростью на расстояниях даже в несколько сотен метров.

В данном докладе сделана попытка объяснить подобное поведение сигналов и обосновать пользу от применение на мелководье ЛЧМ-модуляции для цифровых систем связи.

2. Теоретические расчёты и эксперименты

Обозначим отсчёты излучаемого сигнала $S_{in}(t_i)$, где $t_i = (i-1)F_S^{-1}$, F_S - частота выборок и будем считать, что излучаемый сигнал зависит от некоторого вектора

параметров **V** (здесь и далее жирным шрифтом будут обозначаться вектора), который определяет параметры модуляции. Для описания прохождения сигнала в водной среде, рассмотрим результаты экспериментов, проведённых в прибрежной зоне Финского залива.

При излучении использовались различные виды модуляций, популярных в технике связи с широким варьированием параметров этих модуляций. В качестве центральной рабочей частоты использовались частоты в окрестности 30МГц.

Например, на рис. 1 показана типичная спектрограмма двухтонового сигнала, прошедшего мелководный канал, в линейном масштабе. Для её построения использовались: частота выборки $F_S = 96000 Гц$, длина окна $N_W = 1024$ отсчёта с 50% перекрытием окон. Информационный сигнал имел длительность одного символа (бита) равным 4096 отсчётов F_S (длительность одного бита $T_u \cong 42mc$). По оценкам, полученным по спектрограммам двухчастотных тональных импульсов среднее значение времени затухания вследствие реверберации на частоте 30КГц в условиях эксперимента составляло около 4мС со среднеквадратическим разбросом от -2,4мС до +3,6мС. Т.е., если предположить, что длина одного импульса должна быть хотя бы в два раза больше, чем максимальное время затухание, т.е. $\tau_p \geq 16mC$, то скорость передачи с помощью двухчастотных посылок не превысит 60байт/сек в подобных условиях.

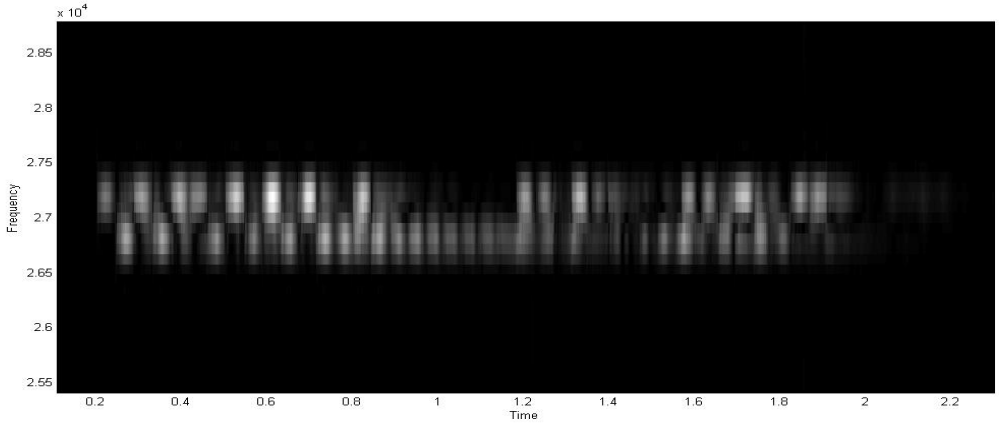


Рис.1. Типичная спектрограмма двухтонального сигнала в мелководном АКС

Для борьбы с мелкомасштабными отражениями обычно используются способы, основанные на удлинении символов сообщения при одновременном увеличении количества поднесущих (для сохранения скорости передачи). Частным крайним случаем таких сигналов являются сигналы с OFDM-модуляцией. Благодаря использованию длительностей символов, существенно превышающих эффективную длительность мелкомасштабных отражений, OFDM-модуляция оказывается эффективным средством борьбы с межсимвольным наложением (ISI) [1]. Подтверждением тому может служить высокая популярность стандарта IEEE 802.11a/g, входящих в набор стандартов “Wi-Fi”. В последние годы активно ведутся работы по внедрению OFDM-систем и для подводных цифровых систем передачи данных [2, 3].

Однако, в отличие от радиодиапазона, под водой и особенно на мелководье OFDM-системы сталкиваются со значительными трудностями. Так, например, в работе [3] отмечается достаточно высокие вероятности битовых ошибок (BER) при использовании OFDM-модуляции в сочетании даже с BPSK-модуляции отдельных поднесущих. Причина этого, как отмечено в [3] и как показали наши исследования, в наличии "дальних" (крупномасштабных) переотражений. Если OFDM-сигнал способен успешно бороться с мелкомасштабными отражениями, то крупномасштабные переотражения могут приводить к достаточно серьезному затуханию моночастотного сигнала. В этом авторы видят основное и существенное отличие подводного канала от радиоканалов.

Причина крупномасштабных затуханий, по-видимому, состоит в наличии "ярких" отражателей, которые формировать копии излучённого сигнала со значительной задержкой и уровнем. При этом в условиях, когда в мелководном канале длина последнего многократно превышает его глубину, прямого распространения между передатчиком и приёмником в большинстве случаев просто не существует. Т.е. все копии излучённого сигнала распространяются с многократными переотражениями (реверберацией). В результате типовой текущий спектр последовательности из нескольких одинаковых бит, излучённых на одной частоте выглядит так, как показано на рис. 2.

Было излучена посылка из 9 бит, каждый из которых обработан гауссовским окном. Хорошо видно, что первый и последний биты более чем в два раза отличаются по уровню от максимального уровня. Причём, ситуация, показанная на рис. 2, относится к приемлемым условиям распространения, т.к. достаточно часто встречаются условия, когда подобная посылка начинает затухать уже после второго-третьего бита с уровнем затухания, доходящим до 10дБ.

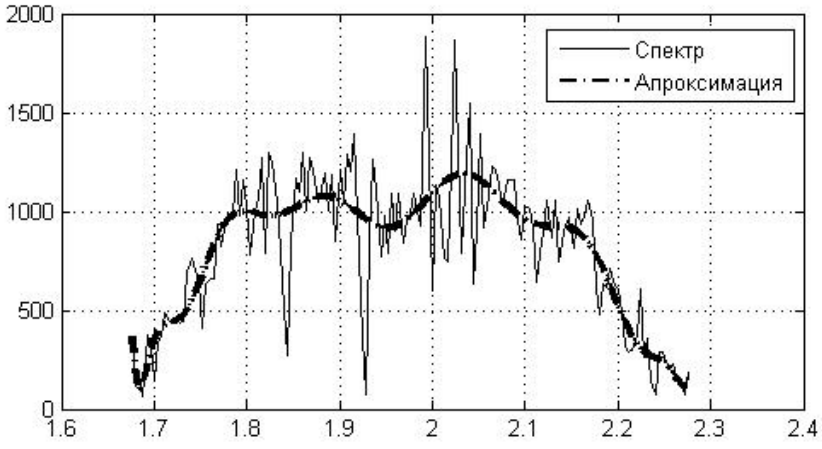


Рис.2. Текущий спектр последовательности одинаковых бит

Для описания сигнала, прошедшего мелководный канал распространения предлагается следующая модель

$$S_{out}(t_i) = \sum_{k=1}^{N_C} p_k S_{in}(t_i - \xi_k) + \sum_{k=1}^{N_F} A_k S_{in}(t_i - \tau_k), \qquad (1)$$

где N_C - количество ближних копий (лучей), ξ_k и p_k - соответствующие им задержки и уровни копий, N_F - количество дальних копий, τ_k и A_k - соответствующие им задержки и уровни копий.

Что бы оценить сложность подводной обстановки для мелководных акваторий, можно привести типовое распределение задержек (рис. 3),

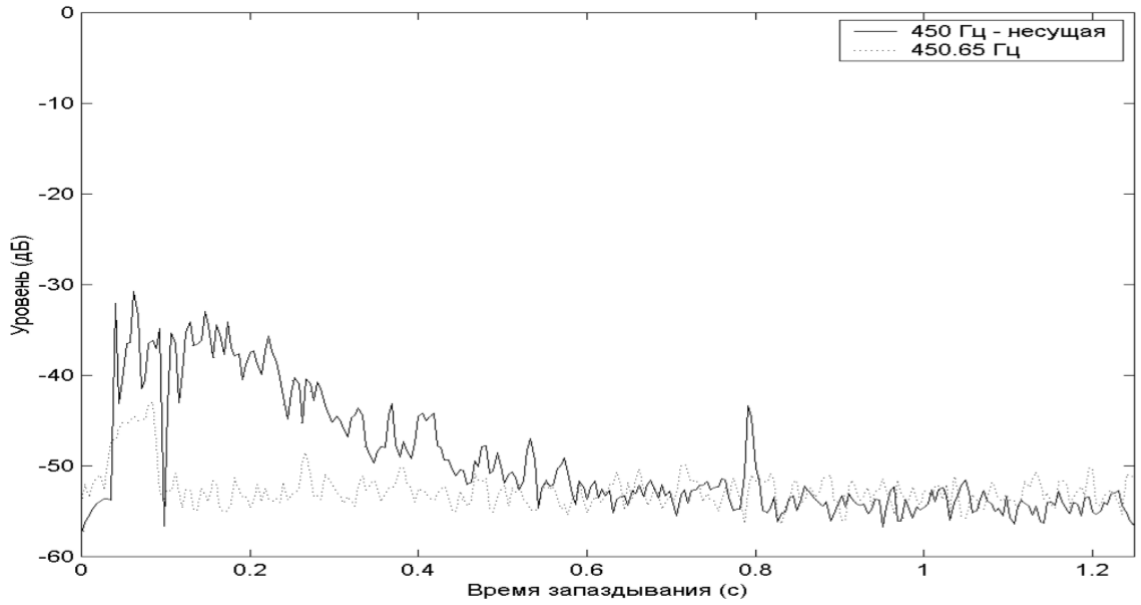


Рис. 3. Типовое распределение задержек в мелководном канале связи

которое заимствовано из [5]. Хотя оно получено для частоты 450Гц, примерно так же распределение выглядит и для частот в несколько десятков килогерц. Обычно диапазон для связных систем (10КГц-40КГц) выбирается как компромисс между минимальными шумами моря и максимальной дальностью распространения.

Учитывая, что $N_C >> N_F$ и количество ближних лучей обычно исчисляется десятками или даже сотнями (см. рис. 3), модель (1) удобнее переписать в виде

$$S_{out}(t_i) = \int_{\xi_{\min}}^{\infty} p(\xi) S_{in}(t_i - \xi) d\xi + \sum_{k=1}^{N_F} A_k S_{in}(t_i - \tau_k), \qquad (2)$$

где $\xi_{\min}$ - минимальная задержка, определяемая расстоянием от приёмной до передающей точки.

Вообще говоря, строго задача поиска оптимального закона модуляции при модели прохождения канала, описываемой формулой (2), должна ставиться в статистическом смысле для уровня символьной ошибки BER следующим образом

$$\mathbf{V}_{in} = \arg\min_{\mathbf{V}} BER(\mathbf{o}, \boldsymbol{\phi}, \mathbf{A}, p), \qquad (3)$$

при заданных распределениях для векторов значений задержек $\boldsymbol{\phi}$ и уровней $\mathbf{A}$.

При этом в (3) импульсная характеристика канала на ближних расстояниях $p(\xi)$ одновременно играет роль плотности распределения задержек лучей в ближней зоне и первое слагаемое тогда имеет вида интеграла типа Стилтьеса.

Строго поставленную задачу (3), к сожалению, не удаётся решить в силу, как было описано выше, крайне высокой степени неопределённости и нестационарности соответствующих распределений. Кроме того, возникают и серьезные математические трудности.

Поэтому, поиск подходящих модуляций сигналов производился экспериментальным путём.

Фактически, при поиске достаточно рассмотреть несколько "крайних" кандидатов: OFDM, широкополосные виды модуляции (скачки по частоте, DSSS и т.д.) и хорошо известные в гидроакустике различные виды непрерывных частотных модуляций (ЛЧМ, ГЧМ и пр.).

Про недостатки многочастотных (дискретно-частотных) видов модуляций уже было сказано выше.

Широкополосные виды модуляций, в отличие от многочастотных видов, позволяют эффективно бороться с крупномасштабными переотражениями за счёт возможности временного сжатия и использования соответствующих алгоритмов синхронизации, но испытывают очень сильное влияние со стороны мелкомасштабных искажений.

И, как показали многочисленные эксперименты, компромиссным вариантом, позволяющим бороться с многолучёвостью на всех масштабах является ЛЧМ-модуляция. По-видимому, объяснение данного результата можно дать следующее. ЛЧМ-сигнал одновременно обладает достоинствами обоих предыдущих видов модуляции, но при этом позволяет (в зависимости от выбранного коэффициента сложности сигнала) эффективно реагировать на изменения условий распространения сигналов в подводном гидроакустическом канале.

3. Описание экспериментальной техники

В заключении доклада следует сказать несколько слов об экспериментальной установке. Для экспериментов было создано компактное экспериментальное устройство, внешний вид которого показан на рис. 4.

Устройство представляет собой герметичный блок цилиндрической формы с защитным каркасом, пьезокерамическим приёмо-передающим датчиком и внешним кабелем для подачи питания и обмена данными.

Внутри устройства располагаются блок питания, плата аналоговой части, плата цифровой обработки сигналов и VADSL-модем для внешнего обмена данными со скоростью до 100мбит/сек. Основой платы цифровой обработки сигналов является цифровой процессор обработки сигналов (ЦПОС) с плавающей запятой TMS320C6748. Питание подаётся по высоковольтной линии (300В) постоянным напряжением для исключения интермодуляционных искажений сигналов с частотой питающей сети 50Гц.

Особенностью микропрограммного обеспечения для вышеуказанных DSP-процессоров является то, что оно позволяет по сети «Ethernet» в реальном времени полностью управлять работой устройства. Кроме того, оно позволяет загружать в устройство отсчёты излучаемых сигналов и получать из устройства отсчёты принятых

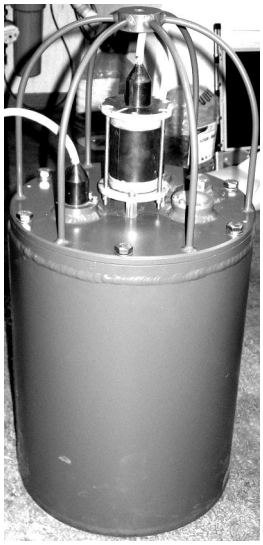


Рис. 4. Внешний вид устройства для проведения экспериментов

сигналов. Благодаря использованию сетевого обмена удалось создать программный исследовательский комплекс в среде Matlab, который позволяет непосредственно из Matlab управлять устройствами, излучать, принимать и обрабатывать сигналы.

4. Заключение

В докладе с помощью теоретические выкладок и результатов экспериментальных исследований была сделана попытка обосновать преимущества использования ЛЧМ-сигналов в системах подводной связи на мелководье. Путём натурных экспериментов было показано, что при наличии сложных условий распространения акустических сигналов ЛЧМ-сигналы демонстрируют более высокую устойчивость связи по сравнению с широко применяемыми модуляциями, такими, как, например, OFDM. В заключении доклада описана техника, с помощью которой производились эксперименты.

Литература

1. Прокис Дж. Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
2. Gregersen S. E. S. An OFDM-system for Underwater Communications // Norwegian University of Science and Technology, 2007.
3. Demirors E. Implementation of an OFDM based underwater Acoustic modem. // Bilkent University, 2011.
4. Ribas J., Underwater Wireless Video Transmission using Acoustic OFDM // Massachusetts Institute of Technology, 2009.
5. Стромков А.А., Климин О.Ю., Хилько А.И.. Исследование структуры маломодовых гидроакустических импульсов при их согласованной фильтрации в мелком море. // Труды Нижегородской акустической научной сессии, ННГУ, 2002, - с.82-85.

References

1. Proakis, J. Digital *Communications* (3rd ed.). New York:McGraw-Hill Inc. 1995. - 800 p.
2. S. E. S.Gregersen. An OFDM-system for Underwater Communications // Norwegian University of Science and Technology, 2007.
3. E. Demirors Implementation of an OFDM based underwater Acoustic modem. // Bilkent University, 2011.
4. J. Ribas, Underwater Wireless Video Transmission using Acoustic OFDM // Massachusetts Institute of Technology, 2009.
5. Stromkov A.A., Klimin O.Yu., Khil'ko A.I. Investigation of the structure of low-mode hydroacoustic pulses with their coordinated filtration in the shallow sea // Proceedings of Nizhny Novgorod acoustical science seminar, NNSU, 2002, - p.82-85.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ НАВИГАЦИОННЫХ ПОЗИЦИОННЫХ МЕТОДОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ В ЗАДАЧЕ НАБЛЮДЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ

В. В. Кирюшкин, Н. С. Волков, А. В. Супрунов

ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, РФ

Аннотация. В работе исследована возможность повышения точностных и тактических характеристик наземных радиолокационных станций в заданном направлении обзора за счет применения сети вынесенных в сторону цели мобильных приемников на беспилотных летательных аппаратах и реализации кооперативного приема и позиционных методов определения координат.

Ключевые слова: многопозиционная система наблюдения, вынесенные приемники, беспилотные летательные аппараты, кооперативный прием, позиционные методы определения координат.

USE OF NAVIGATING POSITION METHODS OF DEFINITION OF COORDINATES IN THE PROBLEM OF OBSERVATION OF AIR TARGETS

V. V. Kiryushkin, N. S. Volkov, A. V. Suprunov

MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)

Abstract. In this paper we investigated the possibility of improving of technical and tactical characteristics of ground radar stations in the set direction of survey at the expense of application of a network of the mobile receivers taken out towards the target on pilotless aircrafts and implementation of co-operative receiving and position methods of coordinates definition.

Keywords: multistatic observation system, mobile receivers taken out towards the target, pilotless aircrafts, co-operative receiving, position methods of coordinates definition.

1. Введение

В настоящее время одним из перспективных направлений является исследование возможностей создания многопозиционных систем наблюдения [1] на основе подвижных позиций на борту беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) [2]. Так, в [3] рассмотрена возможность обнаружения и определения координат малозаметных целей в многопозиционных радиолокационных системах (РЛС) с размещением позиций на борту БПЛА. Однако, в таких системах проблемой становится «погоня за импульсом» узкой диаграммой направленности (ДН) антенн приемных позиций. Использование позиционных навигационных методов определения координат совместно с широкой ДН антенн приемных позиций позволит избежать этой проблемы.

В настоящей работе исследована возможность повышения характеристик наземных РЛС в заданном направлении обзора за счет применения сети вынесенных в сторону цели мобильных приемников на БПЛА, реализации кооперативного приема и позиционных методов определения координат.

2. Постановка задачи

Рассмотрим многопозиционную систему наблюдения [1], состоящую из передатчика ПД стационарной РЛС с известными координатами $\left(x_{П}, y_{П}, z_{П}\right)$ и N вынесенных в сторону цели мобильных приемников $ПМ_i$ на беспилотных летательных аппаратах (БПЛА) с известными текущими координатами $\left(x_i, y_i, z_i\right)$, где i=1, 2, …, N – номер ПМ (рис. 1). Все приемники синхронизированы между собой и объединены в сеть передачи данных. Синхронизация приемников с передатчиком осуществляется по зондирующему сигналу с учетом известного расстояния между передатчиком ПД и приемниками $ПМ_i$.

Передатчик излучает радиолокационный сигнал с базой B и периодичностью T. База B определяется требованиями к энергетике сигнала, а периодичность T – требованиями к диапазону однозначно измеряемой дальности до цели [4].

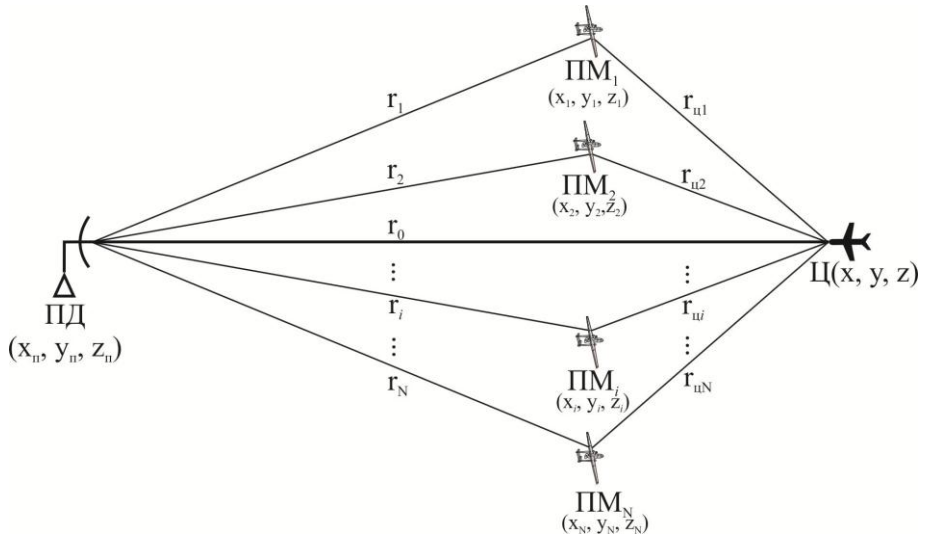


Рис. 1. Конфигурация многопозиционной системы наблюдения в горизонтальной плоскости

Цель Ц с неизвестными координатами (x, y, z) находится вне зоны действия стационарной РЛС, но энергетика отраженного сигнала достаточна для его приема мобильными приемниками, вынесенными на БПЛА в сторону цели.

Каждый приемник ПМ, размещенный на БПЛА, включает два канала (рис. 2): канал прямого сигнала (КПС) и канал отраженного целью сигнала (КОС). Канал прямого сигнала обеспечивает прием зондирующего сигнала передатчика на ненаправленную антенну, запуск этим сигналом когерентного гетеродина (КГ) и запуск этим же сигналом временного счетчика (ВС). При этом все ПМ на БПЛА должны одновременно попадать в диаграмму направленности антенны передатчика стационарной РЛС.

Сигнал когерентного гетеродина используется во втором канале ПМ для обеспечения когерентного приема отраженного от цели сигнала на направленную антенну с широкой диаграммой направленности в переднюю полусферу. Принятый во

втором канале отраженный от цели сигнал обеспечивает остановку временного счетчика.

Таким образом, в каждом $ПМ_i$ временной счетчик обеспечивает измерение временного интервала Δt_i между моментами прихода прямого зондирующего сигнала ПД и сигнала, отраженного от цели.

Каждый приемник $ПМ_i$ через терминал передачи данных (ТПД) транслирует в сеть передачи данных (СПД) измеренное значение Δt_i, а также свои текущие координаты $\left(x_i, y_i, z_i\right)$, измеренные с помощью навигационной аппаратуры потребителей (НАП) по навигационным сигналам (НС) глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС) на борту БПЛА. При этом один из приемников сети, например, $ПМ_1$ определяется как центр обработки информации.

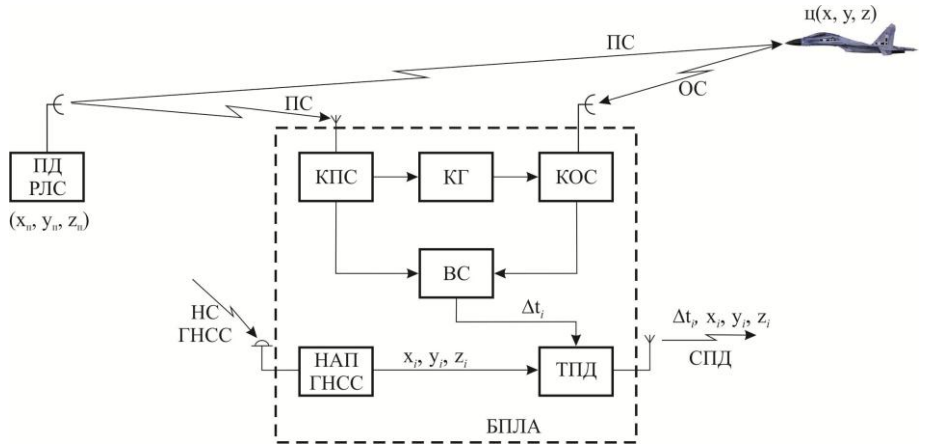


Рис. 2. Структурная схема приемника на БПЛА

На основании централизованной обработки результатов кооперативного приема отраженного от цели сигнала на всех приемниках сети необходимо определить неизвестные координаты воздушной цели (x, y, z).

3. Позиционные алгоритмы определения координат воздушной цели

Для синтеза алгоритма определения координат воздушной цели рассмотрим более подробно структуру полученной многопозиционной системы наблюдения в горизонтальной плоскости (рис. 1).

В каждом приемнике $ПМ_i$ измеряется временной интервал Δt_i, определяемый как разность времени, затраченного на прохождение сигнала от передатчика ПД до цели Ц (r_0) и далее от цели Ц до приемника $ПМ_i$ ($r_{цi}$), и времени, затраченного на прохождение сигнала напрямую от передатчика ПД до приемника $ПМ_i$ (r_i)

$$\Delta t_i c + \varepsilon = r_0 + r_{цi} - r_i \qquad (1)$$

где $r_0 = \left[(x - x_П)^2 + (y - y_П)^2 + (z - z_П)^2\right]^{1/2}$ - неизвестная дальность «ПД–Ц», $r_{цi} = \left[(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2 + (z - z_i)^2\right]^{1/2}$ - неизвестная дальность «Ц–$ПМ_i$»,

$r_i = \left[(x_{П} - x_i)^2 + (y_{П} - y_i)^2 + (z_{П} - z_i)^2 \right]^{1/2}$ - дальность «ПД–ПМi», вычисляемая на основе известных координат ПМi и ПД; c – скорость света, ε - случайная погрешность измерения временного интервала Δt_i, выраженная в единицах дальности.

Разностно-дальномерный метод определения координат

Для реализации разностно-дальномерного метода определения координат измерения одного, например, первого приемника вычитаются из измерений всех остальных приемников [5, 6]. Тогда для N приемников получают систему из N-1 уравнений

$$\left(\Delta t_i - \Delta t_1\right)c + \varepsilon = \left(r_{цi} - r_{ц1}\right) - \left(r_i - r_1\right), \qquad (2)$$

где j=2, 3, …, N – номер приемника.

Для формирования разностно-дальномерных измерений от цели до ПМ$_i$ и до ПМ$_1$ запишем уравнение (2) в более удобном виде, перенеся все вычисленные и измеренные члены в левую сторону:

$$\left(\Delta t_i - \Delta t_1\right)c + \left(r_i - r_1\right) + \varepsilon = r_{цi} - r_{ц1}. \qquad (3)$$

Для удобства дальнейших записей обозначим левую часть уравнения (3) через Δr_i (разность скорректированных измерений i-го и 1-го приемника) и запишем его в следующем виде

$$\Delta r_i^R + \varepsilon = r_{цi} - r_{ц1}. \qquad (4)$$

Для решения полученной системы нелинейных уравнений воспользуемся итерационным методом наименьших квадратов [6], для чего запишем систему нелинейных уравнений (4) в обобщенном виде

$$\mathbf{R}^R = \mathbf{R}^R(\mathbf{q}, \mathbf{q}_{П}, \mathbf{Q}), \qquad (5)$$

где $\mathbf{R}^R$ – (N-1)-мерный вектор разностей измерений приемников, $\mathbf{q} = \begin{bmatrix} x & y & z \end{bmatrix}^T$ – вектор истинных координат воздушной цели, $\mathbf{q}_{П} = \begin{bmatrix} x_{П} & y_{П} & z_{П} \end{bmatrix}^T$ – вектор координат передатчика ПД; $\mathbf{Q}$ – матрица координат мобильных приемников на БПЛА.

Решение уравнения (5) представляет собой процесс многократной (итерационной) обработки результатов навигационных измерений [6]:

$$\hat{\mathbf{q}}_k = \hat{\mathbf{q}}_{k-1} + \left(\left(\mathbf{C}_{k-1}^R\right)^T \mathbf{P}^R \mathbf{C}_{k-1}^R \right)^{-1} \left(\mathbf{C}_{k-1}^R\right)^T \mathbf{P}^R \delta \mathbf{R}_{k-1}^R, \qquad (6)$$

где $\hat{\mathbf{q}}_{k-1} = \left(\hat{x}_{k-1}, \hat{y}_{k-1}, \hat{z}_{k-1}\right)^T$ - оценка вектора координат цели на k-1 итерации вычислений; $\delta \mathbf{R}_{k-1}^R = \mathbf{R}^R - \hat{\mathbf{R}}_{k-1}^R$ – (N-1)-мерный вектор разностей (невязок) измеренных $\mathbf{R}^R$ и рассчитанных на k-1 итерации $\hat{\mathbf{R}}_{k-1}^R$ разностей дальностей; $\mathbf{C}_{k-1}^R$ – матрица наблюдений, $\mathbf{P}^R$ – матрица, обратная корреляционной матрице погрешностей измерений дальностей.

Для разностно-дальномерных измерений на сети мобильных приемников элементы вектора невязок $\delta \mathbf{R}_{k-1}^R$ будут вычисляться по формулам:

$$\delta\left(\Delta r_{i,k-1}^{R}\right)=\Delta r_{i}^{R}-\hat{r}_{i,k-1}+\hat{r}_{1,k-1}, \tag{7}$$

$$\hat{r}_{i,k-1}=\left[\left(x_i-\hat{x}_{k-1}\right)^2+\left(y_i-\hat{y}_{k-1}\right)^2+\left(z_i-\hat{z}_{k-1}\right)^2\right]^{1/2}, \tag{8}$$

$$\hat{r}_{1,k-1}=\left[\left(x_1-\hat{x}_{k-1}\right)^2+\left(y_1-\hat{y}_{k-1}\right)^2+\left(z_1-\hat{z}_{k-1}\right)^2\right]^{1/2}, \tag{9}$$

Матрица наблюдений $\mathbf{C}_{k-1}^{R}$ имеет размерность (N-1)x3 и определяется по формулам:

$$\mathbf{C}_{k-1}^{R}=\left[\mathbf{C}_{21,k-1}^{R}...\mathbf{C}_{i1,k-1}^{R}...\mathbf{C}_{N1,k-1}^{R}\right]^{T}, \tag{10}$$

$$\mathbf{C}_{i1,k-1}^{R}=\left[\left(\cos\alpha_i-\cos\alpha_1\right)\ \ \left(\cos\beta_i-\cos\beta_1\right)\ \ \left(\cos\gamma_i-\cos\gamma_1\right)\right], \tag{11}$$

$$\cos\alpha_i=\frac{x_i-\hat{x}_{k-1}}{\hat{r}_{i,k-1}},\ \cos\beta_i=\frac{y_i-\hat{y}_{k-1}}{\hat{r}_{i,k-1}},\ \cos\gamma_i=\frac{z_i-\hat{z}_{k-1}}{\hat{r}_{i,k-1}}, \tag{12}$$

$$\cos\alpha_1=\frac{x_1-\hat{x}_{k-1}}{\hat{r}_{1,k-1}},\ \cos\beta_1=\frac{y_1-\hat{y}_{k-1}}{\hat{r}_{1,k-1}},\ \cos\gamma_1=\frac{z_1-\hat{z}_{k-1}}{\hat{r}_{1,k-1}}. \tag{13}$$

Точность оценки вектора $\hat{\mathbf{q}}$ координат воздушной цели в этом случае определяется корреляционной матрицей погрешностей [6]

$$\mathbf{K}_q=\left(\left(\mathbf{C}_{k-1}^{R}\right)^T\mathbf{P}^{R}\mathbf{C}_{k-1}^{R}\right)^{-1}. \tag{14}$$

Суммарно-дальномерный метод определения координат

Для реализации суммарно-дальномерного метода определения координат необходимо скорректировать измерения (1) каждого ПМ$_i$ на известную величину r_i. Тогда для N приемников получают систему из N уравнений

$$\Delta t_i c+r_i+\varepsilon=r_0+r_{цi}, \tag{15}$$

где i=1, 2, …, N – номер приемника.

Для удобства дальнейших записей обозначим левую часть уравнения (15) через Δr_i^{S} (скорректированные измерения i-го приемника) и запишем его в следующем виде

$$\Delta r_i^{S}+\varepsilon=r_0+r_{цi}. \tag{16}$$

Запишем полученную систему нелинейных уравнений (16) в обобщенном виде

$$\mathbf{R}^{S}=\mathbf{R}^{S}(\mathbf{q},\mathbf{q}_{П},\mathbf{Q}), \tag{17}$$

где $\mathbf{R}^{S}$ – N-мерный вектор суммарных измерений приемников.

Решение уравнения (17) осуществляется итерационным методом наименьших квадратов [6] в соответствии с уравнением (6), а точность оценки вектора $\hat{\mathbf{q}}$ определяется уравнением (14), в которых верхние индексы R меняются на индексы S.

Для суммарно-дальномерных измерений элементы вектора невязок $\delta\mathbf{R}_{k-1}^{S}$ будут вычисляться по формулам:

$$\delta\left(\Delta r_{i,k-1}^{S}\right)=\Delta r_{i}^{S}-\hat{r}_{i,k-1}-\hat{r}_{П,k-1}, \tag{18}$$

$$\hat{r}_{П,k-1}=\left[\left(x_{П}-\hat{x}_{k-1}\right)^2+\left(y_{П}-\hat{y}_{k-1}\right)^2+\left(z_{П}-\hat{z}_{k-1}\right)^2\right]^{1/2}, \quad (19)$$

Матрица наблюдений $\mathbf{C}^S_{k-1}$ для суммарно-дальномерного метода имеет размерность *N*x3 и определяется по формулам:

$$\mathbf{C}^S_{k-1}=\left[\mathbf{C}^S_{1,k-1}...\mathbf{C}^S_{i,k-1}...\mathbf{C}^S_{N,k-1}\right]^T, \quad (20)$$

$$\mathbf{C}^S_{i,k-1}=\left[\left(\cos\alpha_i+\cos\alpha_{П}\right)\ \left(\cos\beta_i+\cos\beta_{П}\right)\ \left(\cos\gamma_i+\cos\gamma_{П}\right)\right], \quad (21)$$

$$\cos\alpha_{П}=\frac{x_{П}-\hat{x}_{k-1}}{\hat{r}_{П,k-1}},\ \cos\beta_{П}=\frac{y_{П}-\hat{y}_{k-1}}{\hat{r}_{П,k-1}},\ \cos\gamma_{П}=\frac{z_{П}-\hat{z}_{k-1}}{\hat{r}_{П,k-1}}. \quad (22)$$

Суммарно-разностно-дальномерный метод определения координат

Для реализации суммарно-разностно-дальномерного метода определения координат используются как разностные, так и суммарные измерения приемников. Тогда описанный выше алгоритм на основе метода наименьших квадратов может быть записан с учетом следующих замечаний.

Совокупный вектор измерений будет представлять собой вектор размерности 2x1, элементами которого являются векторы измерений $\mathbf{R}^R$ и $\mathbf{R}^S$ полученной многопозиционной системы наблюдения:

$$\mathbf{R}=\left[\mathbf{R}^R\ \mathbf{R}^S\right]^T. \quad (23)$$

Аналогично, совокупный вектор невязок измерений запишется в виде

$$\delta\mathbf{R}_{k-1}=\left[\delta\mathbf{R}^R_{k-1}\ \delta\mathbf{R}^S_{k-1}\right]^T, \quad (24)$$

а совокупная матрица наблюдений будет включать в себя матрицы направляющих косинусов $\mathbf{C}^R_{k-1}$ и $\mathbf{C}^S_{k-1}$

$$\mathbf{C}_{k-1}=\left[\mathbf{C}^R_{k-1}\ \mathbf{C}^S_{k-1}\ \right]^T. \quad (25)$$

Тогда сам алгоритм определения координат воздушной цели на основе метода наименьших квадратов [6] запишется в привычном виде

$$\hat{\mathbf{q}}_k=\hat{\mathbf{q}}_{k-1}+\left(\mathbf{C}^T_{k-1}\mathbf{P}\mathbf{C}^T_{k-1}\right)^{-1}\mathbf{C}^T_{k-1}\mathbf{P}\delta\mathbf{R}_{k-1}. \quad (26)$$

При этом совокупная матрица $\mathbf{P}$, обратная корреляционной матрице погрешностей измерений дальностей, будет представлять собой диагональную матрицу

$$\mathbf{P}=\begin{bmatrix}\mathbf{P}^R & \mathbf{0}\\ \mathbf{0} & \mathbf{P}^S\end{bmatrix}, \quad (27)$$

где $\mathbf{0}$ - нулевые матрицы соответствующих размеров.

4. Методика исследования

Исследование точности оценки координат воздушной цели в многопозиционной системе наблюдения было проведено методом имитационного моделирования.

Для этого введена локальная система координат *OXYZ*, начало которой совпадает с точкой установки наземного передатчика ПД (рис. 3). Координата *X* определяет линейное удаление объекта от передатчика и совпадает с горизонтальным направлением

диаграммы направленности антенны ПД, координата *Y* определяет боковое смещение относительно оси *X*, а координата *Z* эквивалентна высоте объекта над поверхностью земли.

На удалении $x_{ПМ} = 100$ км размещены девять приемников ПМ на БПЛА. Приемники расположены в узлах равномерной сетки (3x3) с координатами по оси *Z*: $z_{ПМ} = 0.5$ км, $z_{ПМ} = 1.0$ км, $z_{ПМ} = 1.5$ км и координатами по оси *Y*: $y_{ПМ} = -1.0$ км, $y_{ПМ} = 0$ км, $y_{ПМ} = 1.0$ км (рис. 3).

Для выполнения условия одновременного попадания всех приемников ПМ в диаграмму направленности антенны передатчика ПД необходимо чтобы ширина диаграммы направленности ПД в азимутальной плоскости составила $\theta = arctg\left(\frac{\Delta y_{ПМ}}{x_{ПМ}}\right) = arctg\left(\frac{2}{100}\right) = 1.15°$ (где $\Delta y_{ПМ}$ - ширина сети ПМ по оси *Y*), что значительно меньше ширины диаграммы направленности современных наземных РЛС [4].

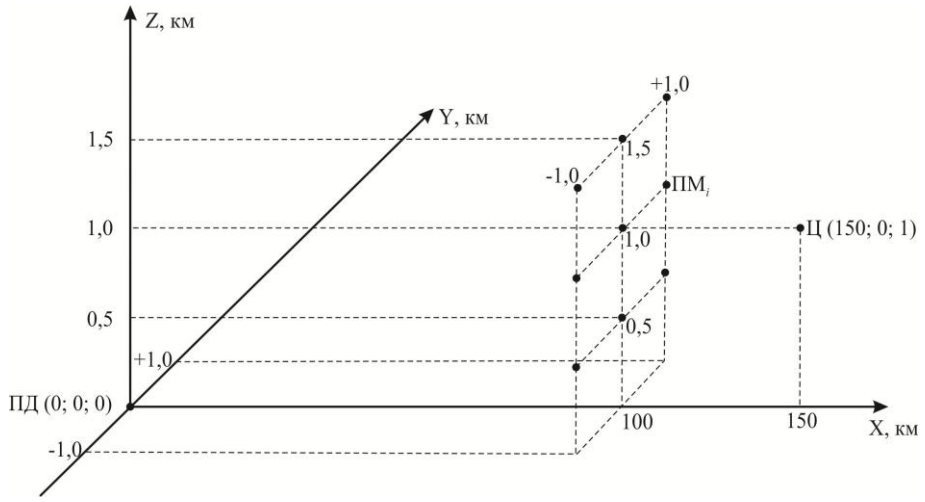


Рис. 3. Геометрия численного эксперимента

Цель была задана центральной точкой с координатами Ц (150; 0; 1), см. рис. 3. Далее цель перемещалась в предположительной зоне действия полученной многопозиционной системы наблюдения в следующих пределах координат: $x = 120...180$ км с шагом 1 км, $y = -10...+10$ км с шагом 0.5 км, $z = 0.5...2.0$ км с шагом 0.1 км.

В каждой точке расположения цели с использованием описанных выше позиционных алгоритмов решалась задача определения координат цели. При реализации метода наименьших квадратов использовалось *k*=10 итераций обработки. Среднеквадратическое отклонение (СКО) случайной погрешности измерения дальности было выбрано равным $\sigma_\varepsilon = 10$ м.

В качестве показателя точности решения задачи определения координат выбраны значения СКО ошибки полученной оценки местоположения цели по соответствующей

координате σ_x, σ_y, σ_z, где σ_x^2, σ_y^2, σ_z^2 – диагональные элементы формируемой ковариационной матрицы $\mathbf{K}_q$ погрешностей [5].

Кроме того, для иллюстрации текущей ошибки оценки местоположения цели в каждой точке вычислялось значение абсолютной радиальной погрешности определения координат воздушной цели $\Delta R = \left[(\hat{x} - x)^2 + (\hat{y} - y)^2 + (\hat{z} - z)^2 \right]^{1/2}$, где $\hat{\mathbf{q}} = (\hat{x}, \hat{y}, \hat{z})^T$ - итоговая оценка вектора координат цели [5].

5. Результаты исследований

Результаты исследований, проведенных с использованием описанных выше алгоритмов, показаны на рис. 4-6.

Разностно-дальномерный метод определения координат

На рис. 4 показаны двумерные (в координатах *X*-*Y*) графики значений СКО ошибки оценки местоположения цели по координате *X* (панель а), *Y* (панель б), высоте (панель в), а также абсолютной радиальной погрешности определения координат ΔR (панель г), полученные с использованием разностно-дальномерного метода определения координат.

Анализ рис. 4 показывает, что во всей исследуемой зоне обзора обеспечивается сходимость алгоритма, однако точность определения координат воздушной цели остается неудовлетворительной. Так, СКО ошибки по высоте составило сотни метров, по координате *Y* - единицы километров, а по координате *X* значение СКО ошибки достигло десятков километров. При этом СКО ошибки по координате *X* и по высоте увеличиваются практически линейно с увеличением удаления цели от сети приемников и от бокового смещения цели практически не зависят. Значение σ_y наоборот, увеличивается с увеличением координаты *Y* и не зависит от координаты *X*.

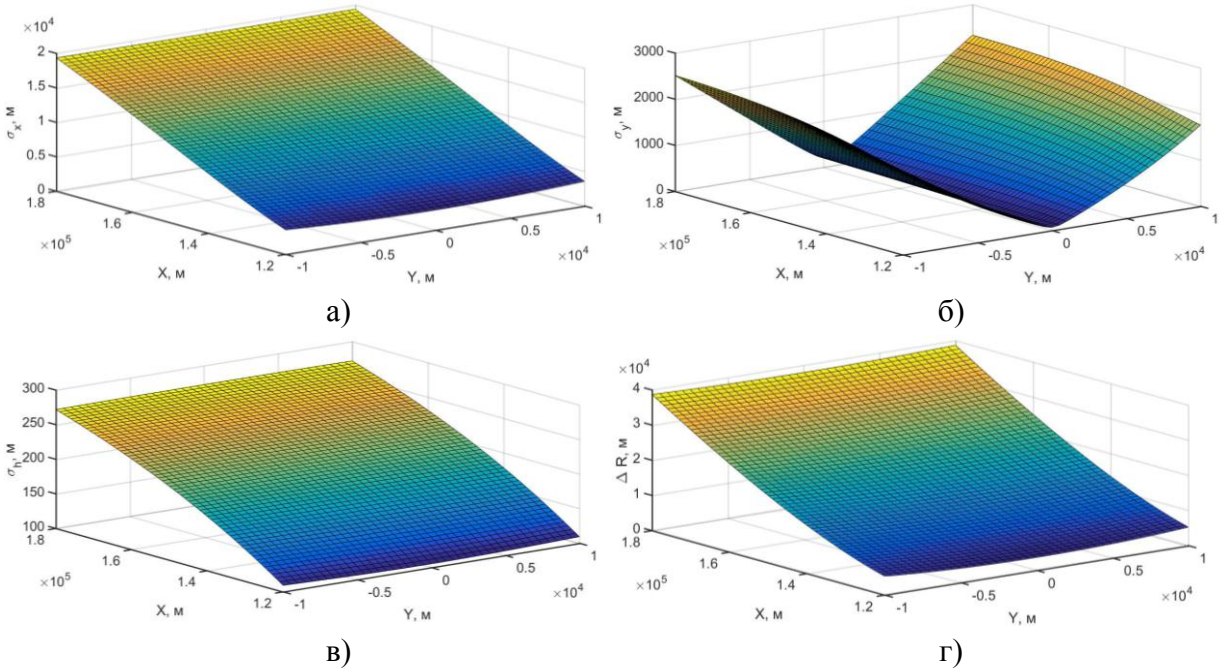


Рис. 4. Точность определения координат цели разностно-дальномерным методом

Характер изменения абсолютной радиальной погрешности определения координат ΔR в точности повторяет зависимость $\sigma_x(x, y)$, поскольку эта ошибка вносит основной вклад в ΔR. На максимальном удалении значение ΔR достигает 40 км.

Суммарно-дальномерный метод определения координат

По аналогии, точность определения координат цели суммарно-дальномерным методом показана на рис. 5. Анализ рис. 5 показывает, что СКО ошибки по высоте увеличилось и достигло 650 м при наибольшем удалении цели, однако СКО по координатам *X* и *Y* значительно сократилось: на порядок – по координате *Y* и на три порядка - по координате *X* и составило в наихудшем случае $\sigma_x = 30$ м и $\sigma_y = 350$ м.

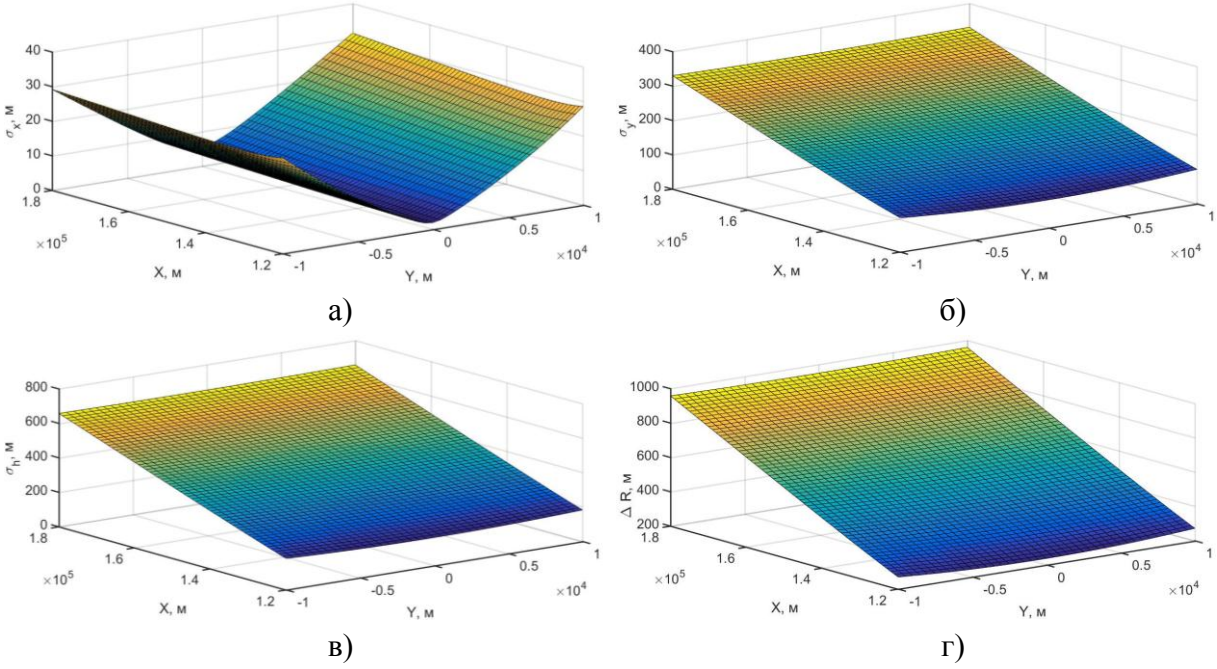


Рис. 5. Точность определения координат цели суммарно-дальномерным методом

При этом характер изменения ошибок изменился: СКО ошибки по координате *Y* и по высоте увеличиваются практически линейно с увеличением удаления цели от сети приемников и от бокового смещения цели практически не зависят, а значение σ_x увеличивается с увеличением координаты *Y* и практически не зависит от координаты *X*. В этом случае основной вклад в ошибку ΔR вносят ошибки по координате *Y* и по высоте. На максимальном удалении значение ΔR составило 950 м.

Суммарно-разностно-дальномерный метод определения координат

Учет одновременно суммарных и разностных измерений позволил сохранить характер изменения ошибок определения координат как при суммарно-дальномерном методе и дополнительно повысить точность решения задачи по всем координатам (рис. 6).

Так, СКО ошибки по высоте уменьшилось до 350 м при наибольшем удалении цели (рис. 6в), СКО по координате Y уменьшилось до 230 м (рис. 6б), а значение σ_x сократилось до 20 м (рис. 6а).

На максимальном удалении значение абсолютной радиальной погрешности определения координат ΔR в этом случае составило 600 м.

Для наземной РЛС полученная ошибка эквивалентна обострению луча диаграммы направленности антенны как по азимуту, так и по углу места до значения $\theta = arctg\left(\frac{\Delta R}{x_{\max}}\right) = arctg\left(\frac{0.6}{180}\right) = 0.2°$.

Для грубой оценки увеличения зоны действия наземной РЛС за счет применения вынесенных приемников на БПЛА рассмотрим основное уравнение радиолокации.

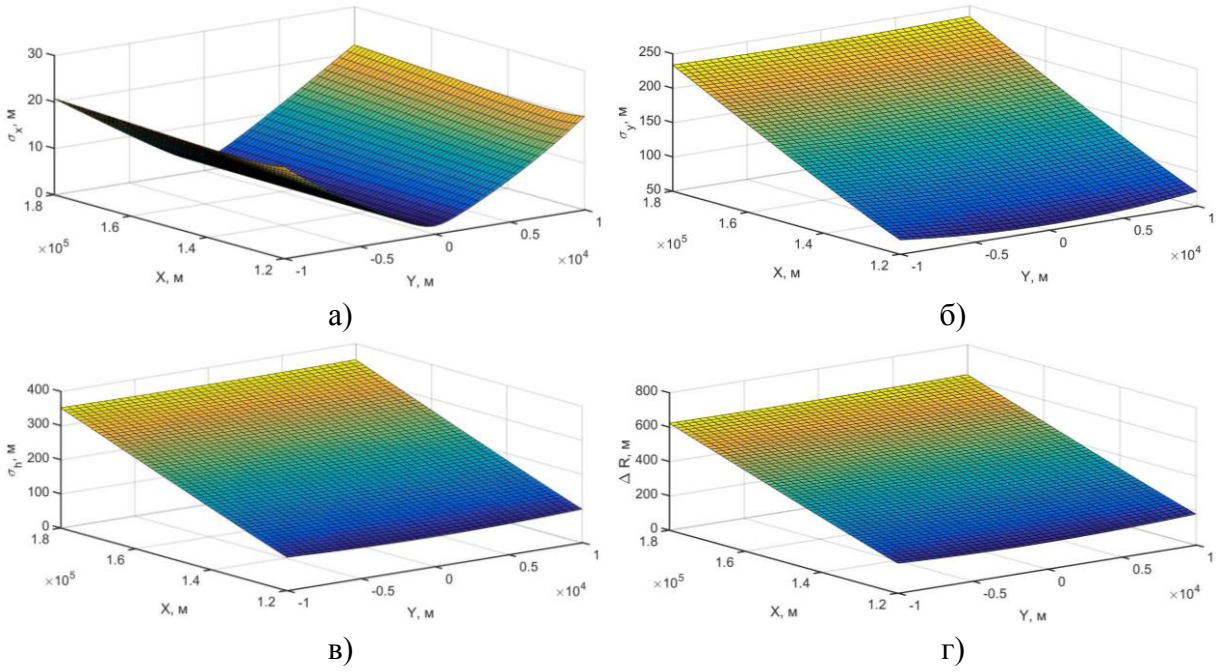


Рис. 6. Точность определения координат цели суммарно-разностно-дальномерным методом

Для моностатической РЛС оно запишется в традиционном виде

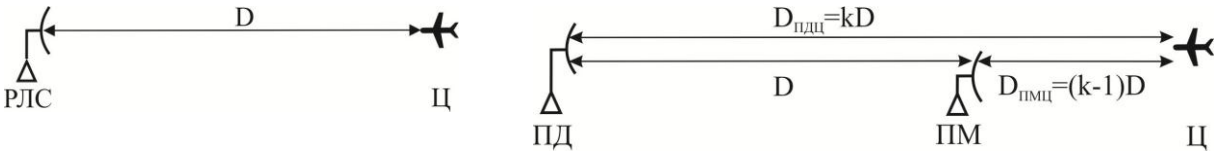
$$P_{ПМ} = \frac{P_{ПД} G_{ПД} G_{ПМ} \lambda^2 \sigma_Ц}{(4\pi)^3 D^4}, \qquad (28)$$

где $P_{ПД}$, λ, $G_{ПД}$ - мощность излучения, длинна волны и коэффициент направленного действия антенны передатчика, $P_{ПМ}$, $G_{ПМ}$ - мощность на входе и коэффициент направленного действия антенны приемника, $\sigma_Ц$ - эффективная площадь отражения цели, D - дальность действия моностатической РЛС (рис. 7а).

Для многопозиционной РЛС уравнение радиолокации запишется в следующем виде

$$P_{ПМ} = \frac{P_{ПД} G_{ПД} G_{ПМ} \lambda^2 \sigma_Ц}{(4\pi)^3 D_{ПДЦ}^2 D_{ПМЦ}^2}, \quad (29)$$

где $D_{ПДЦ}$ - дальность «передатчик РЛС – цель», $D_{ПМЦ}$ - дальность «вынесенный приемник – цель» (рис. 7б).



а) б)

Рис. 7. Соотношение дальности действия моностатической (а) и многопозиционной (б) РЛС

Тогда для частного случая, когда вынесенные приемники находятся на границе зоны действия моностатической РЛС и обозначая коэффициент увеличения зоны многопозиционной РЛС в сравнении с моностатической РЛС через *k*, можно записать

$$D_{ПДЦ} = kD, \quad (30)$$

$$D_{ПМЦ} = (k-1)D. \quad (31)$$

В этом случае, считая равными все одноименные характеристики, входящие в уравнения (32) и (33), и приравнивая мощности на входе приемников моностатической и многопозиционной РЛС, получим выражение

$$k^2 (k-1)^2 = 1, \quad (32)$$

решая которое было установлено, что коэффициент увеличения зоны многопозиционной РЛС в сравнении с моностатической РЛС составляет $k \approx 1.62$.

6. Заключение

Таким, образом, проведенные исследования показали, что применение вынесенных в сторону цели мобильных приемников на БПЛА позволяет существенно повысить точностные и тактические характеристики наземных РЛС в заданном направлении обзора.

Так, использование позиционного суммарно-разностно-дальномерного метода определения координат позволило снизить значение абсолютной радиальной погрешности оценки местоположения цели ΔR до 600 м на удалении до 180 км. Для наземной РЛС это эквивалентно обострению луча диаграммы направленности антенны как по азимуту, так и по углу места до значения $\theta = 0.2°$.

При этом, по грубой оценке дальность действия полученной многопозиционной системы наблюдения в заданном направлении обзора увеличивается в $k \approx 1.62$ раза в сравнении с моностатической РЛС.

Литература

1. Черняк В. С. Многопозиционная радиолокация. М.: Радио и связь, 1993. - 416 с.
2. Кошкин Р. П. Беспилотные авиационные системы. М.: Стратегические приоритеты, 2016. - 676 с.
3. Фадеев Р. С. Возможности обнаружения и определения координат малозаметных целей в многопозиционных радиолокационных системах с размещением позиций на борту беспилотных летательных аппаратов / Фадеев Р. С., Мякиньков А. В., Буров В. Н., Огурцов А. Г. // Известия ВУЗов России. Радиоэлектроника. 2014, Вып. 6, С. 29-35.
4. Дудник П. И., Чересов Ю. И. Авиационные радиолокационные устройства. М.: ВВИА им. Н.Е. Жуковского, 1986. - 533 с.
5. Kiryushkin V. V. Coordinates estimation of the air target in the multiitem observation system «navigation satellites – the air target – the ground receiver» / Kiryushkin V. V., Cherepanov D. A. // J. Sib. Fed. Univ. Eng. Technol., 2016, 9(8). - P. 1172-1182. DOI: 10.17516/1999-494X-2016-9-8-1172-1182.
6. Шабшеевич В. С., Дмитриев П. П., Иванцевич Н. В. и др. Сетевые спутниковые радионавигационные системы / Под ред. П. П. Дмитриева и В. С. Шабшеевича. М.: Радио и связь, 1982. - 272 с.

References

1. Chernyak V. S. Multistation radiolocation. M.: Radio and communication, 1993. - 416 p.
2. Koshkin R. P. Pilotless aviation systems. M.: Strategic priorities, 2016. - 676 p.
3. Fadeev R. S. Possibilities of detection and definition of coordinates of the hardly noticeable targets in multistation radar-tracking systems with onboard pilotless aircrafts positions / Fadeev R. S., Myarin'kov A. V., Burov V. N., Ogurtsov A. G. // News of HIGH SCHOOLS of Russia. Radio electronics. 2014, V. 6, C. 29-35.
4. Dudnik P. I., Cheresov Yu. I. Aviation radar-tracking devices. M.: VVIA, 1986. - 533 p.
5. Kiryushkin V. V. Coordinates estimation of the air target in the multiitem observation system «navigation satellites – the air target – the ground receiver» / Kiryushkin V. V., Cherepanov D. A. // J. Sib. Fed. Univ. Eng. Technol., 2016, 9(8). - P. 1172-1182. DOI: 10.17516/1999-494X-2016-9-8-1172-1182.
6. Shabsheevich V. S., Dmitriev P. P., Ivantsevich N. V. Etc. Network satellite radio navigating systems / Under the editorship of Dmitriev P. P. and Shabsheevich V. S. M.: Radio and communication, 1982. - 272 p.

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА ВТОРИЧНОЙ ОБРАБОТКИ ПРИ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ НАВИГАЦИИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МУЛЬТИСИСТЕМНОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГНСС

А. В. Коровин[1], Д. И. Савин[1], А. А. Новиков[1]

[1]ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

Аннотация. Представлены результаты исследований алгоритма вторичной обработки информации при относительной навигации с использованием мультисистемной аппаратуры потребителей ГНСС на устойчивость и сходимость, построены дискриминационные характеристики.

Ключевые слова: относительная навигация, глобальная навигационная спутниковая система, алгоритм вторичной обработки информации.

RESEARCH OF SECONDARY PROCESSING ALGORITHM FOR RELATIVE NAVIGATION USING MULTI-SYSTEM EQUIMPMENT OF GNSS

A. V. Korovin[1], D. I. Savin[1], A. A. Novikov[1]

[1]MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)

Abstract. The results of researches of the algorithm of the secondary processing information at a relative navigation system of the user equipment of GNSS on the stability and convergence of the constructed discriminative features.

Keywords: relative navigation, global navigation satellite system, algorithm of secondary processing information.

1. Введение

В боевой авиации имеется ряд задач, в которых необходима повышенная точность определения координат воздушных судов (ВС) при высокой их динамике. Это полет в группе, дозаправка в воздухе, посадка на подвижную платформу, а также координация действий одного или нескольких ВС из опорного пункта (пункта наведения, командного пункта и т.п.). Особенностью этих режимов является то, что для них требуется высокоточное определение координат одного ВС относительно другого ВС или объекта. Например, взлет и посадка на неподготовленные аэродромы или площадки (для вертолетов), а также их наведение и управление полетами. При этом повышенных требований к точности абсолютных координат не предъявляется. Повышение точности определения взаимных координат возможно в относительном режиме измерений [1-3].

В относительном режиме имеются два объекта, на которых установлена навигационная аппаратура потребителей спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС. Данные измерений псевдодальностей до навигационных спутников (НС) передаются с одного объекта на другой. При обработке данных, имеющихся на одном из объектов, происходит вычисление относительных координат. Различные источники ставят задачу нахождения так называемого вектор-базы между объектами по разному.

Так, например, в [4] целью относительного позиционирования является определение координат неизвестной точки по отношению к известной точке, которая является в большинстве случаев стационарной [4]. Согласно [5] в относительном методе наблюдения, выполненные на опорном и определяемом пунктах, обрабатываются совместно. Важным условием является синхронность наблюдений псевдодальностей до навигационных спутников. Выражения относительных координат или проекция вектор-базы на оси X, Y, Z имеют вид

$$\begin{cases} X_{отн} = X_B - X_A, \\ Y_{отн} = Y_B - Y_A, \\ Z_{отн} = Z_B - Z_A, \end{cases} \quad (1)$$

где $X_{отн}, Y_{отн}, Z_{отн}$ —относительные координаты определяемого объекта, X_A, Y_A, Z_A — координаты объекта А, относительно которого определяются координаты второго объекта В, X_B, Y_B, Z_B — координаты второго (определяемого) объекта. При этом в [5] не определено известны ли координаты опорного объекта. При небольших отличиях в постановке задачи относительной навигации целью остается нахождение относительных координат (1).

Наиболее известными методами относительной навигации являются статическое и кинематическое относительное позиционирование (в иностранной литературе известен как real time kinematic (RTK)) [4]. Статическое относительное позиционирование предполагает неподвижность взаимодействующих объектов в течение всего сеанса наблюдений [4]. Кинематическое относительное позиционирование предполагает вычисление одинарных, двойных или тройных разностей псевдодальностей [4]. Названные методы не удовлетворяют навигационным задачам авиации или удовлетворяют не в полной мере. Например, метод статического относительного позиционирования неприменим в авиации (воздушное судно является подвижным объектом). Кинематическое относительное позиционирование предполагает накопление сведений в течение коротких промежутков времени и последующий обмен накопленными данными для обработки. То есть работа по измерениям, проведенным в одну эпоху, не предусмотрена. При решении боевых задач авиацией при взаимодействии с наземными объектами необходимо владеть информацией о местоположении ВС и разведываемых объектов в реальном масштабе времени с высокой точностью.

2. Исследование алгоритма вторичной обработки информации

В [6] предлагается алгоритм относительной навигации, который предполагает знания истинных расстояний до НС, а также координат опорного объекта. В настоящем исследовании алгоритм был видоизменен, в частности, выдвинуто предположение о

неизвестности координат опорного и определяемого объектов. Такое предположение делает возможным рассматривать подвижные взаимодействующие объекты (задача, например, межсамолетной навигации). Также были использованы вместо истинных дальностей (считаются неизвестными) измеренные псевдодальности, имеющиеся в каждую эпоху. Фактором, влияющим на скорость получения информации о взаимном положении объектов, является время, затрачиваемое на обмен измеренными псевдодальностями для проведения расчетов.

Целью написания статьи является определение дискриминационных характеристик работы алгоритма определения относительных координат с использованием разностно-дальномерного метода. Это необходимо для определения устойчивости и сходимости работы алгоритма для его применения в современной мультисистемной навигационной аппаратуре потребителей глобальных радионавигационных систем.

Алгоритм определения относительных координат двух взаимодействующих объектов представлен приведенными ниже математическими соотношениями [6]. В точках А и В измеряются псевдодальности до НС

$$Д_{Ai} = \sqrt{(X_{HCi} - X_A)^2 + (Y_{HCi} - Y_A)^2 + (X_{HCi} - Y_A)^2},$$
$$Д_{Bi} = \sqrt{(X_{HCi} - X_B)^2 + (Y_{HCi} - Y_B)^2 + (X_{HCi} - Y_B)^2}, \quad (2)$$

где $(X_{HCi}, Y_{HCi}, Z_{HCi})$—координаты i-го навигационного спутника в геоцентрической прямоугольной системе координат, (X_A, Y_A, Z_A)—координаты объекта А, (X_B, Y_B, Z_B)—координаты объекта В.

Следующим шагом является определение разности псевдодальностей

$$\Delta Д_i = Д_{Bi} - Д_{Ai} = \sqrt{(X_{HCi} - X_A)^2 + (Y_{HCi} - Y_A)^2 + (X_{HCi} - Y_A)^2} + c\tau_A - \\ -\sqrt{(X_{HCi} - X_B)^2 + (Y_{HCi} - Y_B)^2 + (X_{HCi} - Y_B)^2} - c\tau_B \quad (3)$$

Преобразуем выражение разностно-дальномерного метода к виду, применимому для относительной навигации взаимодействующих объектов.

$$\Delta r = \frac{(X_{HCi} - X_B)^2 + (Y_{HCi} - Y_B)^2 + (Z_{HCi} - Z_B)^2}{Д_{Bi} + Д_{Ai}} - \\ - \frac{(X_{HCi} - X_A)^2 + (Y_{HCi} - Y_A)^2 + (Z_{HCi} - Z_A)^2}{Д_{Bi} + Д_{Ai}} + c(\tau_B - \tau_A) \quad (4)$$

Дважды применяя формулу для разности квадратов, получаем

$$\frac{(2X_{HCi}-X_B-X_A)(X_A-X_B)}{Д_{Bi}+Д_{Ai}}+$$
$$+\frac{(2Y_{HCi}-Y_B-Y_A)(Y_A-Y_B)}{Д_{Bi}+Д_{Ai}}+$$
$$+\frac{(2Z_{HCi}-Z_B-Z_A)(Z_A-Z_B)}{Д_{Bi}+Д_{Ai}}+c(\tau_B-\tau_A)=$$
$$=\frac{X_B-X_A-2X_{HCi}}{Д_{Bi}+Д_{Ai}}(X_B-X_A)+\frac{Y_B-Y_A-2Y_{HCi}}{Д_{Bi}+Д_{Ai}}(Y_B-Y_A)+ \quad (5)$$
$$+\frac{Z_B-Z_A-2Z_{HCi}}{Д_{Bi}+Д_{Ai}}(Z_B-Z_A)+c(\tau_B-\tau_A),$$

где c — скорость распространения электромагнитной волны в вакууме, τ_B и τ_A — расхождения шкал времени объекта В и А относительно системной шкалы времени глобальной навигационной спутниковой системы ГЛОНАСС (или нескольких в мультисистемных приемниках).

В выражении (5) в знаменателе используется сумма измеренных псевдодальностей. В [6] предполагалось применение истинных дальностей.

В [6] введены следующие обозначения

$$k_x=\frac{X_{отн}-2X_{HCi}}{Д_{Bi}+Д_{Ai}}, k_y=\frac{Y_{отн}-2Y_{HCi}}{Д_{Bi}+Д_{Ai}}, k_z=\frac{Z_{отн}-2Z_{HCi}}{Д_{Bi}+Д_{Ai}} \quad (6)$$

После введения обозначений (6), а также учитывая (1), выражение (5), описывающее связь между относительными координатами и псевдодальностями, можно записать в виде

$$k_{xi}X_{отн}+k_{yi}Y_{отн}+k_{zi}Z_{отн}+\Delta\tau=Д_{Bi}-Д_{Ai}, \quad (7)$$

где k_x, k_y, k_z —направляющие косинусы, определяющие направление от середины вектор-базы на i-й НС, $\Delta\tau$ —расхождение шкал времени объектов А и В. Уравнение (7) является основным в рассматриваемом алгоритме вычисления относительных координат разностно-дальномерным методом.

По виду уравнение (7) совпадает с уравнением однобазового интерферометра для измерения пространственной ориентации и отличается только тем, что направляющие косинусы учитывают кривизну волнового фронта [6].

Достоинством такого алгоритма является получение на выходе относительных координат, что важно при взаимодействии воздушных судов в воздухе между собой, а также может повысить точность определения относительного положения с наземными объектами.

Учитывая постоянное нахождение в зоне видимости спутниковых навигационных приемников более 4-х НС разных существующих ГНСС, для моделирования на ЭВМ были использованы итеративные методы вычислений. Алгоритм, реализующий метод наименьших квадратов [7, 8], был преобразован для работы по разностно-дальномерному методу. Также использовалась при моделировании модель ошибок, возникающих на этапе распространения радиоволн от НС к потребителю, в самом приемнике, более подробно описанная в [7, 8]. Так как выражение (7) приведено к линейному виду, то его решение можно переписать в матричном виде.

На первом шаге решения выражения (7) методом наименьших квадратов необходимо определить матрицу частных производных по каждой из относительных координат. Она же является матрицей направляющих косинусов для вектор-базы и имеет вид

$$H = (k_{xi}, k_{yi}, k_{zi}), \tag{8}$$

Размерность матрицы (8) зависит от количества видимых НС из каждой точки. Следующим шагом определяется разность псевдодальностей по выражению (7). В выражение (6) подставляются величины относительных координат $X_{отн}, Y_{отн}, Z_{отн}$, задаваемые при первой итерации. При работе алгоритма в реальном навигационном приемнике начальные относительные координаты могут быть получены по выражению (1), но с учетом самостоятельного определения абсолютных координат каждым объектом. Начиная со второй итерации, алгоритм оперирует уже с вычисленными значениями относительных координат

$$Y = Д_{Ai} - Д_{Bi} - \Delta Д_{вычi}, \tag{9}$$

где Y – величина рассогласования разностей псевдодальностей, измеренных навигационным приемником и вычисленных при помощи алгоритма. Выражение для определения вычисленной разности псевдодальностей

$$\Delta Д_{вычi} = k_{xi} X_{отн} + k_{yi} Y_{отн} + k_{zi} Z_{отн} + \Delta Д', \tag{10}$$

где $\Delta Д'$ – разность хода часов между двумя взаимодействующими объектами или точками.

Выражение для вычисления оценок ошибок относительных координат методом наименьших квадратов имеет вид

$$(dX, dY, dZ, \Delta Д') = (H^T H)^{-1} H^T \Delta Д_{выч}, \tag{11}$$

Введем обозначение для матрицы, вычисляемой выражением (10)

$$\Delta X = (dX, dY, dZ, \Delta Д') \tag{12}$$

Для вычисления относительных координат с учетом полученных оценок (10), а также учитывая обозначение (11) запишем

$$R_{nвыч}(X_{отн}, Y_{отн}, Z_{отн}) = R_{(n-1)выч}(X_{отн}, Y_{отн}, Z_{отн}) + \Delta X \tag{13}$$

В ходе моделирования были получены дискриминационные характеристики предложенного алгоритма. Дискриминационные характеристики представляют собой в

данном исследовании зависимость оценок вектора ошибок относительных координат от заданных величин относительных координат на входе. Работа алгоритма вторичной обработки навигационной информации рассматривается как работа дискриминатора с той лишь разницей, что наблюдаемыми параметрами на выходе такого дискриминатора являются оценки ошибок определения относительных координат взаимодействующих объектов.

Для получения дискриминационных характеристик исследование проводилось следующим образом. Входными параметрами являлись истинные дальности от объектов А и В до НС, а также координаты НС. Истинные дальности определялись с помощью выражений (2) с учетом отсутствия шумов и ошибок, возникающих на трассе распространения радиоволн. Для алгоритма при первой итерации задаются начальные условия. Для рассматриваемого алгоритма начальными условиями служат предполагаемые относительные координаты $X_{отн}, Y_{отн}, Z_{отн}$. Исследования проводились в предположении поочередного изменения относительных координат, а также комбинаций таких изменений с целью наблюдения за оценками ошибок относительных координат после работы алгоритма. Наблюдаемые параметры были получены по выражению (11).

Первой частью проводимого исследования стало изменение относительной координаты $X_{отн}$ на входе с целью наблюдения оценок вектора ошибок относительных координат на выходе алгоритма после первой итерации. Величина $X_{отн}$ изменялась в диапазоне от -2000 до 2000 метров с интервалом в 1 метр. Дискриминационная характеристика оценки ошибки по относительной координате $X_{отн}$ представлена на рисунке 1.

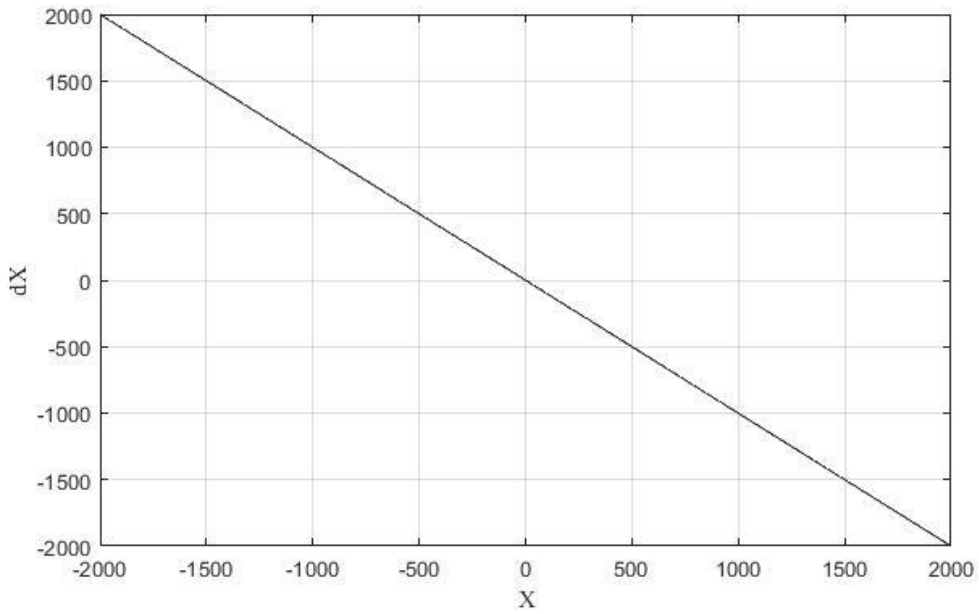


Рис. 1. Дискриминационная характеристика оценки ошибки относительной координаты $X_{отн}$

Из дискриминационной характеристики, представленной на рисунке 1, видно, что она является монотонной линейно убывающей на всем рассматриваемом диапазоне. Также видно, что характеристика проходит через 0 один раз. Линейность и монотонность дискриминационной характеристики позволяют говорить о сходимости и устойчивости рассматриваемого алгоритма при фиксированных и точно известных относительных координатах $Y_{отн}$ и $Z_{отн}$.

Для оценки влияния изменяющейся относительной координаты $X_{отн}$ на входе алгоритма при точно известных и фиксированных $Y_{отн}$ и $Z_{отн}$ осуществлялось наблюдение за оценками ошибок на выходе алгоритма по координатам $Y_{отн}$ и $Z_{отн}$. Для этого были также построены дискриминационные характеристики.

На рисунке 2 представлена дискриминационная характеристика, показывающая зависимость оценки ошибки относительной координаты $Y_{отн}$ на выходе работы алгоритма от изменяющихся значений относительной координаты $X_{отн}$ на входе.

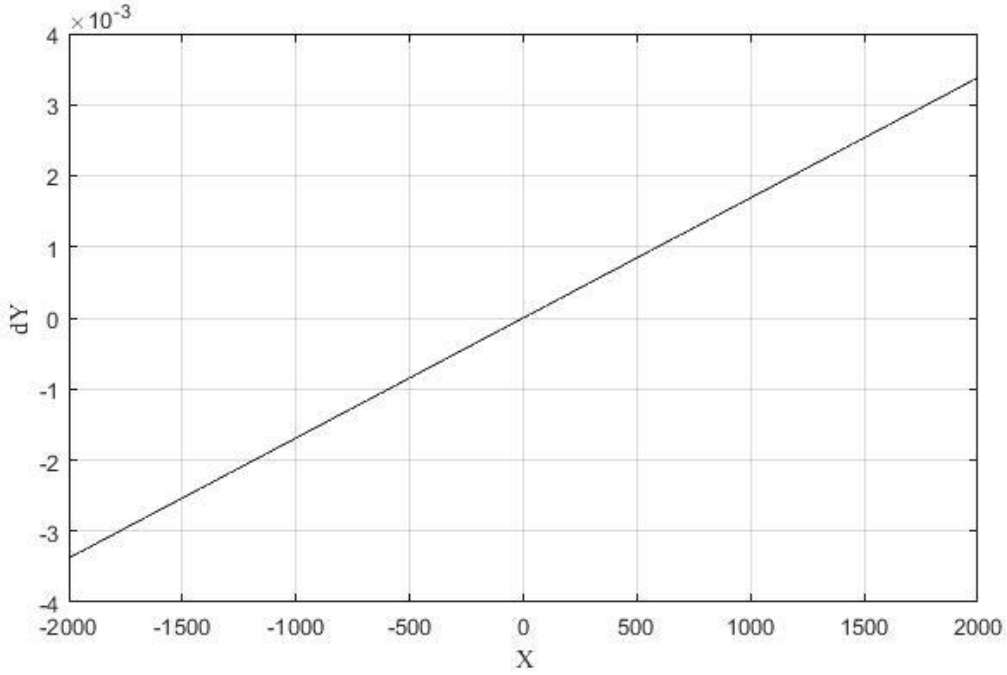


Рис. 2. Дискриминационная характеристика оценки ошибки относительной координаты $Y_{отн}$ на выходе при изменяющихся входных значениях $X_{отн}$.

Из рисунка 2 видно, что изменение значения относительной координаты X на входе приводит к незначительному изменению оценки ошибки относительной координаты $Y_{отн}$ на выходе. При диапазоне изменений величины относительной координаты $X_{отн}$ на входе от -2000 до 2000 метров изменение оценки ошибки относительной координаты $Y_{отн}$ наблюдается в диапазоне 0,008 метра. То есть такое

влияние можно считать незначительным, а влияние изменения относительной координаты $X_{отн}$ на входе на оценку ошибки координаты $Y_{отн}$ на выходе не учитывать.

На рисунке 3 представлена дискриминационная характеристика, показывающая зависимость оценки ошибки относительной координаты $Z_{отн}$ от изменяющейся величины относительной координаты $X_{отн}$ на входе.

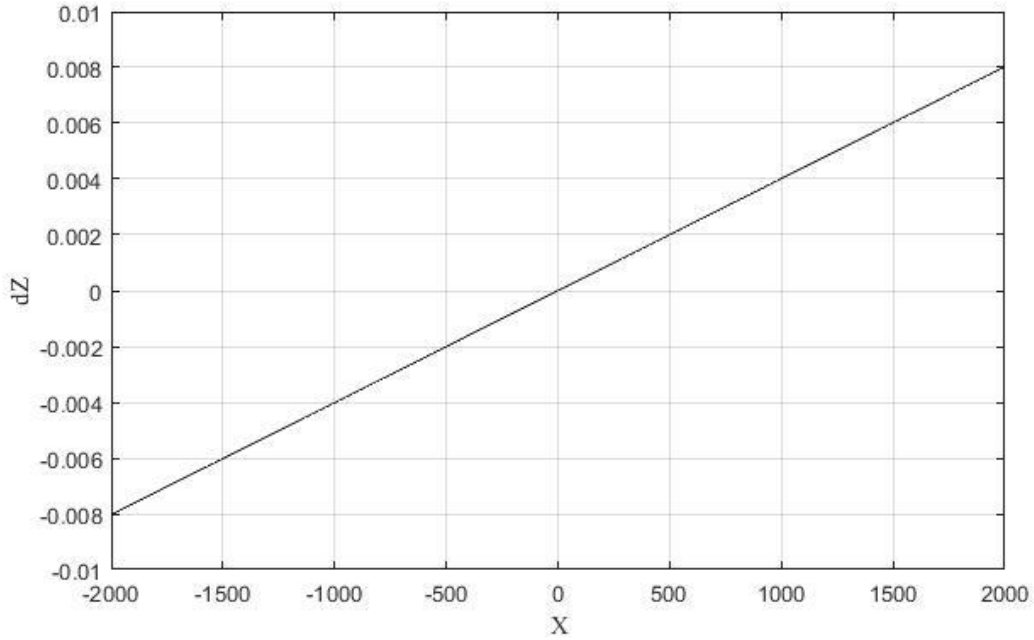


Рис. 3. Дискриминационная характеристика оценки ошибки относительной координаты $Z_{отн}$ на выходе при изменяющихся входных значениях $X_{отн}$.

Из рисунка 3 видно, что изменение относительной координаты $X_{отн}$ на входе оказывает влияние на значение оценки относительной координаты $Z_{отн}$ на выходе в диапазоне 0,016 метров. Такое влияние является большим, чем влияние на оценку ошибки относительной координаты $Y_{отн}$, но является также незначительным. Ввиду сказанного таким влиянием можно пренебречь.

Следующим шагом исследований стало изменение относительной координаты $Y_{отн}$, а затем $Z_{отн}$ на входе с целью наблюдения за выходными оценками ошибок относительных координат $X_{отн}$, $Y_{отн}$, $Z_{отн}$. Проведенные исследования позволили построить дискриминационные характеристики для оценок ошибок относительных координат. Дискриминационные характеристики при изменении одной из относительных координат при точно известных двух других позволяют говорить о сходимости алгоритма и незначительном влиянии на оценки по координатам, точно

известным на входе. Такие дискриминационные характеристики имеют вид, совпадающий с рисунками 1-3, что и позволило сделать выше сказанные выводы.

Следующим этапом исследования стало одновременное изменение двух относительных координат $X_{отн}$ и $Y_{отн}$ на входе. Для таких случаев были построены дискриминационные характеристики.

На рисунке 4 представлена трехмерная дискриминационная характеристика, показывающая влияние изменяющихся входных относительных координат $X_{отн}$ и $Y_{отн}$ на оценку ошибки относительной координаты $X_{отн}$ на выходе.

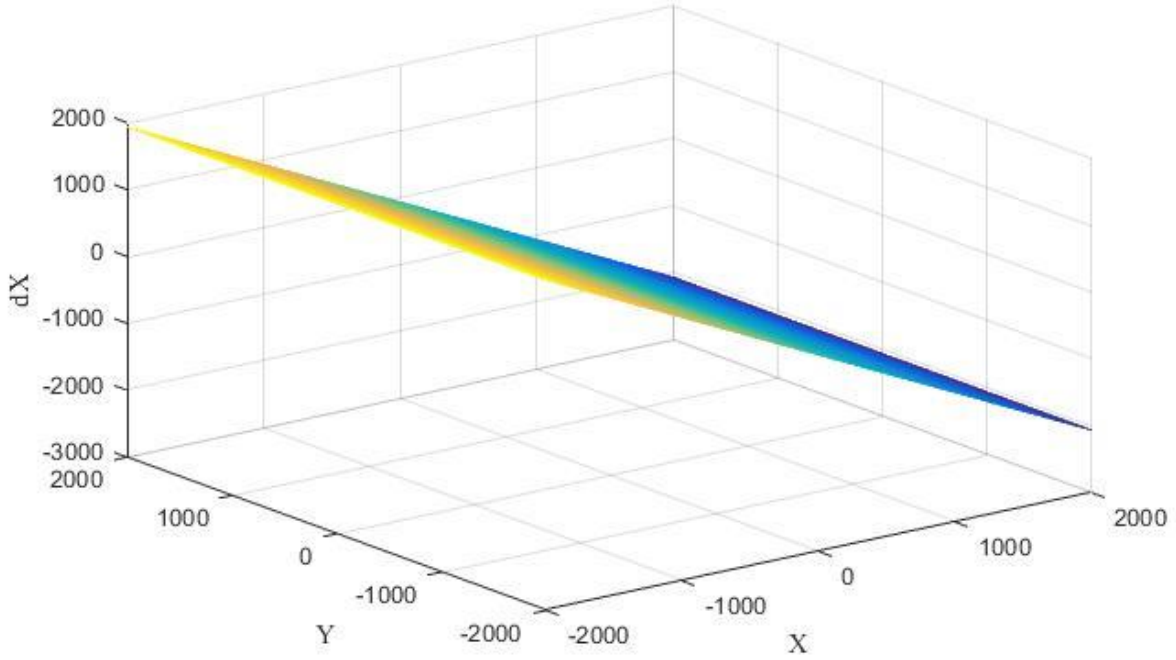


Рис. 4. Дискриминационная характеристика оценки ошибки относительной координаты $X_{отн}$ на выходе при одновременном изменении $X_{отн}$ и $Y_{отн}$ на входе.

Из рисунка 4 видно, что оценка ошибки относительной координаты $X_{отн}$ изменяется пропорционально изменяющейся величине $X_{отн}$ на входе, при этом изменение значений $Y_{отн}$ на входе не оказывает влияния на оценку ошибки относительной координаты $X_{отн}$ на выходе.

На рисунке 5 представлена трехмерная дискриминационная характеристика, показывающая влияние изменяющихся входных относительных координат $X_{отн}$ и $Y_{отн}$ на оценку ошибки относительной координаты $Y_{отн}$ на выходе.

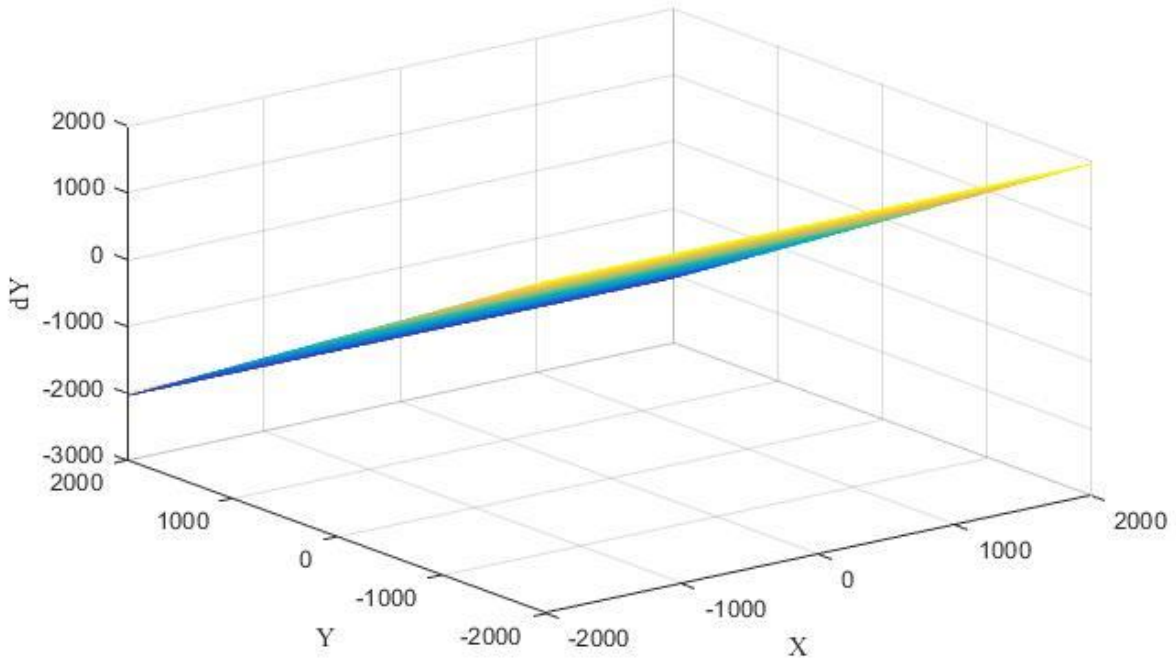


Рис. 5. Дискриминационная характеристика оценки ошибки относительной координаты $Y_{отн}$ на выходе при одновременном изменении $X_{отн}$ и $Y_{отн}$ на входе.

Из рисунка 5 видно, что оценка ошибки относительной координаты $Y_{отн}$ изменяется пропорционально изменяющейся величине $Y_{отн}$ на входе, при этом изменение значений $X_{отн}$ на входе не оказывает влияния на оценку ошибки относительной координаты $Y_{отн}$.

На рисунке 6 представлена трехмерная дискриминационная характеристика, показывающая влияние изменяющихся входных относительных координат $X_{отн}$ и $Y_{отн}$ на оценку ошибки относительной координаты $Z_{отн}$ на выходе.

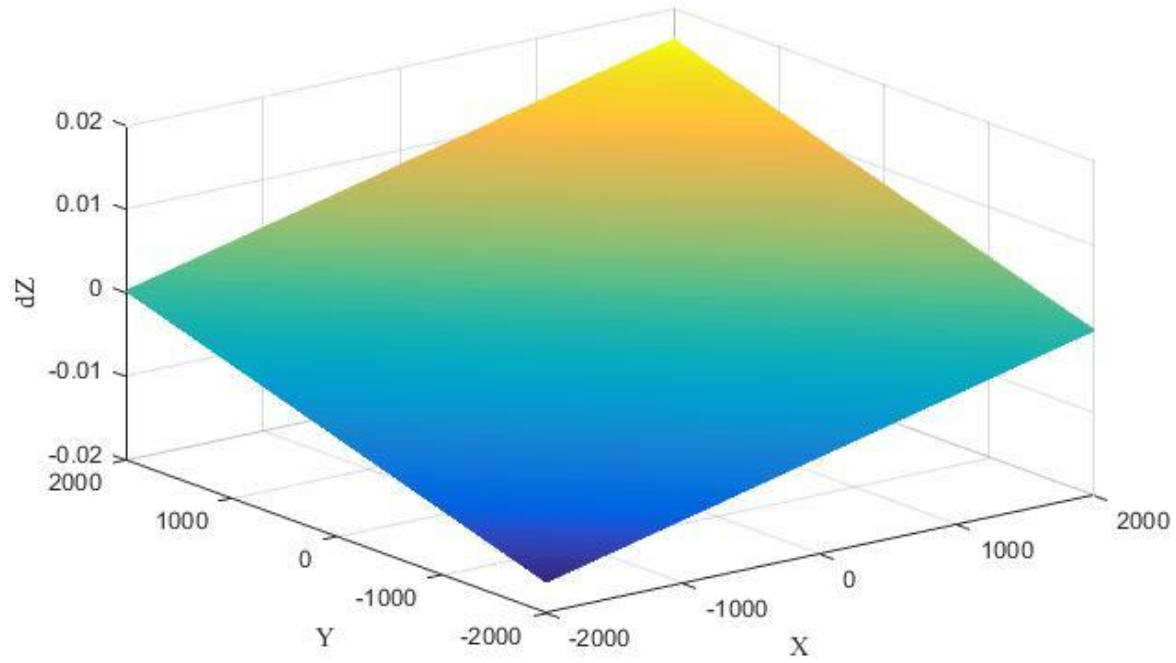


Рис. 6. Дискриминационная характеристика оценки ошибки относительной координаты $Z_{отн}$ на выходе при одновременном изменении $X_{отн}$ и $Y_{отн}$ на входе.

Из рисунка 6 видно, что оценка ошибки относительной координаты $Z_{отн}$ не изменяется при одновременно изменяющихся значениях $X_{отн}$ и $Y_{отн}$ на входе.

3. Заключение

Анализ рисунков 1-6 позволяет сделать вывод о том, что рассмотренный алгоритм обладает устойчивостью и сходимостью. Несмотря на то, что изменение одних входных величин оказывает влияние на выходные оценки ошибок других относительных координат, можно пренебрегать таким влиянием из-за малых значений по сравнению с диапазоном изменения значений входных параметров. Исследования проводились на ЭВМ, относительные координаты на входе изменялись в диапазоне до 2000 метров по каждой координате. Проведенные исследования и построенные дискриминационные характеристики, представленные на рисунках 1-6, позволяют рассматривать представленный алгоритм вторичной обработки навигационной информации в режиме относительной навигации в мультисистемной аппаратуре потребителей СРНС как потенциально возможный к применению в современных приемниках. Дальнейшие исследования позволят говорить о точностных характеристиках рассмотренного алгоритма и сравнить его с существующими.

Литература

1. Гарин Е. Н., Определение относительных координат объекта с помощью спутниковых средств радионавигации/Е. Н. Гарин, Д. Д. Дмитриев, В. И. Кокорин, Н. З. Кремез//Радиолокация, навигация и связь: сб. докладов конф. "RLNC-2006": в 3 т.− Воронеж: НПО "САКВОЕЕ", 2006. − (Т.3, с. 1776-1884).
2. Гарин Е. Н., Измерение пространственной ориентации самолетов/Е. Н. Гарин//Проблемы развития информационных технологий в системе ВКО РФ: сб. материалов XXXVIII Воен.-научн. конф. ВА ВКО, секция 7.−Тверь 2009. −с.157-159.
3. Гарин Е. Н., Применение навигационной аппаратуры ГЛОНАСС/GPS на малых летательных аппаратах//Е.Н. Гарин, В. И. Кокорин, Ю. Л. Фатеев//Современные технологии− ключевое звено в возрождении отечественного авиастроения: материалы международной НПК: в 2 т. Т.2− Казань: Издательство Казанского гос. техн. университета, 2008.− с.35-39.
4. Антонович К. М., Использование спутниковых радионавигационных систем в геодезии. В 2 томах. Том 2. Монография//К. М. Антонович: ГОУ ВПО «Сибирская государственная геодезическая академия». –М.: ФГУП «Картгеоцентр», 2006. –360 с.:ил.
5. Глобальная навигационная спутниковая система. Методы и технологии геодезических и землеустроительных работ. Определение относительных координат по измерениям псевдодальностей. Основные положения. ГОСТ Р 53607-2009. //Национальный стандарт РФ, 2009. – 22 с.
6. Тяпкин В.Н., Методы определения навигационных параметров подвижных средств с использованием спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС: монография / В. Н. Тяпкин, Е. Н. Гарин. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2012. – 260 с.
7. Коровин А.В., Савин Д.И. Реализация алгоритма вторичной обработки навигационной информации мультисистемной аппаратурой потребителей ГНСС с использованием пакета MatLab//Информатика: проблемы, методология, технологии: сборник материалов XVII международной научно-методической конференции: в 5 т., т.2 / под редакцией Н. А. Тюкачева, А. А. Крыловецкого; Воронеж, Воронежский государственный университет, 2017 г. Воронеж : Издательство «Научно-исследовательские публикации» (ООО «Вэлборн»), С.385-392.
8. Коровин А.В., Савин Д.И. Оценка точности определения относительных координат при вторичной обработке навигационной информации аппаратурой потребителей ГНСС с использованием пакета MatLab//Материалы II Всероссийской НПК «Авионика». Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2017. С.83-88.

References

1. Garin E. N., The determination of relative coordinates of an object using satellite navigation/E. N. Garin, D. D. Dmitriev, V. I. Kokorin, N. Z. Kremez//Radar, navigation and communication: collection of reports]. "RLNC-2006": 3,− Voronezh: NPO "SEQUOIA", 2006. - (Vol. 3, pp. 1776-1884).
2. Garin E. N., Measurement of the spatial orientation of the aircraft/E. N. Garin//Problems of development of information technologies in the system of aerospace defense of the Russian Federation: proceedings of XXXVIII Military.-scientific. Conf. VA VKO, section 7.- Tver 2009. - pp. 157-159.
3. Garin E. N., The use of navigation equipment GLONASS/GPS on the small aircraft//E. N. Garin, V. I. Kokorin, Yu. l. Fateev//Modern technologies− the key point in revival of domestic aviation industry: materials of international SPC: in 2 t. T. 2− Kazan: Publishing house of Kazan state technical. University, 2008.- p. 35-39.
4. Global navigation satellite system. Methods and technologies of geodetic and land surveying. The determination of relative coordinates by pseudorange measurements. The main provisions of the national standard of the Russian Federation, GOST R 53607-2009, Moscow 2009, p.22.
5. Antonovich K. M., the use of satellite radio navigation systems in geodesy. In 2 volumes. Volume 2. Monograph//K. M. Antonovich: GOU VPO "Siberian state geodetic Academy". –M.: the FSUE "Kartheiser", 2006. -360 p.

6. Tyapkin V. N., Methods of determining the navigation parameters of the mobile assets with the use of satellite navigation system GLONASS: monograph / V. N. Tyapkin, E. N. Garin. – Krasnoyarsk: Sib. fader. UN-t, 2012. - 260 p.
7. Korovin A.V., Savin D. I. the implementation of the algorithm of secondary processing of navigation information multi-system GNSS equipment using MatLab//Informatics: problems, methodology, technology: proceedings of the XVII international scientific conference: in 5 vol, volume 2 / edited by N. A. Tkacheva, A. A. Krylovskogo; Voronezh, Voronezh state University, 2017 Voronezh : Publishing house "Scientific research publishing" ("Welborn"), Pp. 385-392.
8. Korovin A.V., Savin D. I. estimation of accuracy of determination of relative coordinates at secondary processing of navigation information by the equipment of GNSS consumers with use of MatLab package//Materials of the II all-Russian NPK "Avionics". Voronezh: MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», 2017. C. 83-88.

КОМПЛЕКСИРОВАНИЕ АМПЛИТУДНОГО ОГРАНИЧЕНИЯ И ВРЕМЕННОЙ РЕЖЕКЦИИ ПОМЕХ В РЛС С ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫМ ЗАКОНОМ ИЗЛУЧЕНИЯ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ ИМПУЛЬСОВ

И. Н. Жукова[1], Н. Е. Колегов[1]

[1]Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого (НовГУ), Великий Новгород, Россия

Аннотация. Рассматриваются радиолокационные системы с псевдослучайным законом излучения фазоманипулированных импульсов. Для повышения помехоустойчивости систем предлагается комплексирование методов амплитудного ограничения и временной режекции пассивных помех. На основе гистограмм распределения амплитудных значений принятого сигнала получена оценка отношения «сигнал/(шум+помеха)» при корреляционной обработке сигналов с амплитудным ограничением и временной режекцией помех. Приведен пример моделирования обнаружения точечной цели.

Ключевые слова: системы с псевдослучайным законом излучения фазоманипулированных импульсов; пассивные помехи; помехоустойчивость; амплитудное ограничение; временная режекция.

INTEGRATION OF THE INTERFERENCE CLIPPING AND TIME REJECTION IN RADARS WITH PSEUDO-RANDOM PSK PULSE TRAINS

I.N. Zhukova[1], N.A.Kollegov[1]

[1]Novgorod State University (NovSU), Velikiy Novgorod, Russian Federation

Abstract. Radars with pseudo-random PSK pulse trains are considered. The integration of the interference clipping and time rejection is proposed to increase the clutter immunity. Based on the histograms of the amplitude values distribution of the return signal, the signal-to-noise-plus-clutter ratio is estimated using the correlation processing of the signals with clipping and time rejection applied. An example of the pinpoint target detection is given (simulation).

Keywords: radars with pseudo-random PSK pulse trains; interference; noise immunity; clipping; time rejection.

1. Введение

В радиолокационных системах с псевдослучайным законом излучения фазоманипулированных импульсов прием отраженных сигналов производится в паузах между излучениями. На интервале когерентного накопления большой длительности фазоманипулированные импульсы образуют псевдослучайный амплитудно-фазоманипулированный сигнал. При вероятности излучения импульсов C=0.05÷0.5 такой режим работы приемо-передатчика будем называть квазинепрерывным, а сами сигналы квазинепрерывными [1].

Поскольку интервал между излучениями импульсов случайный, значительно меньше и не согласован с инструментальной дальностью, при большой длительности

зондирующего сигнала наблюдается частичное временное перекрытие отраженных сигналов. Степень перекрытия отраженных сигналов зависит от вероятности *C* излучения зондирующих импульсов.

Разница в мощности отраженных сигналов может превышать 80 дБ, что приводит к маскировке удаленных целей мощными мешающими отражениями из-за наличия боковых лепестков функции неопределенности квазинепрерывного сигнала [2]. Повышение помехоустойчивости при наличии пассивных отражений может быть достигнуто за счет увеличения базы сигнала. Однако в этом случае возрастает время когерентной обработки сигналов, что недопустимо в ряде случаев.

Псевдослучайный характер амплитудной манипуляции огибающей зондирующего сигнала позволяет применить специфический способ борьбы с мощными мешающими отражениями, называемый временной режекцией [3,4]. Суть временной режекции состоит в том, что в моменты поступления на вход устройства обработки импульсов мощных помех от ближней зоны дальностей производится их бланкирование в тех дальномерных каналах, задержки опорных сигналов которых отличаются от задержек режектируемых мешающих отражений. Эффективность временной режекции зависит от параметров применяемых сигналов.

Однако данный метод борьбы с помехами целесообразен к применению только при известной локализации мощных отражений по дистанции. В случае, когда местоположение и протяженность источника мощных пассивных помех априори неизвестны, можно ввести в обработку амплитудное ограничение.

Амплитудное ограничение - весьма эффективный метод нормирования уровня импульсных помех при обработке сложных сигналов. При квазинепрерывном режиме излучения и приема сигналов большой длительности мощные сигналы ограниченной протяженности по задержке образуют в аддитивной смеси отражений интервалы времени с низкой интенсивностью. Если на этих интервалах присутствуют импульсы слабых сигналов, то они не ограничиваются и обрабатываются.

При амплитудном ограничении степень подавления мощных эхо-сигналов зависит от протяженности создающего их источника и изменяется в зависимости от средней скважности и минимальной длительности зондирующих импульсов квазинепрерывного сигнала. Оценка повышения достоверности обнаружения слабого сигнала для указанных зависимостей представлена в [5]. Однако анализ изменения отношения «сигнал/(шум+помеха)» производился в предположении, что радиолокационная станция работает на разнесенные антенны, а обрабатываемый сигнал представляет аддитивную смесь слабого полезного сигнала и помех одинаковой мощности, отличающихся задержкой. В реальной обстановке распределение интенсивности помех имеет сложный характер. Кроме того, при работе на одну приемопередающую антенну оценка отношения «сигнал/(шум+помеха)» должна учитывать энергетические потери за счет бланкирования приемного тракта.

В статье предлагается комплексирование методов амплитудного ограничения и временной режекции помех в системах с псевдослучайным законом излучения

фазоманипулированных импульсов, а также производится исследование эффективности их совместного применения.

2. Корреляционная обработка сигналов с временной режекцией и амплитудным ограничением помех

В квазинепрерывном сигнале длительностью $T=N_{\text{x}}t_{\text{x}}$ позиции расположения K_{x} фазоманипулированных импульсов длительностью t_{x} определяются случайной двоичной последовательностью x_i, $x_i\in\{1,0\}$, $i=0\ldots N_x\text{-}1$, построенной на основе, например, разностного множества Зингера. Отношение $C=K_{\text{x}}/N_{\text{x}}$, где $K_{\text{x}}=\sum_{i=0}^{N_x-1}x_i$, определяет вероятность излучения фазоманипулированных импульсов.

Каждый импульс длительностью t_{x} состоит из k_{x} элементарных радиоимпульсов длительностью t_{b}, $t_{\text{x}}=k_{\text{x}}t_{\text{b}}$. Закон фазовой манипуляции элементарных импульсов определяется случайной дискретной последовательностью φ_n, $\varphi_n\in[0,\pi]$, $n=0\ldots N\text{-}1$, $N=N_{\text{x}}k_{\text{x}}$. Тогда длительность зондирующего сигнала можно определить как $T=Nt_{\text{b}}$.

Комплексная огибающая зондирующего сигнала описывается выражением

$$u(t)=\frac{1}{\sqrt{t_{\text{b}}}}\sum_{i=0}^{N_x-1}\sum_{i_{\text{x}}=0}^{k_x-1}w_{i\cdot k_{\text{x}}+i_{\text{x}}}\cdot rect\left[\frac{t-(i\cdot k_{\text{x}}+i_{\text{x}})t_{\text{b}}}{t_{\text{b}}}\right]\quad 0\le t<T, \tag{1}$$

где $w_{i\cdot k_{\text{x}}+i_{\text{x}}}=x_i\exp\left(j\varphi_{i\cdot k_{\text{x}}+i_{\text{x}}}\right)$, $i=0..N_{\text{x}}\text{-}1$, $i_{\text{x}}=0..k_{\text{x}}\text{-}1$ - код амплитудно-фазовой манипуляции.

Обработка принятого сигнала $s(t)$, представляемого линейной суммой полезного сигнала, сигнала помех и шума, производится в корреляционном приемнике, многоканальном по задержке $\tau_m=m\cdot t_{\text{b}}$, $m=1,2,3,..$ и доплеровскому сдвигу частоты $F_v=v/T$, $v=0,\pm1,\pm2,...$

При квазинепрерывном режиме обработка с временной режекцией и амплитудным ограничением помех содержит следующую последовательность операций:

1) Бланкирование приемного тракта на время излучения зондирующих импульсов, когда на (it_{x})-ом интервале $x_i=1$.

$$s_{\text{B}}(t)=s(t)u_{\text{B}}(t)\ , \tag{2}$$

где $u_{\text{B}}(t)=\sum_{i=0}^{N_x-1}(1-x_i)\cdot rect\left(\frac{t-i\cdot t_{\text{x}}}{t_{\text{x}}}\right)$ - сигнал бланкирования.

2) Амплитудное ограничение по уровню U_{O} комплексной огибающей сигнала $s_{\text{B}}(t)$

$$s_{\text{O}}(t)=\begin{cases}U_{\text{O}}\cdot\exp\left[j\cdot\arg\left(s_{\text{B}}(t)\right)\right], & |s_{\text{B}}(t)|\ge U_{\text{O}}\\ s_{\text{B}}(t), & |s_{\text{B}}(t)|<U_{\text{O}}\end{cases}\ , \tag{3}$$

где arg – функция вычисления мгновенной фазы комплексной огибающей бланкированного сигнала $s_{\text{B}}(t)$.

3) Опционально временную режекцию (бланкирование) сигналом $u_R(t)$ корреляционных каналов приемника на время прихода импульсов из заранее определенного диапазона дальностей. Как правило, режектируются отражения из ближней зоны дальностей от 0 до ($M_R d$), где d – разрешение по дальности, M_R - число режектируемых элементов дальности (корреляционные каналы, соответствующие диапазону режектируемых задержек не бланкируются). Дальномерные каналы, соответствующие диапазону режектируемых задержек, $\tau_m \le M_R t_b$, не бланкируются, обеспечивая возможность обнаружения сигналов с задержкой $\tau \le M_R t_b$. После временной режекции сигнал в дальномерных каналах $\tau_m > M_R t_b$ описывается произведением

$$s_R(t)=s_O(t)u_R(t), \qquad (4)$$

где $u_R(t)=\prod_{m=1}^{M_R} u_B(t-m\cdot t_b)$ - сигнал бланкирования при временной режекции.

4) Вычисление взаимной функции корреляции сигнала, полученного после амплитудного ограничения и временной режекции, с опорными сигналами с частотно-временными сдвигами (F_v, τ_m)

$$\left|X(\tau_m,F_v)\right|=\begin{cases}\left|\int_0^T s_O(t)u^*(t-\tau_m)\exp(-j2\pi F_v t)\,dt\right|, & \tau_m \le M_R t_b \\ \left|\int_0^T s_R(t)u^*(t-\tau_m)\exp(-j2\pi F_v t)\,dt\right|. & \tau_m > M_R t_b\end{cases} \qquad (5)$$

Значения $|X(\tau_m,F_v)|$ позволяют сформировать оценку отношения «сигнал/(шум+помеха)» в каналах обработки.

3. Оценка отношения «сигнал/(шум+помеха)» при корреляционной обработке с амплитудным ограничением и временной режекцией пассивных помех

При оценке отношения «сигнал/(шум+помеха)», усредненной по всем каналам корреляционной обработки, можно использовать вероятность D превышения уровня ограничения U_O модулем комплексной огибающей принимаемого сигнала. При дискретном наблюдении с интервалом выборки $t_n=n\cdot t_b$, $n=0..N-1$, величина D оценивается отношением $D=K_O/N$, где K_O – число превышений порога ограничения. Вероятность того, что уровень ограничения не будет превышен, равна $(1-D)$.

При квазинепрерывном режиме излучения прием эхо-сигналов производится в паузах излучения, что приводит к потере части отраженных импульсов, в том числе превышающих порог ограничения. В результате коммутации приемного тракта сигналом $u_B(t)$ число превышений K_O порога ограничения на длине сигнала N снижается.

Определим вероятность когерентного накопления импульсов полезного сигнала.

При вероятности C излучения импульсов квазинепрерывного сигнала вероятность того, что в момент времени t приемный тракт будет открыт, и $u_B(t)=1$, составляет $(1-C)$. Произведение $C(1-C)$ определяет вероятность поступления в m-ый дальномерный канал обработки импульсов полезного сигнала с m-ым временным сдвигом. При этом все дальномерные каналы обладают одинаковыми статистическими характеристиками.

В отсутствии превышений порога ограничения за время T в каждом дальномерном канале будет когерентно накоплено в среднем $C(1\text{-}C)N$ импульсов. Из-за временного перекрытия с попавшими под ограничение импульсами помехи число накопленных импульсов полезного сигнала снижается до величины $[C(1\text{-}C)N(1\text{-}D)]$.

Если в канале обработки выполняется временная режекция, число накопленных импульсов полезного сигнала может дополнительно уменьшиться.

Вероятность того, что на интервале длительностью t_x сигнал $u_R(t)=1$, и импульсы полезного сигнала не будут отрежектированы, определяется $(1\text{-}C)^{K_R}$, где $K_R=M_R/k_x$ определяет число режектируемых элементов дальности, нормированное к длине k_x фазоманипулированного импульса квазинепрерывного сигнала. Вероятность того, что импульсы полезного сигнала с m-ым временным сдвигом, присутствующие в сигнале $s_O(t)$, не будут отрежектированы, а будут накоплены в m-ом дальномерном канале обработке, определяется произведением $[C(1\text{-}D)(1\text{-}C)^{K_R+1}]$.

Мощность полезного сигнала амплитудой A_C на выходе устройства корреляционной обработки совпадает с оценкой на основе выражения

$$P_C=\begin{cases} A_C^2\left[CN(1-D)(1-C)\right]^2, & \tau_m \le M_R t_b \\ A_C^2\left[CN(1-D)(1-C)^{K_R+1}\right]^2, & \tau_m > M_R t_b \end{cases} \qquad (6)$$

Определим вероятность накопления импульсов помех и шума.

В сигнале $s_B(t)$ мощность импульсов, превысивших порог ограничения, становится равной U_O^2. При корреляционной обработке они создают помеху обнаружению полезного сигнала, мощность которого меньше U_O^2. Импульсы полезного сигнала, попавшие под ограничение, подавляются. Вероятность приема в m-ом дальномерном канале импульсов ограниченной помехи определяется произведением вероятности D превышения порога ограничения сигналом $s_B(t)$ и вероятности C отличия от нуля отсчетов опорного сигнала.

В каналах, где временная режекция не выполняется, мощность ограниченных помех составит U_O^2CND.

В каналах, где временная режекция выполняется, ограниченные импульсы помехи могут, как принадлежать, так и не принадлежать диапазону режекции. В этом случае мощность помех, попавших под ограничение, но вне диапазона временной режекции, составляет $CNDU_O^2(1\text{-}C)^{K_R}$.

Оценим вклад импульсов сигнала $s_B(t)$, не превысивших порог ограничения, в мощность отклика на выходе дальномерного канала, настроенного на прием полезного сигнала. Среди этих импульсов есть как импульсы полезного сигнала, помехи и шума, так и импульсы с нулевой амплитудой, образованные в результате коммутации приемного тракта и временной режекции.

Обозначим через $P_{П<U_O}$ мощность импульсов помехи, не попавших под ограничение. При моделировании квазинепрерывного режима формирования и обработки сигналов в качестве оценки $P_{П<U_O}$ может быть использована разность суммарной мощности помех, распределение по дистанции которых описывается

функцией $\rho(\tau)$, и мощности и отрежектированных помех, оцениваемых величиной $\int_0^{M_R t_x} \rho(\tau) d\tau + \int_{M_R t_x}^{M_R t_x + k_x t_b} \left(1 - \frac{\tau - M_R t_b}{k_x t_b}\right) \rho(\tau) d\tau$.

Вероятность приема импульсов помехи, не попавших под ограничение, в дальномерном канале, настроенном на прием полезного сигнала, такая же, как и шума и определяется величиной:

- $(1-D)C(1-C)$, если в канале обработки временная режекция не выполняется,

- $(1-D)C(1-C)^{K_R+1}$, если в канале обработки выполняется временная режекция,.

В результате мощность помехи и шума после амплитудного ограничения и дальнейшей корреляционной обработки оценивается выражением:

$$P_{ПШ} = \begin{cases} U_O^2 NCD + (P_{П<Uo} + P_0) NC(1-D)(1-C), & \tau_m \le M_R t_b \\ U_O^2 NCD(1-C)^{K_R} + (P_{П<Uo} + P_0) NC(1-D)(1-C)^{K_R+1}, & \tau_m > M_R t_b \end{cases} \quad (7)$$

С учетом (6) и (7) отношение «сигнал/(шум+помеха)» после корреляционной обработки с амплитудным ограничением оценивается:

1) в каналах, где временная режекция не выполняется

$$q = \frac{P_C}{P_{ПШ}} = \frac{A_C^2 CN(1-D)^2(1-C)^2}{U_O^2 D + (P_{П<Uo} + P_0)(1-D)(1-C)} \quad (8)$$

2) в каналах, где выполняется временная режекция

$$q = \frac{P_C}{P_{ПШ}} = \frac{A_C^2 CN(1-D)^2(1-C)^{K_R+2}}{U_O^2 D + (P_{П<Uo} + P_0)(1-D)(1-C)} \quad (9)$$

Уровень ограничения в (8), (9) и диапазон временной режекции в (9) должны обеспечивать максимальное снижение мощности помех при минимальных потерях мощности полезного сигнала.

Диапазон задержек мощных отражений предопределяет размер зоны режекции пассивных помех, а, следовательно, и величину K_R.

Отсутствие информации о мощности обнаруживаемого сигнала и ее отношения к мощности собственного шума позволяет предложить уровень ограничения, устанавливаемый по среднеквадратическому уровню $|s_B(t)|$ вне временных интервалов, когда $u_B(t)u_R(t)=0$.

$$U_O = \left[\int_0^T u_M(t) |s_B(t)|^2 dt \Big/ \int_0^T u_M(t) dt \right]^{1/2}, \quad (10)$$

где $u_M(t) = \begin{cases} 1, & |s_B(t) u_R(t)|^2 < P_R \\ 0, & |s_B(t) u_R(t)|^2 \ge P_R \end{cases}$ - сигнал маски, $P_R = \frac{1}{T} \int_0^T |s_B(t) u_R(t)|^2 dt$.

В результате уровень ограничения вычисляется с учетом последующей временной режекции.

4. Результаты моделирования корреляционной обработки с временной режекцией и амплитудным ограничением пассивных помех

Приведем пример корреляционной обработки квазинепрерывных сигналов с временной режекцией и амплитудным ограничением помех.

Пусть закон модуляции сигнала описывается представленной на рисунке 1 троичной случайной последовательностью w_n с N=2048, k_x=8 и C=0.19.

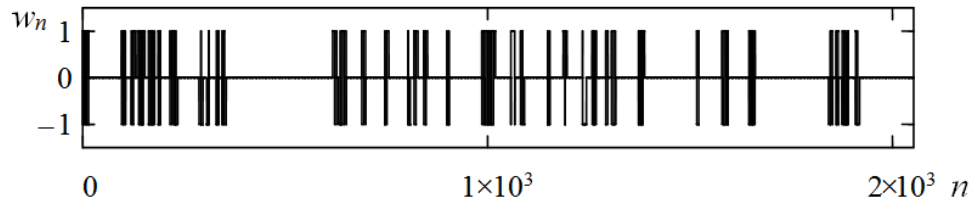


Рис. 1. Троичная случайная последовательность w_n

Распределение мощности помех по задержке определяется кривой, представленной на рисунке 2. Подобное изменение мощности помех по задержке характерно для достаточно низкого расположения антенной системы над Землей, когда главный луч диаграммы направленности антенны "лежит" на поверхности. В данном примере на фоне отражений, мощность которых распределена по всей дистанции, в диапазоне задержек [200t_b÷208t_b] выделяется источник отражений повышенной мощности.

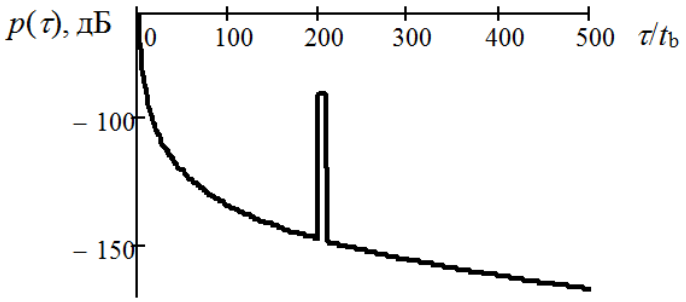


Рис. 2. Распределение мощности помех по задержке

Обрабатывается линейная сумма $s(t)$ полезного сигнала, помехи и шума. Изменение огибающей $|s(t)|$ представлено на рисунке 3,а. Мощность полезного сигнала на входе приемника на 60дБ ниже суммарной мощности помех и на 29дБ ниже мощности помех из диапазона задержек [200t_b÷208t_b].

В ходе бланкирования приемного тракта на время излучения зондирующих импульсов помехи из диапазона задержек $\tau<k_x t_b$ частично устраняются. Изменение огибающей $|s(t)u_B(t)|$ представлено на рисунке 3,б. Мощность полезного сигнала ниже суммарной мощности помех на 42дБ. Без дополнительных мер по устранению помех полезный сигнал не обнаруживается. Функции отклика $|X(\tau_m,F_v)|$, нормированная к максимальному значению X_{max}, приведена на рисунке 4,а. Мощный сигнал из диапазона задержек [200t_b÷208t_b] также не обнаруживается. Его мощность на 13.4дБ ниже суммарной мощности помех. Этому мешают отражения от ближнего диапазона дальностей, создающие в каналах обработки помехи по боковым лепесткам функции неопределенности квазинепрерывного сигнала.

Амплитудное ограничение по среднеквадратическому значению огибающей $|s_B(t)|$ позволяет выделить сигнал источника мощных помех из диапазона задержек $[200t_b \div 208t_b]$. Однако полезный сигнал не обнаруживается. Нормированная функции отклика $|X(\tau_m,F_v)|$ приведена на рисунке 4,б. Нормировка X_{max} соответствует максимальному значению $|X(\tau_m,F_v)|$, полученному при корреляционной обработке без амплитудного ограничения и временной режекции.

Благодаря частичному перекрытию сигналов по времени, существует возможность временной режекции помех из диапазона задержек $[t_b \div 24t_b]$. Выбранный диапазон режекции оптимизирован согласно [4] для заданных значений k_x и C. Изменение огибающей $|s_R(t)|$ отрежектированного сигнала представлено на рисунке 3,в. Нормированная функция отклика $|X(\tau_m,F_v)|$ приведена на рисунке 4,в. После временной режекции выделяется сигнал помех из диапазона задержек $[200t_b \div 208t_b]$, а полезный сигнал также не обнаруживается.

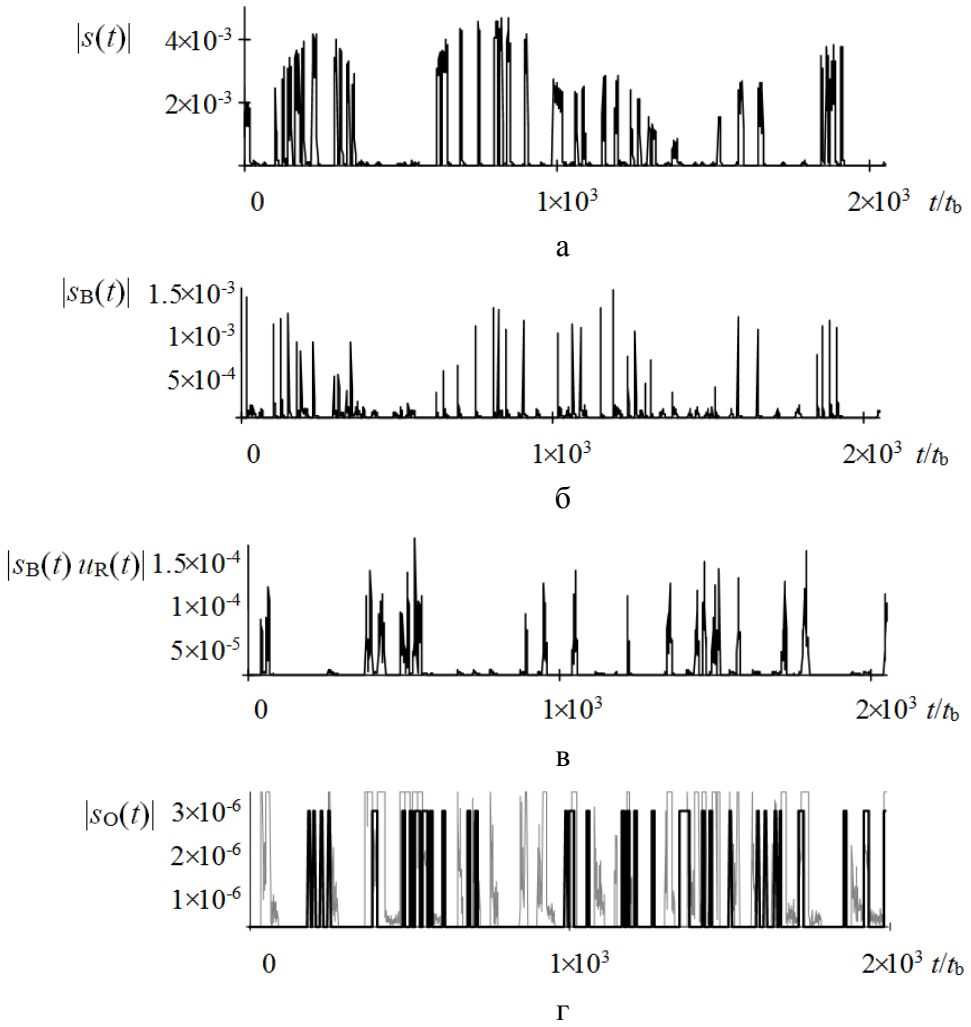


Рис. 3. Временные диаграммы огибающих сигналов

а – на входе приемника;

б – после коммутации приемного тракта

в - после временной режекцией, но без амплитудного ограничения

г - с временной режекцией и амплитудным ограничением

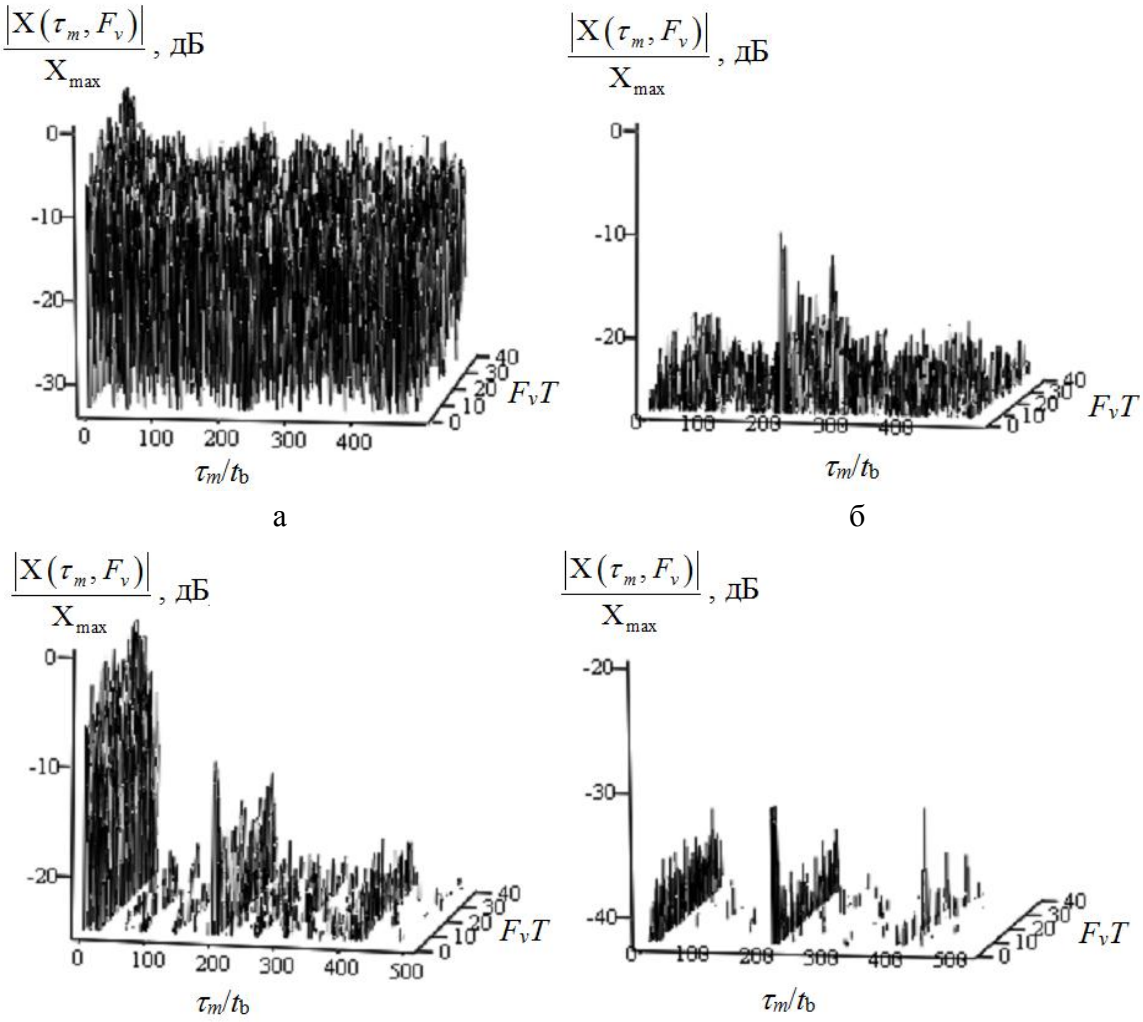


Рис. 4. Функции отклика

а - без ограничения и временной режекции;

б - с ограничением, но без временной режекции ближнейзоны

в - с временной режекцией, но без амплитудного ограничения

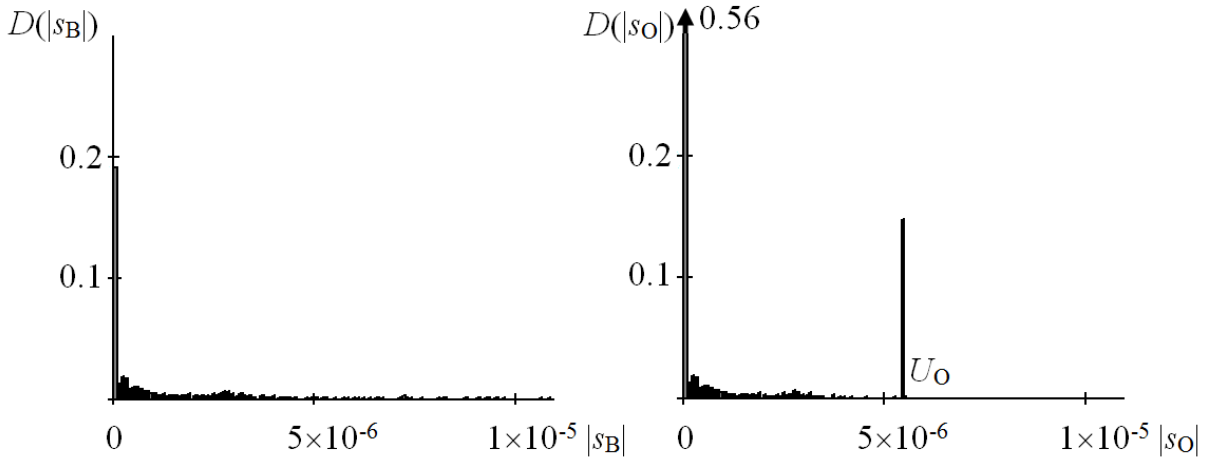
г - с временной режекцией и амплитудным ограничением

Результатом одновременного применения амплитудного ограничения и временной режекции становится значительное снижение среднеквадратического значения $|X(\tau_m,F_v)|$ в каналах обработки $\tau_m>M_R t_b$. Отметим, что благодаря амплитудному ограничению среднеквадратическое значение $|X(\tau_m,F_v)|$ в каналах $\tau_m\le M_R t_b$ стало сопоставимо со среднеквадратическим значением $|X(\tau_m,F_v)|$ в каналах $\tau_m>M_R t_b$.

В результате амплитудного ограничения полученный сигнал становится близок уровню полезного сигнала, что видно из сопоставления их огибающих на рисунке 3,г. При этом уровень ограничения, вычисленный согласно (10), на 17дБ ниже среднеквадратического значения огибающей сигнала $s_B(t)$, полученного после коммутации приемного тракта.

Гистограммы распределения амплитудных значений огибающих $|s_B(t)|$ и $|s_O(t)|$ представлены на рисунке 5. После коммутации приемного тракта сигналом $u_B(t)$

вероятность появления в сигнале интервалов времени с нулевыми мгновенными значениями равна 0.19, что совпало с вероятностью излучения зондирующих импульсов C. После временной режекции вероятность нулевых значений $|s_B(t)|$ увеличивает до 0.56, что соответствует значению $[1-(1-C)^{K_R+1}]$ при $K_R=3$.



а б

Рис. 5. Гистограмма распределения амплитудных значений сигнала
а – после коммутиции приемного тракта
б – после амплитудного ограничения и временной режекции

Вероятность превышения порога ограничения составляет D=0.14. При ограничении огибающей $|s_B(t)|$ по уровню $U_O=5.4\times10^{-6}$ нормированная к X_{max} мощность полезного сигнала составила -32.1дБ, а мощность помех и шума, усредненная по каналам обработки, стала равной -48.6дБ. В результате отношение «сигнал/(шум+помеха)» составило 16.5дБ. Полученные результаты совпадают с оценками, полученными согласно расчетам по выражениям (6), (7), (9).

5. Заключение

Проведенные исследования продемонстрировали целесообразность совместного применения амплитудного ограничения и временной режекции помех для обнаружения слабых полезных сигналов на фоне мощных мешающих отражений. Полученное выражение для отношения «сигнал/(шум+помеха)» на выходе устройства корреляционной обработки может использоваться для прогнозирования достоверности обнаружения целей на этапе проектирования систем обработки.

6. Благодарности

Работа выполнена при поддержке Минобрнауки России, проект №8.7367.2017/8.9.

Литература

1. Гантмахер В.Е., Быстров Н.Е., Чеботарев Д.В. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка. СПб.: Наука и Техника, 2005. – 400 с.
2. Bystrov N.E., Zhukova I.N., Reganov V.M., Chebotarev S.D.. Range and Doppler Ambiguity Elimination in Coherent Radar using Quasicontinuous Signals. Journal of Mechanical Engineering Research and Developments, vol. 40, no. 4, pp. 37-46, 2017.

3. Быстров Н.Е. Режекция мешающих отражений от подстилающей поверхности при квазинепрерывном режиме излучения и приема сигналов с псевдослучайным законом амплитудной манипуляции. // Вестник Новгородского государственного университета. Серия «Технические науки», №30, 2005г., С.31-35.
4. Быстров Н. Е., Эффективность временной режекции пассивных помех в РЛС с квазинепрерывным режимом излучения и приема сложных сигналов / Быстров Н. Е., Жукова И. Н. // Известия ВУЗов России. Серия «Радиоэлектроника», 2012, Вып. 6. С. 83-92.
5. Жукова И.Н., Огарков А.А. Эффективность амплитудного ограничения пассивных помех при приеме сложных сигналов с псевдослучайным законом амплитудной манипуляции // Известия ВУЗов России. Серия «Радиоэлектроника», 2013, Т.4. С.46-49.

REFERENCES

1. Gantmacher, V. E., Bystrov, N. E., Chebotarev, D. V. Noise-like signals. Analysis, synthesis, processing. SPb.: Science and Technology, 2005. – 400p.
2. Bystrov N.E., Zhukova I.N., Reganov V.M., Chebotarev S.D.. Range and Doppler Ambiguity Elimination in Coherent Radar using Quasicontinuous Signals. Journal of Mechanical Engineering Research and Developments, vol. 40, no. 4, pp. 37-46, 2017.
3. Bystrov, N. E. Rejection of interfering reflections from the underlying surface under quasi-continuous radiation and signal reception with a pseudo-random amplitude-shifting law. // Bulletin of the Novgorod State University. The "Technical Sciences" series, No.30, 2005, Pp. 31-35.
4. Bystrov, N. E. Interference time rejection efficiency in radars with quasicontinuous transmission of wide band signals / Bystrov N. E., Zhukova I. N. // Journal of the Russian Universities: Radioelectronics, 2012, Vol.6. Pp. 83-92.
5. Zhukova, I. N. Efficiency of amplitude restriction mode of interference with reception of wide-band signals with a pseudorandom law amplitude keying / Zhukova I. N., Ogarkov A. A. // Journal of the Russian Universities: Radioelectronics, 2013, Vol.4. Pp. 46-49.

МЕТОД НАКОПЛЕНИЯ РЕШЕНИЙ ОБ ОТОЖДЕСТВЛЕНИИ ЦЕЛЕЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АЛГОРИТМА ВИТЕРБИ

Ю.В. Петров, О.Ю. Кузьмичев

БГТУ “ВОЕНМЕХ» им. Д.Ф. Устинова, Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация. В статье предложен метод, позволяющий повысить вероятностные характеристики отождествления целевых данных за счет накопления решений об отождествлении, принятых за несколько отсчетов времени. Метод основан на вычислении вероятностей перехода в графе отождествления и использования алгоритма Витерби для поиска минимального по стоимости пути для каждой обнаруженной цели. Полученные результаты могут быть использованы для решения задачи отождествления радиоизлучающих целей от произвольного числа пассивных локационных систем в радиоэлектронных комплексах летательных аппаратов.

Ключевые слова: отождествление, пассивная локация, многопозиционные пассивные локационные системы, третичная обработка, единая целевая обстановка

METHOD OF ACCUMULATION OF DECISIONS ON OBTAINING OBJECTS WITH USING THE VITERBI ALGORITHM

Y.V. Petrov, O.Y. Kuzmichev

BSTU «VOENMEH» named after D.F. Ustinov, St. Petersburg, Russian Federation

Abstract. In the article, a method is proposed that allows to increase the probabilistic characteristics of the identification of target data due to the accumulation of identification decisions taken over several time counts. The method is based on calculating transition probabilities in the identification graph and using the Viterbi algorithm to find the minimum cost path for each detected target. The obtained results can be used to solve the problem of identifying radio-emitting targets from an arbitrary number of passive location systems in radio-electronic complexes of aircrafts.

Keywords: identification, passive location, multi-position passive location systems, tertiary processing, single target environment.

1. Введение

При решении широкого круга задач необходимо осуществлять мониторинг работы источников радиоизлучения в пределах определенного местоположения, в процессе которого выполняются такие операции как обнаружения, измерение параметров радиосигналов, идентификация измерений, распознавание типов и определения местоположения источников радиоизлучений [1]. Для решения приведенной задачи мониторинга, как правило, применяются многопозиционные системы пассивной локации воздушного базирования, состоящей из нескольких разнотипных и функционирующих независимо друг от друга пассивных локационных систем (ПЛС).

Для многопозиционных систем пассивной локации одной из первостепенных задач является задача отождествления измерений. Под отождествлением измерений понимается процесс принятия решений о принадлежности или непринадлежности

измерений о радиоизлучающих объектах, поступающих от отдельных ПЛС, одним и тем же реальным объектам. Только при правильном отождествлении измерений может быть достигнута потенциальная точность определения местоположения источника радиоизлучения [2].

Как правило, отождествление измерений осуществляется с помощью двухэтапного метода путем поиска оптимального решения по критерию максимального правдоподобия [3, 4]. Проведенный сравнительный анализ [5] различных алгоритмов отождествления показывает, что при использовании существующих алгоритмов возникают ложные отождествления и неотождествления измерений радиоизлучающих объектов. Учитывая тот факт, что задача отождествления решается постоянно с некоторым периодом предлагается алгоритм накопления и учета решений о тождественности и нетождественности целей, принятых за несколько циклов.

2. Постановка задачи

Рассмотрим результаты выполнения операций отождествления на последних t вызовах для нескольких источников радиоизлучения. В каждый отсчет времени k ПЛС формирует наборы измерений $Y(k) = \{y_1(k), y_2(k),..., y_{M_k}(k)\}$. Обозначим через $\theta_j(k), j = 0,...,M_k$ гипотезы отождествления в отсчет времени k, которые однозначно определяют принадлежность набора измерений $y_j(k)$ цели j.

Измерения $y_j(k)$ могут быть представлены в виде вершин в графе, как показано на рисунке 1, где строки являются вершинами, представляющих измерения или, в общем случае, гипотезы отождествления, а столбцы представляют время выборки. При рассмотрении перехода из вершины в отсчет времени k-1 в вершину с отсчетом времени k, для каждой обнаруженной цели можно сделать следующие утверждения:

E_k – цель существует;

$\overline{E}_k$ – цель не существует;

$W_0(k)$ – ни одно из измерений в $Y(k)$ не связано с целью;

$W_j(k)$ – измерение $y_j(1 \le j \le M_k)$ связано с целью.

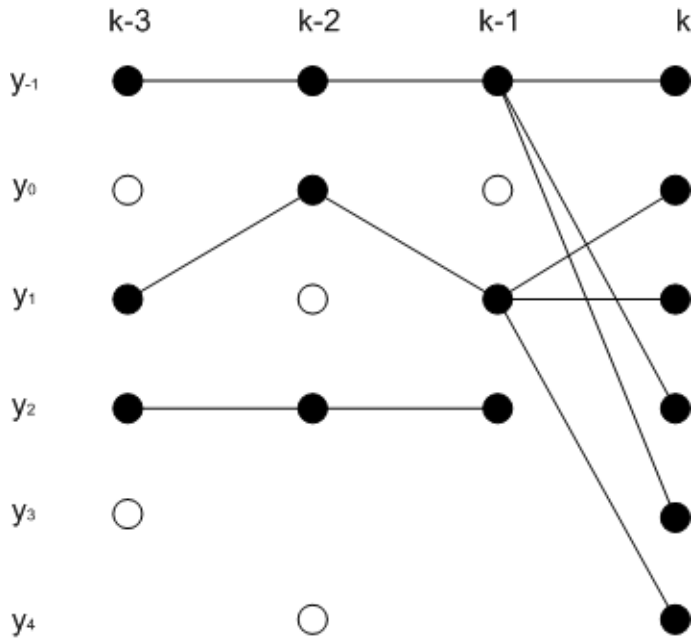


Рис. 1. Представление задачи отождествление измерений в виде графа.

Пересечение гипотез отождествления $W_j(k)$ с событием существования цели E_k и $\overline{E}_k$ вырабатывает множество всех возможных гипотез отождествления в отсчет времени k:

$\theta_{-1}(k) = W_0(k) \cap \overline{E}_k = \overline{E}_k$ – цель не существует;

$\theta_0(k) = W_0(k) \cap E_k$ – цель существует, но не была обнаружена с помощью ПЛС;

$\theta_j(k) = W_j(k) \cap E_k$ – цель существует и измерение цели – $y_j(k)$, $j = 1,..., M_k$.

Представим последовательность гипотез с номерами измерений j_i в скане i в виде $\Theta^k_{j_k} = \theta_{j_1}(1) \cap \theta_{j_2}(2) \cap ... \cap \theta_{j_k}(k)$, каждой из которых соответствуют наборы измерений обнаруженных целей.

Выразим задачу отождествления целей, как указано в [6]:

$$\max_{j_1,\dots,j_k} p(\Theta^k_{j_k} \mid Y^k) = \max_{j_1,\dots,j_k} \prod_{i=1}^{k} p(\theta_{j_i}(k) \mid y(k)) = \prod_{i=1}^{k} \max_{j_i} p(\theta_{j_i}(k) \mid y(k)) \qquad (1)$$

Тогда накопление и учет решений о тождественности за несколько циклов работы состоит в определении последовательности гипотез $\Theta^k_{j_k} = \{\theta_{j_1}(1),..., \theta_{j_k}(k)\}$ максимизирующих функцию правдоподобия в графе:

$$\max_{j_1,..,j_k} p(\theta_{j_1}(1),..., \theta_{j_k}(k) \mid Y^{k-1}_{j_{k-1}}), \qquad (2)$$

где $Y^{k-1}_{j_{k-1}}$ – последовательность наборов измерений на отсчет времени $k-1$, которая базируется на последовательности гипотез $\Theta^{k-1}_{i_{k-1}}$.

3. Синтез алгоритма

Рассмотрим последовательность гипотез отождествления Θ_{ij}^{k} из вершины $y_i(k-1)$ в вершину $y_i(k)$. Учитывая, что Θ_{ij}^{k} так же включает вершину $y_i(k-2)$, тогда $\Theta_{ij}^{k} = \Theta_{li}^{k-1} \cap \theta_{ij}(k)$, где Θ_{li}^{k-1} представляет собой последовательность гипотез заканчивающихся в вершине $y_i(k-1)$. При этом последовательность наборов измерений во времени $k-1$ будет: $Y_i^{k-1} = \{Y_i(k-1), Y_l^{k-2}\}$.

Предполагая, что шум измерений является случайной величиной, распределенной по нормальному закону, функцию правдоподобия гипотез отождествления наборам измерений можно вычислить следующим образом:

$$\begin{aligned} p(\Theta_{ij}^{k} \mid Y_i^{k-1}) &= p(\theta_{ij}(k) \mid \Theta_{ij}^{k-1}, Y^{k-1}) \times p(\Theta_{li}^{k-1}, Y^{k-1}) = \\ &= p(\theta_j(k) \mid \theta_i(k-1), \Theta_{li}^{k-1}, Y^{k-1}, Y_l^{k-2}) \approx \\ &\approx p((\theta_j(k) \mid \theta_i(k-1), Y_i^{k-1}) \times p(\Theta_{li}^{k-1}, Y^{k-1}, Y_l^{k-2}) \end{aligned} \quad (4)$$

Приближение в (4) возможно при условии, что набор измерений в отсчет времени $k-1$ и вершина i не зависит от последовательности решений отождествления и наборов измерений до отсчета времени $k-1$ [7].

Теперь определим вероятность перехода из вершины i в момент времени $k-1$ в вершину j в момент времени k:

$$\bar{a}_{ij}(k) = p(\theta_j(k) \mid \theta_{i-1}(k), Y_i(k-1)), \quad (5)$$

где $i \in \{-1,0,1,...,M_{k-1}\}$ исходный индекс вершины, $j \in \{-1,...,M_k\}$ – индекс вершины назначения.

Определим максимум вероятности в пути к вершине j в момент времени k графа отождествления как $\bar{d}_j(k)$:

$$\bar{d}_{j_k}(k) = \max_{j_1,\ldots,j_{k-1}} p(\Theta_{j_k}^{k} \mid Y_{j_{k-1}}^{k-1}),\ j_k = -1,0,...,M_k \quad (6)$$

где $j_l \in \{-1,0,...,M_l\}$. Задача оптимального отождествления соответствует задаче нахождения вершины j_k в отсчет времени k, которое имеет максимальное значение $\bar{d}_{j_k}(k)$.

Используя (5), следует, что величины в (6) удовлетворяют задаче динамического программирования:

$$\bar{d}_{j_k}(k) = \max_{i=-1,0,\ldots,M_{k-1}} \bar{a}_{ij}(k)\bar{d}_i(k-1),\ j = -1,0,...,M_k \quad (7)$$

С использованием свойств логарифмов, выражение (7) может быть приведено к виду:

$$\bar{d}_{j_k}(k) = \min_{i=-1,0,\ldots,M_{k-1}} a_{ij}(k) + d_i(k-1),\ j = -1,0,...,M_k \qquad (8)$$

Где $a_{ij}(k) = -\ln \bar{a}_{ij}(k)$ является стоимостью перехода и где $d_i(\cdot) = -\ln \bar{d}_i(\cdot)$ стоимость пути в графе отождествления.

На каждом цикле получения результатов отождествления необходимо следить за минимизацией аргумента в (8) чтобы с помощью алгоритма Витерби вычислить минимальный по стоимости путь в графе отождествления. На каждом цикле получения результатов отождествления необходимо выполнить дискретную минимизацию функций правдоподобия гипотез отождествления, затем выполнить обратный проход с помощью алгоритма Витерби. Обратный проход гарантирует, что для каждого существующего пути в отсчет времени $k-1$ в графе, только один из M_k путей существует. Таким образом, $(M_{k-1}-1)M_k$ последовательностей гипотез отождествления удаляются из графа отождествления каждый отсчет времени.

4. Результаты моделирования

Оценка вероятностей принятия правильных решений при отождествлении предложенным методом проводилась путем математического моделирования [8]. Для отождествления использовалась информация о несущей частоте и пеленге радиоизлучающей цели. При моделировании задавались различные значения количества целей, вероятности обнаружения цели и вероятности взятие на сопровождение. В качестве алгоритма отождествления использовался алгоритм максимального правдоподобия [2], значение t устанавливалось равным от 10 до 50.

С помощью моделирования установлено, что применение предложенного метода повышает вероятностные характеристики алгоритма отождествления радиоизлучающих целей пассивными локационными системами в большинстве случаев. Вероятности принятия правильных решений (отождествления) выше 0.9-0.95 достигаются при накоплении решающих правил предлагаемым методом 15-20 отсчетов. В то время как сам алгоритм отождествления (без использования синтезированного алгоритма) обеспечивает вероятность принятия правильных решений не больше 0.7-0.8 в зависимости от расстояния между целями по признаковым характеристикам.

5. Заключение

В статье предложен метод накопления решений об отождествлении целей с использованием алгоритма Витерби, обеспечивающий повышение вероятностных характеристик отождествления радиоизлучающих целей. Алгоритм Витерби используется для определения путей с наименьшими затратами через граф отождествления.

Сложность синтезированного метода для задачи с числом измерений (M) за T отсчетов времени составляет $(M!)^2(1+K^3)T/((M-K)!K!)^2$. Одним из важных

направлений дальнейших работ является снижение вычислительной сложности предложенного метода. При этом применение рассмотренного метода позволяет уменьшить вероятность ошибки отождествления, что обосновывает целесообразность его практического применения в высокопроизводительных вычислительных системах и комплексах.

Литература

1. Верба В.С. Авиационные системы радиоуправления /В.С. Верба, В.И. Меркулов – М.: Радиотехника, 2014. – 376 с.
2. Петров Ю.В., Кузьмичев О.Ю., Юхно С.А., Бакарас С.И. Оценка потенциальной точности определения местоположения источника радиоизлучения при групповых действиях разнесенных в пространстве пеленгаторов // Вопросы радиоэлектроники, 2017, № 7. С.17-22
3. Кузьмин С.З. Основы теории цифровой обработки радиолокационной информации / С.З. Кузьмин – М.: Сов. Радио, 1974 – 432 с.
4. Музыченко О.Н., Савченко Д.И. Использование теории графов для отождествления целевой информации // Сборник докладов научно-технической конференции «Состояние, проблемы и перспективы создания корабельных информационно-управляющих комплексов». – М: ОАО «Концерн «Моринформсистема-Агат». – С. 132-136.
5. Кузьмичев О.Ю. Анализ методов идентификации источников радиоизлучения, обнаруженных несколькими пассивными радиолокаторами // Молодежь. Техника. Космос: материалы VII Общероссийской молодежной науч.-техн. конф. / Балт. гос. техн. ун-т. – Санкт-Петербург, 2015. – С. 116-118.
6. Bar-Shalom, Y., and Fortmann, T. E. Tracking and Data Association. New York: Academic Press, 1988. – 353 p.
7. Тулупьев А.Л. Байесовские сети: Логико-вероятностный подход. – СПб.: Наука, 2006. – 607с.
8. Кузьмичев О.Ю. Программа для проведения исследований методов идентификации источников радиоизлучения, обнаруженных несколькими пассивными бортовыми радиолокаторами // Молодежь. Техника. Космос: материалы VIII Общероссийской молодежной науч.-техн. конф. / Балт. гос. техн. ун-т. – Санкт-Петербург, 2016. – С. 49.

References

1. Verba V.S. Aviation radio control systems / V.S. Verba, V.I. Merkulov - Moscow: Radio Engineering, 2014. – 376 p.
2. Petrov Y.V., Kuzmichev O.Y., Yukhno S.A., Bakaras S.I. Estimation of the radar location potential accuracy in group action of the spaced direction finders // Voprosy radioelektroniki, 2017, № 7. C.17-22
3. Kuzmin S.Z. Fundamentals of the theory of digital processing of radar information / S.Z. Kuzmin - M .: Sov. Radio, 1974 – 432 p.
4. Muzychenko O.N., Savchenko D.I. Using the theory of graphs to identify the target information // Collection of reports of the scientific and technical conference "The state, problems and perspectives of the creation of ship information-control complexes". - M: OJSC Concern Morinformsystem-Agat. – p. 132-136.
5. Kuzmichev O.Y. Analysis of methods for identifying sources of radio emission detected by several passive radar // Molodezh. Equipment. Space: materials of the VII All-Russian Youth Scientific-Techn. Conf. / Balt. state. tech. un-t. - St. Petersburg, 2015. – p. 116-118.
6. Bar-Shalom, Y., and Fortmann, T. E. Tracking and Data Association. New York: Academic Press, 1988. – 353 p.
7. Tulupyev A.L. Bayesian Networks: The Logical-Probabilistic Approach. - SPb .: Science, 2006. – 607 p.
8. Kuzmichev O.Y. Program for researching methods for identifying sources of radio emission detected by several passive airborne radars, Molodezh. Equipment. Space: the materials of the VIII All-Russian Youth Scientific-Techn. Conf. / Balt. state. tech. un-t. - St. Petersburg, 2016. – p. 49.

МОДЕЛИРОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ НАВИГАЦИИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ПОДВОДНЫХ ОРИЕНТИРОВ

А. В. Бобков[1], К.К.Васильев[2]

[1]ФГБОУ ВО«НИ МГУ им. Н. П. Огарёва», Саранск, Россия
[2]ФГБОУ ВО«УлГТУ», Ульяновск, Россия

Аннотация. Рассмотрены алгоритмы навигации автономных аппаратов при наличии нескольких неподвижных подводных ориентиров (SLAM). Учтены особенности оценивания при уходе ориентиров из поля зрения мобильного объекта и при появлении новых подводных предметов. Проведены исследования зависимости погрешности определения координат АНПА.

Ключевые слова: комплексирование навигационных данных, вектор состояния, матрицы наблюдений, ковариационные матрицы, SLAM, АНПА.

MODELING OF NAVIGATION ALGORITHMS FOR USING UNDERWATER LANDMARKS

A. V. Bobkov[1], K. K. Vasiliev[2]

[1] Ogarev mordovia state university, Saransk, Russia
[2] Ulyanovsk state technical university,Ulyanovsk, Russia

Abstract. The algorithm of navigation with current estimates of positions some fixed underwater landmark (SLAM) are considered. The features of the assessment are taken into account when landmarks leaving from the field of view of the unmanned vehicle and when new local underwater landmark appear. The research of dependencies accuracy navigation war carried.

Keywords: aggregation of estimates, vector of state, observation matrix, covariance matrices, SLAM, AUV.

1. Введение

Автономные необитаемые подводные аппараты (АНПА) благодаря успехам в разработке батарей питания и водородных топливных элементов, используются для выполнения все более длительных миссий. Однако массогабаритные ограничения АНПА не позволяют применять высокоточные инерциальные датчики ускорений и доплеровские измерители скорости. В результате требуются более совершенные способы навигации для обеспечения точного движения подводного аппарата по заданной траектории [1-2].

Для повышения точности определения собственных координат используются специальные методы, основанные на одновременной локализации и картографирования (SLAM) подводных объектов естественного или искусственного происхождения [1-5]. При движении АНПА подводные объекты используются для повышения точности навигации, причем происходит постоянная их смена. Поэтому для повышения точности предлагается использовать не один, а два или большее число подводных ориентиров.

2. Оценка точности навигации АНПА

Рассмотрим ситуацию, когда АНПА движется в отсутствии ориентиров. Введем вектор оцениваемых координат $\overline{x_i} = \left(x_i y_i v_{xi} v_{yi} \right)^T$, изменения, компонент которого в дискретном времени описываются уравнениями авторегрессии: $x_i = x_{i-1} + v_{x(i-1)}, y_i = y_{i-1} + v_{y(i-1)}\ v_{xi} = v_{x(i-1)} + \xi_{xi}\ v_{yi} = v_{y(i-1)} + \xi_{yi}$,

где x_i, y_i - координаты аппарата; v_{xi}, v_{yi} - компоненты скорости; ξ_{xi}, ξ_{yi} - независимые гауссовские случайные величины (СВ) с ненулевыми дисперсиями $\sigma^2_{\xi xi}$ и $\sigma^2_{\xi yi}$, позволяющими учесть уровень внешних случайных воздействий на движущийся аппарат.

Начальные значения положения x_0, y_0 и скорости v_{x0}, v_{y0} обычно известны. Но на первом шаге уже произойдет изменение скорости, $x_1 = x_0 + v_{x0}, y_1 = y_0 + v_{y0}$, $v_{x1} = v_{x0} + \xi_{x1}, v_{y1} = v_{y0} + \xi_{y1}$. А на втором изменение скорости приведет к случайному изменению положения: $x_2 = x_1 + v_{x1} = x_0 + 2v_{x0} + \xi_{x1}$, $y_2 = y_1 + v_{y1} = y_0 + 2v_{y0} + \xi_{x1}$, $v_{x2} = v_{x1} + \xi_{x2}$, $v_{y2} = v_{y1} + \xi_{y2}$. Таким образом, АНПА всё дальше и дальше уходит от заданной линейной траектории. Дисперсии координат x_i, y_i растут квадратично, а средние квадратические отклонения (СКО) - линейно.

Рассмотрим теперь ситуацию, когда в поле зрения подводного аппарата попадает сначала первый ориентир, а затем второй (рис.1). Введем расширенный вектор коорди-

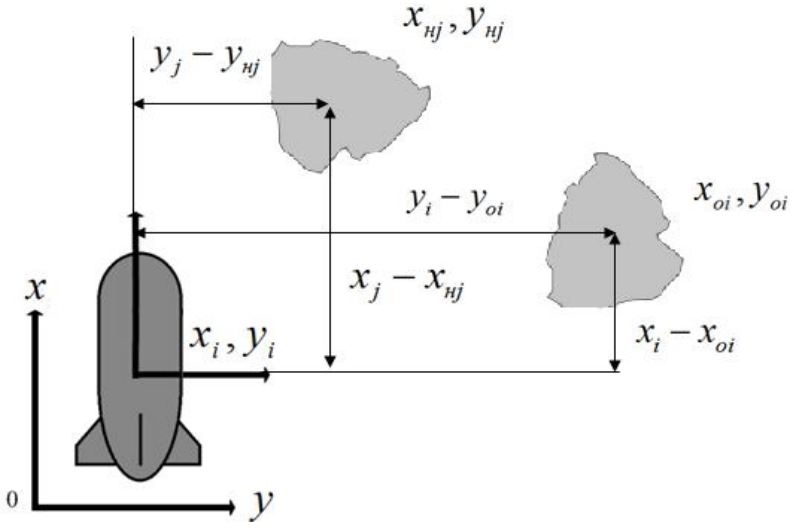


Рис. 1. Координаты АНПА и ориентиров

нат $\overline{x} = \left(x_i y_i v_{xi} v_{yi} x_{oi} y_{oi} \right)^T$, новые компоненты которого не изменяются: $x_{oi} = x_{o(i-1)},\ y_{oi} = y_{o(i-1)},\ i = 2, 3, \ldots k$.

Соответствующие уравнения наблюдений компонент скорости и относительных координат имеют вид:

$z_{vxi} = v_{xi} + n_{vxi}, z_{vyi} = v_{yi} + n_{vyi}, z_{oxi} = x_i - x_{oi} + n_{oxi}\ ,\ z_{oyi} = y_i - y_{oi} + n_{oyi}$,

где $n_{vxi}, n_{vyi}, n_{oxi}, n_{oyi}$ - гауссовские СВ (погрешности измерений).

Так как полученные уравнения являются линейными, то для оценивания компонент вектора координат и скоростей их изменения можно использовать линейный фильтр Калмана. На рисунке 2 представлено сравнение погрешностей оценивания координат при отсутствии ориентиров (кривая 1) и при появлении первого и второго ориентиров (кривые 2 и 3).

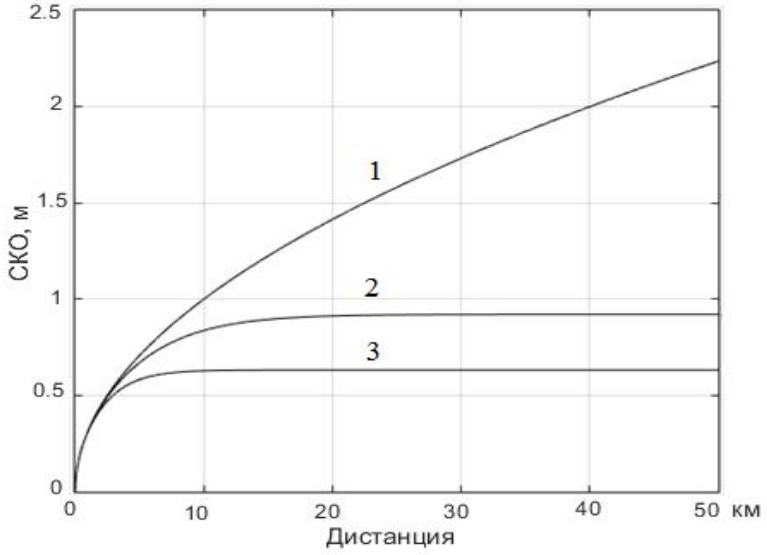


Рис. 2. Погрешности оценивания координат АНПА

Как видно из рисунка, при появлении ориентиров рост СКО ошибок существенно замедляется.

Предположим, что в поле зрения мобильного робота в момент дискретного времени j появился **новый ориентир** (рис.1), который можно включить в процесс оценивания координат. Уравнение для описания одной из координат нового неподвижного объекта $x_{нj} = x_{н(j-1)}$. Как показано в работах [2-5], для построения алгоритма фильтрации с момента j необходимо переопределить векторы и матрицы уравнений состояния и наблюдений.

После этого можно использовать стандартные уравнения калмановской фильтрации для оценивания координат АНПА и координат двух или более неподвижных ориентиров. На рис. 3 представлено сравнение погрешности оценивания координат при отсутствии ориентиров (кривая 1) и при появлении и выходе из зоны видимости АНПА ориентиров (кривая 2). Существенное замедление роста СКО при добавлении еще второго подводного ориентира на участке 30 – 45 км.

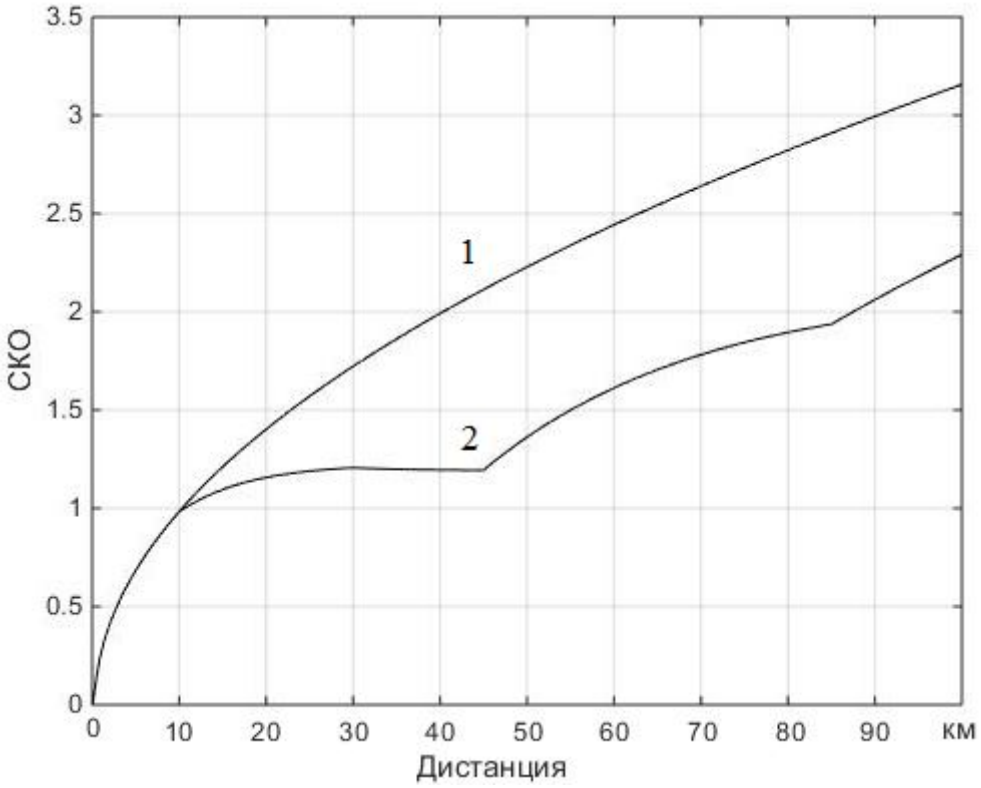


Рис. 3. Погрешности при появлении и пропадании ориентиров.

Рассмотрим теперь ситуацию, когда по каким-либо причинам необходимо **исключить** из процесса фильтрации один из ориентиров [2]. Такими причинами могут быть, например, выход ориентира из поля зрения или резкий скачок его координат из-за смещения яркой точки. Это требует исключить компоненту из вектора состояния, строку матрицы наблюдений, строку и столбец матрицы ковариаций ошибок прогнозирования, относящихся к компоненте исключаемого ориентира.

На рис. 3 продемонстрирован рост СКО при выходе из поля зрения одного ориентира на рубеже 45 км, а второго - на участке 85 км. Значительное увеличение погрешностей местоопределения АНПА при отсутствии ориентиров на интервале 85 – 100 км говорит о целесообразности применения рассмотренного динамического метода SLAM.

3. Заключение

Полученные результаты позволяют реализовать алгоритмы SLAM при динамическом изменении числа подводных ориентиров и оценить возможности повышения точности оценивания координат АНПА.

Работа поддержана грантом РФФИ № 16-41-732035

Литература

1. Агеев М. Д., Кисилёв Л. В., Матвиенко Ю. В. Автономные подводные роботы: системы и технологии.; под общ. ред. М. Д. Агеева. М.: Наука, 2005, 398 с.
2. Васильев К. К., Бобков А. В. Динамическое использование ориентиров для оценки координат автономных необитаемых подводных аппаратов // Информационно-измерительные и управляющие системы, 2017, № 12. – С. 11-15.

3. Васильев К. К. Оптимальная обработка сигналов в дискретном времени: учебное пособие. Москва, Радиотехника, 2016, 288 с.
4. Бобков А. В. Повышение точности навигации АНПА с использованием местных подводных ориетиров//Современные проблемы проектирования, производства и эксплуатации радиотехнических систем, 2017, № 1-2(10). – С. 63-65.
5. Васильев К. К., Гурман Д. А. Моделирование алгоритмов навигации и управления для автономных необитаемых подводных аппаратов // Автоматизация процессов управления, 2013, №3(33). – С. 27-31.

REFERENCES

1. Ageyev M. D., Kiselev L. V, Matviyenko YU. V. Autonomous unnamed vehicles: systems and technology/M.D. Ageyev – M.:Nauka, 2005.-398s.
2. Vasiliev K. K., Bobkov A. V. Dynamic use landmarkc for coordinates estimation//Information-measuring and Control Systems, 2017,№ 12. p. 11-15/
3. Vasiliev K. K. Using statistical methods in the design of ship communication systems and automatic traffic control//Automation of Control Processes, 2011, №1(23), p 72-77.
4. Bobkov A. V. Increase the accuracy if navigation of AUV using local underwater landmarks// Modern probleams of design, production and operation of radio engineering systems, 2017,№1-2(10). – p. 63-65.
5. Vasiliev K. K. Gurman D. A. Modelling of navigation and control algorithms for AUV//Automation of Control Processes,2013, №3(33),p 27-31.

МОДЕЛИРОВАНИЕ В СРЕДЕ MATLAB ДИНАМИКИ СИСТЕМЫ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ

В. В. Кузнецов[1]

[1]Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (БГУИР), Минск, Республика Беларусь

Аннотация. Рассматривается имитационное моделирование в среде MATLAB системы позиционирования с шестью степенями свободы на трёх планарных позиционерах.

Ключевые слова: моделирование в среде MATLAB, динамика, система позиционирования, блочно-модульная схема, интеграция с CAD-системами.

MODELING IN MATLAB OF DYNAMIC OF A POSITIONING SYSTEM

V. U. Kuzniatsou[1]

[1]Belorussian State University of Informatics and Radioelectronics (BSUIR), Minsk, Republic of Belarus

Abstract. Simulation in MATLAB of the positioning system with six degrees of freedom on three planar positioners.

Keywords: modeling in MATLAB, dynamic, positioning system, block-modular scheme, integration with CAD-systems.

В работе рассматривается имитационное моделирование динамики прецизионной системы позиционирования на трёх планарных позиционерах с кинематической структурой механизма параллельной кинематики в виде раскрывающегося тетраедра [1]. Системы позиционирования такого класса находят все больше применение в самы различных приложениях, включая радиолокацию и навигацию.

Моделирование выполнялось в MATLAB/Simulink [2] в соответствии с концепцией моделирования пакета Simscape. Этот пакет позволяет осуществлять моделирование поступательного и вращательного движения различной сложности в трех плоскостях, содержит набор инструментов для задания параметров звеньев (масса, координаты центра масс, моменты инерции, геометрические параметры), кинематических ограничений, локальных систем координат, способов задания и измерения движений. Динамическая модель системы реализуется в виде блочно-схемного описания механической структуры с помощью соответствующих функциональных элементов. В процессе моделирования автоматически осуществляется преобразование описания механической структуры физического объекта во внутреннюю эквивалентную математическую модель, построенную на основе уравнений Ньютона-Эйлера. Это значительно упрощает построение и реализацию динамической модели, не требуя непосредственного использования целого ряда дифференциальных уравнений, описывающих механические компоненты системы. Кроме того, в состав пакета Simscape дополнительно входят инструменты визуализации, которые позволяют получить трехмерные геометрические модели механизмов как в статике, так и в динамике.

Реализована поддержка интеграции с CAD (Computer-Aided Design) платформами, такими как Autodesk Inventor и SolidWorks, позволяет автоматически импортировать структурно-параметрическое описание модели системы в среду MATLAB/Simulink.

Построение имитационной динамической модели нами выполнялось при помощи встроенной среды Simulink в программный продукт MATLAB с использованием пакетов Simscape Multibody и Simscape Multibody Link, которое включало следующие шаги: разработку 3D-модели рассматриваемой системы перемещений в Autodesk Inventor с определенными конструктивными параметрами, определяющими массогабаритные и иннерционные характеристики; конвертацию созданной модели в Autodesk Inventor с помощью пакета Simscape Multibody среды Simulink, в блочно-модульную схему рассматриваемого механизма параллельной кинематики с шестью степенями свободы (рис. 1).

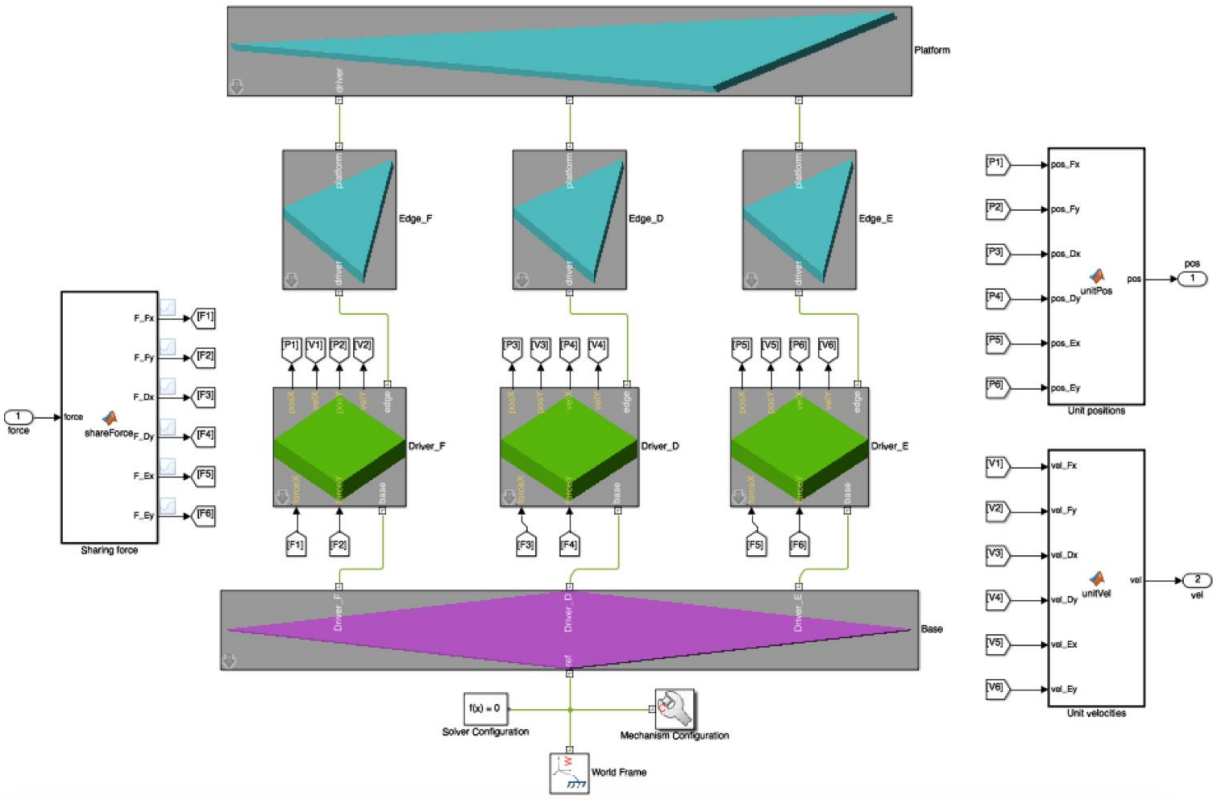


Рис. 1. Блочно-модульная схема системы позиционирования

Представленная схема включает блок *Sharing force* для подачи массива сил на планарные позиционеры, статор *Base*, планарные позиционеры *Driver_F*, *Driver_D*, *Driver_E*, связывающие элементы *Edge_F*, *Egde_D*, *Edge_E*, представляющие боковые звенья механизма и статор; боковые звенья в свою очередь находятся в непосредственном контакте с рабочей платформой *Platform*.

Глобальная система отсчета *World Frame*, представляющая выбранную систему координат S_0 при решении математической модели, связана со статором, внутренняя

структура которой включает блоки связывающие системы координат, а также блок, отвечающий за массогабаритные и инерционные характеристики *Base*.

Статор обеспечивает связь с тремя планарными позиционерами, внутренняя структура (рис. 2) которых включает блок, отвечающий за динамический характеристики *Driver_F*.

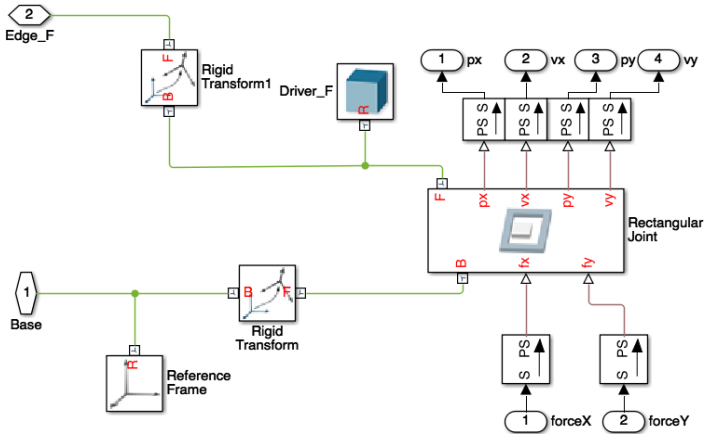


Рис. 2. Внутренняя структура планарного позиционера

Каждый из планарных позиционеров в свою очередь связан с соответствующим ему боковым звеном *Edge_F*, *Edge_D*, *Edge_E*, внутренняя структура которого включает сферический шарнир *Spherical Joint* для взаимодействия с планарным позиционером, блок, отвечающий за динамические характеристики *Solid*, а также блоки трансформации систем координат *Rigid Transform1* и *Rigid Transform2* для взаимодействия с рабочим звеном манипулятора.

Боковые звенья манипулятора связаны с рабочим звеном при помощи блоков *Revolute_F*, *Revolute_D*, *Revolute_E* внутренней структуры рабочей платформы.

В результате имитационного моделирования динамики рассматриваемой в работе системы проанализированы динамические условия перемещений подвижных планарных модулей в зависимости от реализации требуемых программных движений.

Литература

1. Карпович, С.Е. Системы многокоординатных перемещений на механизмах параллельной кинематики : монография / С.Е. Карпович [и др.]; под ред. д-ра техн. наук, проф. С.Е. Карповича. – Минск : Бестпринт, 2017. – 254 с.
2. Карпович, С.Е. Моделирование механизмов параллельной кинематики в среде MATLAB / Simulink. / С.Е. Карпович, В.В. Жарский, И.В. Дайняк, Е.А. Литвинов. – Минск : Беспринт, 2013. – 152 с.

References

1. Karpovich, S. E. Systems of multicoordinate displacements on mechanisms of parallel kinematics: monograph / S.E. Karpovich [and oth.]; .edited by doct. techn. sciences, prof. S.E. Karpovich. – Minsk : Bestprint, 2017. – 254 p.
2. Karpovich, S. E. Modeling of mechanisms of parallel kinematics in MATLAB/Simulink. / S.E. Karpovich, V.U. Jarski, I.V. Dainiak, E.A. Litvinau. – Minsk: Bestprint, 2013. – 152 p.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В КВ ДИАПАЗОНЕ. 1. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПЕЛЕНГАТОРА-ДАЛЬНОМЕРА

Г.Г. Вертоградов[1], В.П. Урядов[2], Е.Г. Чайка[1], В.А. Валов[3], Ф.И. Выборнов[2], А.В. Першин[2], А.С. Стародубровский[3]

[1] ЮФУ, г. Ростов-на-Дону, Россия, vertogradovgg@gmail.com
[2] НИРФИ ННГУ им. Н.И.Лобачевского, г. Нижний Новгород, Россия, uryadov.vp@nirfi.unn.ru
[3] АО «НПП «Полет», г. Нижний Новгород, Россия, onti@npp-polyot.ru

Аннотация. Представлены результаты однопозиционного определения местоположения источника радиоизлучения (ИРИ) на среднеширотной трассе Васильсурск – Ростов-на-Дону с помощью широко-апертурного пеленгатора-дальномера. Изложены способы определения углов прихода в условиях многолучевого приема радиосигналов. Сделаны оценки относительной погрешности однопозиционного определения дальности до ИРИ.

Ключевые слова: короткие волны; ионосфера; пеленгатор-дальномер; углы прихода; моделирование

DETERMINATION OF THE LOCATION OF RADIO EMISSION SOURCES IN HF BAND. 1. THE USE OF WIDE-APERTURE RANGE FINDER

G.G. Vertogradov[1], V.P. Uryadov[2], E.G. Chaika[1], V.A. Valov[3], F.I. Vybornov[2], A.V. Pershin[2], A.S. Starodubrovsky[3]

[1]SFU, Rostov-on-Don, Russia, vertogradovgg@gmail.com
[2] RRI UNN, Nizhny Novgorod, Russia, uryadov.vp@nirfi.unn.ru
[3] Polyot RPC", JSC, Nizhny Novgorod, Russia, onti@npp-polyot.ru

Abstract. The results of one-position determination of the location of radio emission source (RES) on the mid-latitude Vasilsursk-Rostov-on-Don path with help of wide-aperture range finder are presented. Methods for determining the angles of arrival in conditions of multipath reception of radio signals are described. The estimates of relative error of single-position determination of range to RES are made.

Keywords: HF; ionosphere; range finder; angles of arrival; modeling

1. Введение

Задача измерения двухмерных угловых координат источника излучения имеет важный прикладной характер, т.к. ее решение позволяет триангуляционным или однопозиционным способом [1,2] пространственно позиционировать источник радиоизлучения (ИРИ), т.е. с определенной точностью определять его географические координаты.

Для однопозиционного местоопределения источника декаметровых волн (ДКМВ) достаточно из одного приемного пункта (одной позиции) измерить углы прихода хотя бы одного луча от источника радиоизлучения (ИРИ) и знать или задать каким-либо способом ионосферную обстановку (пространственное распределение электронной концентрации). Затем по измеренным углам прихода радиоволны в трехмерно-

неоднородной магнитоактивной ионосфере в геометрооптическом приближении необходимо построить лучевую траекторию принятого сигнала и найти координаты ИРИ [3] как координаты точки пересечения лучевой траекторией поверхности Земли. Однако дискретная многолучевая структура поля ДКМВ в зоне приема и нерегулярная пространственная и временная изменчивость ионосферы существенно усложняют решение этой задачи. Временная и пространственная изменчивость ионосферы может давать большие погрешности определения координат ИРИ при построении лучевых траекторий принимаемых сигналов [3-5].

Задача определения координат ИРИ непосредственно связана с решением проблемы качества прогнозирования и диагностики пространственного распределения электронной концентрации в ионосфере [3-5]. Состояние спокойной ионосферы достаточно хорошо предсказывается. Например, пространственное распределение электронной концентрации, необходимое для построения лучевой траектории, может быть найдено на основе современной модели IRI-2012 [6]. Однако достоверные модели перемещающихся ионосферных возмущений (ПИВ) и прогнозы их параметров в настоящее время отсутствуют. Ситуация усложняется еще тем, что в современных угломерно-дальномерных комплексах по причинам, указанным выше, не всегда предпринимают меры для разделения парциальных лучей, формирующих поле ДКМВ в зоне приема. В результате при экспериментальном оценивании координат источников однопозиционным методом основной вклад в погрешности вносят интерференционные ошибки [1, 2]. При этом влияние среды и потенциальные точностные ограничения однопозиционного метода, связанные с особенностями распространения ДКМВ через ионосферу, выделить трудно. В этой связи представляет интерес сравнить различные радиофизические методы определения местоположения ИРИ.

Работа состоит из двух частей. В первой части изложены способы определения углов прихода КВ сигналов в условиях многолучевого приема, дается краткое описание аппаратуры и условий проведения наблюдений и представлены результаты измерений на среднеширотной трассе Васильсурск (Нижегородской обл.) – Ростов-на-Дону с помощью широко-апертурного пеленгатора-дальномера. Во второй части представлены результаты экспериментальных исследований углов прихода различных мод КВ-сигналов с использованием ЛЧМ ионозонда – радиопеленгатора. Проведено моделирование ДЧХ, АЧХ и УЧХ в условиях перемещающихся ионосферных возмущений и сделаны оценки погрешности однопозиционного метода определения дальности до источника излучения при различных способах задания ионосферной обстановки.

2. Способы определения углов прихода в условиях многолучевого приема

В настоящее время, несмотря на развитость методов временного и пространственного спектрального анализа [2, 7-9], не существует способа, который бы однозначно обеспечивал разделение многолучевого поля КВ на парциальные лучи и вычисление их двухмерных угловых координат. Это обусловлено несколькими особенностями, из которых перечислим только основные: лучи, формирующие поле

радиоволн не являются полностью некогерентными, особенно на малых выборках, а помехи не всегда можно считать белым шумом; параметры парциальных лучей (амплитуды, фазы, углы прихода изменяются во времени с характерными временами, не превышающими 10-30 секунд); поле в зоне приема формируется не только дискретными лучами, но существенный вклад оказывает рассеяние на неоднородностях различной природы и масштабов, количество лучей распространения, которые можно четко выделить, меняется со временем; диффузность парциальных мод возрастает с увеличением их порядка, а угловое расстояние между модами уменьшается при увеличении протяженности трассы; обыкновенные и необыкновенные лучи одной моды в большинстве случаев имеют малое угловое различие. Учитывая все сказанное, для разделения поля КВ-сигналов на парциальные лучи и моды, в работе были использованы два способа, предполагающие одновременно спектральную обработку во временной и пространственной областях. Первый способ основывался на методе MUSIC с предварительной частотно-временной обработкой, локализацией и выделением принимаемых сигналов в спектральной области [7,8]. Второй способ обеспечивал разделение парциальных лучей по групповой задержке на основе использования непрерывных ЛЧМ-сигналов, а затем - пространственный спектральный анализ для определения углов прихода [10].

3. Аппаратура и условия проведения эксперимента

Верификация разработанных алгоритмов проводилась на среднеширотной трассе Васильсурск (56,1°N, 46,1°E) – Ростов-на-Дону (47,3°N, 39,7°E) протяженностью 1078 км, азимут на передатчик из приемного пункта составляет 21.2°. В экспериментальных исследованиях использованы два программно-аппаратных комплекса измерения углов прихода. Первый – многоканальный широко-апертурный комплекс измерения углов прихода ДКМВ. Алгоритм функционирования пеленгатора описан в работе [7]. Второй комплекс – ЛЧМ ионозонд-радиопеленгатор, подробное описание алгоритма функционирования которого приведено в работах [10]. Оба комплекса работали от одной антенной решетки состоящей из 16-ти активных антенных элементов высотой 2.5 м с произвольной пространственной конфигурацией, размещенных на площадке 100 м х 100 м. Сигнал каждой из антенн решетки разветвлялся с помощью усилителя-разветвителя на два направления. Прием осуществлялся в обоих комплексах синхронно с помощью 16-и канального когерентного радиоприемного устройства (РПУ) с преобразованием частоты. Оцифровка сигналов промежуточной частоты каждого канала выполнялась с помощью когерентного 16-и канального АЦП. Стабильность задающего генератора многоканальных РПУ и синтезатора частоты дискретизации многоканальных АЦП обеспечена рубидиевым стандартом. Антенно-фидерный тракт при перестройке на частоту принимаемого сигнала для комплекса пеленгатора-дальномера автоматически предварительно калибровался так, что максимальная абсолютная фазовая неидентичность каналов не превышала 3є, а абсолютная амплитудная неидентичность каналов не превышала 2%. Антенно-фидерный тракт ЛЧМ

ионозонда-радиопеленгатора калибровался автоматически не реже одного раза в четыре часа в промежутках между сеансами зондирования.

Управление РПУ, АЦП, а также цифровая обработка сигналов с целью извлечения информационных параметров осуществлялась с помощью многопроцессорной ЭВМ, временная синхронизация которой с мировым временем обеспечивалась с помощью GPS.

Экспериментальные исследования проводились 7, 8 декабря 2016 г. и 8, 9 февраля 2017 г. В качестве контролируемых ИРИ использовался собственный передатчик, размещенный в Васильсурске Нижегородской обл. Передатчик работал в двух режимах. Первый режим: периодическое излучение непрерывного ЛЧМ-сигнала с нулевой минуты часа с периодом зондирования 2 минуты в диапазоне 3–17 МГц со скоростью перестройки частоты 200 кГц/с. ЛЧМ-зондирование осуществлялось в обоих циклах измерений. Второй режим: непрерывное излучение несущего колебания последовательно на различных частотах. Излучение осуществлялось интервалами по 3 минуты последовательно на частотах 5750, 6720 и 8060 кГц с перерывами в 1 минуту для перестройки частоты. Мощность передатчика составляла 300 Вт. Здесь приведены результаты по первому циклу измерений. За время экспериментов сеансы ЛЧМ-зондирования проводились в дневной период с 06:00 UT до 14:00 UT, а сеансы непрерывного излучения несущего колебания проводились в полуденные часы суток.

Состояние ионосферы контролировалось по данным станции вертикального зондирования (ВЗ) “Парус” в г. Ростове-на-Дону (см. сайт Центра мониторинга геофизической обстановки над территорией России http://space-weather.ru).

Наблюдения проходили в умеренно-спокойной магнитной обстановке с индексом Кр ≤ 2-3. 8 декабря 2016 г. отмечалось небольшое возмущение геомагнитного поля с индексом Кр = 4.

4. Результаты измерений и моделирования

Режим непрерывного излучения несущей на фиксированных частотах

В режиме непрерывного излучения монохроматического сигнала моды распространения разделялись по углам прихода на основе пеленгования методом MUSIC. Для каждого дня получено по несколько сотен значений измерений для углов прихода монохроматической волны для различных мод распространения.

Идентификация мод распространения выполнена на основе математического моделирования ионосферного радиоканала [11,12] на тестируемой трассе с использованием прогностического пространственного распределения электронной концентрации, полученного на основе модели ионосферы IRI-2012 [6].

Идентификация углов прихода по модам распространения осуществлялась следующим способом. По измеренным углам прихода решалась обратная задача однопозиционного местоопределения с использованием прогностической модели IRI-2012. Т.е. из точки приема для каждого из измеренных углов прихода строилась многоскачковая лучевая траектория в неоднородной магнитоактивной ионосфере.

Вычислялась дальность до ИРИ для одно-, двух- и трех скачковых траекторий обыкновенных и необыкновенных мод распространения. Относительно точки географического расположения ИРИ (Васильсурск) по дальности устанавливался доверительный интервал ±20% от истинной дальности и ±10° по азимуту. Идентификация моды распространения осуществлялась по признаку попадания точки пересечения лучевой траектории с поверхностью земли для соответствующего скачка какой-либо магнитоионной компоненты в указанную доверительную область. При этом идентификация E или F мод осуществлялась по высоте отражения на каждом скачке при построении лучевой траектории в прогнозируемой ионосфере.

Согласно полученным данным вариации углов прихода односкачковых мод распространения имеют значительную ширину. Это обусловлено тем, что односкачковый сигнал формируется в результате интерференции нескольких мод распространения, и, прежде всего, обыкновенной ($1F_0$) и необыкновенной ($1F_x$) мод. Причем углового разрешения недостаточно для разделения односкачковых мод обыкновенной и необыкновенной поляризаций. Как следствие, диапазон вариаций углов места односкачковых мод 1F2 на исследуемой трассе занимает интервал ~20–32°. Изменения угла прихода в азимутальной плоскости достигают 4–5°. Таким образом, даже при селекции углов прихода волны по моде распространения, как углы места, так и азимуты прихода лучей отдельных мод распространения имеют существенный разброс. Причина этого явления лежит в особенностях квазипериодических вариаций пространственного распределения ионизации в ионосфере под влиянием перемещающихся ионосферных возмущений (ПИВ). Влияние ПИВ на углы прихода будет проиллюстрировано ниже. Еще в большей степени влияние ПИВ имеет место на углах места и азимутах прихода двухскачковых и трехскачковых мод распространения 2F2, 3F2.

После описанной процедуры селекции все множество измеренных углов прихода было рассортировано по модам распространения. Для каждой моды и каждого сеанса измерений оценены следующие характеристики: средний угол места $\Delta^{(c)}$ и его среднеквадратичное отклонение σ_Δ; средний азимут прихода волны $\alpha^{(c)}$ и среднеквадратичное отклонение азимута от истинного направления из точки приема на передатчик σ_α. Полученные результаты приведены в таблице 1. Для каждой из контролируемых частот указано среднее за сеанс измерений значение отношения сигнал/шум (С/Ш) в полосе, согласованной с сигналом. Эксплуатационная погрешность σ_α для моды 1F2 оставляет 1°–1.5°. Для моды 2F2 вариации в азимутальной плоскости примерно в два раза больше. Вариации угла места для моды 1F2 составляют $\sigma_\Delta \approx 1.6°$–3.5°, а для моды 2F2 вариации принимают большие значения $\sigma_\Delta \approx 3.6°$–5.5°. Увеличение вариаций азимута для кратных мод распространения обусловлено двумя факторами: первый связан, как будет показано ниже, с влиянием на углы прихода перемещающихся ионосферных возмущений (ПИВ); второй – связан с отражением от неровной (не горизонтальной) земной поверхности в области отражения. Существенные значения σ_Δ,

по нашему мнению, обусловлены интерференцией неразделенных обыкновенной и необыкновенной мод распространения и влиянием ПИВ.

Таблица. Результаты оценки углов прихода и дальности до ИРИ при излучении монохроматических сигналов (1-й этап 7-8 декабря 2016 г.)

f=5720 кГц С/Ш=9.4 дБ	**2E**	**1F2**	**2F2**	**3F2**
$\Delta^{(c)}$; σ_Δ, град.	16.3; 3.1	27.4; 4.1	42.4; 3.2	50.5; 3.6
$\alpha^{(c)}$; σ_α, град.	18.2; 2.9	20.7; 2.6	21.9; 2.8	21.5; 3.4
$S^{(c)}$; σ_S, км	-	-	919.1; 93.8	1117.0; 117.3
δS, %	-	-	17.2	11.4
$D^{(c)}$;σ_{Sc}, км	1236.9; 26.0	964.0; 67.3	1010.5; 80.3	1156.3; 74.6
$\delta S^{(c)}$, %	14.9	12.3	9.8	10.0
f=6720 кГц С/Ш=16.0 дБ	**1E**	**1F2**	**2F2**	**-**
$\Delta^{(c)}$; σ_Δ, град.	13.4; 3.9	25.9; 3.8	42.3; 5.4	-
$\alpha^{(c)}$; σ_α, град.	20.0; 2.3	20.3; 1.1	18.9; 3.1	-
$S^{(c)}$; σ_S, км	1079.4; 143.6	900.1; 66.0	1003.2;136.3	-
δS, %	13.3	17.6	14.4	-
$D^{(c)}$; σ_{Sc}, км	1084.8; 145.1	1065.9; 121.6	1122.0;130.3	-
$\delta S^{(c)}$, %	13.5	11.3	12.7	-
f=8060 кГц С/Ш=24.5 дБ	**1E**	**1F2**	**2F2**	**-**
$\Delta^{(c)}$; σ_Δ, град.	12.9; 3.6	26.1; 4.4	46.1; 4.5	-
$\alpha^{(c)}$; σ_α, град.	23.1; 3.0	20.7; 1.4	18.2; 2.6	-
$S^{(c)}$; σ_S, км	1031.7; 122.0	922.9; 83.4	1029.5; 87.1	-
δS, %	12.1	16.5	9.3	-
$D^{(c)}$; σ_{Sc}, км	1002.8; 106.6	1008.8; 98.9	1205.0; 30.3	-
$\delta S^{(c)}$, %	12.1	11.2	12.0	-

После селекции результатов измерений углов прихода по модам распространения для оценки координат ИРИ решалась обратная задача. Для этого по модели IRI–2012 на основе трехмерной сплайн-аппроксимации, обеспечивающей непрерывность функции вместе с производными до второго порядка включительно, восстанавливалось пространственное распределение электронной концентрации по широте, долготе и высоте с шагом по времени 15 минут. Измеренные углы прихода отдельных мод распространения использовались для построения многоскачковой лучевой траектории на основе решения характеристических уравнений, записанных для магнитоактивной, трехмерно-неоднородной модельной ионосферы [11,12]. Координаты точки пересечения соответствующего скачка лучевой траектории с поверхностью Земли (азимут трассы – α, расстояние до ИРИ – S) принимались за оценочное место расположения ИРИ. В

таблице приведены среднее значение дальности $S^{(c)}$, среднеквадратичное отклонение дальности от локального среднего значения σ_S, относительное среднеквадратичное отклонение расстояния до ИРИ δS от истинного значения S_0.

Понятно, что величина δS обуславливается как вариациями дальности под влиянием различных динамических процессов в ионосфере, так и локальными систематическими смещениями кажущегося расположения ИРИ под действием отклонения модельного пространственного распределения ионизации в ионосфере от истинного распределения. Усредненные значения относительной погрешности однопозиционной оценки дальности до ИРИ для различных мод распространения составляют ~14.6%. Полученное значение хорошо согласуется с результатами работы [7], в которой получены аналогичные оценки погрешности определения однопозиционной дальности для других среднеширотных трасс протяженностью от 1000 км до 3000 км, а так же с работами [13,14] для австралийского региона. По результатам многолетних измерений на различных частотах, на трассах разной протяженности и ориентации, это значение ~15% следует признать в качестве типичного при условии использования прогностических моделей ионосферы и разделения многолучевого поля на парциальные составляющие.

Подобные погрешности 12–15% оценки однопозиционной дальности, обусловлены на наш взгляд двумя факторами. Первый фактор – отклонение реального N(h)-профиля от прогностического по модели IRI-2012, особенно в нижней части слоя F2, которое можно пытаться уменьшить привлечением данных текущей диагностики ионосферы. Второй фактор – влияние ПИВ, которое не может быть потенциально уменьшено, так как достоверных прогностических моделей ПИВ и средств текущей диагностики их параметров в настоящее время не существует.

В работе рассмотрена возможность уменьшения погрешностей однопозиционного местоопределения путем адаптации ионосферной модели по данным текущей диагностики на основе ВЗ. Для подобных исследований оптимально подходила станция ВЗ “Парус” в г. Ростов-на-Дону (RV149), к данным которой имеется общий доступ на сайте Центра мониторинга гелиофизической обстановки над территорией РФ (www.space-weather.ru). В силу особенностей модели ионосферы IRI-2012, модельное высотное распределение электронной концентрации (N(h)-профиль) в заданной точке расположения станции может быть откорректировано по параметрам регулярных ионосферных слоев E, F1, F2 – критическим частотам и высотам максимума.

Координаты ИРИ находились путем построения лучевой траектории в магнитоактивной, трехмерной адаптированной по данным ВЗ ионосфере. Для этого, по всем измеренным углам прихода по адаптированной ионосферной модели вычислялись координаты источника излучения, средняя дальность $D^{(c)}$ до ИРИ, среднеквадратичное отклонение текущей дальности от среднего значения σ_{Sc} и относительная среднеквадратичная погрешность оценки дальности до ИРИ относительно истинной дальности $\delta S^{(c)}$. Результаты приведены в таблице 1. В среднем коррекция модели IRI-2012 по данным ВЗ в одной точке, расположенной в области приема несколько

уменьшает погрешности оценки однопозиционной дальности до ИРИ. Например, средняя относительная погрешность уменьшается до 12% по сравнению со значением 14.6%, которое зафиксировано без коррекции модели IRI-2012.

5. Заключение

Согласно полученным данным эксплуатационная погрешность σ_α для моды 1F2 оставляет 1°–1.5°. Для моды 2F2 вариации в азимутальной плоскости примерно в два раза больше. Вариации угла места для моды 1F2 составляют $\sigma_\Delta \approx 1.6°–3.5°$, а для моды 2F2 вариации принимают большие значения $\sigma_\Delta \approx 3.6°–5.5°$. Увеличение вариаций азимута для кратных мод распространения обусловлено двумя факторами: первый, как будет показано во втором докладе, связан с влиянием на углы прихода перемещающихся ионосферных возмущений (ПИВ); второй – связан с отражением от неровной (не горизонтальной) земной поверхности в области отражения. Существенные значения σ_Δ, по нашему мнению, обусловлены интерференцией неразделенных обыкновенной и необыкновенной мод распространения и влиянием ПИВ.

Усредненные значения относительной погрешности однопозиционной оценки дальности до ИРИ для различных мод распространения составляют ~14.6%. Понятно, что величина δS обуславливается как вариациями дальности под влиянием различных динамических процессов в ионосфере, так и локальными систематическими смещениями кажущегося расположения ИРИ под действием отклонения модельного пространственного распределения ионизации в ионосфере от истинного распределения.

Подобные погрешности 12–15% оценки однопозиционной дальности, обусловлены на наш взгляд двумя факторами. Первый фактор – отклонение реального N(h)-профиля от прогностического по модели IRI-2012, особенно в нижней части слоя F2, которое можно пытаться уменьшить привлечением данных текущей диагностики ионосферы. Второй фактор – влияние ПИВ, которое не может быть потенциально уменьшено, т.к. достоверных прогностических моделей ПИВ и средств текущей диагностики их параметров в настоящее время не существует.

В работе рассмотрена возможность уменьшения погрешностей однопозиционного местоопределения путем адаптации ионосферной модели по данным текущей диагностики на основе ВЗ. В среднем коррекция модели IRI-2012 по данным ВЗ в одной точке, расположенной в области приема несколько уменьшает погрешности оценки однопозиционной дальности до ИРИ. Например, средняя относительная погрешность уменьшается до 12% по сравнению со значением 14.6%, которое зафиксировано без коррекции модели IRI-2012.

6. Благодарности

Работа В.П. Урядова, Ф.И. Выборнова и А.В. Першина выполнена при финансовой поддержке базовой части Госзадания Минобрнауки РФ (шифр 3.7939.2017/8.9).

Литература

1. Gething P.J.D. Radio direction-finding and resolution of multicomponent wave-filds. – London: Peter Peregrinus Ltd, 1976, 329 p.
2. Gething P.J.D. Radio direction finding and superresolution. – London: Peter Peregrinus Ltd, 1990, 365 p.
3. Барабашов Б.Г., Вертоградов Г.Г., Хонду А.А. Оценка эффективности использования вертикального зондирования в угломерно-дальномерных комплексах диапазона декаметровых радиоволн // Радиотехника. – 1987. – № 9. – С. 3–7.
4. Вертоградов Г.Г., Кондаков Е.В. Ошибки решения обратной задачи одноточечного местоопределения, обусловленные погрешностями прогнозирования состояния ионосферы// Геомагнетизм и аэрономия. –2003. –Т.43, № 6. – С. 799–803.
5. Денисенко П.Ф., Вертоградов Г.Г., Шевченко В.Н., Кузнецов Е.В. Использование радиодиагностики ионосферы в задаче пеленгации источников декаметрового излучения // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2006. –Т.11, № 5. – С.24–27.
6. Bilitza D., Altadill D., Zhang Y., Mertens C., Truhlik V., Richards P., McKinnell Lee-Anne, Reinisch B. The International Reference Ionosphere 2012 – a model of international collaboration // J. Space Weather Space Clim., 2014, vol.4, no. A07, pp. 1–12. DOI: 10.1051/swsc/2014004.
7. Вертоградов Г.Г., Чайка Е.Г. Оценка точности однопозиционного местоопределения на среднеширотных трассах при различных способах задания ионосферной обстановки // Радиотехника. – 2016. – №11. – С.217–224.
8. Марпл.-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. – М.: Мир, 1990. –584с.
9. Вертоградов Г.Г., Мятежников Ю.П. Многооконный метод спектрального анализа сигналов, отраженных от ионосферы // Геомагнетизм и аэрономия. –2004. – Т.44, № 3. – С. 357–371.
10. Вертоградов Г.Г, Урядов В.П., Скляревский М.С., Валов В. А. Наклонное зондирование ионосферы с помощью ионозонда-радиопеленгатора с линейной частотной модуляцией сигнала // Изв. Вузов. Радиофизика. –2016. – Т.59, № 11. – С. 991–1016.
11. Барабашов Б.Г., Вертоградов Г.Г. Динамическая адаптивная структурно-физическая модель ионосферного радиоканала // Математическое моделирование. –1996. –Т.8, № 2. – С.3–18.
12. Вертоградов Г.Г. Имитатор широкополосного ионосферного радиоканала // Радиотехника и электроника. –2003. –Т.48, № 11. – С.1322–1329.
13. Lay K. A real-time HF Single-Station Location system development // Radar, 2008 International Conference, Adelaide, Australia, 2008, pp. 309–310.
14. Lay K. Automatic Single-Station Location software for HF direction finding systems// Ionospheric radio Systems and Techniques, 2009. (IRST 2009). The Institution of Engineering and Technology 11th International Conference on. 28-30 April 2009. pp. 1–5. DOI:10.1049/cp2009.0083.

References

1. Gething P.J.D. Radio direction-finding and resolution of multicomponent wave-filds. – London: Peter Peregrinus Ltd, 1976, 329 p.
2. Gething P.J.D. Radio direction finding and superresolution. – London: Peter Peregrinus Ltd, 1990, 365p.

3. Barabashov B.G., Vertogradov G.G., Hondu A.A. Estimation of the effectiveness of the use of vertical sounding in the angular-rangefinder complexes of the range of decameter radio waves // Radiotechnika, 1987, no. 9, pp. 3–7 (in Russian).
4. Vertogradov G.G., Kondakov E.V. Errors in the solution of the inverse problem of single-point position determination caused by errors in predicting the state of the ionosphere // Geomagnetism and aeronomiya, 2003, vol. 43, no. 6, pp.799–803 (in Russian).
5. Denisenko P.F., Vertogradov G.G., Shevchenko V.N., Kuznetsov E.V. The use of radio diagnostics of the ionosphere in the problem of directing decameter radiation sources // Electromagnetic waves and electronic systems, 2006, vol. 11, no. 5, pp. 24–27 (in Russian).
6. Bilitza D., Altadill D., Zhang Y., Mertens C., Truhlik V., Richards P., McKinnell Lee-Anne, Reinisch B. The International Reference Ionosphere 2012 – a model of international collaboration// J. Space Weather Space Clim., 2014, vol. 4, no. A07, pp. 1–12. DOI: 10.1051/swsc/2014004.
7. Vertogradov G. G., Chaika E.G. Estimation of the accuracy of single-position location on mid-latitude paths with different methods of setting the ionospheric situation // Radiotekhnika, 2016, no. 11, pp. 217–224 (in Russian).
8. Marple S.L. Jr. Digital spectral analysis with applications. Prentice-Hall, Inc., New Jersey, 1987.
9. Vertogradov G. G., Myatezhnikov Yu.P. Multi-window method of spectral analysis of signals reflected from the ionosphere // Geomagnetism and aeronomiya, 2004, vol. 44, no. 3, pp. 357–371(in Russian).
10. Vertogradov G. G., Uryadov V.P., Sklyarevsky M.S., Valov V.A. Oblique sounding of the ionosphere by means of an ionosonde – direction finder with chirp signal // Radiophysics and Quantum Electronics, 2016, vol. 59, no. 11, pp. 888–899 (Engl. Transl.).
11. Barabashov B.G., Vertogradov G. G. Dynamic adaptive structural-physical model of ionospheric radio channel // Mathematical modeling, 1996, vol. 8, no. 2, pp. 3–18 (in Russian).
12. Vertogradov G. G. Simulator of broadband ionospheric radio channel // Radio engineering and electronics, 2003, vol. 48, no. 11, pp. 1322–1329 (in Russian).
13. Lay K. A real-time HF Single-Station Location system development // Radar, 2008 International Conference, Adelaide, Australia, 2008, pp. 309–310.
14. Lay K. Automatic Single-Station Location software for HF direction finding systems // Ionospheric radio Systems and Techniques, 2009. (IRST 2009). The Institution of Engineering and Technology 11th International Conference on 28-30 April 2009, pp. 1–5. DOI:10.1049/cp2009.0083.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В КВ ДИАПАЗОНЕ. 2. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЛЧМ ИОНОЗОНДА-РАДИОПЕЛЕНГАТОРА

Г.Г. Вертоградов[1], В.П.Урядов[2], Е.Г.Чайка[1], В.А.Валов[3], Ф.И.Выборнов[2], А.В.Першин[2], А.С.Стародубровский[3]

[1] ЮФУ, г. Ростов-на-Дону, Россия, vertogradovgg@gmail.com
[2] НИРФИ ННГУ им. Н.И.Лобачевского, г. Нижний Новгород, Россия, uryadov.vp@nirfi.unn.ru
[3] АО «НПП «Полет», г. Нижний Новгород, Россия, onti@npp-polyot.ru

Аннотация. Представлены результаты однопозиционного определения местоположения источника радиоизлучения (ИРИ) на среднеширотной трассе Васильсурск – Ростов-на-Дону с помощью ЛЧМ ионозонда-радиопеленгатора. Приведены результаты моделирования характеристик КВ-сигналов в условиях ПИВ. Получено, что средняя погрешность определения дальности до ИРИ составляет ~ 13%.

Ключевые слова: ионосфера; ЛЧМ ионозонд-радиопеленгатор; моделирование; пеленгация

DETERMINATION OF THE LOCATION OF RADIO EMISSION SOURCES IN HF BAND. 2. THE USE OF CHIRP IONOSONDE-DIRECTION FINDER

G.G.Vertogradov[1], V.P.Uryadov[2], E.G.Chaika[1], V.A.Valov[3], F.I.Vybornov[2], A.V.Pershin[2], A.S.Starodubrovsky[3]

[1]SFU, Rostov-on-Don, Russia, vertogradovgg@gmail.com
[2] RRI UNN Nizhny Novgorod, Russia, uryadov.vp@nirfi.unn.ru
[3] «Polyot RPC», JSC, Nizhny Novgorod, Russia, onti@npp-polyot.ru

Abstract. The results of one-position determination of the location of radio emission source (RES) on the mid-latitude Vasilsursk-Rostov-on-Don path with help of chirp ionosonde - direction finder are presented. The results of modeling HF signals characteristics under conditions of TIDs are adduced. It is found that an average error in determining the range to RES is ~ 13%.

Keywords: ionosphere; chirp ionosonde – direction finder; modeling; positioning

1. Введение

Как уже говорилось, задача определения координат ИРИ непосредственно связана с решением проблемы качества прогнозирования и диагностики пространственного распределения электронной концентрации в ионосфере [1-3]. Состояние спокойной ионосферы достаточно хорошо предсказывается. Например, пространственное распределение электронной концентрации, необходимое для построения лучевой траектории, может быть найдено на основе современной модели IRI-2012 [4]. Однако достоверные модели перемещающихся ионосферных возмущений (ПИВ) и прогнозы их параметров в настоящее время отсутствуют. В то же время, известно, что среднемасштабные ПИВ с периодами ~ 20 – 90 минут существуют в ионосфере практически постоянно [5]. Поэтому, значительный интерес представляет использование нового инструмента – ЛЧМ ионозонда-радиопеленгатора, позволяющего

измерять все ключевые характеристики ионосферного КВ канала (ДЧХ, АЧХ и УЧХ) всех мод распространения и на основе сопоставления экспериментальных и модельных данных определить влияние ПИВ на дистанционно-угловые характеристики, а следовательно, и на точность позиционирования ИРИ.

В докладе представлены результаты исследований ДЧХ, АЧХ и УЧХ на среднеширотной трассе Васильсурск (Нижегородской обл.) – Ростов-на-Дону с помощью ЛЧМ ионозонда-радиопеленгатора, приведены результаты моделирования распространения КВ-сигналов в условиях ПИВ и сделаны оценки погрешности однопозиционного метода определения дальности до источника излучения при различных способах задания ионосферной обстановки.

2. РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ И МОДЕЛИРОВАНИЯ.

Режим излучения непрерывного ЛЧМ-сигнала

В режиме излучения непрерывного ЛЧМ-сигнала моды распространения разделялись по групповым задержкам. Примеры многомерных ионограмм показаны на рис.1. На каждой многомерной ионограмме показаны 4-е частотные характеристики разделенных мод распространения: вверху слева – ДЧХ; внизу слева – АЧХ; вверху справа – первая УЧХ (зависимость угла места каждой моды распространения от частоты $\Delta(f)$); внизу справа – вторая УЧХ (зависимости азимута прихода каждой моды распространения от частоты $\alpha(f)$).

Для вычисления в процессе зондирования характеристик распространения (групповой задержки, относительной амплитуды, углов прихода радиоволны) на каждой средней частоте обрабатывался ЛЧМ-сигнал с полосой ~40 кГц. Соответственно результаты пеленгования отдельных мод распространения в каждом сеансе зондирования также получены с шагом по частоте 40 кГц. Пеленговались только те парциальные сигналы различных мод распространения, для которых отношение сигнал/шум в согласованной полосе разностного сигнала превышало 6 дБ.

Далее для каждого сеанса НЗ на всех частотах идентифицированных мод распространения решалась обратная задача однопозиционного местоопределения. Пространственное распределение электронной концентрации в ионосфере задавалось на основе модели IRI-2012 по описанной выше методике. В итоге для каждого сеанса НЗ каждой моды распространения усреднением по частоте вычислялись: средний азимут прихода $\alpha^{(c)}$; среднеквадратичное отклонение азимута прихода волны σ_α от истинного азимута α_0; среднее значение оценки однопозиционной дальности до источника $S^{(c)}$, среднеквадратичное отклонение дальности S от среднего значения σ_S; относительная среднеквадратичная погрешность δS оценки дальности до ИРИ относительно истиной дальности S_0.

В дальнейшем пространственное распределение электронной концентрации в ионосфере корректировалось по данным ВЗ ростовской станции RV149. Использована методика коррекции, изложенная выше. Для оценки дальности до ИРИ в адаптированной по результатам станции RV149 модельной ионосфере на всех частотах всех мод распространения решалась обратная задача однопозиционного

местоопределения. По каждой моде выполнялось усреднение в частотной области результатов оценок дальности. Вычислялись: среднее значение дальности до источника $D^{(c)}$; среднеквадратичное отклонение оценки дальности от среднего значения σ_{Sc}; относительная среднеквадратичная погрешность оценки дальности до ИРИ $\delta S^{(c)}$ относительно истинной дальности S_0.

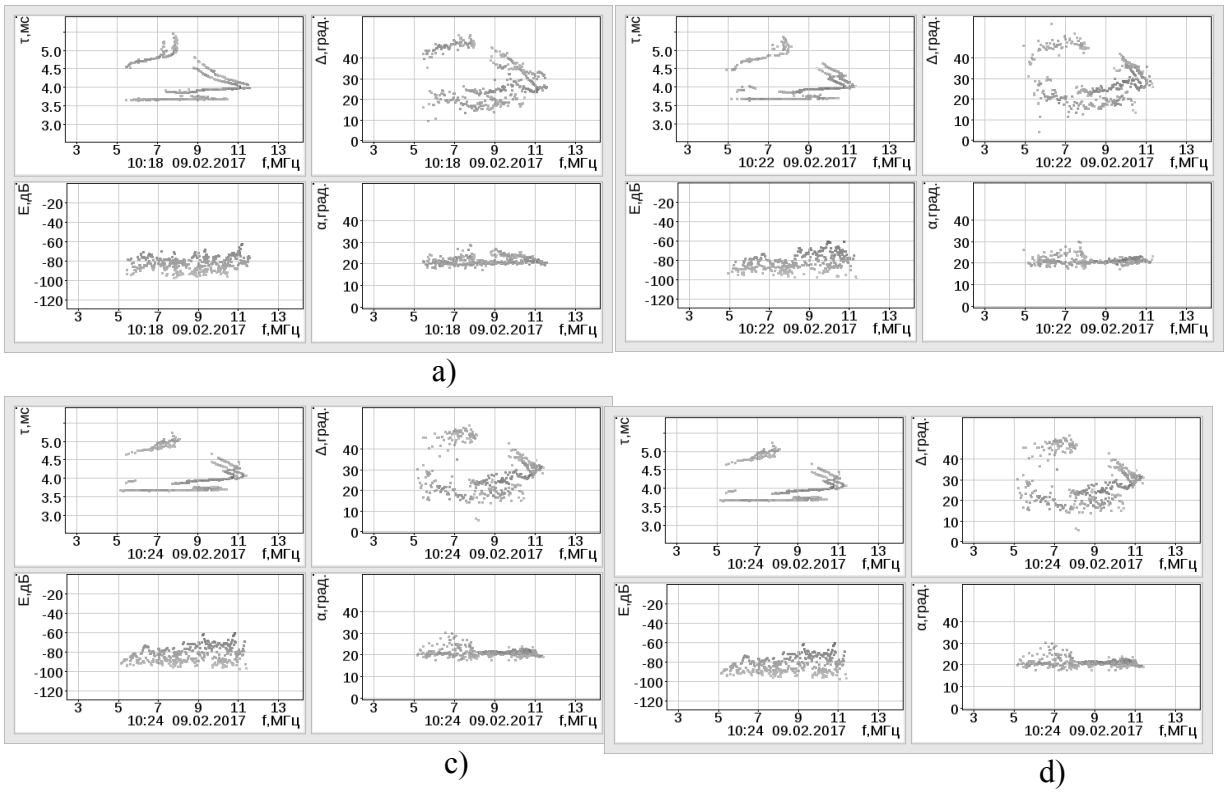


Рис. 1. Влияние перемещающихся ионосферных возмущений на частотные характеристики распространения радиоволн на трассе Васильсурск – Ростов-на-Дону, 09:02:2017 г. Показана динамика характеристик от времени: a) – 10:18 UT, b) – 10:22 UT, c) – 10:24 UT, d) – 10:26 UT.

Полученные результаты для отдельных сеансов зондирования приведены в таблице.

Таблица. Результаты пеленгования и однопозиционного местоопределения ЛЧМ-передатчика для нескольких сеансов наклонного зондирования

09:46 UT 07.12.2016 г.	$S^{(c)}$, км	σ_S, км	$\alpha^{(c)}$, град.	σ_α, град.	$D^{(c)}$, км	σ_{Sc}, км	δS, %	$\delta S^{(c)}$, %
$1E_S$	-	-	21.0	0.1	875.2	38.6	-	19.2
$2E_S$	-	-	21.1	1.1	1055.5	104.0	-	9.9
$1F2_o$	967.1	81.3	21.7	1.36	1025.4	101.3	12.7	10.6

$1F2_x$	900.3	92.2	22.4	1.85	1235.4	5.7	18.6	14.5
$2F2_{o,x}$	928.6	52.2	24.1	2.19	963.6	81.6	14.7	13.1
10:28 UT 08.12.2016 г.	$S^{(c)}$, км	σ_S, км	$\alpha^{(c)}$, град.	σ_α, град.	$D^{(c)}$, км	σ_{Sc}, км	δS, %	$\delta S^{(c)}$,%
$1E_S$	-	-	21.4	1.1	870.8	103.6	-	21.5
$2E_S$	-	-	20.9	0.8	1035.6	119.6	-	11.8
$1F2_o$	919.6	68.5	22.8	1.7	982.6	121.4	16.1	14.4
$1F2_x$	939.5	95.7	23.8	1.7	-	-	15.7	-
$2F2_{o,x}$	1034.0	65.5	20.6	2.5	1103.5	7.6	7.3	2.4

Как видно из таблицы наименьшая погрешность измерения азимута на источник ЛЧМ-излучения получена при пеленговании сигналов 1Es и 2Es мод распространения. Усредненное по частоте отклонение измеренного азимута от истинного на ЛЧМ-передатчик не превышает нескольких десятых долей градуса при среднеквадратичной погрешности около 1°. При пеленговании мод распространения, отраженных от F2-слоя ионосферы отклонения измеренного азимута изменяются от сеанса к сеансу как по величине, так и по знаку и достигают по модулю значений ~ 0.8° для $1F2_o$ -моды и несколько больших величин для $1F2_x$ -моды. Для $2F2_{o,x}$ -мод распространения отклонения измеренного азимута от истинного на ЛЧМ-передатчик могут превышать 1.5°. При этом среднеквадратичное отклонение азимута от истинного значения минимально для $1F2_o$, увеличивается для $1F2_x$, а для $2F2_{o,x}$ -мод достигает 3^o. Увеличение девиаций пеленга для кратных регулярных мод распространения также очевидны. Кроме того, в указанные отклонения дает вклад еще и наклон земной поверхности в области отражения. Тем не менее, на наш взгляд, определяющий вклад в девиации пеленга мод $1F2_o$, $1F2_x$ и особенно $2F2_{o,x}$ обеспечивается воздействием перемещающихся ионосферных возмущений. Например, на рис.1б хорошо прослеживается появление на ДЧХ так называемых z-образований, которые как было показано в предшествующих публикациях, например, в работах [6,7], являются однозначным признаком ПИВ. Перемещающиеся ионосферные возмущения особенно значительно влияют на девиации пеленга верхних лучей обеих магнитоионных компонент и девиации пеленга кратной моды распространения. Для нижних лучей девиации пеленга достигают величин по модулю 1°-2°, а для верхних лучей и кратных мод девиации пеленга могут возрастать до 8°. Полученные результаты хорошо согласуются с данными ЛЧМ-зондирования на трассе Кипр – Ростов-на-Дону [7].

Как следствие, азимут на неизвестный ЛЧМ-передатчик следует оценивать по результатам пеленгования Es-мод распространения. В противном случае, когда Es-моды отсутствуют, для оценки азимута на неизвестный ЛЧМ-передатчик следует использовать $1F2_o$ -моду. При этом, для того чтобы уменьшить воздействие ПИВ на результаты оценок, рекомендуется полученные значения азимута усреднить не только по частоте, но и по нескольким сеансам НЗ.

На рис. 2 показаны результаты имитационного моделирования влияния ПИВ на частотные характеристики радиосигналов на трассе Васильсурск – Ростов-на-Дону. Моделирование выполнено для 09.02.2017 г. 10:22 UT, что соответствует условиям рис.1б. Перемещающиеся ионосферное возмущение имитировалось гармонической волной, модулирующей среднее распределение электронной концентрации в ионосфере, которое задавалось адаптированной по результатам ВЗ моделью IRI-2012. Параметры ПИВ (относительная амплитуда, пространственная длина волны, временной период и направление распространения) варьировались в широких пределах так, чтобы добиться качественного подобия измеренных и моделируемых характеристик (ДЧХ и двух УЧХ). Было получено, что условиям рис. 1б наиболее подходят следующие параметры ПИВ: амплитуда δ_{TID}~20%, пространственная длина волны Λ_{TID}~200 км, направление распространения в горизонтальной плоскости $\alpha_{TID}\approx 200°$, в вертикальной плоскости $\Delta_{TID}\approx -65°$, т.е. возмущение движется вниз вдоль трассы с севера на юг. Изменение азимута направления движения ПИВ относительно трассы зондирования обуславливает, прежде всего, сильные вариации девиаций пеленга верхних мод распространения, как по частоте, так и во времени. Наконец, при увеличении амплитуды ПИВ протяженность z-образования по частоте значительно увеличивается, а при уменьшении амплитуды – протяженность z-образования постепенно уменьшается, а в дальнейшем вовсе исчезает.

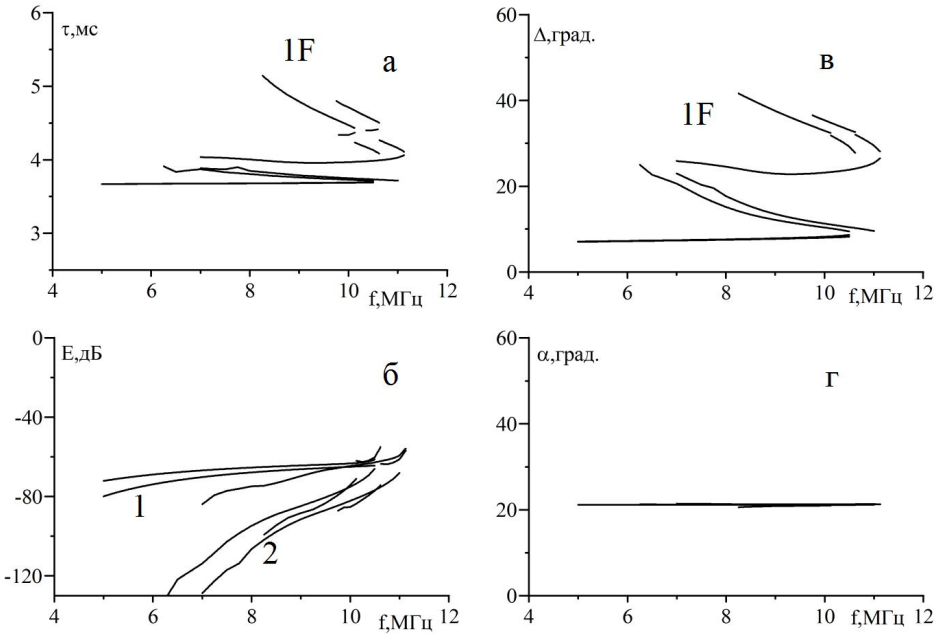


Рис. 2. Моделирование влияния ПИВ на частотные характеристики КВ сигналов на трассе Васильсурск – Ростов-на-Дону. 09.02.2017г. 10.22 UT. ДЧХ – (а), АЧХ – (б), УЧХ – угол места (в), азимут (г). 1 и 2 – нижние и верхние лучи, соответственно.

Погрешности оценки дальности до передатчика однопозиционным методам хорошо согласуются с результатами, полученными на фиксированных частотах. Средние относительные погрешности оценки дальности однопозиционным методом при прогнозировании пространственного распределения электронной концентрации в ионосфере на основе модели IRI-2012 составляют 12-15%. При использовании данных текущей диагностики для коррекции пространственного распределения электронной концентрации на основе ВЗ в одной точке, относительные погрешности оценки дальности до ЛЧМ-передатчика уменьшаются в среднем на 1-4%.

3. Заключение

На основе однопозиционной оценки дальности до ИРИ на среднеширотной трассе Васильсурск – Ростов-на-Дону в условиях разделения различными методами пеленгования одно- и двухскачковых мод распространения показано, что девиации углов места парциальных мод достигают в азимутальной плоскости 5°, а в угломестной – значений до 10°. Столь существенные изменения углов прихода связаны с присутствием в ионосфере перемещающихся ионосферных возмущений. Движение ПИВ приводит к квазипериодическим вариациям углов прихода парциальных лучей, формирующих поле КВ в зоне приема.

По результатам дневных измерений в декабре 2016 г. на трассе протяженностью ~ 1078 км в условиях выделения парциальных мод распространения установлено, при использовании модели IRI-2012 для решения обратной задачи и определения по углам прихода координат ИРИ усредненная погрешность за все этапы измерений составила около 12-14%.

Показано, что при использовании данных ВЗ в одной пространственной точке для адаптации модели ионосферы IRI-2012 средняя погрешность оценки дальности до ИРИ не становится существенно меньше 12%.

В условиях спорадического слоя Es для оценки азимута на неизвестный ЛЧМ-передатчик следует использовать результаты пеленгования Es-мод распространения. При усреднении пеленгов по частоте и по сеансам наклонного ЛЧМ-зондирования азимут на передатчик может быть оценен с точностью ~0.1°. При использовании для оценки азимута на ЛЧМ-передатчик регулярных 1F и 2F мод распространения усреднение результатов по частоте и сеансам НЗ является обязательным. При этом для 1F-мод погрешность оценки азимута на передатчик в среднем составляет 0.5°, а при использовании 2F-мод 1°-2°.

Следует считать, что средней относительной погрешностью определения дальности до ИРИ как с использованием прогностической модели ионосферы IRI-2012, так и в условиях ее коррекции по данным станции ВЗ, является величина 13%.

4. Благодарности

Работа В.П.Урядова, Ф.И.Выборнова и А.В.Першина выполнена при финансовой поддержке базовой части Госзадания Минобрнауки РФ (шифр 3.7939.2017/8.9).

Литература

1. Барабашов Б.Г., Вертоградов Г.Г., Хонду А.А. Оценка эффективности использования вертикального зондирования в угломерно-дальномерных комплексах диапазона декаметровых радиоволн // Радиотехника. –1987. – № 9. – С. 3–7.
2. Вертоградов Г.Г., Кондаков Е.В. Ошибки решения обратной задачи одноточечного местоопределения, обусловленные погрешностями прогнозирования состояния ионосферы// Геомагнетизм и аэрономия. – 2003. – Т.43, № 6. – С.799–803.
3. Денисенко П.Ф., Вертоградов Г.Г., Шевченко В.Н., Кузнецов Е.В. Использование радиодиагностики ионосферы в задаче пеленгации источников декаметрового излучения// Электромагнитные волны и электронные системы. – 2006. – Т.11, № 5. – С.24–27.
4. Bilitza D., Altadill D., Zhang Y., Mertens C., Truhlik V., Richards P., McKinnell Lee-Anne, Reinisch B. The International Reference Ionosphere 2012 – a model of international collaboration// J. Space Weather Space Clim., 2014, vol. 4, №A07, pp. 1–12. DOI: 10.1051/swsc/2014004..
5. Вертоградов Г.Г., Вертоградов В.Г., Урядов В.П. Мониторинг волновых возмущений методом наклонного зондирования ионосферы// Известия Вузов. Радиофизика. – 2006. – Т.49, № 12. – С.1015–1029.
6. Вертоградов Г.Г., Урядов В.П., Вертоградов В.Г., Вертоградова Е.Г., Кубатко С.В. Ионозонд-радиопеленгатор с линейной частотной модуляцией сигнала – новый инструмент для исследований ионосферы и распространения радиоволн / Известия Вузов. Радиофизика. – 2013. – Т.56, № 5. – С.287–306.
7. Вертоградов Г.Г, Урядов В.П., Скляревский М.С., Валов В.А. Наклонное зондирование ионосферы с помощью ионозонда-радиопеленгатора с линейной частотной модуляцией сигнала // Изв. Вузов. Радиофизика. –2016. –Т.59, № 11. – С.991–1016.

References

1. Barabashov B.G., Vertogradov G.G., Hondu A.A. Estimation of the effectiveness of the use of vertical sounding in the angular-rangefinder complexes of the range of decameter radio waves // Radiotekhnika, 1987, no. 9, pp. 3–7 (in Russian).
2. Vertogradov G.G., Kondakov E.V. Errors in the solution of the inverse problem of single-point position determination caused by errors in predicting the state of the ionosphere // Geomagnetism and aeronomiya, 2003, vol. 43, no. 6, pp. 799–803 (in Russian).
3. Denisenko P.F., Vertogradov G.G., Shevchenko V.N., Kuznetsov E.V. The use of radio diagnostics of the ionosphere in the problem of directing decameter radiation sources // Electromagnetic waves and electronic systems, 2006, vol. 11, no. 5, pp. 24–27(in Russian).
4. Bilitza D., Altadill D., Zhang Y., Mertens C., Truhlik V., Richards P., McKinnell Lee-Anne, Reinisch B. The International Reference Ionosphere 2012 – a model of international collaboration// J. Space Weather Space Clim., 2014, vol. 4, no A07, pp.1–12. DOI: 10.1051/swsc/2014004.
5. Vertogradov G. G., Vertogradov V. G., Uryadov V.P. Monitoring of wave-like disturbances by means of oblique sounding of the ionosphere // Radiophysics and Quantum Electronics, 2006,vol. 49, no.12, pp. 923–936 (Engl. Transl.).
6. Vertogradov G. G., Uryadov V.P., Vertogradova E. G., Vertogradov V. G., Kubatko S.V. Chirp ionosonde-radio direction 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 (Engl. Transl.).
7. Vertogradov G. G., Uryadov V.P., Sklyarevsky M.S., Valov V.A. Oblique sounding of the ionosphere by means of an ionosonde – direction finder with chirp signal // Radiophysics and Quantum Electronics, 2016, vol. 59, no.11, pp. 888–899 (Engl. Transl.).

ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАВИГАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ ПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА НА ЛОКСОДРОМИЧЕСКОЙ ТРАЕКТОРИИ ПО ЗАШУМЛЕННЫМ НАВИГАЦИОННЫМ ИЗМЕРЕНИЯМ

А. А. Баяндурова[1]

[1]ФГБОУ ВО «Российский университет транспорта (МИИТ)» (РУТ (МИИТ)), Москва, Россия

Аннотация. В докладе предложено решение актуального вопроса повышения точности определения положения транспортных подвижных объектов, траектории движения которых являются заранее известными. Рассматривается метод аналитического трехмерного проецирования координат подвижного объекта, определенных по зашумленным навигационным измерениям, на траекторию его истинного движения, аппроксимируемую локсодромическими траекторными отрезками. Данный метод позволит повысить точность определения подвижных объектов без существенных материальных затрат.

Ключевые слова: точное позиционирование, объекты транспорта, пространственные траектории, локсодромическая траектория, навигационные измерения, аналитическое трехмерное проецирование координат.

POSITIONING A MOVABLE OBJECT ON A TRAJECTORY KNOWN AS A LOXODROME IN NAVIGATION NOISY MEASUREMENTS

A. A. Bayandurova[1]

[1] Russian University of transport (MIIT), Moscow, Russia

Abstract. The report proposed addressing the urgent issue of increasing the accuracy of determining the position of the transport of mobile objects, movement trajectories of which are known in advance. Describes a method of analytical three-dimensional projection coordinates of the mobile object defined by the navigation noisy measurements on the trajectory of its true motion, known as a loxodrome of the approximated trajectory segments. This method will improve the accuracy of the definition of moving objects without significant material costs.

Keywords: accurate positioning, transport, spatial trajectory, known as a loxodrome path, navigation measurement, analytical three-dimensional projection coordinates.

1. Введение

На сегодняшний день большое число подвижных объектов автомобильного и железнодорожного транспорта, самолетов гражданской авиации и др., движется по известным с высокой точностью пространственным траекториям. Это позволяет существенно увеличить точность определения навигационных параметров подвижного объекта за счет использования дополнительной информации о траектории его движения [1,2,3,4,5,6,7]. При задании подобных траекторий движения в цифровом виде на электронных картах, используется, как правило, их аппроксимация или локсодромическими, или ортодромическими траекторными интервалами [4,5,6,7,8,9,10]. При подобном описании траектории точность позиционирования объекта может быть существенно увеличена за счет проецирования точки его текущего местоположения, определенной по неизбежно зашумленным навигационным измерениям, на

соответствующий траекторный отрезок. Но при описании траектории ортодромией необходимо знать координаты конечной точки аппроксимирующего интервала и контролировать точное время ее прохождения, что в ряде случаев может оказаться весьма затруднительно. В этом отношении аппроксимация траектории локсодромическими отрезками оказывается более эффективной, т.к. здесь достаточно знать, помимо координат начальной точки, только текущий курсовой угол, который достаточно просто контролируется бортовыми средствами измерения [11,12]. В связи с этим, оказывается актуальным решение задачи точного трехмерного проецирования координат подвижного объекта, определенных по зашумленным навигационным измерениям, на истинную пространственную траекторию его движения при ее аппроксимации локсодромическими отрезками. Далее решение этой задачи рассмотрим при описании траектории движения подвижного объекта в геоцентрической (гринвичской) системе координат (рис.1) [2,11,12], широко применяемой в наземной и спутниковой навигации.

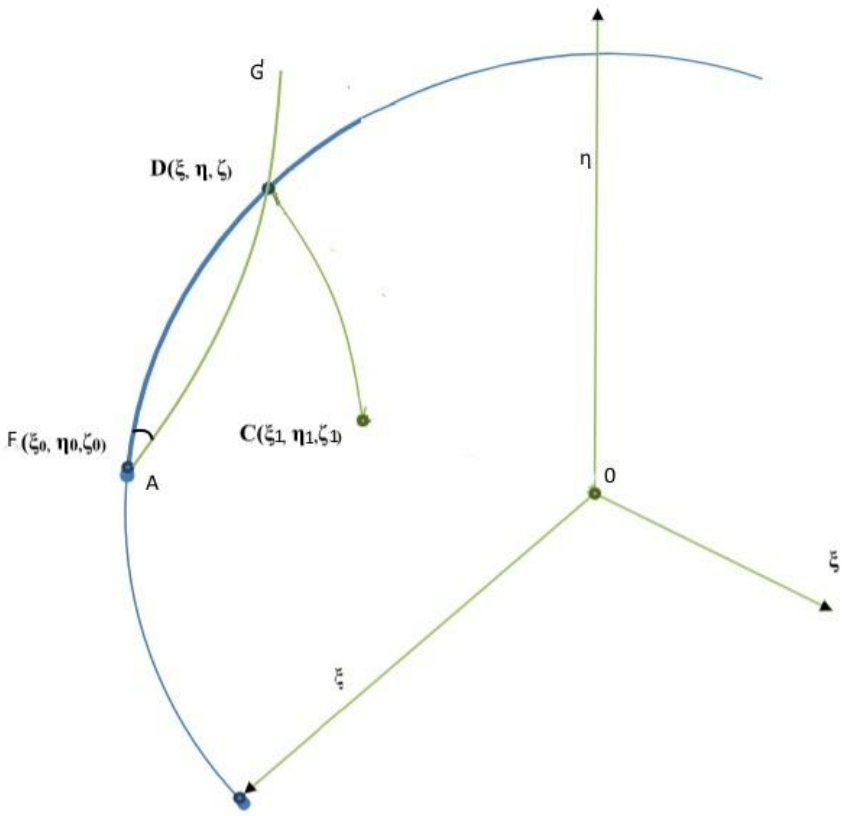


Рис. 1. Описание траектории движения подвижного объекта в геоцентрической (гринвичской) системе координат.

2. Постановка задачи

Для решения поставленной задачи сформулируем ее как задачу определения геоцентрических координат ξ,η,ζ точки пересечения ***D*** кратчайшей линии, проведенной на сфере Земли из точки ***C*** текущего местоположения подвижного объекта, определенной по измерениям навигационной системы, с локсодромической траекторией ***FG***, аппроксимирующей текущий интервал траектории его движения (рис.1).

.

3. Решение задачи

При последующем решении учтем, что на локсодромии справедлива следующая аналитическая зависимость для геоцентрических координат ξ,ζ,η [13]:

$$\xi(\eta)=\sqrt{r^2-\eta^2}\times\sin\left[P_0+\operatorname{tg}A\times\ln\left(P\left|\sqrt{\frac{r-\eta}{r+\eta}}\right|\right)\right],\ \zeta(\eta)=\sqrt{r^2-\eta^2}\times\cos\left[P_0+\operatorname{tg}A\times\ln\left(P\left|\sqrt{\frac{r-\eta}{r+\eta}}\right|\right)\right],$$

$$P_0=\operatorname{arctg}\frac{\xi_0}{\zeta_0},\ P=\left|\sqrt{\frac{r+\eta_0}{r-\eta_0}}\right|, \qquad (1)$$

Где ξ_0,ζ_0,η_0 - геоцентрические координаты точки начала движения,

r – радиус Земли.

Т.к. кратчайшая линия CD, проведенная на сфере Земли из точки C с координатами ξ_1,η_1,ζ_1 , определенными по измерениям, до точки пересечения D с искомыми координатами ξ,η,ζ с траекторией FG, является ортодромией, то ее длина d определяется известным выражением [2,11]:

$$\cos d = \sin\phi\cdot\sin\phi_1 + \cos\phi\cdot\cos\phi_1\cdot\cos(\lambda_1-\lambda)\ , \qquad (2)$$

где λ - текущая долгота подвижного объекта,

φ - текущая широта, λ_1,ϕ_1 - географические координаты точки C, определенные по измерениям.

Для возможности представления длины ортодромии CD в геоцентрических координатах раскроем выражение (2) и, используя известную связь геоцентрических и географических координат:

$$\xi = r\cos\varphi\ \sin\lambda\ ,\ \eta = r\sin\varphi\ ,\ \zeta = r\cos\varphi\ \cos\lambda\ , \qquad (3)$$

получим:

$$\cos d = \sin\phi \cdot \sin\phi_1 + \cos\phi \cdot \cos\lambda \cdot \cos\phi_1 \cdot \cos\lambda_1 + \cos\phi \cdot \sin\lambda \cdot \sin\lambda_1 \cdot \cos\phi_1 =$$

$$= \frac{\eta}{r} \cdot \sin\phi_1 + \frac{\zeta}{r} \cdot \cos\phi_1 \cdot \cos\lambda_1 + \frac{\xi}{r} \cdot \sin\lambda_1 \cdot \cos\phi_1 = \frac{\xi\xi_1 + \eta\eta_1 + \zeta\zeta_1}{r^2},$$

где ξ_1, η_1, ζ_1 - геоцентрические координаты точки C, определенные по измерениям.

Для определения значения переменной , обеспечивающего минимальную длину ортодромического отрезка CD, продифференцируем cos d по η и приравняем полученное выражение к нулю:

$$\frac{\partial \cos d}{\partial \eta} = \frac{1}{r^2} \frac{\partial(\xi\xi_1 + \eta\eta_1 + \zeta\zeta_1)}{\partial \eta} = 0,$$

т.е.

$$\frac{1}{\sqrt{r^2 - \eta^2}} \left\{ \left(\zeta_1 \cdot \frac{\mathrm{tg}A}{P} - \xi_1 \cdot \eta \right) \sin\left[P_0 + \mathrm{tg}A \cdot \ln\left(P \left| \sqrt{\frac{r-\eta}{r+\eta}} \right| \right) \right] - \right.$$

$$\left. - \left(\xi_1 \cdot \frac{\mathrm{tg}A}{P} + \zeta_1 \cdot \eta \right) \cos\left[P_0 + \mathrm{tg}A \cdot \ln\left(P \left| \sqrt{\frac{r-\eta}{r+\eta}} \right| \right) \right] \right\} + \eta_1 = 0 \qquad (4)$$

Решение уравнения (4) возможно только с использованием численных методов, что не во всех практических случаях оказывается удобно, поэтому линеаризуем левую часть (4) в окрестности некоторого значения η_*, получая в результате линейное уравнение:

$$N(\xi_1, \zeta_1, \eta_1, \mathrm{tg}A, P, P_0, \eta_*) + M(\xi_1, \zeta_1, \mathrm{tg}A, P, P_0, \eta_*)\Delta\eta = 0, \qquad (5)$$

где

$$N(\xi_1, \zeta_1, \eta_1, \mathrm{tg}A, P, P_0, \eta_*) = \frac{1}{\sqrt{r^2 - \eta_*^2}} \left\{ \left(\zeta_1 \cdot \frac{\mathrm{tg}A}{P} - \xi_1 \times \eta_* \right) \sin\left[P_0 + \mathrm{tg}A \cdot \ln\left(P \left| \sqrt{\frac{r-\eta_*}{r+\eta_*}} \right| \right) \right] - \right.$$

$$\left. - \left(\xi_1 \cdot \frac{\mathrm{tg}A}{P} + \zeta_1 \cdot \eta_* \right) \cos\left[P_0 + \mathrm{tg}A \cdot \ln\left(P \left| \sqrt{\frac{r-\eta_*}{r+\eta_*}} \right| \right) \right] \right\} + \eta_1,$$

$$M(\xi_1, \zeta_1, \mathrm{tg}A, P, P_0, \eta_*) = -\frac{r^2 + \left(\frac{\mathrm{tg}A}{P}\right)^2}{r^2 - \eta_*^2} \cdot \sin\left[P_0 + \mathrm{tg}A \cdot \ln\left(P \left| \sqrt{\frac{r-\eta_*}{r+\eta_*}} \right| \right) + \mathrm{arctg}\frac{\zeta_1}{\xi_1} \right].$$

Т.к. точность решения данного уравнения определяется степенью близости выбранной точки линеаризации η_* к истинному значению координаты η, то рассмотрим два варианта такого выбора. В первом варианте рассмотрим случай малых помех измерения, когда измеренное значение η_1 незначительно отличается от η (единицы метров) - здесь

можно положить $\eta_*=\eta_1$. Во втором варианте помехи измерения считаем достаточно интенсивными (десятки и более метров), поэтому в качестве точки линеаризации выбираем значение координаты η, определенное на предыдущем, ($к$-1)-м, шаге вычислений - η_{k-1} (при этом начальное значение η_0 известно точно).

Т.о., производя при решении (5) выбор точки линеаризации η_* в соответствии с приведенными выше рассуждениями, имеем следующие варианты расчета текущих координат объекта в геоцентрической системе координат:

$$\eta=\eta_1-\frac{N(\xi_1,\zeta_1,\eta_1,\mathrm{tg}A,P,P_0)}{M(\xi_1,\zeta_1,\mathrm{tg}A,P,P_0,\eta_1)}$$ – для случая помех малой интенсивности,

$$\eta=\eta_{k-1}-\frac{N(\xi_1,\zeta_1,\eta_1,\mathrm{tg}A,P,P_0,\eta_{k-1})}{M(\xi_1,\zeta_1,\mathrm{tg}A,P,P_0,\eta_{k-1})} \qquad (6)$$

- для случая помех большой интенсивности,

при этом остальные координаты ξ,ζ рассчитываются по соотношениям (1).

Очевидно, что реализация алгоритмов (6) в реальном времени на борту объекта для современных вычислителей никаких трудностей не представляет.

4. Пример

Эффективность использования предложенного подхода проверялась путем численного моделирования описанных выше алгоритмов определения координат объекта на локсодромической траектории по зашумленным навигационным измерениям. Координаты точки начала движения были определены как $(\xi_0=2711159{,}9\,м;\ \eta_0=4504972{,}3м;\ \zeta_0=3597828{,}6\,м)$, курсовой угол $A=24°$, при этом на всей локсодромической траектории были определены 10 контрольных точек истинного положения объекта через одинаковые интервалы по η, равные 300 м (координаты ξ,ζ контрольных точек рассчитывались при этом по формуле (1)). Моделирование зашумленных измерений координат объекта – т.е. формирование значений ξ_1,η_1,ζ_1, осуществлялось аддитивным наложением гауссовских центрированных случайных последовательностей со среднеквадратическими отклонениями $\sigma_\xi=\sigma_\eta=\sigma_\zeta=120\,м$ на истинные значения координат объекта ξ,η,ζ. По полученным измерениям и исходным данным по алгоритму (6) определялись истинные навигационные параметры объекта - координата η, после чего рассчитывались координаты ξ,ζ по соотношениям (1). (Одновременно расчет истинных значений η производился путем решения нелинейного уравнения (4) модифицированным методом Ньютона – расхождение с линеаризованными результатами оказалось в пределах вычислительных погрешностей). По результатам 250

испытаний (для каждой контрольной точки) средняя погрешность определения истинных координат объекта не превысила 2,8 м для всех координат ξ, η, ζ, что с учетом величины с.к.о. помех измерений свидетельствует о возможности эффективного использования предложенного подхода.

5. Заключение

В настоящее время определение местоположения подвижного объекта нуждается в высокой точности для создания безопасных условий функционирования и развития новых технологий в транспортной отрасли. Однако увеличение точности путём больших финансовых затрат на более высокоточное оборудование не представляется возможным для столь масштабной сферы. В данном докладе представлен аналитический метод определения координат, который может помочь в решении проблемы точного позиционирования, и результаты численного моделирования алгоритма подтверждают эффективность возможного использования предложенного подхода для объектов с известной траекторией движения.

6. Благодарности

Работа выполнена в рамках государственного задания №1.11772.2018/11.12.

Литература

1. Kifana B.D., Abdurohman M. Great Circle Distance Methode for Improving Operational Control System Based on GPS Tracking System // International Journal on Computer Science and Engineering. 2012. № 4, pp. 647-662.
2. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. Перова А.И., Харисова В.Н. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.
3. Каршаков Е.В. Особенности алгоритмов управления летательным аппаратом при аэросъемке // Проблемы управления. 2012. № 3. – С. 71–76
4. Сухомлинов Д.В., Патрикеев А.П., Малынкин К.В. Современные методы реализации геоинформационных задач на борту летательных аппаратов // Наука и транспорт. Гражданская авиация. 2012. №1.- С.16-17
5. Соколов С.В. Аналитические модели пространственных траекторий для решения задач навигации // Прикладная математика и механика. Т.79. вып.1. 2015. С. 24-30.
6. Chen C. L., Liu P. F., Gong W. T. A Simple Approach to Great Circle Sailing: The COFI Method // The Journal of Navigation. 2014. №67. pp. 403-418.
7. Chen C. L. A systematic approach for solving the great circle track problems based on vector algebra // Polish Maritime Research. 2016. № 2. pp. 3-13.
8. Щербань И.В., Щербань О.Г., Конев Д.С. Метод слабосвязанной интеграции спутниковой и микроэлектромеханической инерциальной навигационных систем транспортного средства // Мехатроника, Автоматизация, Управление. №2. Том 16. 2015. С.133-139.
9. Tseng W.K., Lee H.S. The vector function for distance travelled in great circle navigation // The Journal of Navigation. 2007. № 1. pp. 164-170.
10. Nastro V., Tancredi U. Great Circle Navigation with Vectorial Methods // The Journal of Navigation. 2010. № 3. pp. 557-563.
11. Андреев В.Д. Теория инерциальной навигации. Автономные системы. М.: Наука, 1966. 580 с.
12. Ишлинский А.Ю. Ориентация, гироскопы и инерциальная навигация. М.: Наука, 1976. 672 с.

13. Соколов С.В. Синтез аналитических моделей пространственных траекторий и их применение для решения задач спутниковой навигации // Прикладная физика и математика. Т.1. Вып.2. 2013.- С.3-12.

REFERENCES

1. Kifana B.D., Abdurohman M. Great Circle Distance Methode for Improving Operational Control System Based on GPS Tracking System // International Journal on Computer Science and Engineering. 2012. № 4, pp. 647-662.
2. GLONASS. Principy postroenija i funkcionirovanija (GLONASS. The principles of construction and operation) / Pod red. Perova A.I., Harisova V.N., M.: Radiotehnika, 2010. 800 p.
3. Karshakov E.V. Osobennosti algoritmov upravlenija letatel'nym apparatom pri ajeros'emke (Features of control algorithms of an aircraft during aerial photography)// Problemy upravlenija. 2012. № 3. – pp. 71–76
4. Suhomlinov D.V., Patrikeev A.P., Malynkin K.V. Sovremennye metody realizacii geoinformacionnyh zadach na bortu letatel'nyh apparatov (Modern methods of geospatial tasks on Board the aircraft) // Nauka i transport. Grazhdanskaja aviacija. 2012. №1.- pp.16-17
5. Sokolov S.V. Analiticheskie modeli prostranstvennyh traektorij dlja reshenija zadach navigacii (Analytical models of the spatial trajectories for the solution of navigation problems) // Prikladnaja matematika i mehanika. T.79. vol.1. 2015. pp. 24-30.
6. Chen C. L., Liu P. F., Gong W. T. A Simple Approach to Great Circle Sailing: The COFI Method // The Journal of Navigation. 2014. №67. pp. 403-418.
7. Chen C. L. A systematic approach for solving the great circle track problems based on vector algebra // Polish Maritime Research. 2016. № 2. pp. 3-13.
8. Shherban' I.V., Shherban' O.G., Konev D.S. Metod slabosvjazannoj integracii sputnikovoj i mikrojelektromehanicheskoj inercial'noj navigacionnyh sistem transportnogo sredstva (The loosely coupled integration Method of a satellite and microelectromechanical inertial navigation systems vehicle) // Mehatronika, Avtomatizacija, Upravlenie. №2. T. 16. 2015. pp.133-139.
9. Tseng W.K., Lee H.S. The vector function for distance travelled in great circle navigation (The vector function for distance travelled in great circle navigation) // The Journal of Navigation. 2007. № 1. pp. 164-170.
10. Nastro V., Tancredi U. Great Circle Navigation with Vectorial Methods (Great Circle Navigation with Vectorial Methods) // The Journal of Navigation. 2010. № 3. pp. 557-563.
11. Andreev V.D. Teorija inercial'noj navigacii. Avtonomnye sistemy. (Theory of inertial navigation. Autonomous system) // M.: Nauka, 1966. 580 p.
12. Ishlinskij A.Ju. Orientacija, giroskopy i inercial'naja navigacija (Orientation, gyroscopes and inertial navigation.) // M.: Nauka, 1976. 672 p.
13. Sokolov S.V. Sintez analiticheskih modelej prostranstvennyh traektorij i ih primenenie dlja reshenija zadach sputnikovoj navigacii (Synthesis of analytical models of spatial trajectories and their application for solving problems of satellite navigation) // Prikladnaja fizika i matematika. T.1. Vol.2. 2013.- pp.3-12

ОПТИЧЕСКИЙ МЕТОД ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ПОДВИЖНЫХ МАГНИТНЫХ ОБЪЕКТОВ

С.Э. Логунов[1]

[1]СПбПУ Петра Великого, Высшая школа прикладной физики и космических технологий, Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. Рассмотрена новая конструкция квантового датчика на основе феррофлюидной ячейки для детектирования магнитного поля, создаваемого перемещением магнитного объекта. Представлены результаты экспериментальных исследований.

Ключевые слова: феррофлюидная ячейка, магнитное поле, дифракционная картина.

OPTICAL METHOD OF DETECTING MOBILE MAGNETIC OBJECTS

S. E. Logunov[1]

[1]Higher School of applied physics and space technologies, Peter the Great Saint-Petersburg Polytechnic University, Saint Petersburg, Russia

Abstract. A new construction of a quantum sensor based on a ferrofluid cell is considered for detecting a magnetic field created by the displacement of a magnetic object. The results of experimental studies are presented.

Keywords: ferrofluid cell, magnetic field, diffraction pattern.

1. Введение

Одной из задач прикладной физики является разработка приборов и устройств для контроля параметров магнитного поля в различных условиях (географических, сейсмологических и т.д.) с целью обнаружения различных магнитных объектов [1, 2]. Данные объекты могут находится как в стационарном, так и подвижном состоянии. Для решения этой задачи разработаны различные типы: магнитометров и датчиков [1-5]. Наибольшей универсальностью, а также наилучшими показателями по точности измерения и чувствительности среди всех типов магнитометров и датчиков для контроля параметров магнитного поля обладают квантовые устройства [3-5].

2. Квантовый датчик и методика измерения

Но предъявляемые в настоящее время достаточно жесткие требования к данным устройствам (сложность их обнаружения, высокая помехоустойчивость, автономность), а также высокая степень надежности с точки зрения идентификации положения самого объекта в заданной зоне (например, при решении задач охраны или ликвидации несанкционированного вторжения) требует поиска новых решений поставленной задачи, так как существующие устройства не удовлетворяют перечисленным выше требованиям.

В работах [3-5] рассмотрена новая конструкция квантового визуализатора. Её использование позволяет исследовать структуру силовых линий магнитного поля, определять однородность поля в различных магнитных системах и т.д. Кроме того,

проведенные нами исследования с использованием разработанного визуализатора позволили установить степень влияния различных факторов на однородность структуры силовых линий магнитного поля. Полученные результаты показали новые возможности использование феррофлюидных ячеек для создания различных датчиков, позволяющих получить решения крайне актуальных задач. Одной из которых является детектирование движения больших магнитных объектов в сложных условиях (например, морские акватории и т.д.) с помощью пассивных автономных датчиков.

В работе рассматривается один из возможных вариантов создания квантовых датчиков на основе феррофлюиднызх ячеек. Проведенные ранее исследования позволили установить, что в случае размещения феррофлюидной ячейки в магнитном поле наночастицы ферромагнитной жидкости располагаются на силовых линиях магнитного поля. Для лазерного излучения, падающего на прозрачные грани феррофлюидной ячейки, данная конфигурация наночастиц представляет собой подобие дифракционной решетки. Период данной решетки определяется расстоянием между силовыми линиями магнитного поля [4, 5]. Если феррофлюидная ячейка расположена в слабом однородном магнитном поле (например, с индукцией B_0 = 0.214 мТл при неоднородности 10^{-5} $см^{-1}$), которая создается специальным соленоидом, то дифракционная картина от прошедшего через неё лазерного излучения, регистрируемая на фотодиодной линейке относительно центрального максимума носит симметричный характер (рис. 1.a). В случае движения рядом с соленоидом постоянного магнита с индукцией $B_м$ (имитация движения магнитного объекта) происходит смещение положения центрального максимума, изменяется форма максимумов в дифракционной картине, нарушается её симметричность относительно положения центрального максимума d_0 на фотодиодной линейке. На рис. 1.b в качестве примера представлено распределение интенсивности I, регистрируемого лазерного излучения, прошедшего через феррофлюидную ячейку, в один из моментов времени, когда рядом с ней перемещается магнитный объект (постоянный магнит).

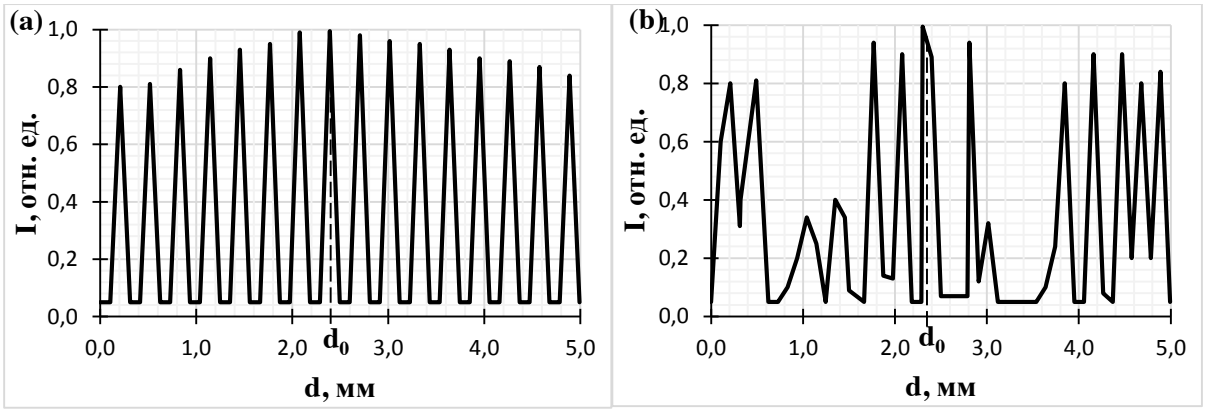


Рис. 1 Зависимость интенсивности I от расстояния между силовыми линиями магнитного поля: a) - в однородном поле B_0; b) в соленоиде дополнительно присутствует изменяющееся по амплитуде магнитное поле $B_м$ от подвижного объекта.

Проведенные исследования показали, что изменение положения и амплитуды максимумов в регистрируемой дифракционной картине (рис. 1.b) зависит от траектории движения магнитного объекта относительно положения феррофлюидной ячейки в соленоиде, от скорости его движения и величины $B_м$. Кроме того, был установлен ряд

особенностей, связанных с геометрическим расположением плоскости, в которой регистрируется дифракционное изображение в квантовом датчике, относительно направления силовых линий магнитного поля подвижного объекта, а также размером и типом наночастиц в ферромагнитной жидкости, из которой изготовлена ячейка.

3. Заключение

Полученные результаты показывают возможность определения наличия магнитного объекта в зоне размещения данного датчика по существенным изменениям в дифракционной картине, регистрируемой на фотодиодной линейке.

Литература

1. Заико А.И., Воробьев А.В., Иванова Г.А., Шарикова Г.Р. Магнитометрическая измерительная система параметров геомагнитного поля. // Измерительная техника, 2016, № 5. С. 57 – 60.
2. Хвалин А.Л. Векторный магнитометр слабых магнитных полей. // Измерительная техника, 2014, № 10. С. 45 – 48.
3. Игнатьев В.К., Перченко С.В. Трехканальная цифровой магнитометр. // Измерительная техника, 2013, № 6. С. 117 – 118.
4. Logunov S.E., Koshkin A.Yu., Davydov V.V., Petrov A.A. Visualizer of magnetic fields. Journal of Physics: Conference Series. 2016. Vol. 741 (1). P. 012092.
5. Sapunov V.A., Denisov A.Y., Saveliev D.V., Soloviev A.A., Khomutov S.Y., Borodin P.B., Narkhov E.D., Sergeev A.V., Shirokov A.N, New vector/scalar Overhauser DNP magnetometers POS-4 for magnetic observatories and directional oil drilling support, Magnetic Resonance in Solids. Electronic Journal, Vol. 18, No 2, P.16209, 2016

References

1. Zaiko A.I., Vorobiev A.V., Ivanova G.A., Sharikova G.R. Magnetometric measuring system of geomagnetic field parameters. // Measuring technique, 2016, No 5. P. 57 - 60.
2. Khvalin A.L. Vector magnetometer of weak magnetic fields. // Measuring technique, 2014, No. 10. P. 45 - 48.
3. Ignatiev VK, Perchenko S.V. Three-channel digital magnetometer. // Measuring technique, 2013, No. 6. P. 117 - 118.
4. Logunov S.E., Koshkin A.Yu., Davydov V.V., Petrov A.A. Visualizer of magnetic fields. Journal of Physics: Conference Series. 2016. Vol. 741 (1). P. 012092.
5. Sapunov V.A., Denisov A.Y., Saveliev D.V., Soloviev A.A., Khomutov S.Y., Borodin P.B., Narkhov E.D., Sergeev A.V., Shirokov A.N, New vector/scalar Overhauser DNP magnetometers POS-4 for magnetic observatories and directional oil drilling support, Magnetic Resonance in Solids. Electronic Journal, Vol. 18, No 2, P.16209, 2016

ОРГАНИЗАЦИЯ ИСПЫТАНИЙ И АПРОБАЦИИ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОНАСС/GPS В ИНТЕРЕСАХ МВД РОССИИ

Д. В. Дьяченко[1], А. А. Кучеров[1,2]

[1]Калужский филиал ФКУ НПО «Специальная техника и связь» МВД России» (КФ ФКУ НПО «СТиС» МВД России), г. Калуга, Российская Федерация
[2]Калужский филиал ФГБОУ ВО «Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана (национальный исследовательский университет)» (КФ МГТУ им. Н.Э. Баумана), г. Калуга, Российская Федерация

Аннотация. Приводятся сведения об испытаниях навигационной аппаратуры в МВД России, даются краткие характеристики специальной техники, применяемой в деятельности сотрудников органов внутренних дел.

Ключевые слова: испытания, навигационная аппаратура потребителей, ГЛОНАСС, органы внутренних дел.

ORGANIZATION OF TESTING PROCEDURES FOR NAVIGATION GLONASS/GPS EQUIPMENT FOR THE BENEFIT OF MINISTRY OF INTERNAL AFFAIRS OF RUSSIA

D. V. Dyachenko[1], A. A. Kucherov[1,2]

[1]The Kaluga branch office of Federal State Institution of Scientific Development and Production center “Special equipment and communications” within Ministry of Internal Affairs of Russia, Kaluga, Russian Federation
[2]Bauman Moscow State Technical University (Kaluga Branch) (BMSTU (KB)), Kaluga, Russian Federation

Abstract. The report both provides information regarding navigation equipment testing procedures and contains brief descriptions of the special equipment used by internal affairs staff members.

Keywords: testing procedures, navigation GLONASS equipment, Ministry of Internal Affairs.

1. Введение

Спутниковая навигация, основанная на использовании отечественной глобальной навигационной спутниковой системы ГЛОНАСС, предоставляет сотрудникам органов внутренних дел Российской Федерации (ОВД) широкие возможности по применению навигационной аппаратуры потребителей (НАП) в служебной деятельности.

С помощью НАП, работающей по сигналам ГЛОНАСС (или ГЛОНАСС/GPS), в МВД России осуществляется управление силами и средствами ОВД, обеспечивается сопровождение перевозок пассажиров, раскрываются преступления и расследуются дорожно-транспортные происшествия.

Для оценки качества НАП и проверки ее соответствия обязательным требованиям МВД России на базе Калужского филиала ФКУ НПО «СТиС» МВД России аккредитована испытательная лаборатория.

Испытательная лаборатория располагает необходимым испытательным оборудованием и квалифицированным персоналом. В состав испытательного

оборудования входят имитационно-испытательный стенд для проведения испытаний навигационного оборудования и мерный участок испытательной трассы.

Испытаниям подвергаются образцы вооружения, военной и специальной техники (ВВСТ), в том числе НАП, в случаях, если они:

1. Разработаны по заказу Министерства по государственным контрактам при выполнении опытно-конструкторских работ;
2. отобраны подразделениями МВД России в результате проведения мониторинга [1];
3. Разработаны в инициативном порядке предприятиями и предлагаются для использования в ОВД.

Кроме того, испытания и апробация образцов специальной техники являются основным видом подтверждения соответствия продукции в Системе добровольной сертификации специальной техники и специальных средств, действующей в Министерстве внутренних дел Российской Федерации (СССТ МВД России) [2].

Проведение испытаний и апробации позволяет выявлять некачественную продукцию и подтверждать соответствие навигационной аппаратуры ведомственным требованиям в ходе проведения мероприятий по её принятию на снабжение.

2. Краткие результаты испытаний

Навигационная аппаратура потребителей, которая входит в состав инфраструктуры ГЛОНАСС, выполняет измерения и обработку навигационных данных. Основной составной частью НАП являются навигационные приемники, от функциональных возможностей которых зависит качество навигационной аппаратуры. Актуальным вопросом для МВД России при разработке НАП являлась проблема выбора навигационных приемников, удовлетворяющих требованиям специальных потребителей (силовых структур). Не все предлагаемые разработчиками навигационные приемники обеспечивали заявленные точностные характеристики, чувствительность и необходимую помехозащищенность. Кроме того, при введении ограниченного доступа к сигналам GPS не все навигационные приемники обеспечивали работу по сигналам санкционированного доступа ГЛОНАСС.

В целях определения навигационных приемников, наиболее полно удовлетворяющих требованиям специальных потребителей, на базе ЗАО «КБ НАВИС», ФГУП «ЦНИИмаш» и испытательной лаборатории МВД России было организовано проведение сравнительных испытаний 9 навигационных модулей отечественных разработчиков навигационной аппаратуры. В ходе испытаний проверялась работа модулей в статическом режиме (в фиксированной точке пространства) и в динамическом режиме (при движении с маневрированием по мерному участку испытательной трассы). Испытания позволили определить два навигационных модуля, удовлетворяющих требованиям МВД России, один – для специального применения, другой – для гражданского. К ним относятся: навигационный модуль СН-5701 (производства ЗАО «КБ НАВИС») и GeoS-3M (производства ООО КБ «ГеоСтар

Навигация»). На «рисунке 1» и «рисунке 2» представлены результаты испытаний модулей в фиксированной точке пространства и при движении с маневрированием.

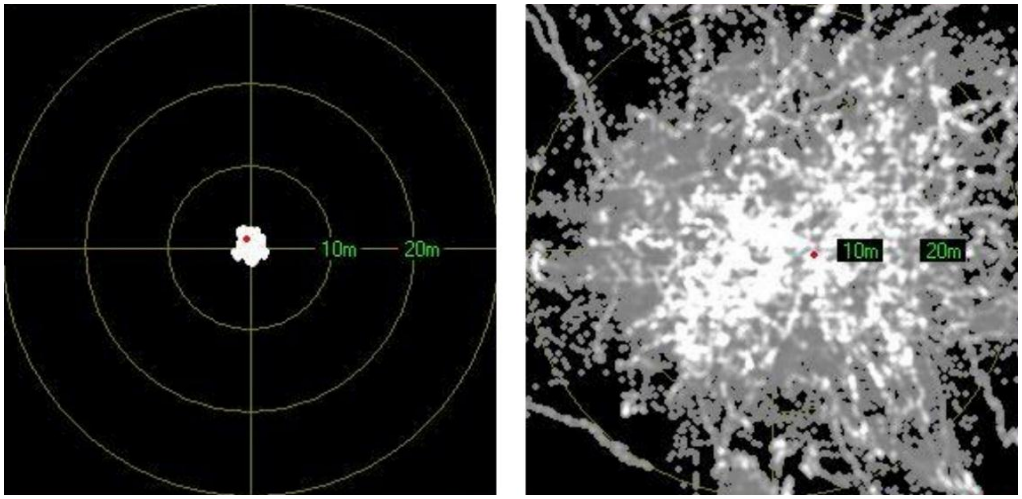


Рис. 1. Результаты испытаний навигационных модулей в фиксированной точке.

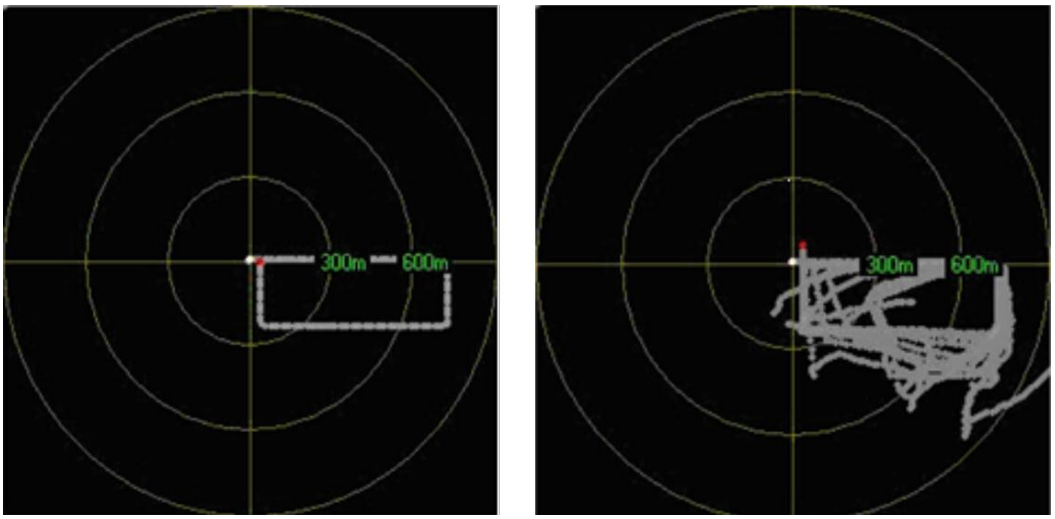


Рис. 2. Результаты испытаний навигационных модулей при движении.

Наибольшее распространение в МВД России получили навигационно-мониторинговые системы. Навигационно-мониторинговая система (НМС) - это комплекс технических и аппаратно-программных средств на основе навигационной аппаратуры потребителей, обеспечивающий возможность контроля в центре мониторинга состояния и местоположения объектов. В связи с тем, что НМС по заказу МВД России не разрабатывались, было организовано проведение сертификационных испытаний 20 различных навигационно-мониторинговых систем, предлагаемых для использования в органах внутренних дел Российской Федерации и в подразделениях

Минобороны России. Основными параметрами, проверяемыми в ходе испытаний, являлись [3]:

1. Предельная погрешность определения местоположения в плане, которая не должна превышать 30 метров (при доверительной вероятности 0,997);
2. Возможность работы НАП только по сигналам ГЛОНАСС, без использования сигналов GPS;
3. Обеспечение работы аппаратуры по сигналам санкционированного доступа ГЛОНАСС;
4. Определение потребляемой мощности и измерение массогабаритных параметров.

По результатам сертификационных испытаний на снабжение МВД России принята автоматизированная система мониторинга местоположения подвижных объектов «14Ц884», разработанная по заказу Минобороны России, и выдано девять сертификатов соответствия на навигационное оборудование, разработанное в инициативном порядке. Внешний вид бортовых блоков из состава системы представлен на рисунке 3.

Рис. 3. Внешний вид бортовых блоков из состава системы «14Ц884».

Система ГЛОНАСС является системой двойного назначения (военного и гражданского) и обеспечивает решение задач в сфере обороны и безопасности, а также в социально-экономической и научной деятельности. В мирное время навигационная аппаратура ОВД работает по открытым сигналам ГЛОНАСС/GPS стандартной точности, а в особые периоды военно-политической обстановки будет работать по сигналам санкционированного доступа ГЛОНАСС.

Открытые сигналы глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) имеют низкую помехозащищенность и имитостойкость от воздействия естественных и преднамеренных (организованных) помех.

В целях определения степени уязвимости штатной НАП, эксплуатируемой в ОВД, и разработки механизмов ее защиты от радиоэлектронного подавления, на базе

испытательной лаборатории МВД России проведена апробация помехозащищенного изделия «Комета-М», разработанного ОАО «ВНИИР – Прогресс».

Изделие «Комета» представляет собой помехоустойчивую навигационную аппаратуру потребителя, реализованную по принципу компенсатора помех на основе 4-х элементной малогабаритной адаптивной антенной решетки (МААР), и предназначено для защиты навигационных сигналов ГНСС (ГЛОНАСС и GPS) диапазона L1 от преднамеренных и непреднамеренных помех. Внешний вид изделия «Комета-М» представлен на «рисунке 4».

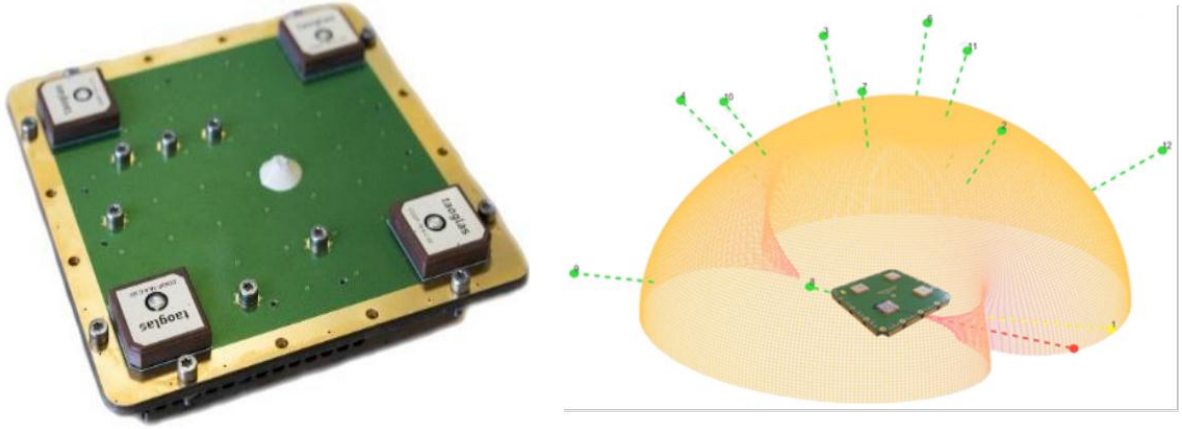


Рис. 4. Внешний вид изделия «Комета-М».

Изделие может применяться как антенная решетка в составе навигациолнной аппаратуры ГНСС, так и в виде полнофункциональной помехозащищенной НАП для потребителей наземного, морского и воздушного базирования (транспортные средства, робототехнические комплексы, беспилотные летательные аппараты, высокодинамичные объекты).

При проведении апробации совместно с изделием «Комета-М» применялись штатные потребительские навигационно-информационные комплекты ПНИК-Т из состава навигационно-информационной системы «14Ц890», эксплуатирующиеся в подразделениях ОВД.

В ходе апробации проведено три эксперимента по оценке устойчивости к воздействию организованной помехи на ПНИК-Т, сначала со штатной антенной, затем - с использованием помехозащищенного изделия «Комета- М».

Первый эксперимент заключался в определении дальности (расстояния) до полного подавления потребительского навигационно-информационного комплекта (ПНИК-Т). В качестве постановщика помех использовался генератор сигналов R&SSMBV100A.

В результате расстояние между объектами, при полном подавлении сигнала на ПНИК-Т со штатной антенной, составило 391 м, а с адаптивной антенной решеткой – 41 м. То есть потеря навигации у «обычной» НАП произошла на большем расстоянии от источника помех (почти на порядок), чем у помехозащищенной.

В ходе второго эксперимента определялись уровни мощности помехи, при воздействии которой на ПНИК-Т полностью пропадала навигация.

В автомобиле, оснащенном постановщиком помех, производилось постепенное увеличение уровня мощности сигнала помехи до пропадания приема сигналов ГЛОНАСС/GPS на ПНИК-Т, сначала со штатной антенной, затем с изделием «Комета-М».

Установлено, что изделие «Комета-М» обеспечило лучшую помехоустойчивость (на 51 дБм) в сравнении со штатной антенной.

Третий эксперимент заключался в проверке работоспособности аппаратуры мониторинга условий навигации (АМУН) при воздействии организованных помех. АМУН включает в себя высокоточный навигационный приемник с анализатором спектра сигналов и позволяет определять навигационные параметры и контролировать помеховую обстановку в месте проведения испытаний.

В результате воздействия помехи на АМУН со штатной антенной наблюдалось полное подавление сигналов ГЛОНАСС/GPS и прекращение решения навигационной задачи, а при использовании изделия «Комета-М» АМУН оставалась в рабочем состоянии и позволяла контролировать навигационную обстановку в месте проведения испытаний.

По результатам проведенных экспериментов можно сделать вывод о том, что использование изделия «Комета-М» совместно с НАП, входящей в состав спутниковой навигационно-информационной системы МВД России, позволяет значительно снизить влияние преднамеренной помехи и сохранить работоспособность оборудования в условиях радиоэлектронного подавления.

По завершении апробации специалистами ОАО «ВНИИР-Прогресс» продемонстрированы возможности опытного образца изделия «Блесна», формирующего «ложное» искусственное навигационное поле и создающего «уводящую» помеху.

3. Заключение

Опыт, полученный в ходе проведения испытаний и апробации НАП, позволил выбрать оптимальные типы навигационных приемников для бортового навигационного оборудования, обеспечить принятие на снабжение МВД России системы мониторинга и разработать тактико-технические требования к перспективной НАП, обладающей повышенной помехозащищенностью.

Литература

1. Приказ МВД России от 18 марта 2013 г.№ 150 «Об организации научного обеспечения и применении положительного опыта в органах внутренних дел Российской Федерации». http://consultant.ru/cons/cgi/online.cgi?req=doc&base=EXP&n=684362#013223486509260418, 14.03.2018.

2. Приказ МВД России от 25 декабря 2012 г. № 1132 «О мерах по совершенствованию качества специальной техники и специальных средств в МВД России». https://xn--b1am.xn--b1aew.xn--p1ai/upload/site132/document_file/Prikaz_MVD_Rossii_ot_25_12_2012_N_1132_O_MERAKh_PO_SOVERShENS.rtf, 14.03.2018.
3. Приказ МВД России от 31 декабря 2008 г. № 1197 «Об утверждении и использовании общих тактико-технических требований к спутниковым навигационно-мониторинговым системам для органов внутренних дел Российской Федерации и внутренних войск МВД России». https://vi.mvd.ru/upload/site132/document_file/cS630d2SRN.pdf, 14.03.2018.

REFERENCES

1. Order of the Ministry of Internal Affairs of Russia of March 18, 2013 No. 150 "On the organization of scientific support and the application of positive experience in the service of internal affairs of the Russian Federation". http://consultant.ru/cons/cgi/online.cgi?req=doc&base=EXP&n=684362#013223486509260418, 14.03.2018.
2. Order of the Ministry of Internal Affairs of Russia of December 25, 2012 No. 1132 "On Measures to Improve the Quality of Special Equipment and Special Means in the Ministry of Internal Affairs of Russia". https://xn--b1am.xn--b1aew.xn--p1ai/upload/site132/document_file/Prikaz_MVD_Rossii_ot_25_12_2012_N_1132_O_MERAKh_PO_SOVERShENS.rtf, 14.03.2018.
3. Order of the Ministry of Internal Affairs of Russia of December 25, 2012 No. 1132 "On Measures to Improve the Quality of Special Equipment and Special Means in the Ministry of Internal Affairs of Russia". https://vi.mvd.ru/upload/site132/document_file/cS630d2SRN.pdf, 14.03.2018.

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ОЦЕНКИ КООРДИНАТ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ СРЕДСТВАМИ МЕЖСАМОЛЕТНОЙ НАВИГАЦИИ

Л. Ю. Королев

ФГБОУ ВО «НИ МГУ им. Н. П. Огарёва», Саранск, Россия

Аннотация. Рассмотрены алгоритмы навигации группы беспилотных летательных аппаратов. Проанализирована возможность применения дальномеров в качестве средств межсамолетной навигации. Приведены результаты математического моделирования работы навигационной системы летательного аппарата, действующего в группе.

Ключевые слова: навигация; комплексирование оценок; вектор состояния; погрешность.

INCREASE IN ACCURACY OF ASSESSMENT OF COORDINATES OF UNMANNED AERIAL VEHICLES MEANS OF INTERPLANE NAVIGATION

Korolev L.

Ogarev Mordovia State University, Saransk, Russia

Abstract. The algorithms of navigation of group of unmanned aerial vehicles are considered. The possibility of application of range finders as means of interplane navigation is analysed. Results of mathematical modeling of operation of the navigation system of the aircraft operating in group are given.

Keywords: navigation; integration of estimates; state vector; error.

1. Введение

Среди основных задач межсамолетной навигации выделяют предупреждение столкновения, задачу встречи и обеспечение групповых полетов. Задача обеспечения групповых полетов требует особого внимания, так как с расширением типов и разновидностей беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) растет область применения ЛА как в гражданской, так и в военной сферах [1]. В докладе рассматриваются возможности повышения точности местоопределения с помощью комплексирования автономных и межсамолетных навигационных средств.

2. Методы межсамолетной навигации

В зависимости от поставленных задач, летательные аппараты могут оснащаться как отдельными навигационными системами, так и комплексами, включающими несколько систем [2]. В случае использования автономных навигационных систем существует тенденция накопления ошибки измерения и, соответственно, снижение точности определения навигационных параметров беспилотных устройств. Для решения этой проблемы в работах [2-4] описаны методы повышения точности навигации. В частности, в [4] описан способ устранения накопления ошибок путем взаимного наблюдения за несколькими БПЛА при строго фиксированном расстоянии между аппаратами.

Постоянный контроль за расстоянием между участниками группы БПЛА требует установки на борту дополнительного оборудования – дальномеров.

Общее многообразие моделей дальномеров можно разделить на два вида: активные и пассивные. Принцип работы активных дальномеров заключается в измерении времени, затраченного сигналом на прохождение расстояния до объекта и обратно, при этом скорость распространения сигнала известна. В целях навигации наибольшее распространение получили звуковые, лазерные и оптические устройства. В таблице 1 представлены дальномеры, установка которых возможна на малогабаритных БПЛА [5-8].

Таблица 1. Дальномеры, применяемые в малогабаритных БПЛА

Тип	Производитель	Наименование	Диапазон измерений, м	Погрешность измерений, м	Габариты, ДхШхВ, мм	Вес, гр
Звуковой	MaxBotix	MB7067-Compact	7,65	0,01	31x36x26	15,1
Звуковой	Arduino	HC-SR04	4,0	0,01-0,03	45x20x15	8,5
Лазерный	FLIR	MLR-100	100	< 0,2	31x31x41	22
Лазерный	Скат-Р	ДЛ-8	150	0,03	98x98x52	250

3. Оценка эффективности методов межсамолетной навигации

На рисунке 1 схематично изображено расположение летательных аппаратов во время полета на равной высоте.

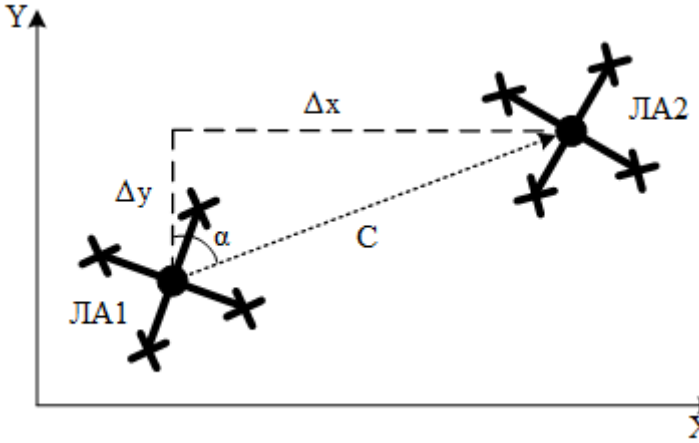


Рис. 1. Схематичное расположение БПЛА во время полета

В работах [2-4] приведены основные выражения для моделирования наблюдения за одним БПЛА и взаимного наблюдения за двумя аппаратами. Собственные координаты каждый ЛА получает от датчиков навигационной системы, координаты второго БПЛА рассчитываются по показаниям дальномера

$$x_{2i} = x_{1i} + R_{xi}; y_{2i} = y_{1i} + R_{yi}, \quad (1)$$

где R_{xi}, R_{yi} – расстояние, от ЛА1 до ЛА2 по координатным осям X и Y соответственно. В свою очередь,

$$R_{xi} = C_i * \cos\alpha_i + \nu_{xi}; R_{yi} = C_i * \sin\alpha_i + \nu_{yi}. \quad (2)$$

где C_i– показания дальномера, α_i – азимут дальномера, $v_{xi,yi}$ – погрешности измерения расстояний по координатным осям X и Y соответственно.

$$v_{xi} = v_i * \cos\alpha_i;\ v_{yi} = v_i * \sin\alpha_i; \quad (3)$$

где v_i – погрешность измерения дальномера.

Таким образом, подставив (2) и (3) в (1), получим

$$x_{2i} = x_{1i} + C_i * \cos\alpha_i + v_i * \cos\alpha_i;$$
$$y_{2i} = y_{1i} + C_i * \sin\alpha_i + v_i * \sin\alpha_i \quad (4)$$

Взаимное наблюдение за двумя ЛА будет выглядеть так:

$$Z_{\Delta xi} = x_{1i} - x_{2i} + \varepsilon_{xi} = x_{1i} - x_{1i} + R_{xi} + \varepsilon_{xi} = R_{xi} + \varepsilon_{xi};$$
$$Z_{\Delta yi} = R_{yi} + \varepsilon_{yi}; \quad (5)$$
$$Z_{\Delta\Delta i} = R_{xi} + R_{yi} + \varepsilon_{\Delta i};$$

где $\varepsilon_{xi,yi,\Delta i}$– погрешности наблюдений.

Погрешности взаимного наблюдения за двумя ЛА рассчитываются по формуле:

$$\varepsilon_{\Delta\Delta_i} = \sqrt{\left(\sqrt{(\dot{x}_{1i} - \dot{x}_{2i})^2 + (\dot{y}_{1i} - \dot{y}_{2i})^2} - Z_{\Delta\Delta_i}\right)^2}; \quad (6)$$

где $\dot{x}_{1i}$, $\dot{x}_{2i}$, $\dot{y}_{1i}$, $\dot{y}_{2i}$ – координаты, заданные до начала полета.

В ходе моделирования применены максимально допустимые параметры моделей дальномеров. Величина случайных внешних воздействий на летательные аппараты принята с дисперсией D_ξ = 0,1. По результатам моделирования построены графики зависимости среднеквадратического отклонения погрешности навигации от количества наблюдений за координатами во время полета БПЛА.

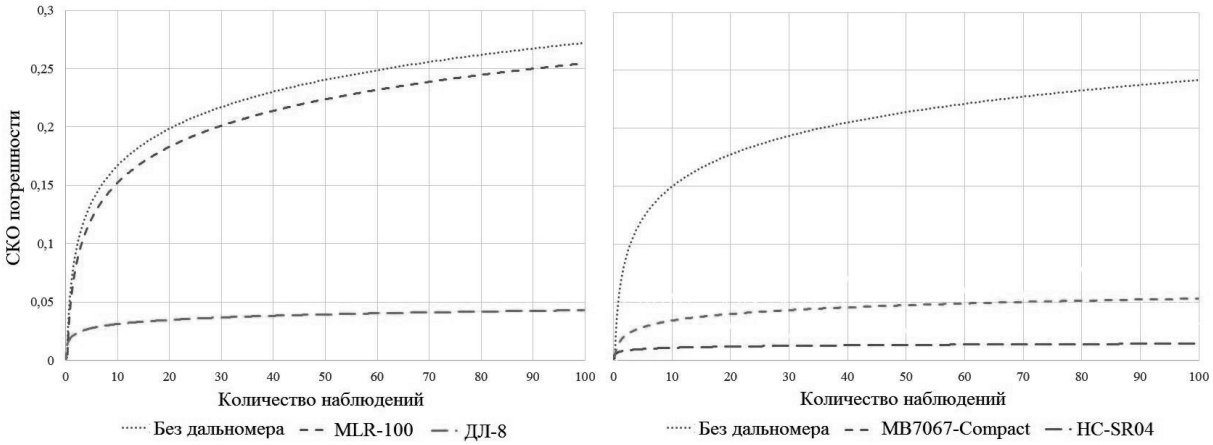


Рис. 2. График зависимости СКО погрешности навигации при использовании лазерных и акустических дальномеров дальномеров

Из графиков видно, использование дальномеров как средств межсамолетной навигации позволяет уменьшить погрешность наблюдения за координатами БПЛА, что повышает точность местоопределения.

4. Заключение

Методы межсамолетной навигации, применяемые для решения задачи обеспечения групповых полетов беспилотных летательных аппаратов, в значительной степени зависят от типа ЛА. Низкая грузоподъемность малогабаритных БПЛА ограничивает диапазон используемых средств для обеспечения точной оценки навигационных параметров. Применение комплексирования автономных датчиков движения и межсамолетных измерений на основе лазерных и акустических дальномерных систем позволяют повысить точность навигации беспилотных летательных аппаратов.

Работа поддержана грантом РФФИ № 16-41-732035

Литература

1. Dr. MaziarArjomandi. Classification of Unmanned Aerial Vehicles [Text]. // MECH ENG 3016 Aeronautical engineering, 2011. – 49 p.
2. Васильев К. К. Применение статистических методов при проектировании корабельных систем связи и автоматического управления движением//Автоматизация процессов управления, 2011, №1 (23), с. 72-77.
3. Васильев К. К., Бобков А. В. Динамическое использование ориентиров для оценки координат автономных необитаемых подводных аппаратов//Информационно-измерительные и управляющие системы, 2017, № 12. – С. 11-15.
4. Королев Л. Ю. Сравнительный анализ алгоритмов расчета погрешности одиночного и взаимного определения координат группы беспилотных летательных аппаратов. // Современные проблемы проектирования, производства и эксплуатации радиотехнических систем, 2017, № 1-2 (10). – С. 70-73.
5. MB7067-Compact (MaxBotix® Inc.). https://www.terraelectronica.ru/product/1901105, 03.03.2018.
6. Подключение ультразвукового дальномера HC-SR04 к Arduino. http://arduino-project.net/podklyuchenie-ul-trazvukovogo-dal-nomera-hc-sr04-k-arduino/, 03.03.2018.
7. Миниатюрные лазерные дальномеры. http://www.flir.ru/cores/display/?id=56598, 03.03.2018.
8. Лазерный дальномер ДЛ-8. http://skat-r.ru/DL-8.html, 03.03.2018.

References

1. Dr. MaziarArjomandi. Classification of Unmanned Aerial Vehicles [Text]. // MECH ENG 3016 Aeronautical engineering, 2011. – 49 p.
2. Vasiliev K. K. Using statistical methods in the design of ship communication systems and automatic traffic control//Automation of Control Processes, 2011, №1(23), p 72-77.
3. Vasiliev K. K., Bobkov A. V. Dynamic use landmarkc for coordinates estimation//Information-measuring and Control Systems, 2017,№ 12. p. 11-15.
4. Korolev L.Y. Comparative analysis of algorithms of calculation of an error of single and mutual determination of coordinates of group of unmanned aerial vehicles.// Modern problems of design, production and operation of radio engineering systems, 2017, № 1-2 (10). – p. 70-73
5. MB7067-Compact (MaxBotix® Inc.). https://www.terraelectronica.ru/product/1901105, 03.03.2018.
6. Connection of an ultrasonic range finder of HC-SR04 to Arduino. http://arduino-project.net/podklyuchenie-ul-trazvukovogo-dal-nomera-hc-sr04-k-arduino/, 03.03.2018.
7. Tiny laser range finders. http://www.flir.ru/cores/display/?id=56598, 03.03.2018.
8. Laser range finder of DL-8. http://skat-r.ru/DL-8.html, 03.03.2018.

ПОЛЯРИЗАЦИОННО-ФАЗОВЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПЕЛЕНГА И УГЛА КРЕНА ПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА ПО ОРТОГОНАЛЬНО ПОЛЯРИЗОВАННЫМ ПО КРУГУ СИГНАЛАМ РАДИОМАЯКА

В.Л. Гулько[1], А.А. Мещеряков[1]

[1] Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), Томск, Россия

Аннотация. Исследуется возможность определения пеленга и угла крена подвижного объекта с использованием ортогонально поляризованных по левому и правому кругу сигналов радиомаяка. Пеленг и крен определяются бортовой СВЧ двухканальной приемной системой на основе поляризационно-фазовой обработки результирующих векторных сигналов принятых на борту подвижного объекта в круговом поляризационном базисе

Ключевые слова: пеленг; крен; радиомаяк; подвижный объект, поляризационно-фазовый метод, круговой поляризационный базис.

POLARIZATION-PHASE METHOD OF DETERMINING THE BEARING AND THE ROLL ANGLE OF MOBILE OBJECT USING ORTHOGONAL CIRCULARLY POLARIZED SIGNALS OF THE RADIO BEACON

V. L. Gulko[1], A. A. Mescheryakov[1]

[1] Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Tomsk, Russia

Abstract. The possibility of determining bearing and angle of roll of a mobile object using orthogonally polarized signals of the left and right circle of the radio beacon is investigated. Bearing and roll are determined by the on-board microwave frequency two-channel receiving system based on the polarization-phase processing of the resulting vector signals of the mobile object received on board in a circular polarization basis

Keywords: bearing; roll; beacon; mobile object, polarization-phase method, circular polarization basis.

1. Введение

Для определения пеленга и угла крена подвижного объекта (ПО) в работах [1, 2] исследовалась возможность использования ортогонально линейно поляризованных сигналов, излучаемых радиомаяком из двух пространственно разнесенных в горизонтальной плоскости точек с известными координатами. Пеленг и крен определялись на борту ПО СВЧ двухканальной приемной системой на основе амплитудно-фазовой обработки результирующих векторных сигналов принятых в линейном [1] или круговом [2] поляризационных базисах. В [3] исследовалась возможность использования ортогонально поляризованных по кругу сигналов радиомаяка для определения пеленга ПО, но не исследовалась возможность их использования для оценки угла крена ПО.

В настоящей работе исследуется возможность использования ортогонально поляризованных по левому и правому кругу сигналов радиомаяка для определения пеленга и угла крена ПО СВЧ двухканальной приемной системой на основе поляризационно-фазовой обработки результирующих векторных сигналов, принятых на борту ПО в круговом поляризационном базисе.

2. ПОЛЯРИЗАЦИОННО-ФАЗОВЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПЕЛЕНГА И УГЛА КРЕНА ПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА

Предположим, что радиомаяк из двух пространственно разнесенных на расстоянии d в горизонтальной плоскости точек, одновременно излучает в направлении α ортогонально поляризованные по левому и правому кругу сигналы с равными амплитудами, начальными фазами и длинами волн λ. Используем представление плоской однородной электромагнитной волны вектором Джонса [4]. Тогда результирующая волна на направлении α, может быть представлена в декартовом (линейном) поляризационном базисе в векторной форме, опуская временную зависимость, в виде [3]

$$\vec{E}_p = \begin{bmatrix} \cos \Delta\varphi/2 \\ -\sin \Delta\varphi/2 \end{bmatrix} \qquad (1)$$

где $\Delta\varphi = \dfrac{2\pi d}{\lambda}\sin\alpha$ - разность фаз между ортогонально поляризованными по левому и правому кругу волнами в точке приема на ПО;

α - угол между перпендикуляром к середине базы d и направлением на ПО.

Откуда следует, что пеленг α ПО может быть определен как

$$\alpha = \arcsin\frac{\lambda}{2\pi d}\left(\Delta\varphi\right) \qquad (2)$$

Из (1) следует, что результирующая волна в точке приема на ПО всегда поляризована линейно, и её угол ориентации плоскости поляризации, с учетом (2), определяется пеленгом α ПО. В тоже время её интенсивность не зависит от направления излучения в силу поляризационной ортогональности излучаемых волн.

Предположим, что прием результирующей волны (1) на борту ПО осуществляется приемной антенной в круговом поляризационном базисе, орты которого соответствуют волнам левой и правой круговой поляризации [4]. Круговой поляризационный базис позволяет разделить на борту ПО линейно поляризованную результирующую волну (1) на ортогонально поляризованные по кругу составляющие левого $\dot{E}_L$ и правого $\dot{E}_R$ направления вращения вектора $\vec{E}_P$. Предположим также, что ПО имеет в общем случае крен $\pm\gamma$, определяемый как угол между правой, относительно центра масс ПО, поперечной осью и горизонтальной плоскостью [2].

Найдем амплитуды A_L и A_R, а также фазы Ψ_L и Ψ_R составляющих $\dot{E}_L$ и $\dot{E}_R$ и установим их связь с пеленгом α и углом крена γ ПО.

Составляющие $\dot{E}_L$ и $\dot{E}_R$ на борту ПО, имеющего в общем случае крен $\pm\gamma$, при переходе в круговой поляризационный базис (опуская временную зависимость) могут быть найдены с помощью преобразований вида:

$$\vec{\dot{E}}_{LR} = \begin{bmatrix} \dot{E}_L \\ \dot{E}_R \end{bmatrix} = [Q][R(\pm\gamma)] \cdot \vec{E}_P \qquad (3)$$

где $[R(\pm\gamma)] = \begin{bmatrix} \cos\gamma & \pm\sin\gamma \\ \mp\sin\gamma & \cos\gamma \end{bmatrix}$ - оператор поворота на угол крена $\pm\gamma$,

$+\gamma$ - соответствует положительному углу крена ПО, когда правая поперечная ось находится ниже горизонтальной плоскости,

$-\gamma$ - соответствует отрицательному углу крена ПО, когда правая поперечная ось находится выше горизонтальной плоскости.

$[Q] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix}$ - оператор перехода из декартового поляризационного базиса в круговой поляризационный базис [4].

После преобразований (3), получим аналитические выражения для составляющих $\dot{E}_L$ и $\dot{E}_R$ на входах двухканального приемника для углов крена $\pm\gamma$ в виде

$$\dot{E}_L = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\left(\cos\left(\gamma \pm \Delta\varphi/2\right) \mp j \sin\left(\gamma \pm \Delta\varphi/2\right) \right) \right] \qquad (4)$$

$$\dot{E}_R = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\left(\cos\left(\gamma \pm \Delta\varphi/2\right) \pm j \sin\left(\gamma \pm \Delta\varphi/2\right) \right) \right] \qquad (5)$$

Амплитуды A_L и A_R, а также фазы Ψ_L и Ψ_R составляющих (4) и (5) на выходах двухканального приемника будут равны

$$A_L = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{ и } \Psi_L(\pm\gamma) = \mp \operatorname{arctg} \frac{\sin\left(\gamma \pm \Delta\varphi/2\right)}{\cos\left(\gamma \pm \Delta\varphi/2\right)} \qquad (6)$$

$$A_R = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{ и } \Psi_R(\pm\gamma) = \pm \operatorname{arctg} \frac{\sin\left(\gamma \pm \Delta\varphi/2\right)}{\cos\left(\gamma \pm \Delta\varphi/2\right)} \qquad (7)$$

Найдем разность фаз $\Delta\Psi_{RL}(\pm\gamma)$ как

$$\Delta\Psi_{RL}(\pm\gamma) = \Psi_R(\pm\gamma) - \Psi_L(\pm\gamma). \qquad (8)$$

Подставляя (6) и (7) в (8), после преобразований, получим

$$\Delta\Psi_{RL}(\pm\gamma) = \pm 2\gamma + \Delta\varphi. \qquad (9)$$

где « + » соответствует $\gamma > 0^\circ$;

« - » соответствует $\gamma < 0^\circ$.

Из анализа (6-9) следует, что в общем случае, разность фаз $\Delta\Psi_{RL}$ между ортогонально поляризованными по левому $\dot{E}_L$ и правому $\dot{E}_R$ составляющими зависит

как от угла крена γ, так и от пеленга α ПО. В тоже время амплитуды A_L и A_R этих составляющих постоянны и от навигационных элементов не зависят.

В частных случаях, если имеется априорная информация об одном из них, то можно вычислить либо крен γ, либо пеленг α ПО. Так, например, если ПО двигается вдоль равносильного направления, совпадающего с перпендикуляром к базе *d*, то подставляем в (9) $\Delta\varphi = 0^\circ$, крен γ будет однозначно определен по формуле:

$$\gamma_{град} = \pm \frac{\Delta\Psi_{RL}}{2}. \qquad (10)$$

В другом случае, если $\gamma = 0^\circ$, т.е. приемная бортовая антенна и её СВЧ элементы располагаются на гиростабилизированной платформе, тогда подставляя в (9) $\gamma = 0^\circ$, с учётом (2), получим выражение для расчёта пеленга α ПО в виде

$$\alpha = \pm \arcsin \frac{\lambda}{2\pi d} \cdot \left(\Delta\Psi_{RL}\right) \pm n\pi. \qquad (11)$$

где n = 0, 1, 2…

3. Заключение

Анализ результатов исследований позволяет сделать следующие выводы.

1. В предлагаемом методе информация о пеленга и крене ПО содержится в фазовых соотношениях ортогонально поляризованных по кругу составляющих принятой результирующей волны.
2. Для однозначной оценки пеленга и крена ПО требуется априорная информация об одном из них.
3. Выбор поляризационных базисов, в которых представляются излучаемые и принимаемые сигналы, определяется физическим смыслом решаемой технической задачи.

В практической навигации предложенный метод может использоваться совместно с пилотажно-навигационными системами ориентации летательных аппаратов при их заходе на посадку по радиомаякам.

4. Благодарности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта государственного задания Министерства образования и науки РФ № 8.7348.2017/8.9.

Литература

1. Гулько В. Л., Мещеряков А. А. Использование ортогонально-линейно поляризованных сигналов в бортовых СВЧ двухканальных радиомаячных системах навигации // Доклады ТУСУР, 2017, Т. 20, № 1. – С. 14-17.
2. Гулько В. Л., Мещеряков А. А. Поляризационный метод определения пеленга и угла крена подвижного объекта в двухканальных радиомаячных системах навигации // Изв. Вузов «Физика», 2017, Т. 60, № 6 – С. 44-49.
3. Гулько В. Л., Мещеряков А. А. Использование ортогонально поляризованных по кругу сигналов радиомаяка для определения пеленга подвижного объекта бортовой СВЧ двухканальной приемной системой // Сборник трудов XXIII Международной научно-

технической конференции «Радиолокация, навигация, связь.» Воронеж. В 3-х томах, 2017. - С. 822-826.
4. Аззам Р., Башара Н. Эллипсометрия и поляризованный свет. М. МИР, 1981. - 583 с.

REFERENCES

1. Gulko V. L., Mescheryakov A. A. Use of orthogonal linearly polarized signals in a dual channel board UHF radio beacon landing navigation systems. // Doclady TUSUR, 2017, Vol. 20, No. 1. – Pp. 14-17.
2. Gulko V. L., Mescheryakov A. A. Polarization Method of Determining the Bearing and the Roll Angle of a Mobile Object with Twochannel Radio Beacon Navigation Systems. // Russian Physics Journal, 2017, Vol. 60, No 6, - Pp. 972-977.
3. Gulko V. L., Mescheryakov A. A. The use of orthogonal circularly polarized beacon signals to determine the bearing of the mobile unit board UHF dual-channel receiver system // Proceedings of the XXIII International Scientific and Technical Conference "Radiolocation, navigation, communications." Voronezh, 2017. - Pp. 822-826.
4. Azzam R., Bashara N. Ellipsometry and Polarized Light. M. MIR, 1981. - 583 p.

РАДИОЛУЧЕВЫЕ МЕТОДЫ В НАДГОРИЗОНТНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ. КОМПЛЕКС ИМИТАЦИОННЫХ МАТЕМАТИЧЕСКИХ ПРОГРАММ

В.Б Иванов, С.М. Савельев, А.И. Стучилин, А.В. Щербинко. Э.И Шустов.

ЗАО НИЦ «Резонанас», Россия, Москва

Аннотация. В работе представлены результаты разработки комплекса имитационных математических программ для решения ряда задач надгоризонтной радиолокации с использованием радио лучевых расчетов. Приводятся примеры расчетов (прогнозирование радио сияний на высоких широтах и другие).

Ключевые слова: радиолокация, математическое моделирование, ошибки измерений, тропосфера, ионосфера.

RAY TRACINGS METHODS IN ABOVE AN HORIZON RADAR. COMPLEX OF IMITATION MATHEMATICAL PROGRAMS

V.B. Ivanov, S.M. Savelyev, A.I. Stuchilin, A.V. Scherbinko, E.I. Shustov

SRC "Resonance", Moscow, Russia

Abstract. The results of development of complex imitation mathematical programs for solving a number of problems of an above-horizon radar with the use of ray tracing calculations. are represented. Examples of calculations are given (prediction of radio lights at high latitudes and others).

Keywords: radar, mathematical modeling, measurement errors, troposphere, ionosphere.

1.Введение

В настоящее время продолжается совершенствование надгоризонтных РЛС УКВ диапазона: метровых, дециметровых и более коротких длин волн. (РЛС «Воронеж», «Сопка-2» и др. (см., например, /Л1, 2/). К числу таких РЛС относятся и РЛ комплексы класса «Резонанс», работающий в начале метрового диапазона радиоволн. В этих РЛК реализован физический принцип резонансного отражения радиоволн от воздушных объектов, способствующий резкому увеличению их эффективной отражающей поверхности (ЭОП). Метод делает технологию «Stealth» в диапазоне работы РЛК мало-результативной. Принципы резонансной радиолокации используются для обнаружения широкого класса, как воздушных целей, так и баллистических со сниженной заметностью. Эти принципы были проверены на различных математических моделях, в натурных условиях и полностью себя оправдали /Л3/.

В процессе эксплуатации таких РЛС возникла необходимость совершенствования математических моделей их функционирования, методов текущей обработки информации, обусловленная рядом причин.

Важной задачей РЛС является на основе измеренных РЛ координат (наклонных дальностей, азимутов, углов места, доплеровских скоростей, азимутальных скоростей), расчет пространственных координат целей и векторов движения. Можно назвать такую

задачу восстановлением координатно-целевой обстановки (КЦО). Для решения этих задач необходимо учитывать рефракцию радиолуча в среде. Наиболее просто и для малых высот целей эта задача решается в приближении т.н. «нормальной тропосферы», где имеются соответствующие аналитические выражения. Однако область действия надгоризонтных РЛС может распространяться до ионосферных высот со своими профилями электронной концентрации. Здесь для учета рефракции радиоволн обычно используют методы геометрической оптики (радио лучевые методы). В работе /Л4/ предложено в интересах надгоризонтной радиолокации использовать суммарный профиль показателя преломления тропосферы и ионосферы исходя из современных моделей этих сред, а также осуществлять соответствующие радио-лучевые расчеты. Далее аналогичный подход был реализован в /Л5/. Как указано в /Л5/, даже для тропосферных высот на больших удалениях от РЛС метод геометрической оптики дает более точные оценки рефракции, чем приближение нормальной тропосферы. Такая модель распространения радиоволн важна также для расчета ракурсных углов падения луча на силовые линии магнитного поля Земли в задачах прогнозирования характеристик помехового влияния радиоавроры в высокоширотной ионосфере.

При расчете в условиях ионосферы возникают дополнительные ошибки, связанные с отличием используемой модели ионосферы от реальной ситуации. Такие ошибки необходимо уметь предсказывать.

Любая РЛС имеет свои инструментальные ошибки с характерными СКО. Эти ошибки влияют на точность восстановления КЦО. Это влияние может быть исследовано соответствующими имитационными алгоритмами и программами.

Часто возможные области существования цели могут контролироваться несколькими РЛС. Возникают т.н. многопозиционные РЛС (МП РЛС) /Л6/. Тут имеется возможность повышения точностных характеристик координатометрии за счет оптимального сложения информации парциальных РЛС, включая использование пеленгационных и дальномерных методов.

2. Основные принципы разработки

Для учета тропосферной рефракции использована модель показателя преломления на основе модели GCAT [7] дополнительного запаздывания при распространении в атмосфере сигналов радионавигационных спутников GCAT. Для ионосферы использовалась модель вертикального распределения N(h) электронной концентрации IRI| [8] в ее последней версии IRI 2016. Программирование выполнено на алгоритмическом языке C++ в пакете Borland C++ Rad Studio 2009. Численное интегрирование уравнений геометрической оптики производится с использованием метода Рунге – Кутта 4-го порядка. Лучевая задача решается в двух вариантах. В первом случае, для заданного расположения цели в пространстве находятся (имитируются) методом «пригонки» параметры излучения на РЛС (РЛ координаты), обеспечивающие с заданной точностью попадание луча в точку цели. Т.е. решается обратная задача распространения радиоволн. Во втором варианте, по заданным РЛ координатам цели определяется ее местоположение. Решается прямая задача (см. также

/Л5/). При решении прямых задач РЛ координаты могут разыгрываться по методу Монте-Карло, что дает возможность оценивать СКО расчета пространственных координат.

Оценка координат в системе РЛС осуществляется на основе весового суммирования отдельных измерений, учитывающего СКО парциальных РЛС и возможные корреляционные связи.

Для расчета ракурсных углов рассеяния на магнито-ориентированных неоднородностях необходима модель магнитного поля земли. В качестве таковой использована модель IGRF12 с актуальными на 2016 год исходными для расчетов данными. Имея направление магнитного поля, заданное соответствующими углами в локальной системе координат в конце траектории и, аналогично, направление луча, программа вычисляет скалярное произведение соответствующих единичных векторов и, через него, ракурсный угол γ, (см. ниже рис1). Всего для исследования указанных проблем в 2016-2017 г.г. в НИЦ «Резонанс» разработан комплекс имитационных математических программ (около 20), ниже именуемый «КИМП». Для ввода исходных данных и вывода результатов расчета используются соответствующие интерфейсы. Выпущен каталог этих программ и инструкция по использованию наиболее употребительных из них. Для каждой программы разработан «Информационный паспорт программы» (пояснения к программе, текст программы, др. информация для программистов и пользователей).

Далее приводятся некоторые результаты исследований с использованием КИМП.

3. Прогнозирование ракурсных условий наблюдения радио сияний в авроральной зоне.

Предполагается, что такого рода сигналы формируются вследствие обратного рассеяния радиоволн (высота 90-120 км) на вытянутых, магнито-ориентированных неоднородностях концентрации плазмы области Е авроральной ионосферы. Т.е. обусловлены существованием магнитного поля земли и рядом механизмов возникновения неоднородностей в высокоширотной ионосфере (см. более детально /Л9/. Анализ данных по влиянию радио рассеяний на работу РЛС приведен ранее в /Л10/. В последнее время эта тематика также активно исследуется авторским коллективом И.В. Тютин, В.Б. Оводенко и С.А Пушай (см. например, /Л 11/), ОАО НПК «НИИДАР».

Интенсивность такого рассеяния должна быть весьма существенно зависима от ракурсного угла – угла между направлением радиолуча и осью вытянутости неоднородности. Поскольку вытянутость неоднородностей ориентирована геомагнитным полем, ракурсным углом является угол между лучом и плоскостью, ортогональной к магнитному полю, что иллюстрируется на рисунке 1 (угол γ). Согласно экспериментально теоретическим данным интенсивность такого рассеяния резко падает при отличии модуля ракурсного угла γ от нулевых значений. Цифрами 1 и 2 на рисунке 1 пояснена возможность поучения различных значений углов γ. По оценкам /Л11/ при углах γ около 4 град мощность рассеяния убывают примерно на 20 ДБ, по сравнению с нулевыми значениями этого угла.

Авторы настоящей работы анализировали условия появления радио рассеяний на индикаторе кругового обзора (ИКО) РЛС «Резонанс», расположенной на полуострове Канин Нос. Как и в других исследованиях, радио рассеяния регистрировались преимущественно в вечернее и ночное время с северных направлений. Примеры фрагментов ИКО с радио сияниями, полученные 7.03.2016г. в интервале местного времени 14-15 часов, показаны на рисунке 2. Такие пятна имеют очень нестационарный характер, иногда раздваиваются.

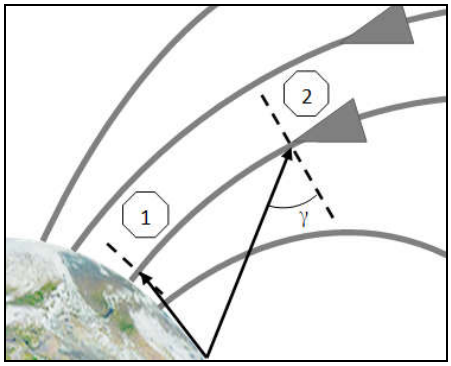


Рис. 1. К определению ракурсного угла рассеяния γ.

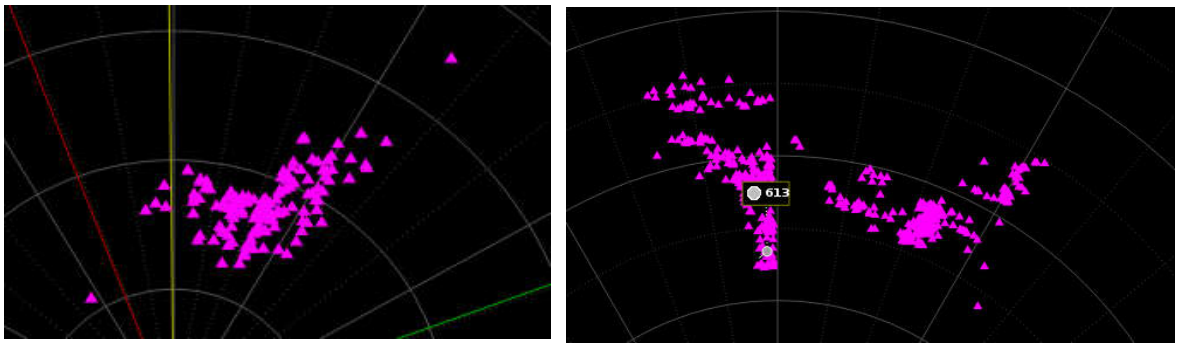


Рис. 2. Примеры фрагментов ИКО с радио сияниями.

Характерные наклонные дальности появления радио сияний в 10-ти сеансах 2015-2016 г.г. на интервале местного времени, примерно, 10…22 часа приведены на рисунке 3. Затемненная часть рисунка 3 соответствует ожидаемой зоне полярных сияний. Явная связь дальностей регистрации радио сияний с этой зоной здесь не просматривается.

Для анализа экспериментальных данных использовались расчёты ракурсных углов γ по программам КИМП. Предварительно наши расчеты сравнивались с расчётами γ в /Л11/ для указанных там условий наблюдения. Разница оценок не превосходит +- 1 град., что говорит об объективности обоих методов оценок в рамках использованных моделей сред и лучевых расчетов.

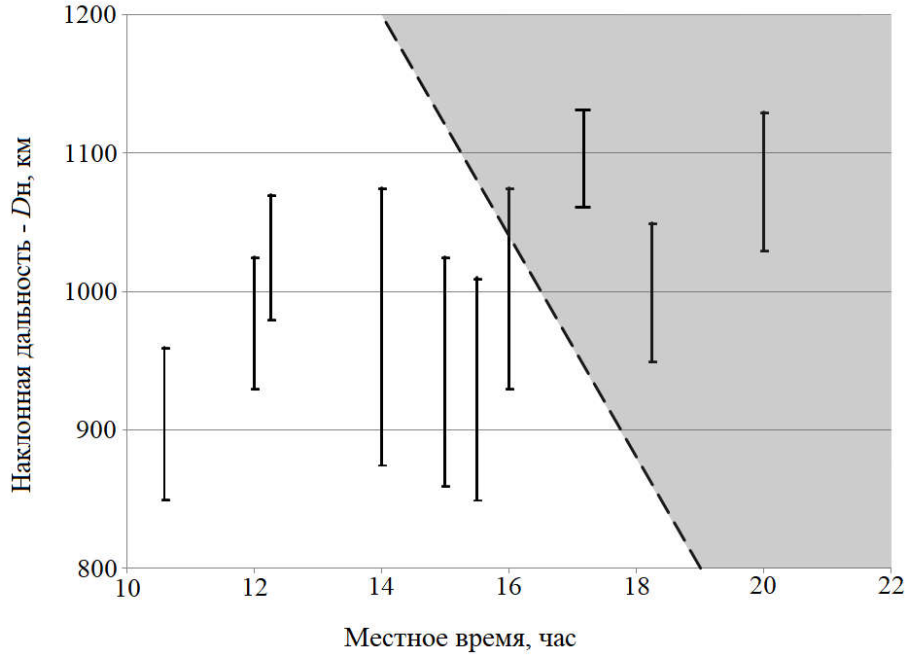


Рис. 3. Характерные наклонные дальности наблюдения радио сияний.

Для условий рисунка 2 азимутально-дальностные зоны регистрации радио сияний, обобщенные примерно за 1 час наблюдений, показаны темным фоном на рисунке 4.

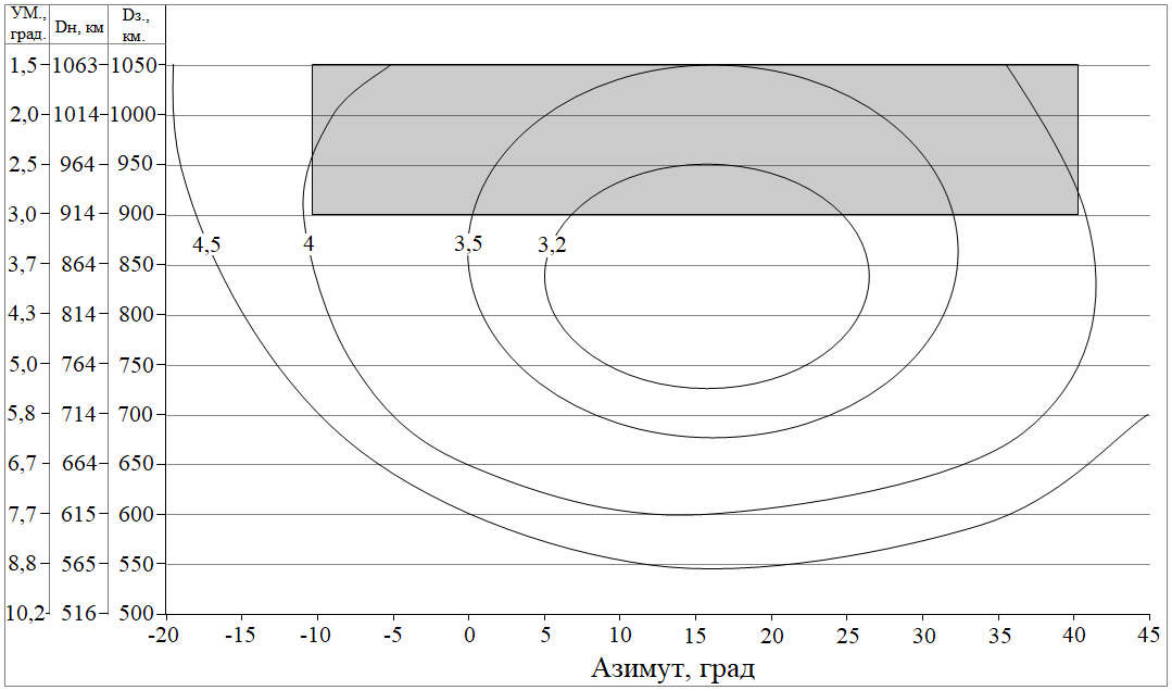


Рис. 4. Расчетные изолинии равных ракурсов и экспериментальные области наблюдения радио сияний.

Здесь же нанесены расчетные изолинии равных ракурсов (локусы) для высоты 105 км. Из рисунка 4 отчетливо видно, что в азимутальные направления регистрации рассеяний составляют от минус 10 до плюс 40 градусов и ограничены ракурсными углами, примерно, в 4 градуса. С этой точки зрения (ракурсный угол не более 4-х градусов) «разрешенными» является наклонные дальности свыше 600 км. Реально рассеяния наблюдались с больших наклонных дальностей (более 900 км) и до радиогоризонта. Более удаленные регистрации радио сияний связаны, скорее всего, с положением возмущенных областей. Для удобства анализа на рисунке 4 приведены также расчетные дальности по земле *D*з и углы места УМ, соответствующие наклонным дальностям *D*н.

4. Ошибки определения высоты цели, связанные с ионосферными возмущениями.

Как указывалось выше, при расчете координат ионосферной цели возникают ошибки, связанные с неточностью используемой модели ионосферы. Эти ошибки зависят от многих факторов: от геофизических условий, рабочей частоты, степени отклонения модели используемой модели ионосферы от ее реального состояния. В рамках КИМП имеется возможность рассчитать РЛ координаты для некоторой модели ионосферы *IRI*, затем изменить параметры модели и снова найти исходные координаты цели, т.е. решить прямую задачу. При этом есть несколько способов «искажения» модели на данное время, включая число Вольфа и глобальный ионосферный индекс. Самый простой способ позволяет искажать профиль плотности электронной концентрации *N0(h)* на данное время из модели *IRI* по формуле *N1(h) =K*N0(h)*. Т.е. значения *N0(h)* на всех высотах уменьшаются или увеличиваются в %-м отношении на одну и ту же величину. Этим самым имитируются положительные или отрицательные возмущения в реальной ионосфере, относительно модельного распределения N0(h).

Ясно, что наиболее чувствительным является нижняя часть метрового диапазона радиоволн. На рисунке 5 показаны высотные профили ошибок определения высоты цели ΔНц, при различных К на частоте 35 МГц для некоторых геофизических условий (зима, день, 2018г, низкие широты.) при максимальной высоте цели 300 км. Дальность до цели по земле 500 км. На высотах 90 км и ниже, РЛ сигналы распространяются в тропосфере, от состояния ионосферы и от рабочей частоты здесь эффекты рефракции не зависят. При увеличении высоты цели, возникают ошибки ΔНц, увеличивающиеся с высотой.

Принято считать, что средне квадратическая ошибка (СКО) прогностических моделей составляет порядка 20%. В данном случае это соответствует отклонению от *K* = 1 на+- 0,2. Т.е. в условиях рисунка 5 на больших высотах такое СКО составляет около 6 км.

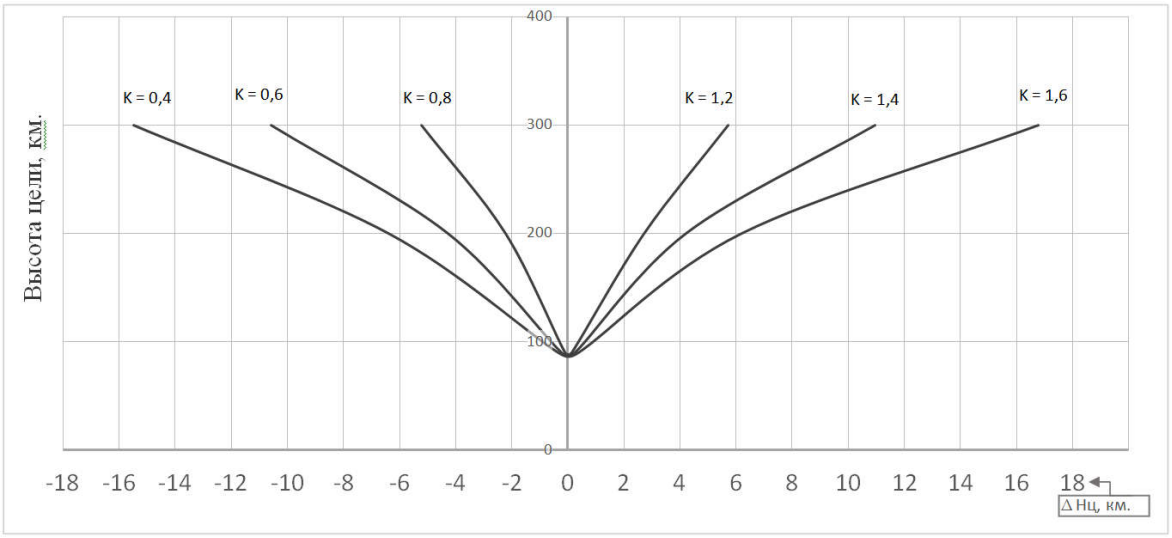


Рис.5. Высотные профили ошибок определения высоты цели ΔНц, при различных К.

Из соображений, что СКО Δ*H*ц соответствует Δ*K* = 0.2, делались сравнительные оценки СКО Δ*H*ц для различных рабочих частот *F*р надгоризонтных РЛС УКВ диапазона в условиях, аналогичных рис 5. В качестве примера, некоторые такие оценки приведены в таблице1.

Таблица 1. Пример сравнительных ошибок СКО ΔНц, км на ряде рабочих частот.

*F*р, МГц	50	100	200	400
СКО Δ*H*ц, км	1,0	0,25	0,07	0,02

Примерно здесь значения СКО Δ*H*ц убывают обратно пропорционально квадрату частоты. Конечно, эти ошибки необходимо сопоставлять с ошибками обусловленными ошибками измерения РЛ координат.

5. Оценка случайных ошибок определения координат воздушных объектов.

5.1. Ошибки определения высоты.

Все надгоризонтные РЛС измеряют РЛ координаты с некоторыми случайными инструментальными ошибками. Под РЛ координатами мы здесь понимаем измеренные наклонные дальности *D*н, углы места УМ, азимуты (пеленги) АЗ, доплеровские скорости *Vd*. При сертификации РЛС могут быть указаны максимально возможные ошибки, или значения СКО (см., например, /Л2,3/). Однако эти СКО зависят от различных условий, методы измерений совершенствуются, поэтому в исследовательских целях целесообразно значения таких СКО параметризовать в области ожидаемых значений СКО РЛ координат. В качестве расчетных координат ВО можно рассматривать высоты, дальности от РЛС, гео-координаты, вектор скорости. Естественно, что все эти координаты будут иметь свои СКО, обусловленные случайными ошибками измерения РЛ координат.

Что касается СКО расчета высот Нц ВО, определяющими фактором здесь являются ошибка измерения угла места и удаление ВО от РЛС. Ошибка, связанная с

неточным учетом рефракции в рамках модели нормальной тропосферы, составляет около 1 км на удалениях порядка 300 км от РЛС /Л5/. В таблице 2 показаны результаты расчета СКО нахождения высоты Нц, км, при различных СКОУМ и на различных удалениях *D*з от РЛС. Под значением *D*з приведены значения соответствующих УМ. Например, при СКО УМ = 0,5 град на максимальных дальностях СКОНц составит около 3-х км, на минимальных около 50 м. Более точный учет рефракции, нежели в рамках нормальной тропосферы, становится актуальным при СКОУМ менее 0,1 град.

Значения СКОНц могут быть уменьшены в системе РЛС. Здесь есть два механизма уменьшения этих ошибок. Во-первых, удаления ВО от различных РЛС различны, и каждое может изменяться от минимального до максимального. Также будут меняться и СКО*H*ц (см. таблицу 2). Во вторых, при совместном наблюдении возможно весовое сложение измерений.

Таблица 2. Результаты расчетов СКО нахождения Нц, км

СКОУм, град. / *D*з, км. / УМ, град.	1	0,5	0,25	0,1	0,05
324 1,37	3,8	2,9	1,4	0,57	0,29
95 8,58	1,67	0,81	0,4	0,16	0,01
5,6 69,45	0,1	0,05	0,025	0,01	0,01

Пример такого случая результирующего определения СКО *H*ц в системе из 2-х РЛС приведен на рисунке 6 пунктиром, где представлены результаты весового суммирования измерений *H*ц при одновременном наблюдении ВО на 2-х независимых РЛС (1 и 2 на рисунке 6). Сплошными линиями показаны СКО *H*ц отдельных РЛС. При большом различии СКО *H*ц весовое суммирование фактически выбирает более точное измерение (т.н. «авто-выбор»). В точках совместного наблюдения 1- 4 результирующее СКО *H*ц определяется по данным РЛС2. В точках 7-10 результат определяет РЛС1. При примерно одинаковых ошибках СКО *H*ц уменьшается в 1,5 раза.

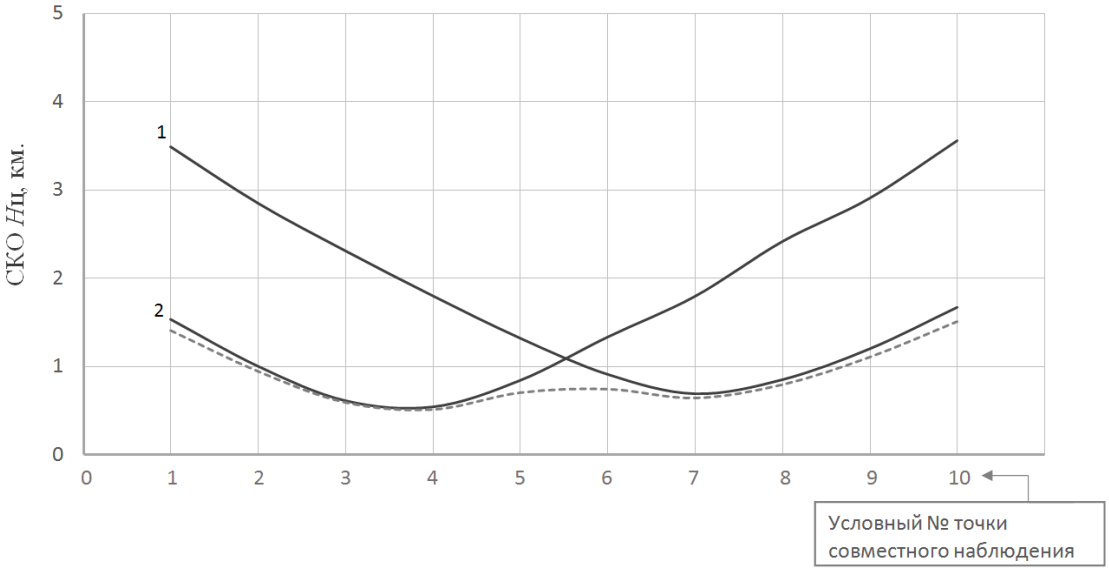


Рис. 6. Результат определения СКО Нц в системе из 2-х РЛС.

5.2. Ошибки определения координат на поверхности земли.

Разработанные программы при решении прямой задачи кроме высоты ВО, определяют координаты на поверхности земли и их СКО. Данные ошибки определяются для двух систем координат. Первая система связана с пересчетом в прямой задаче РЛ координат *D*н и АЗ в гео-координаты: широту φ и долготу λ и нахождением их СКО. СКО гео координат при необходимости можно пересчитать в линейные единицы СКО*d*φ по широте и СКО*d*λ по долготе по формулам:

$$\text{СКО}\, d\varphi = \text{СКО}\, \varphi * Rз \div 57{,}3 \quad (1)$$

$$\text{СКО}\, d\lambda = \cos\varphi * \text{СКО}\lambda * Rз \div 57{,}3 \quad (2)$$

Здесь Rз - радиус Земли, коэффициент 57,3 связан с переводом градусной меры в радианную.

Можно получить также в точке расположения ВО линейные ошибки d|| вдоль линии визирования ВО (в направлении пеленга) и $d\perp$ ортогонально к линии визирования. Очевидно, что СКОd || = СКОDз. Для расчета СКО$d\perp$ на расстояниях Dз в несколько сот км можно пренебречь кривизной земли и использовать выражение

$$\text{СКО}\, d\perp = Dз * \text{СКОАЗ} \div 57{,}3 \quad (3)$$

В обоих этих случаях СКО пространственных координат слабо зависят от ошибок угла места и определяются инструментальным ошибками измерения Dн и АЗ.

Для иллюстрации нахождения этих ошибок выбрана геометрия расположения трассы ВО и РЛС, показанная на рисунке 7 в относительных гео-координатах. В частности, такой трассой может быть участок движения ВО гражданской авиации, наблюдаемой на РЛС как бы «сбоку».

С использованием (1)…(3) рассчитаны эллипсы ошибок в точке «Х», в двух системах координат. Эти эллипсы показаны на рисунках 8 и 9. На обоих рисунках обозначены направления движения ВО по данной трассе в точке «Х» и поперечное к нему.

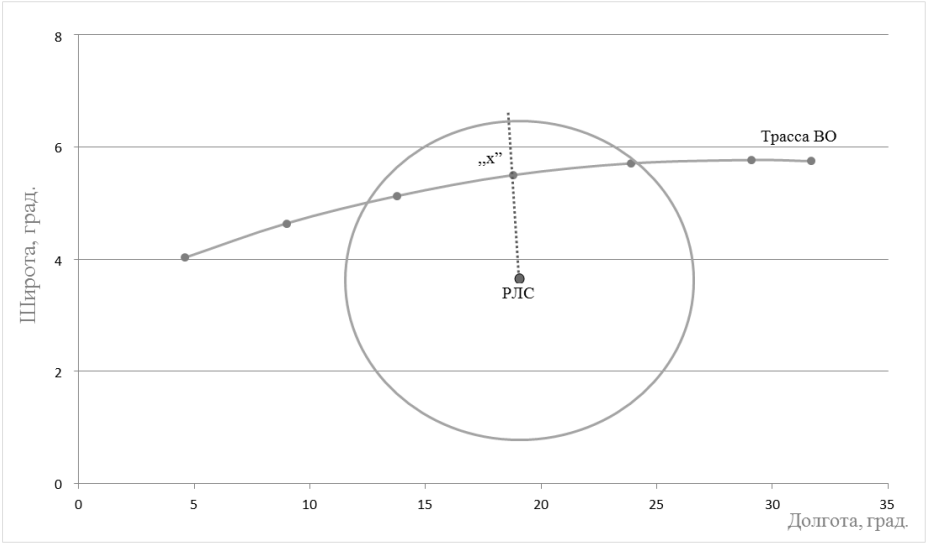


Рис.7.Иллюстрвция наблюдения на РЛС участка трассы ВО.

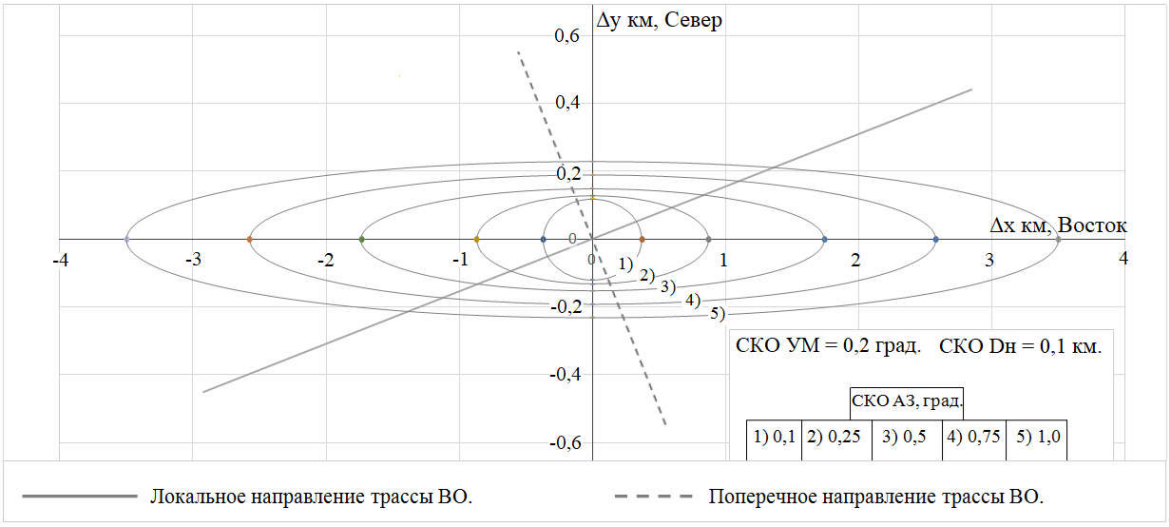


Рис.8.Эллипсы линейных ошибок в направлениях гео координат.

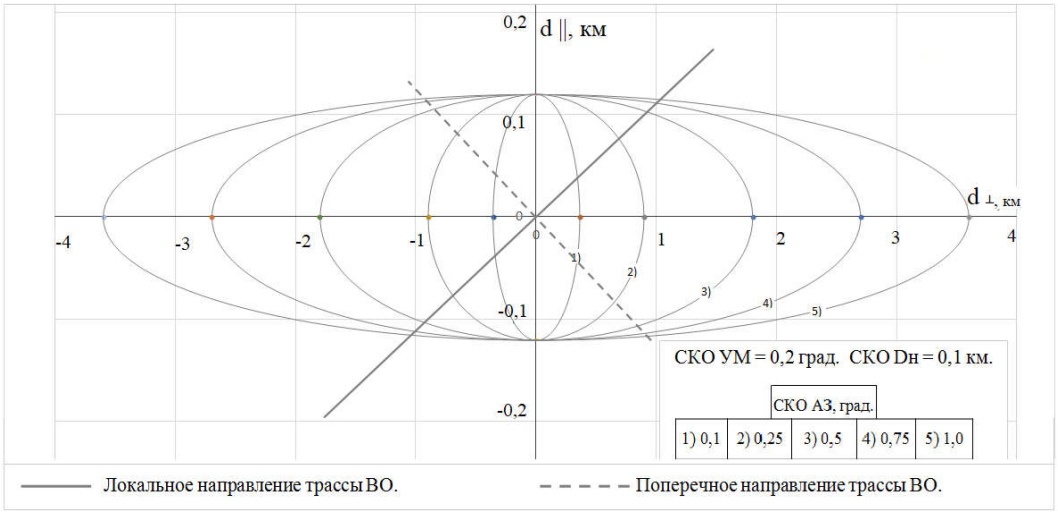


Рис.9. Эллипсы ошибок в направлениях поперек и вдоль трассы визирования цели.

При пересчете эллипсов ошибок на эти направления можно оценить ошибки контроля продольных и поперечных коридоров движения ВО. СКОУМ и СКОDн здесь фиксированы. СКО измерения азимута изменяется в пределах 0,1…1,0 град. Перечет эллипсов ошибок в эту систему координат может быть осуществлен по правилу поворота осей. Однако понятно, что если бы ВО двигался по линии восток-запад (см. рисунок 8), то ошибки вдоль трассы совпали бы с осью Δу, а поперек – с осью Δх. Численное значение полуосей эллипса определяется значением СКОАЗ. При СКОАЗ = 1,0 град получим значение полуоси вдоль трассы 3,6 км, поперек - 0,23км. При движении ВО по линии юг – север эти оценки меняются местами. Из рисунка 9 для различных направлений движения ВО, можно получить минимально–максимальные оценки ошибок координат в горизонтальной плоскости от 0,12км (определяется величиной СКОDн) до 3,6 км (определяется величиной Dз и СКОАЗ). Такие расчеты позволяют определить требования к характеристикам РЛС в случае их использования, например, в интересах организации воздушного движения (ОрВД) в гражданской авиации.

6. Заключение

Возможность имитации исходных РЛ координат и решения прямых задач с учетом инструментальных ошибок измерений и неточности моделей среды, делает данный комплекс программ удобным инструментом для нужд надгоризонтной радиолокации в широком диапазоне рабочих частот. В частности, решаемые задачи и возможные области применения могут быть следующие:

- проектирование надгоризонтых РЛС и систем надгоризонтных РЛС с требуемыми характеристиками;
- прогнозирование эффективности диагностики координатно – целевой обстановки (точности определения координат);
- подготовка исходных данных для испытательных работ (ожидаемые рубежи обнаружения, азимуты, углы места, наклонные пути, точности выходных параметров;
- решение задач двойного использования РЛС в интересах ОрВД;
- исследование путей защиты надгоризонтных РЛС от помехового влияния ракурсных рассеяний в ионосфере;
- обучение специалистов по профилю задачи.

7. Благодарности

Авторы благодарны Б.В. Лежанкину (Иркутский филиал МГТУ ГА) за полезные консультации по вопросам ОрВД, А.Л. Прокофьеву и Д.В. Прищепу за выполнение ряда численных расчетов с использованием разработанного комплекса программ и техническое оформление результатов исследований.

Литература

1. Воронеж (радиолокационная станция). http://http-wikipediya.ru/wiki/.
2. Трассовый радиолокационный комплекс «Сопка-2». http://bastion-karpenko.ru/sopka-2-rls/.
3. Шустов Э.И., «Резонанс Н» – РЛ комплекс нового поколения / Шустов Э.И. Щербинко А.В., Назаренко И,П., Стучилин А.И., Новиков В.И.// Журнал «Новый оборонный заказ. Стратегии», 2016, №2(39).
4. Оводенко В.Б., Соколов К.С., Тармаев Н.Г. Экспериментальные данные по эффективности компенсации влияния среды распространения радио волн для РЛС УКВ диапазона. // XXV Всероссийская открытая научная конференция «РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН». Труды конференции, том1, Томск 4-9 июля. Томск. .Изд ТУСУР 2016.- с. 151-153.
5. Шустов Е.И., Иванов В.Б., Савельев С.М., Щербинко А.В. Компенсация рефракционных искажений радиоволн в атмосфере земли. Имитационная математическая модель. //Известия ВУЗов. Физика.Т.59, №12/2, 2016.-с.129-132.
6. Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация, М.: «Радио и связь», 1993.- 416 с.
7. Hernondez-Pajares M., Juan J. M., Sanz J. // GPS Data processing. Barcelona, 2005.
8. Bilitza D., McKinnell L.A., Reinisch B., Fuller-Rowell T.// J. Geodesy, 85:909-920, DOI 10.1007/s00190-010-0427-x, 2011.
9. Ляцкий В.Б.. Брюнелли А.Е. Физика авроральных явлений. Л.: «Наука», 1988.-263с.
10. Шустов Э.И., Щербинко А.В. Влияние авроральных явлений на радиолокационные станции (РЛС). // Журнал «Educato», №41(11)-4/2015.- с. 139-141.
11. Тютин И.В., Оводенко И.Б.. Пушай С.А. Модель сигнала, отраженного от авроральных неоднородностей слоя Е для надгоризонтной РЛС метрового диапазона. // XXV Всероссийская открытая научная конференция «РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН» Труды конференции, том2, Томск 4-9 июля. Томск. Изд. ТУСУР 2016.- с. 213-216.

References

1. Voronezh (radar station). http://http-wikipediya.ru/wiki/. 05.03.2018.
2. Air route radar complex «Sopka-2» http://bastion-karpenko.ru/sopka-2-rls/. 05.03.2018.
3. Shustov E.I.«Resonance-N "- a new-generation radar system / Shustov E.I.,Scherbinko A.V., Stuchilin A.I., Nasarenko I.P., Novikov V.I.// Journal «New Defence Order Strategy» 2016, №2(39).
4. Ovodenko V.B., Sokolov K.S., Tarmaev N.G. The experimental data on the effectiveness of compensation radiowave propagation medium influence for UHF radar. // XXV All-Russian Open Science Conference «RADIO WAVES PROPAGATION». Proceedings, Volume 1, Tomsk 4-9 of July. Tomsk. . TUSUR 2016, p.p.151-153.
5. Shustov E.I., Ivanov V.B., Savelyev S.M., Scherbinko A.V. Compensation refractive distortions of radio waves in the earth|s atmosphere. Imitation mathematical model..// Proceedings of Higher Educational Institutions. Physics. V.59, №12/2, 2016.-p.p. 129-132.
6. Chernyak V.S. Multi-position radar. M.: «Radio and communication», 1993.- 416 p.
7. Hernondez-Pajares M., Juan J. M., Sanz J. // GPS Data processing. Barcelona, 2005
8. Bilitza D., McKinnell L.A., Reinisch B., Fuller-Rowell T.// J. Geodesy, 85:909-920, DOI 10.1007/s00190-010-0427-x, 2011.
9. Lyatsky V.B., Bryunelly A.E. Physics of auroral phenomena. L.: «Nauka», 1988.- 263 p.
10. Shustov E.I., Scherbinko A.V. Auroral phenomena influence on radar.// Journal «Educato», №41(11)-4/2015.- p.p. 139-141.
11. Tyutin I.V., Ovodenko V.B., Pushai S.A. The model of the signal, reflected from the auroral inhomogeneities of the E layer for Daryal-tipe long-range VHF radar. // XXV All-Russian Open Science Conference «RADIO WAVES PROPAGATION» .Proceedings, Volume 2, Tomsk 4-9 of July. Tomsk. TUSUR 2016.- p.p.213-216.

РАЗРЕШЕНИЕ И ИДЕНТИФИКАЦИЯ НЕСКОЛЬКИХ ШУМОВЫХ ИСТОЧНИКОВ

В.М. Кузькин[1], С.А. Пересёлков[1,2], Г.Н. Кузнецов[1], И. В. Казначеев[2]

[1] Институт общей физики им. А.М. Прохорова РАН (ИОФ РАН), Москва, Россия.
[2]Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия.

Аннотация. На основе интерферометрического метода локализации источника представлены результаты численного эксперимента разрешения и идентификации трех шумовых источников различной интенсивности на фоне изотропной помехи в океаническом волноводе. Выполнен сравнительный анализ точности определения их координат: пеленга, радиальной скорости, удаленности, глубины. Моделирование реализовано с использованием векторно-скалярных приемников.

Ключевые слова: гидроакустика, звуковое поле, широкополосный движущийся источник, шумовой источник, интерференционная структура, гидролокация.

RESOLUTION AND IDENTIFICATION OF FEW NOISE SOURCES

V.M. Kuz'kin[1], S.A. Pereselkov[1,2], G.N. Kuznetsov[1], I.V. Kaznacheev[2]

[1]General Physics Institute of RAS (GPI RAS), Moscow, Russia
[2]Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The results of numerical experiment of resolution and identification of three noise sources with different intensity at presence of isotropic noise in the ocean waveguide are presented.The numerical simulation is based on the interferometric method of source localization. The comparative analysis of estimation accuracy of coordinates sources: direction, radial speed, range, depth is carried out. The numerical simulation is implemented by using vector-scalar receivers.

Keywords:hydroacoustics, sound field, moving broadband source, noise source, interference structure, hydrolocation.

1. Введение

В последнее время разработан интерферометрический метод локализации широкополосных малошумных источников в океанических волноводах, основанный на интерференционных явлениях [1]. Интерференционное поле, образующее интерферограмму, обусловлено волноводной дисперсией, т.е. частотной зависимостью постоянных распространения (горизонтальных волновых чисел) мод, и многомодовым характером распространения.

В основе метода лежит когерентное траекторное накопление максимумов поля вдоль интерференционных полос, реализуемое двукратным преобразованием Фурье интерферограммы, которое формирует на спектрограмме локализованную область спектральной плотности в форме отдельных фокальных пятен. По этой информации решаются задачи обнаружения, пеленгования, определения радиальной скорости (составляющей скорости по направлению к источнику) и удаленности источника [2–6]. Далее за пределами области локализации спектральной плотности спектрограмма очищается от помехи и выполняется обратное двукратное преобразование Фурье. По восстановленной интерферограмме, очищенной от помехи, восстанавливается огибающая сигнала и через отношение амплитуд соседних мод оценивается глубинаисточника [7, 8].

В работах [2–8] применительно к одиночным векторно-скалярным приемникам (ВСП) установлены условия применимости метода, выработан критерий обнаружения, получены оценки координат (пеленга, удаленности, радиальной скорости, глубины), оценены помехоустойчивость и устойчивость по отношению к изменяющимся гидроакустическим характеристикам океанической среды. Метод успешно апробирован в вычислительных и натурных экспериментах.

В настоящей работе приведены результаты компьютерного моделирования разрешения и идентификации трех шумовых источников различной интенсивности на фоне изотропной помехи с использованием интерферометрического метода. Источники по отношению друг другу рассматриваются как локализованные шумовые помехи. В качестве критерия разрешающей способности принимается точность, с которой координаты каждого источника оцениваются при наличии других мешающих источников.

2. Интерферометрический метод локализации источника

Метод состоит из двух этапов.На первом этапе, используя когерентное траекторное накопление спектральных максимумов волнового поля вдоль интерференционных полос, формируемых широкополосным шумовым источником, решаются задачи обнаружения, пеленгования, определения радиальной скорости и удаления.

Применительно к скалярной компоненте поля (давление P) спектрограмма имеет вид

$$F_P(\tilde{\nu},\tau)=\int_0^{\Delta t}\int_{\omega_0-\frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0+\frac{\Delta\omega}{2}}|P(\omega,t)|^2\exp[i(\tilde{\nu}t-\omega\tau)]v_r dt d\omega. \qquad (1)$$

Здесь $\tilde{\nu}=2\pi\nu$и τ – циклическая частота и время спектрограммы; v_r–радиальная скорость источник; Δt–время наблюдения; $\Delta\omega$– полоса сигнала, ω и t– циклическая частота и время интерферограммыPP^*. По отношению к другим компонентам поля ВСП формирование спектрограмм аналогично.Интерферограммы разных компонент поля ВСП и их комбинаций подобны по форме и различаются только значениями интенсивности.

Спектральная плотность (1) локализована в двух полосах плоскости $(\tau,\tilde{\nu})$, зеркально перевернутых относительно начала координат, в виде отдельных фокальных пятен. Их изображения расположены в первом и третьем квадрантах, если радиальная скорость $v_r<0$, т.е. источник приближается к приемнику и во втором и четвертом квадрантах($v_r>0$), когда источник удаляется от приемника. Область локализации содержит $(M-1)$ главных максимумов с координатами $(\tau_\mu,\tilde{\nu}_\mu)$, расположенными на прямой $\tilde{\nu}=\tilde{\varepsilon}\tau$. Здесь M– число мод, формирующих поле, $\mu=\overline{1,M-1}$– номер фокального пятна.Ближайший к началу координат пик, обусловленный интерференцией соседних мод, расположен в точке $(\tau_1,\tilde{\nu}_1)$. Координаты пика, вызванного интерференцией мод номеров $(m,m+2)$, $-(\tau_2,\tilde{\nu}_2)$ и т.д. И, наконец, координаты самого удаленного пика, порожденного интерференцией первой и последней моды $-(\tau_{M-1},\tilde{\nu}_{M-1})$. Фокальные пятна сосредоточены в полосе, ограниченной прямыми

$$\tilde{\nu} = \tilde{\varepsilon}\tau + \delta\tilde{\nu}, \quad \tilde{\nu} = \tilde{\varepsilon}\tau + \delta\tilde{\nu}, \qquad (2)$$

где $\delta\tilde{\nu} = 2\pi/\Delta t$– полуширина фокальных пятен в направлении оси $\tilde{\nu}$; в направлении оси τ полуширина $-2\pi/\Delta\omega$. Вне этой полосы спектральная плотность практически подавлена.

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

$$\dot{v}_r(q) = -2\pi\kappa_{v\mu}\nu_\mu(q), \qquad (3)$$

$$\dot{r}(q) = -\kappa_{r\mu}\tau_\mu(q), \qquad (4)$$

где

$$\kappa_{v\mu} = \left[\overline{h_{m(m+\mu)}(\omega_0)}\right]^{-1}, \qquad (5)$$

$$\kappa_{r\mu} = \left[\overline{dh_{m(m+\mu)}(\omega_0)/d\omega}\right]^{-1} \qquad (6)$$

– параметры, определяющие характерные пространственные и частотные масштабы изменчивости передаточной функции волновода. Здесь q–входное отношение сигнал/помеха (с/п); $h_{m(m+1)} = h_m - h_{m+1}$, h_m–постоянная распространения m-й моды; $dh_m/d\omega = 1/u_m$, u_m–групповая скорость m-й моды; черта сверху означает усреднение по номерам мод, точка сверху обозначает оценку координат источника. Соотношение (4) справедливо при выполнении условия $r \gg v_r\Delta t$.

В качестве критерия обнаружения источника принимается наличие выраженного пика сигнала, преобладающего над помеховыми пиками, функции обнаружения

$$\Gamma_P[\varepsilon_*(q)] = \int_0^{\tau_{\max}} \left|F_P\left[\tau(q), \nu\left(\tau(q)\right)\right]\right|\sqrt{1+\varepsilon_*^2(q)}\, d\tau, \qquad (7)$$

определяющей угловой коэффициент прямой $\nu = \varepsilon\tau$, на которой расположены главные максимумы спектрограммы при входном отношении с/пq. Здесь $\tau_{\max}$ − временной интервал локализации спектральной плотности; ε_*– варьируемое значение углового коэффициента $\varepsilon = \tilde{\varepsilon}/2\pi$. За оценку $\varepsilon(q)$ принимается положение максимального пика, $\max\Gamma_P[\varepsilon_*(q)] = \Gamma_P[\dot{\varepsilon}(q)]$.Для обнаружения источника информация о гидроакустических характеристиках океанической среды не требуется.

Минимальное (предельное) отношение с/п$q_{\lim}$, при котором реализовывается когерентное накопление спектральных максимумов вдоль интерференционных полос, т.е. источник обнаруживается, а оценки его координат близки истинным значениям, для шумового источника на фоне изотропной помехи оценивается как $q_{\lim} = 1.5/J^2$ (по мощности) [2, 5]. Здесь J–число временных отсчетов при преобразовании Фурье (1).

Итерационная процедура оценки пеленгаосуществляется с использованиеминтерферограмм x-й составляющей колебательной скорости$R = V_x V_x^*$ и комбинационной компоненты$L = V_x V_y^*$.На первом шаге определяется отношениемаксимумов функций обнаружения

$$|\mathrm{tg}\varphi(q)| = \frac{\Gamma_L[\dot{\varepsilon}(q)]}{\Gamma_R[\dot{\varepsilon}(q)]}, \qquad (8)$$

Алгоритму (8) свойственна неоднозначность определения направления на источник: значения пеленгов $\pm\varphi$, $\pi \pm \varphi$ равнозначны.

На втором шаге область спектрограмм за пределами зоны фокусировки очищается от помехи и выполняется двукратное обратное преобразование Фурье по восстановлению интерферограмм. Анализируется корреляция между

интерферограммами $L(f)$и $R(f)$в фиксированный момент времени t. Если корреляция положительная, то пеленг расположен в первом или третьем квадрантах горизонтальной плоскости ВСП, если корреляция отрицательная, то − во втором или четвертом квадрантах. Данное условие можно формализовать в форме соотношения

$$\beta = \frac{L(f)}{R(f)}. \tag{9}$$

Условие $\beta > 0$ соответствует положительной корреляции, а условие $\beta < 0$– отрицательной корреляции.

На третьем шаге однозначно определяется квадрант горизонтальной плоскости ВСП, в котором расположен пеленг. Для решения этой задачи можно воспользоваться одним из двух способов, основанных на временном или частотном представлении одной из очищенной от помехи интерферограммы, например $R(f,t)$. Один из них предусматривает однократное преобразование Фурье интерферограммы по частоте, другой – по времени. В первом случае регистрируется знак временной задержки $\tilde{t}$ между огибающими сигнала$s_R(Q_1,t)$ и $s_R(Q_2,t+\tilde{t})$разнесенных ВСП $Q_{1,2}$. Во-втором случае – знак частотного сдвига $\tilde{f}$между спектрами$u_R(Q_1,f)$ и $u_R\left(Q_2,f+\tilde{f}\right)$. Если $\tilde{t} > 0\left(\tilde{f} > 0\right)$, источник расположен в первом квадранте или в четвертом квадранте. И наоборот, если $\tilde{t} < 0\left(\tilde{f} < 0\right)$, то − во втором или в третьем квадрантах.

Таким образом, правило знаков на втором и третьем шагах итерации позволяет выбрать однозначное направление на источник, оцененное на первом шаге итерациипо отношению функций обнаружения. Для пеленгования источника данные о передаточной функции волновода не нужны.

На втором этапе по очищенной от помехи интерферограмме восстанавливается огибающая сигнала и определяется амплитуда моды A_m. По отношению амплитуд соседних мод$\gamma_{m(m+1)} = A_m/A_{m+1}$оценивается глубинаисточника. Оценка сводится к определению$\dot{z}_s$, при котором уравнение

$$\Phi_{m(m+1)}(z) = \left|\phi_{m(m+1)}(z) - \gamma_{m(m+1)}\right| \tag{10}$$

обращается в нуль, $\Phi_{m(m+1)}(\dot{z}_s) = 0$. Здесь

$$\phi_{m(m+1)}(z) = \frac{\psi_m(z,f_0)\psi_m\left(z_q,f_0\right)}{\psi_{m+1}(z,f_0)\psi_{m+1}\left(z_q,f_0\right)}, \tag{11}$$

где $\psi_m(z,f)$–собственная функция m-й моды, z_q – глубина приемника. Решение неоднозначное, для избавления от неопределенностинужно выполнить совместную оценку глубины для разных пар соседних мод.В отсутствие ошибки измерения амплитуды моды каждая такая комбинация содержит одно правильное значение, а остальные — ложные. Оценкой глубины будет значение, которое является общим для выбранных комбинаций. Если амплитуды мод измеряются с ошибкой, то оценки глубины для разных комбинаций мод будут различны и для повышения точности следует провести усреднение.

3. Разрешение нескольких источников

Интерферограммanескольких шумовых источников состоит из интерферограмм каждого из источников и слагаемых, вызванных произведением их компонент поля. Эти слагаемые, в отличие от интерферограмм, порождены не когерентным сложением

спектральных максимумов, т.е. они не интерферируют между собой. Поэтому их вес в результирующей интерферограмме незначителен, так чторезультирующую спектрограмму нескольких источников можно приближенно рассматривать как линейную суперпозицию спектрограмм отдельных источников.

В начале на суммарной спектрограмме выделяется область локализации спектральной плотности шумового поля наиболее мощного источника. Онавырезается и по отношению к ней применяется обратное двукратное преобразование Фурье по восстановлению интерферограммы.Выделяя последовательно на суммарных спектрограммах области локализации отдельных источников и вырезая их, получаем спектрограммы, интерферограммы и функции обнаружения менее интенсивных источников. Итерация повторяется до тех пор, пока не останется изображение одного единственного малошумного источника. С каждым шагом итерации восстанавливаемая спектрограмма будет все заметнееотличаться от оригинала, так какпри вырезании локализованной области одного из источников частично могут вырезаться и спектральные плотности других, менее мощных источников. Данный эффект преимущественно будет проявляться в областях фокусировки, расположенных вблизи окрестности начала координат спектрограммы, т.е. будут ослабляться низкочастотные компоненты. Это может приводить к искажениюформыспектрограммы и соответственнок снижению точности определения координат источников при увеличении шага итерации.Поскольку вырезание изменяет только распределение спектральной плотности, то оно должно незначительно влиять на вид интерферограммы и положение максимума функции обнаружения. В этом случае для повышения точности регистрации координат источников следует использовать фокальные пятна высших номеров. Очистка не требует предварительных данных о характере сигнала и помехи. Единственными переменными, которые определяют механизм очистки, являются время наблюдения и угловые коэффициентыпрямых положения главных максимумов спектральной плотности.Возможности очистки ограничены предельным отношением с/п$q_{\lim}$.

4. Численный эксперимент.

Волновод полагается горизонтально-однородным.Распределение скорости звука по глубине приведено на рис. 1.

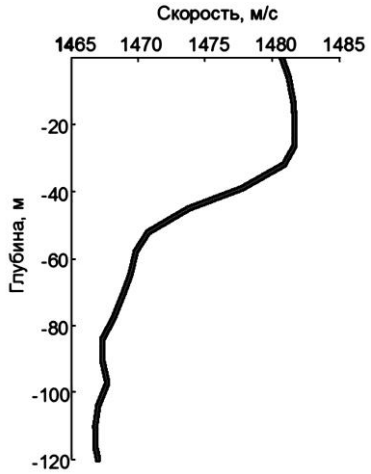


Рис. 1. Профиль скорости звука.

Параметры поглощающего жидкого однородного дна: отношение плотности грунта и воды $\rho = 1.8$, комплексный показатель преломления $n = 0.84(1 + i0.03)$.

ВСП $Q_{1,2}$размещены на глубине $z_q = 100$м, расстояние между ними $d = 150$м. Положительные направления осей xВСП и системы координат (x, y) совмещены. Шумовые точечные источники S_iна глубине z_{si} движутся по прямолинейной траектории с постоянной скоростью $\mathbf{v}_i$, $i = 1, 2, 3$. Источник S_1приближается к ВСП, источники $S_{2,3}$–удаляются. Начальные координаты источника S_1: удаление $r_1 = 7$км, скорость $v_1 = 3$м/с, глубина $z_1 = 80$м, пеленг $\varphi_1 = 45^\circ$, угол траектории $\vartheta_1 = 180^0$, радиальная скорость $v_{r1} = -3$ м/с, входное отношение с/п$q_1 = 6 \times 10^{-3}$ (-22 дБ). Начальные координаты источникаS_2:удаление $r_2 = 10$км, скорость $v_2 = 13.5$м/с, глубина $z_2 = 5$м, пеленг $\varphi_2 = 60^\circ$, угол траектории $\vartheta_2 = 0$, радиальная скорость $v_{r2} = 13.5$ м/с, входное отношение с/п$q_2 = 1$ (0 дБ). Начальные координаты источникаS_3:удаление $r_3 = 20$км, скорость $v_3 = 9.9$м/с, глубина $z_3 = 6$м, пеленг $\varphi_3 = 15^\circ$, угол траектории $\vartheta_3 = 45^\circ$, радиальная скорость $v_{r3} = 7.0$ м/с, входное отношение с/п$q_3 = 10^{-1}$ (-10 дБ). Геометрия задачи показана на рис. 2.

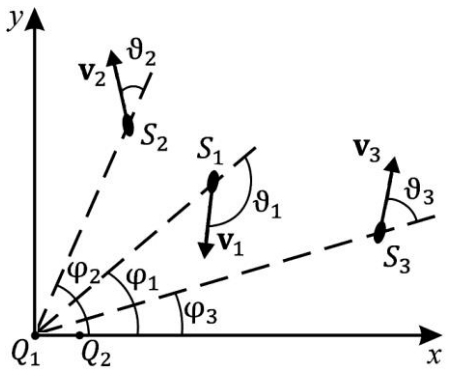


Рис. 2. Схема расположения источников по отношению к ВСП.

Сигналы источников и распределенная помеха являются белым шумом. Время наблюдения $\Delta t = 1.5$мин. Ширина полосы $\Delta f = 80 - 100$Гц. Шумовое поле регистрируется в течение $\Delta T = 5$с, временной интервал между регистрациями $\delta T = 0.1$с. Число временных точек отсчета $J \cong 17$, так что предельное входное отношением с/п$q_{\lim} \cong 5 \times 10^{-3}$ (-23 дБ).

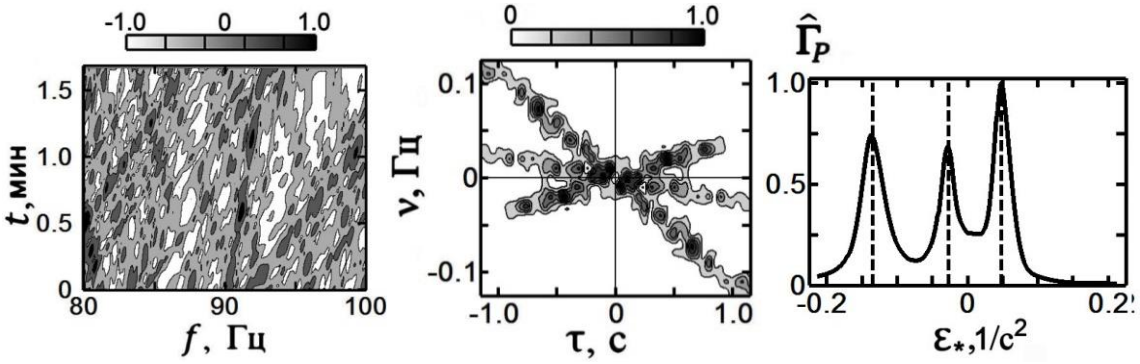
При моделировании использовалось семь мод, их постоянные распространения h_mи групповые скорости u_mприведены в табл. 1.

Таблица 1.Постоянные распространения h_mи групповые скорости u_m мод на частоте $f_0 = 90$Гц.

Номера мод, m	1	2	3	4	5	6	7
h_m, м$^{-1}$	0.3840	0.3808	0.3767	0.3713	0.3637	0.3543	0.3428
u_m, м/с	1466.0	1461.7	1450.8	1429.6	1402.8	1369.3	1329.0

Для иллюстрации линейной суперпозиции формирования изображений источниковна рис. 3 представлены нормированные интерферограмма, спектрограмма и

функция обнаружения суммарного поля трех шумовых источников одинаковой интенсивностив отсутствие помехи. Нормированные величины обозначаются сверху знаком «крышка».

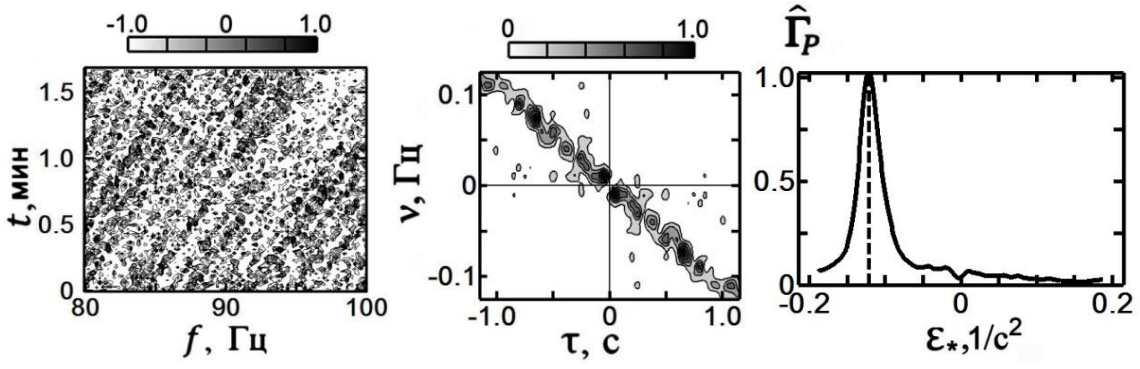


(а) (б) (в)

Рис. 3.Нормированнаяинтерферограмма (а), спектрограмма (б) и функция обнаружения (в) трех шумовых источников $S_{1,2,3}$ одинаковой интенсивности в отсутствие помехи.

На интерферограмме (рис. 3а) видны перекрывающиеся интерференционные полосы трех источников, т.е. поля источников не интерферируют между собой. Наложение спектральных плотностейприходится преимущественнона первоефокальное пятно(рис. 3б).Максимумы функции обнаружения (рис. 3в) приходятся на угловые коэффициенты прямых, на которых расположены главные максимумы спектральных плотностей источников. Крайний левый максимум соответствует источникуS_2, средний – источникуS_3, правый крайний – источникуS_1.

На рис. 4 приведены интерферограмма, спектрограммаи функция обнаружения суммарного поля трех шумовых источниковна фоне помехи для условий моделирования.



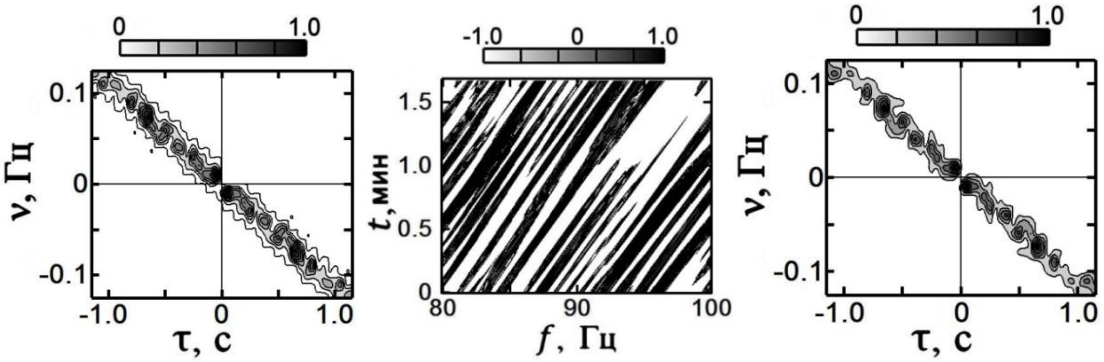
(а) (б) (в)

Рис. 4.Нормированная интерферограмма (а), спектрограмма (б) и функция обнаружения (в) трех шумовых источников$S_{1,2,3}$ для условий моделирования.

Отличие в интенсивностях шумовых источников приводит к тому, что на интерферограмме (рис. 4а), спектрограмме (рис. 4б) ифункции обнаружения (рис.

4в)наблюдается изображение только самого мощного источникаS_2. Изображения двух других источников$S_{1,3}$ маскируются полем источникаS_2и помехой.

Эффект фильтрации области спектрограммы за пределами полосы локализации спектральной плотности источника S_2 и выполнения обратного двукратного преобразования Фурье продемонстрирован на рис. 5.



(а) (б) (в)

Рис. 5.Очистка области спектрограммы за пределами области локализации источникаS_2(а), восстановленная интерферограмма (б) иоригинал спектрограммы источника S_2(в).

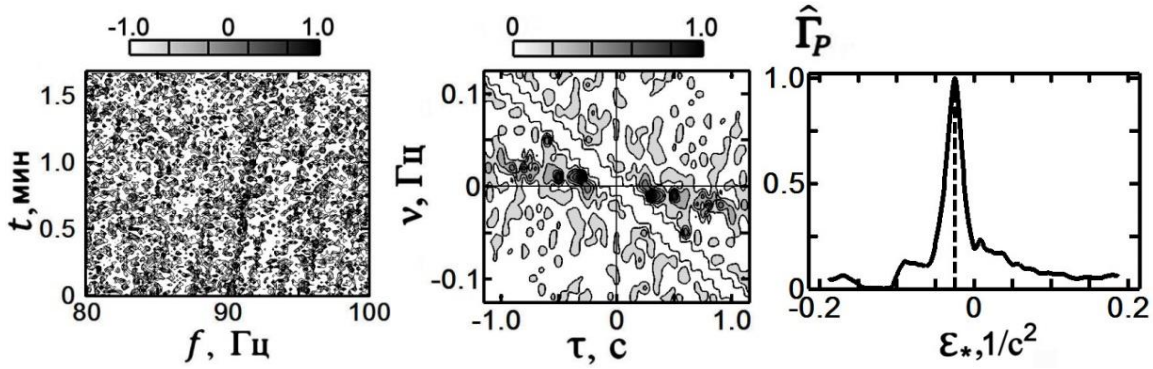
Для сравнения показана спектрограмма источникаS_2 в отсутствие помехи и источников$S_{1,3}$ (рис. 5в).Такие спектрограммы назовем оригиналами. Незначительное различие между очищенной спектрограммой и ее оригиналом никак не сказывается на положениях их фокальных пятен.Очищенная интерферограмма идентичнаоригиналу.Координаты положения первого главного максимума: $\tau_1 = 0.11$ с, $\nu_1 = -0.014$ Гц (рис. 5а). Согласно (3)–(6) и данным табл. 1 оценки координат источника S_2: $\dot{r}_2 = 9.2$км, $\dot{v}_{r2} = 12.4$м/с. Оценки координат разрешенных источников сгруппированы в табл. 2.

Таблица 2. Оценки координат разрешенных шумовых источников на фоне помехи (в круглых скобках указаны модельные координаты источников)

Источники	Координаты источников			
	φ̇, (φ), град	$\dot{v}_r$, (v_r), м/с	$\dot{r}$, (r), км	$\dot{z}_s$, (z), м
S_1	46.8, (45)	-3.4, (-3)	7.2, (7)	80.8, (80)
S_2	60.5, (60)	12.4, (13.5)	9.2, (10)	≤ 5.3, (5)
S_3	16.2, (15)	6.7, (7)	18.9, (20)	≤ 9.2, (6)

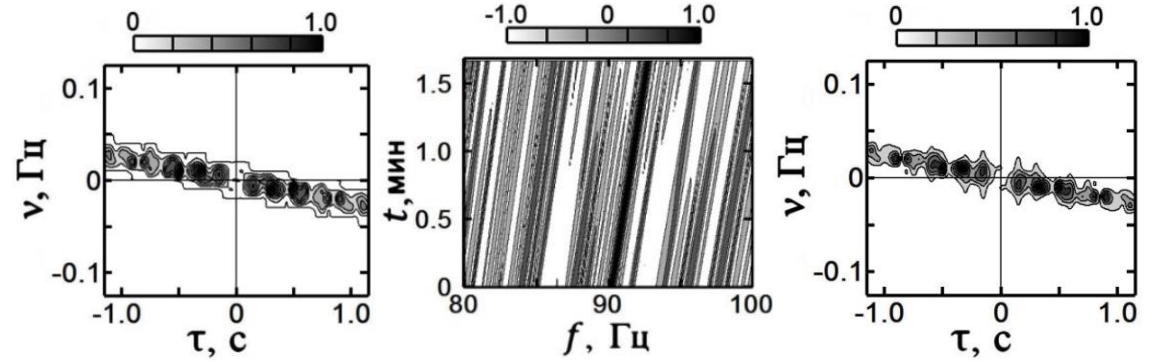
Далее поле трех источников очищается от поля источникаS_2вырезанием области локализации спектральной плотности на спектрограмме и обратным двукратным преобразованием Фурьевосстанавливается интерферограмма(рис. 6). В результате получаем изображения двух источников$S_{1,3}$.На зашумленной интерферограмме (рис. 6а)едва различимы интерференционные полосы. В тоже время на спектрограмме (рис. 6б) и функции обнаружения (рис. 6в) отчетливо наблюдаетсяизображение

источникаS_3.ИсточникS_1 не прослеживается, так как маскируется источником S_3и помехой.



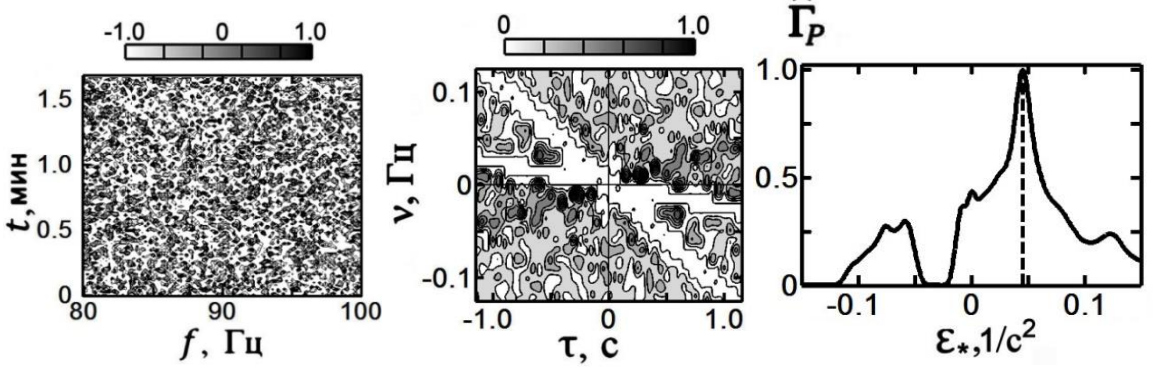
(а) (б) (в)

Рис. 6.Нормированная интерферограмма (а), спектрограмма (б) и функция обнаружения (в) двух шумовых источников$S_{1,3}$.



(а) (б) (в)

Рис. 7.Очистка области спектрограммы за пределами области локализации источника S_3(а), восстановленная интерферограмма (б) и оригинал спектрограммы источника S_3(в).



(а) (б) (в)

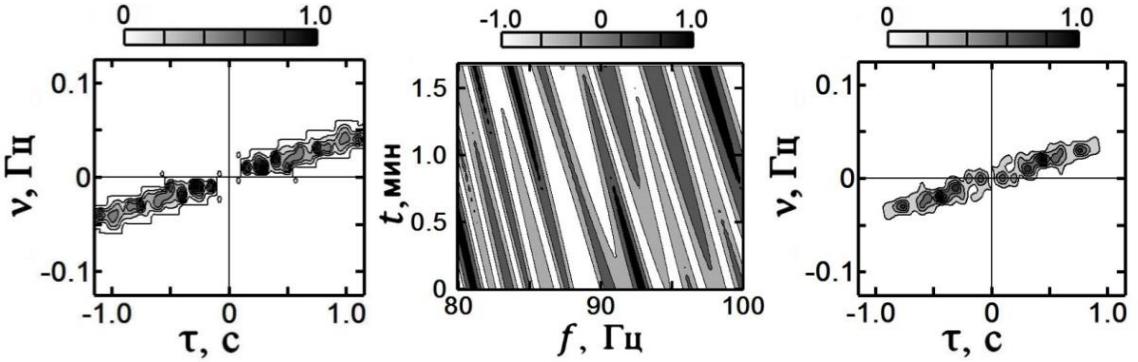
Рис. 8. Нормированная интерферограмма (а), спектрограмма (б) и функция обнаружения (в) источника S_1.

Изображение источникаS_3, очищенное от источникаS_1 и помехи, а также оригинал спектрограммы показаны на рис. 7. Очищенная спектрограмма отличается от

оригинала искажением формы первого фокального пятна. Нормированная очищенная интерферограмма идентична оригиналу. Координаты источника S_3 следует определять по положению максимума недеформированного второго фокального пятна:$\tau_2 = 0.36$ с, $\nu_2 = -0.013$ Гц (рис. 7а). В результате получаем:$\dot{r}_3 = 18.9$км, $\dot{v}_{r3} = 6.7$м/с (см. табл. 2).

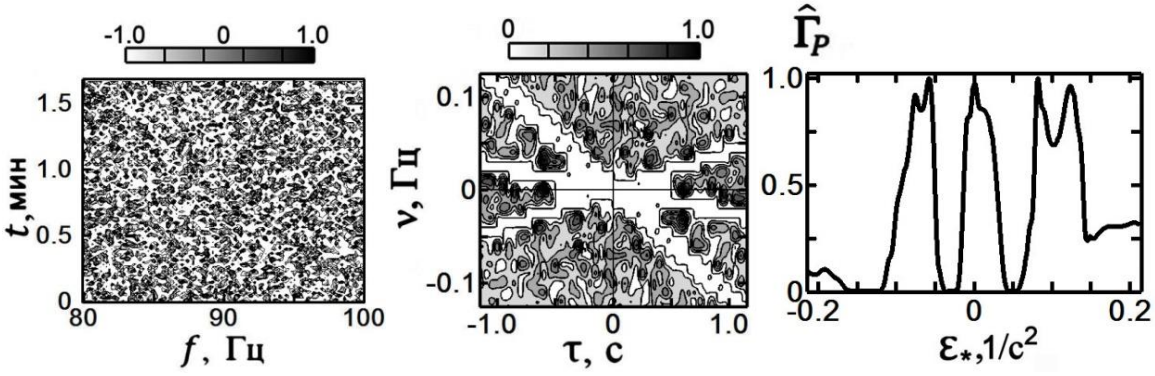
Результат очищения поля двух источников$S_{1,3}$ от поля источникаS_3приведен на рис. 8.Интерферограмма становится хаотической и интерференционные полосы не различимы (рис. 8а), однако на спектрограмме (рис. 8б) видно расположение фокальных пятен источника S_1. На это указывает и вид функции обнаружения (рис. 8в).

Очистка источникаS_1 от помехи продемонстрирована на рис. 9(а, б), там же приведен оригинал спектрограммы (рис. 9в).Различия между очищенной спектрограммой и ее оригиналом проявляются преимущественно в области расположения первых двух фокальных пятен. Очищенные интерферограмма и функция обнаружения, как и для других источников, идентичны оригиналу. Координаты положения третьего главного максимума: $\tau_3 = 0.25$ с, $\nu_3 = 0.011$ Гц, так что координаты источника S_1 оцениваются как$\dot{r}_1 = 7.2$ км, $\dot{v}_{r1} = -3.4$ м/с (см. табл. 2).



(а) (б) (в)

Рис. 9.Очистка области спектрограммы за пределами области локализации источника S_1 (а), восстановленная интерферограмма (б) и оригинал спектрограммы источника S_1(в).



(а) (б) (в)

Рис. 10.Нормированные интерферограмма (а), спектрограмма (б) и функция обнаружения (в) после вырезания локализованных областей спектральной плотности источников $S_{1,2,3}$.

На рис. 10 приведены интерферограмма (а), спектрограмма (б) и функция обнаружения (в) после вырезания спектральных областей источников $S_{1,2,3}$. На интерферограмме и спектрограмме наблюдается хаотическая картина распределения спектральной плотности. Многочисленные сопоставимые пики функции обнаружения (в) свидетельствуют об отсутствии источника, что соответствует условиям численного эксперимента. В реальности это может означать, что изображение не разрешенного источника полностью маскируется помехой.

По отношению максимумов восстановленных функций обнаружения (8) и правила знаков выполнена оценка пеленга трех источников$S_{1,2,3}$ (см. табл. 2).

На рис. 11 представлены зависимости функции (10), обрезанные на уровне $\Phi_{m(m+1)}(z) = 5$, длядвух комбинаций мод разрешенных источников.Для разрешенного источника S_1глубина оценивается как $z_{s1} = [(84.6 + 77.1)/2]$ м $= 80.8$м. Зависимости $\Phi_{m(m+1)}(z)$для источников $S_{2,3}$незначительно различаются лишь в области границы волновода $z = 0$, где их нулевые значения размыты.Для них можно лишь указать области значений оценок глубины: $\dot{z}_2 \leq 5.3$м, $\dot{z}_3 \leq 9.2$м (см. табл. 2).

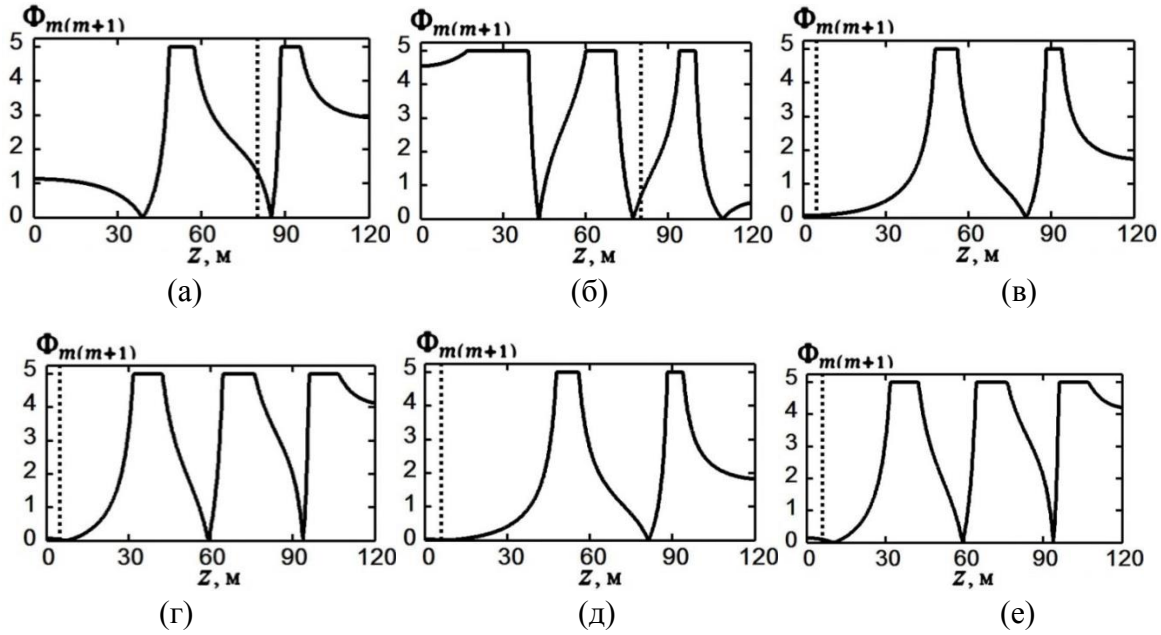


Рис. 11.Функция$\Phi_{m(m+1)}(z)$ при различных комбинациях мод$(m, m+1)$ разрешенных источников:(а, б)S_1;(в, г)S_2;(д, е)S_3. Комбинации мод: (2, 3) (а, в, д); (3, 4) (б, г, е). Вертикальным пунктиром показаны значения модельной глубины источника.

5. Заключение

Результирующая интерферограмма и спектрограмма нескольких шумовых источников представляет собой их линейную суперпозицию.Разрешениеи идентификация источников может быть осуществлено во всех случаях, когда локализованные области спектрограмм источников полностью не накладываются друг на другаивходное отношение с/ппо отношению к распределенной помехи превышает предельное значение. Возможность идентификации малошумного источника на фоне распределенной помехи и интенсивных шумовых локализованных помех определяется исключительно уровнем распределенной помехи.

Работа выполнена при финансовой поддержке программы Президиума РАНI. 7 "Актуальные проблемы фотоники, зондирование неоднородных сред и материалов".

Литература

1. Чупров С.Д. Интерференционная структура звукового поля в слоистом океане // Акустика океана. Современное состояние. М.: Наука, 1982. С. 71–82.
2. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kaznacheev I.V. Noise source localization shallow water // Phys. Wave Phenom. 2017. V. 25. N. 2. P. 156–163.
3. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kaznacheev I.V., Grigor'ev V.A. Interferometric method for estimating the velocity of a noise sound source and the distance to it in shallow water using a vector-scalar receiver // Phys. WavePhenom. 2017. V. 25. N. 4. P. 299–306.
4. Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А.Спектрограммаилокализацияисточниказвукавмелкомморе // Акуст. журн. 2017. Т. 63. № 4. С. 406–418.
5. Казначеев И.В., Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. Интерферометрический метод обнаружения движущегося источника звука векторно-скалярным приемником // Акуст. журн. 2018. Т. 64. № 1. С. 33–45.
6. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kuznetsov G.N., Kaznacheev I.V. Interferometric direction finding by a vector-scalar receiver // Phys. Wave Phenom. 2018. V. 26. N. 1. P. 63−73.
7. Besedina T.N., Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., ProsovetskiyL.Yu. Estimation of the depth of an immobile sound source in shallow water // Phys. Wave Phenom. 2015. V. 23. N. 4. P. 292–303.
8. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Wave method for estimating the sound source depth in an oceanic waveguide // Phys. Wave Phenom. 2016. V. 24. N. 4. P. 310–316.

References

1. ChuprovS.D. InterferenceStructureofSoundinaLayeredOcean // OceanAcoustics. CurrentState. Moscow: Nauka, 1982. P. 71−82 [in Russian].
2. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kaznacheev I.V. Noise source localization shallow water // Phys. Wave Phenom. 2017. V. 25. N. 2. P. 156–163.
3. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kaznacheev I.V., Grigor'ev V.A. Interferometric method for estimating the velocity of a noise sound source and the distance to it in shallow water using a vector-scalar receiver // Phys. WavePhenom. 2017. V. 25. N. 4. P. 299–306.
4. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Spectrogram and Localization of a Sound Source in Shallow Water. Acoust. Phys., 2017, vol. 63, no 4, pp. 449–461.
5. Kaznacheev I.V., Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. An Interferometric Method for Detecting a Moving Sound Source with a Vector-Scalar Receiver. Acoust. Phys., 2018, vol. 64, no 1, pp. 37–48.
6. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kuznetsov G.N., Kaznacheev I.V. Interferometric direction finding by a vector-scalar receiver // Phys. Wave Phenom. 2018. V. 26. N. 1. P. 63−73.
7. Besedina T.N., Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., ProsovetskiyL.Yu. Estimation of the depth of an immobile sound source in shallow water // Phys. Wave Phenom. 2015. V. 23. N. 4. P. 292–303.
8. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., ProsovetskiyD.Yu. Wave method for estimating the sound source depth in an oceanic waveguide // Phys. Wave Phenom. 2016. V. 24. N. 4. P. 310–316.

РЕЗУЛЬТАТЫ РАЗРАБОТКИ ПЕЛЕНГАТОРА С СИНТЗИРОВАННОИ АПЕРТУРОЙ ДЛЯ МАЛОГАБАРИТНОГО БЛА

В. И. Кулакова

ООО "Специальный технологический центр" ("СТЦ"), Санкт-Петербург, РФ

Аннотация. Рассматривается задача радиопеленгования узкополосных стационарных источников радиоизлучений в диапазоне частот от 30 МГц до 3 ГГц. Представлены результаты разработки пеленгатора с синтезированной апертурой, который позволяет решить поставленную задачу с использованием двух малогабаритных БЛА. Описаны основные сложности, возникающие при реализации данного пеленгатора, и предложены пути их решения. Показано, что разработанный пеленгатор позволяет достигнуть углового разрешения в 0,1° по всем диапазоне рабочих частот. Приводятся данные летных испытаний пеленгатора, которые подтверждают представленные результаты.

Ключевые слова: синтез апертуры; радиопеленгация; определение местоположения источника радиоизлучения.

RESULTS OF DEVELOPMENT OF SYNTHETIC APERTURE DIRECTION FINDER FOR SMALL UAV

V. I. Kulakova

LTD «Special Technological Centre», Saint-Petersburg, Russia

Abstract. The problem of radio direction finding to individual narrow-band stationary sources emitting in frequency range from 30 MHz to 3 GHz is considered. The paper presents the results of the development of a synthetic aperture direction finder, which allows to solve the problem with the use of two small UAVs. The main difficulties arising in the implementation of this direction finder are described, and the ways of their solution are offered. It is shown that the developed system allows to reach an angular resolution of 0,1° over the entire range of operating frequencies. The data of flight tests are presented, which confirm the results.

Keywords: aperture synthesis; radio direction finder; emitter location.

1. Введение

В работе представлены результаты разработки пеленгатора с синтезированной апертурой (ПСА) [1, 2] для определения местоположения источника радиоизлучения (ИРИ) с борта малогабаритного беспилотного летательного аппарата (БЛА). Интерес представляет радиопеленгование стационарных ИРИ, расположенных на земле и излучающих узкополосные радиосигналы (с полосой частот до 100 кГц) в диапазоне частот от 30 МГц до 3 ГГц (значения длины волны λ от 10 м до 10 см).

Существуют разные методы и средства радиопеленгования, а также определения местоположения ИРИ. Для использования на небольшом БЛА можно выделить фазоразностный и разностно-дальномерно-доплеровский методы [3-5]. Фазоразностный пеленгатор предполагает построение многоканального приемника и антенной системы минимум из трех элементов, расположенных на расстоянии соизмеримом с длиной радиоволны. В метровом диапазоне волн конструкция данного радиопеленгатора

становится слишком тяжелой и громоздкой для размещения на малогабаритном БЛА. Разностно-дальномерно-доплеровский метод рассчитан на работу с широкополосными радиосигналами, принятыми несколькими БЛА на миллисекундных интервалах времени.

Для малогабаритного БЛА привлекательным является метод синтеза апертуры, в котором используется перемещение приемной антенны в пространстве для построения ее виртуальной апертуры большого размера [6, 7]. При этом в ПСА, в отличие от радиолокатора с синтезированной апертурой, используются только разнесенные в пространстве приемники радиосигналов, а полезной информацией для определения местоположения цели является составляющая мгновенной фазы принятого сигнала, вызванная изменением расстояния от ИРИ до приемных антенн (рисунок 1).

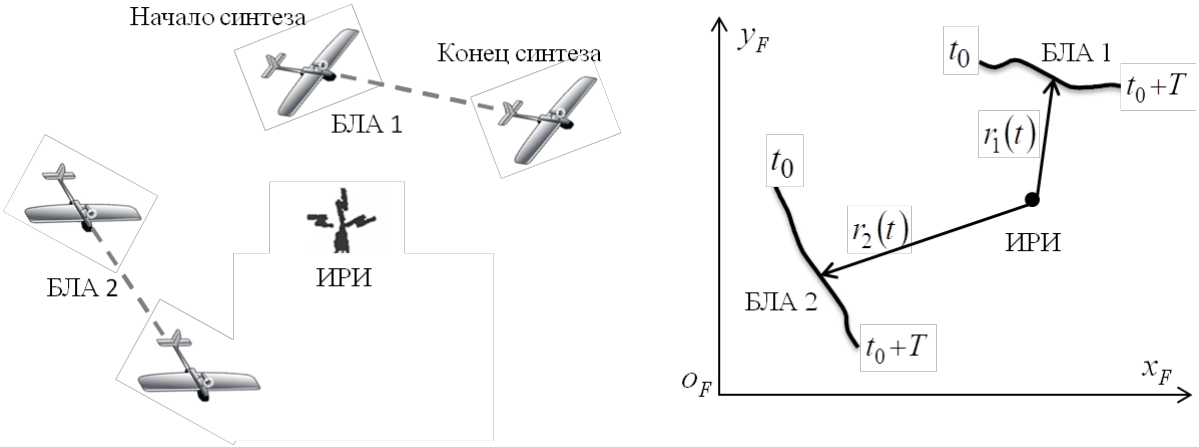


Рис. 1. Радиопеленгование ИРИ с помощью ПСА.

Привлекательность ПСА состоит в малой массе и габаритах, возможности работы при малых значениях отношения сигнал/шум, возможности азимутального разделения нескольких ИРИ. Однако существует ряд технических сложностей при реализации ПСА:

− нужно измерять текущие координаты фазового центра антенны (ФЦА) с ошибкой не превышающей 1/8 от длины принимаемой радиоволны [6];

− требуется знать ошибку настройки приемника на заданную частоту, которая вызывается случайными уходами частоты опорных генераторов (ОГ) в приемных трактах;

− необходимо обеспечивать стабильность фазы сигнала в приемном тракте на нужных длительностях синтезирования (когерентного накопления радиосигнала).

К недостаткам метода можно отнести длительное время пеленгования ИРИ, необходимое для построения виртуальной апертуры антенны большого размера, и, следовательно, получения высокого углового разрешения.

В данной статье представлены результаты разработки ПСА для БЛА «Орлан-10» производства ООО «СТЦ» [8]. Вначале приводится общее описание пеленгатора и описываются решения, принятые для его успешной реализации. В заключение работы представлены данные летных испытаний и даны оценки точности ПСА.

2. Общее описание ПСА

Для реализации ПСА достаточно двух приемных постов с одним антенно-приемным модулем (АПМ). Хотя бы один из постов должен быть подвижным. В данной работе в качестве носителей АПМ используются БЛА. Навигационную поддержку ПСА в низком диапазоне частот (до 200 МГц) можно обеспечить на борту БЛА с помощью спутниковой навигационной системы (СНС). При этом желательно приемную антенну СНС расположить рядом с приемной антенной сигнала ИРИ. При радиопеленговании ИРИ, работающих в более высоком диапазоне частот, для обеспечения требуемой точности измерения положения ФЦА необходимо в состав навигационной системы БЛА включить инерциальную систему навигации (ИНС) [9].

Во время работы ПСА на борту каждого БЛА осуществляется прием сигнала от ИРИ на интервале синтезирования $[t_0, t_0 + T]$, формирование его квадратурных составляющих, перенос сигнала на нулевую частоту, дискретизация сигнала в соответствии с занимаемой сигналом полосой частот. Комплексные отсчеты сигнала вместе с навигационной информацией и данными для системы синхронизации АПМ по частоте передаются на наземный пункт управления (НПУ). Синхронизация АПМ по времени, а также синхронизация радиосигнала с данными навигации осуществляется с помощью импульса секундной метки времени (СМВ), который поступает от приемника СНС, входящего в состав бортовой навигационной системы.

Структурная схема обработки информации на НПУ представлена на рисунке 2 и включает в себя: синхронизацию АПМ по частоте, обработку радиосигнала, счисление траекторий ФЦА, синтез апертуры (согласованную обработку траекторного сигнала) и местоопределение.

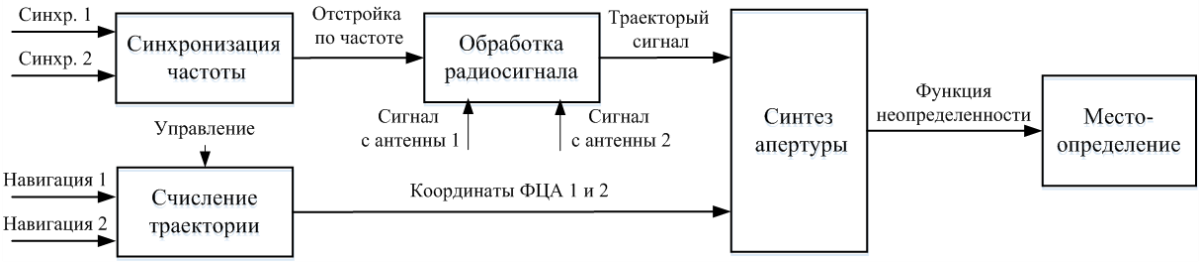


Рис. 2. Структурная схема обработки информации на НПУ.

Блок синхронизации приемников по частоте

Блок синхронизации частоты позволяет определить отстройку ОГ АПМ от номинального значения, что необходимо для измерения значения доплеровской частоты принятого радиосигнала. Для оценки действительной частоты ОГ используется импульс СМВ, который поступает с темпом один раз в секунду от приемника СНС со среднеквадратической ошибкой 50 нс. Высокая точность выдачи сигнала СМВ позволяет отсчитать некоторый отрезок времени и сопоставить его со временем, вычисленным по данным ОГ, и, таким образом, получить значение отстройки частоты ОГ. На следующем шаге, с учетом преобразований принятого радиосигнала в

аналоговой и цифровой части АПМ, отстройка по частоте между двумя ОГ пересчитывается на несущую частоту радиосигнала.

Точность оценки отстройки частоты ОГ определяет точность измерения доплеровской частоты принятого радиосигнала. При прямолинейном движении БЛА неверное значение доплеровской частоты хотя и не повлияет на когерентное накопление радиосигнала в апертуре, но приведет к систематической ошибке пеленга [6]. При маневрах БЛА (при значительном изменении направления вектора путевой скорости БЛА за время синтеза апертуры) нарушит когерентность сигнала в апертуре.

Степень влияния отстройки частоты на работу ПСА будет зависеть от значений путевых скоростей БЛА, а также траекторий движения БЛА относительно ИРИ. На борту малогабаритного БЛА в качестве ОГ используются высокостабильные кварцевые генераторы. При выходе такого ОГ в рабочий режим и при условии, что перемещается только один БЛА прямолинейно со скоростью 30 м/с, а угол наблюдения ИРИ составляет 90°, СКО систематической ошибки пеленга из-за погрешности измерения частоты ОГ составляет 0,1°.

Блок обработки радиосигнала

Схема блока обработки радиосигнала представлена на рисунке 3. Для выделения траекторного сигнала, содержащего полезную информацию для пространственной селекции ИРИ, выполняется перемножение радиосигналов, принятых от ИРИ на разных БЛА. Для полученного в результате сигнала можно записать:

$$s_{\Delta}(t) = s_1(t)\cdot s_2^*(t) = U_1(t)U_2(t)e^{j\{k(r_1(t)-r_2(t))+2\cdot\pi\cdot\Delta f_{12}\cdot t+\delta\varphi_{rec1}(t)-\delta\varphi_{rec2}(t)+\Delta\varphi\}}, \quad (1)$$

где $s_1(t)$ – сигнал, принятый первым АПМ, $s_2^*(t)$ – комплексно сопряженный сигнал, принятый от ИРИ вторым АПМ, $U_1(t)$, $U_2(t)$ – амплитуды сигналов $s_1(t)$ и $s_2(t)$, $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число, λ – длина волны ИРИ, $r_1(t)$, $r_2(t)$ – расстояния от ИРИ до траектории перемещение ФЦА первого и второго АПМ соответственно, Δf_{12} – отстройка по частоте между двумя АПМ, $\delta\varphi_{rec1}(t)$, $\delta\varphi_{rec2}(t)$ – нестабильности фазы, вносимые АПМ, $\Delta\varphi$ – постоянный фазовый сдвиг.

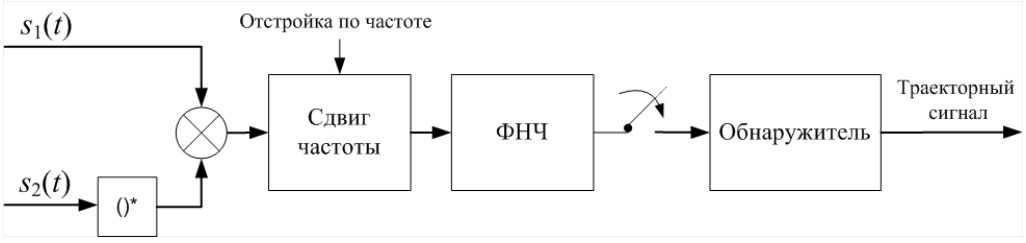


Рис. 3. Блок обработки радиосигнала.

В (1) сделано допущение, что можно пренебречь величиной задержки между сигналами $s_1(t)$ и $s_2(t)$. Это справедливо при выполнении условия: $r_1 - r_2 < c/\Delta f$, где Δf –

полоса принимаемого сигнала, c – скорость света. Например, для полосы $\Delta f = 10$ кГц разница расстояний r_1 и r_2 должна быть меньше 30 км. Невыполнение названного условия приводит к необходимости учета задержки между сигналами $s_1(t)$ и $s_2(t)$.

Полезная информация в результирующем сигнале $s_\Delta(t)$ заключена в составляющей его фазы $k(r_1(t) - r_2(t))$, из чего следует, что полоса полезного сигнала определяется диапазоном доплеровских частот. После коррекции сигнала $s_\Delta(t)$ на отстройку по частоте Δf_{12}, которая поступает из блока синхронизации частоты, сигнал пропускается через фильтр низких частот (ФНЧ) и его частота дискретизации понижается. Обнаружитель полезного сигнала предлагается использовать по результирующему сигналу после понижения его частоты дискретизации. На выходе блока получается траекторный сигнал $s_m(t)$, который поступает в блок синтеза апертуры.

Блок счисления траектории

Для синтезирования апертуры необходима высокоточная информация о движении антенны относительно ее местоположения в момент старта накопления принятого ей радиосигнала. В общем случае допустимой является ошибка положения точек апертуры относительно заданного порядка λ/8 [6]. Для обеспечения такой точности во всем диапазоне длин волн на борту БЛА используется интегрированная инерциально-спутниковая навигационная система на базе микромеханических датчиков, разработанная ООО «СТЦ» [9].

Навигационные данные, поступающие с двух БЛА на НПУ, подаются в блок относительного счисления траекторий (рисунок 4) [2, 9]. Траектории центров масс БЛА счисляются в фиксированной относительно земли декартовой системе координат ФСК (F) $ox_Fy_Fz_F$, местоположение начала которой задается оператором. При необходимости выполняется интерполяция координат для повышения частоты обновления навигации до частоты дискретизации траекторного сигнала. Кроме того, выполнятся пересчет координат из центров масс БЛА в местоположение ФЦА.

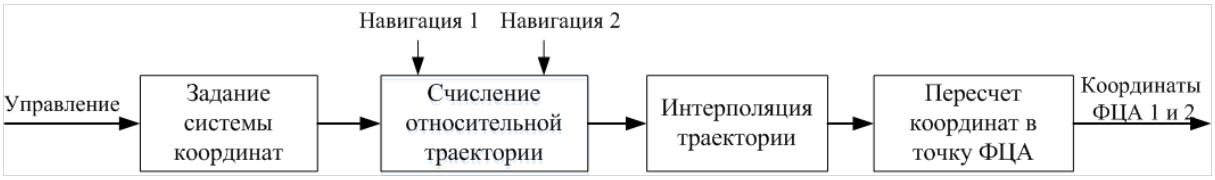


Рис. 4. Блок счисления траекторий ФЦА.

Ошибка в знании начального положения ФЦА приведет к равной ошибке определения местоположения ИРИ, но не повлияет на когерентное накопление радиосигнала в апертуре [6]. По данным системы навигации СКО данной ошибки составляет 6 м. Наиболее жесткие требования к ошибкам относительного счисления

координат ФЦА предъявляются для несущей частоты 3 ГГц и составляют не более 3 см. В работе [9] показано, что навигационная система обеспечивает данную точность на участках траектории без маневрирования на длительностях синтезирования до 5 с, что позволяет достичь углового разрешения 0,05° при средней скорости БЛА 30 м/с.

Блок синтеза апертуры (согласованной обработки)

Измеренные на интервале синтезирования $[t_0, t_0 + T]$ координаты движения ФЦА используются для расчета расстояний $r_{n1}(t)$, $r_{n2}(t)$ от *n*-го точечного стационарного объекта (цели) с координатами (x_n, y_n, z_n) до положений ФЦА первого и второго АПМ в момент времени *t* и формирования эталонного траекторного сигнала:

$$s_n(t) = e^{jk\{(r_{n1}(t) - r_{n2}(t)\}}. \quad (2)$$

Сигнал $s_n(t)$ используется в качестве опорной функции при согласованной обработке принятого траекторного радиосигнала. При этом уровень сигнала на выходе блока согласованной обработки для *n*-го объекта:

$$Q_n = \frac{1}{\sqrt{E_m \cdot E_o}} \left| \int_{t_0}^{t_0+T} s_m(t) \cdot s_n^*(t) dt \right|, \; E_m = \int_{t_0}^{t_0+T} s_m(t) \cdot s_m^*(t) dt, \quad (3)$$

где E_m, E_o – значения энергий сигналов $s_m(t)$ и $s_n(t)$. Чем лучше согласованы опорная функция и принятый радиосигнал, т.е. чем больше совпадают фазы сигналов, тем выше значение Q_n.

Совокупность величин Q_n представляет собой функцию пространственной неопределенности (ФН), которая характеризует рассогласование принятого траекторного сигнала от точечного объекта и опорного (эталонного) траекторного сигнала, рассчитанного при известных траекториях движения задействованных ФЦА и известных координатах объекта.

Блок местоопределения

В блоке местоотпределения происходит сложение (наложение) нескольких ФН, полученных на разных траекториях, и определение местоположения ИРИ путем поиска точечного объекта, при котором достигается максимум суммарной ФН. Нужно отметить, что высота ИРИ считается заданной, т.е. поиск осуществляется только по координатам *x* и *y*.

3. Достижимые точности ПСА

Достижимые точности ПСА зависят от длительности синтезирования апертуры, длины волны ИРИ, значений путевых скоростей БЛА, а также траекторий движения БЛА относительно ИРИ.

В таблице 1 приведены значения необходимого времени синтезирования апертуры для достижения углового разрешения $\delta\theta = 0{,}1°$ при условии, что перемещается только один БЛА со скоростью 30 м/с, а угол наблюдения ИРИ составляет 90°.

Таблица 1. Необходимое время синтеза апертуры для $\delta\theta = 0{,}1°$

Частота, МГц	30	100	200	500	1000	3000
T, с	190	57	28	10	6	2

Точность разработанной системы навигации достаточна для обеспечения условия когерентного накопления радиосигнала на участках траектории без интенсивного маневрирования на представленных в таблице интервалах времени *T* для всех рабочих частот. Ограничение времени синтезирования может быть вызвано нестабильностями фазы, которые вносятся в сигнал при его прохождении через АПМ главным образом посредством ОГ. Нестабильность фазы колебания на выходе кварцевого генератора за секундные интервалы времени имеет в основном характер квадратичного набега [10] (линейного ухода частоты). В целях пеленгования квадратичный набег фазы на краях апертуры должен быть не больше 90°. При этом СКО высокочастотной нестабильности фазы должно быть не больше 10°. Фазовые нестабильности, вносимые АПМ, можно проверить, записав принятый радиосигнал при стационарных условиях. Проведенные исследования показали, что при выходе ОГ в рабочий режим, когерентность сигнала обеспечивается на заданных в таблице 1 длительностях во всем диапазоне частот.

Таким образом, разработанный ПСА обладает систематической ошибкой с СКО 0,1°, вызванной неточностью измерения действительной частоты ОГ, и позволяет достигнуть углового разрешения в 0,1°, если ИРИ присутствует в эфире достаточное время, чтобы синтезировать апертуру на представленных в таблице интервалах времени.

4. Результаты летных испытаний

Результаты летных испытания ПСА с двумя БЛА для диапазона частот от 30 до 200 МГц и наиболее распространенных видов модуляции (амплитудной, частотной, однополосной) представлены в работе [1]. Во время экспериментов местоположение различных ИРИ было определено с погрешностью менее 7 м на расстоянии 4 км. При этом навигационная поддержка ПСА обеспечивалась только с помощью СНС. Примеры синтезирования апертуры для несущей частоты 2600 МГц при использовании ИНС/СНС представлены в работе [9]. При этом перемещался только один БЛА. Эксперимент продемонстрировал, что на данной несущей частоте ПСА позволяет достигнуть углового разрешения 0,05° при средней путевой скорости БЛА 30 м/с.

В данной работе представлены результаты испытаний ПСА с двумя БЛА для диапазона частот 400-500 МГц, который представляет особый интерес в целях радиомониторинга, так как соответствует рабочим частотам портативных радиостанций. В качестве носителя использовался БЛА «Орлан-10». Для данного БЛА взлетная масса составляет 14 кг, масса полезной нагрузки - до 3 кг, воздушная скорость - от 25 до 40 м/с. БЛА стартует с катапульты.

Вначале для оценки достижимой точности ПСА был поставлен эксперимент с непрерывным сигналом при большом значении отношения сигнал/шум (30 дБ). В качестве ИРИ использовался генератор монохроматического сигнала на частоте 450 МГц (λ = 0,7 м). Геодезические координаты ИРИ были известны с точностью до

одного метра. Для удобства начало ФСК было совмещено с координатами ИРИ. Один БЛА летал вокруг ИРИ на расстоянии около 2 км, высоте 1 км, со средней путевой скоростью 22 м/с. Второй приемник радиосигнала располагался стационарно на земле.

На рисунке 5, *а* приведен пример отрезка траектории БЛА в ФСК, на котором была синтезирована апертура. Соответствующая ему траектория ФЦА в системе координат, где ось *y* направлена по направлению движения БЛА, показана на рисунке 5, *б*. На данном отрезке длительностью 13 с БЛА двигался со скоростью 21,5 м/с, что позволило синтезировать апертуру размером d = 279 м. Угловой размер синтезированной апертуры $\beta = d / R$, где R – дальность до ИРИ, составил 8,5°, что соответствует разрешению по углу $\delta\theta = 0{,}14°$, линейному разрешению вдоль линии пути 4,5 м и разрешению по дальности 420 м.

На рисунке 5, *в* показано рассогласование по фазе между принятым и опорным траекторными сигналами. Видно, что ошибка по фазе находится в пределах 40°, что позволяет достигнуть максимума ФН равного 0,91. На рисунке 5, *г* приведен элемент разрешения ПСА (сечение ФН по уровню 0,7) в ФСК в области ИРИ (шаг сетки по *x* - 3 м, шаг по *y* - 2 м). Полученное в эксперименте разрешение пеленгатора вдоль линии пути составляет 5 м.

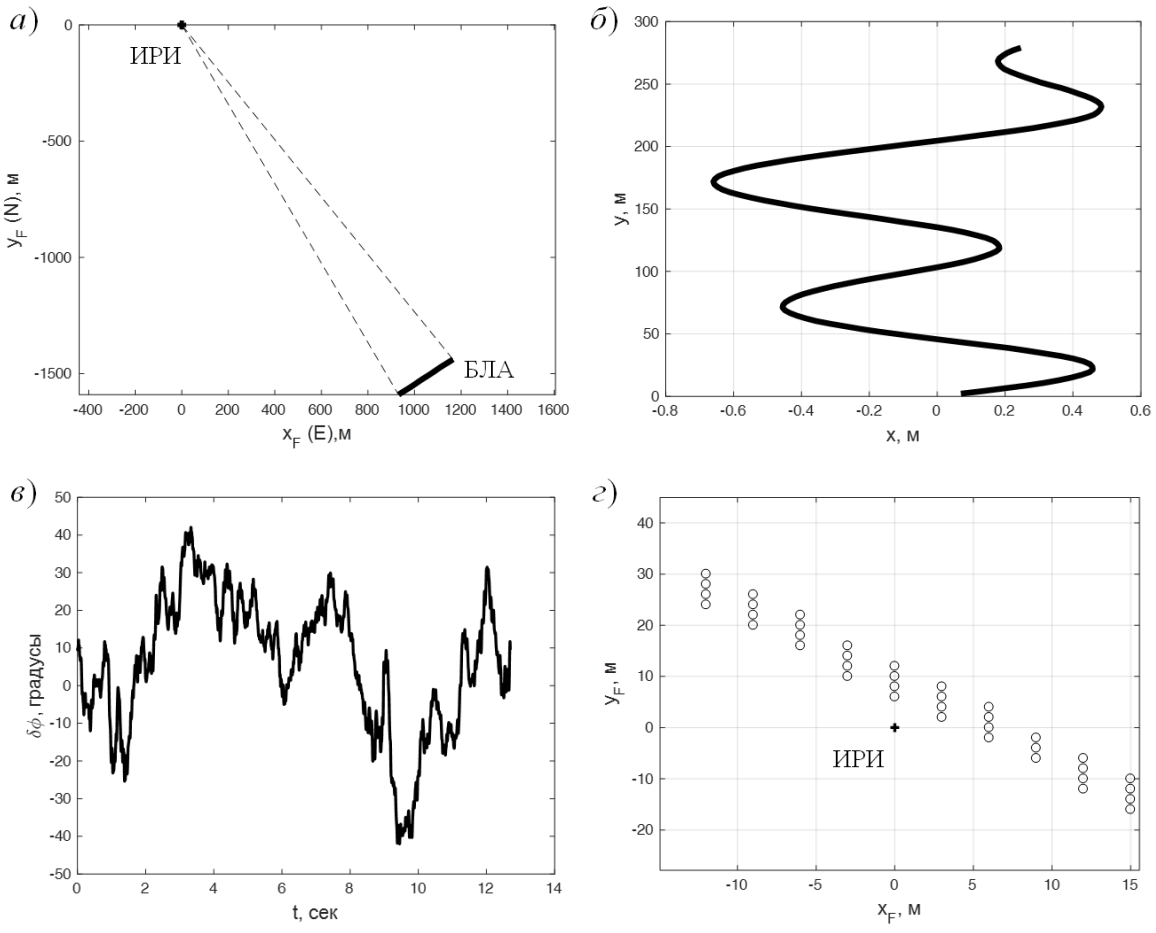


Рис. 5. Результаты эксперимента № 1.

Во время второго эксперимента с помощью двух БЛА определялось местоположение радиостанции, периодически излучающей частотно-модулированный сигнал с полосой частот 5 кГц на несущей частоте 469 МГц. Эксперимент длился 5 минут, в течение которых БЛА летали на высоте 1 км на расстоянии около 4 км от ИРИ. Траектории движения БЛА в ФСК представлены на рисунке 6, *а*. ИРИ находится в центре координат. Первый БЛА летел со средней путевой скоростью 22 м/с, а второй БЛА - 31 м/с. На рисунке 6, *б* представлены выборки радиосигналов, принятые двумя АПМ. В целях исключения влияния систематической ошибки ПСА при суммировании ФН, полученных на разных участках траектории, было задано разрешение по углу для ПСА $\delta\theta = 0{,}5°$.

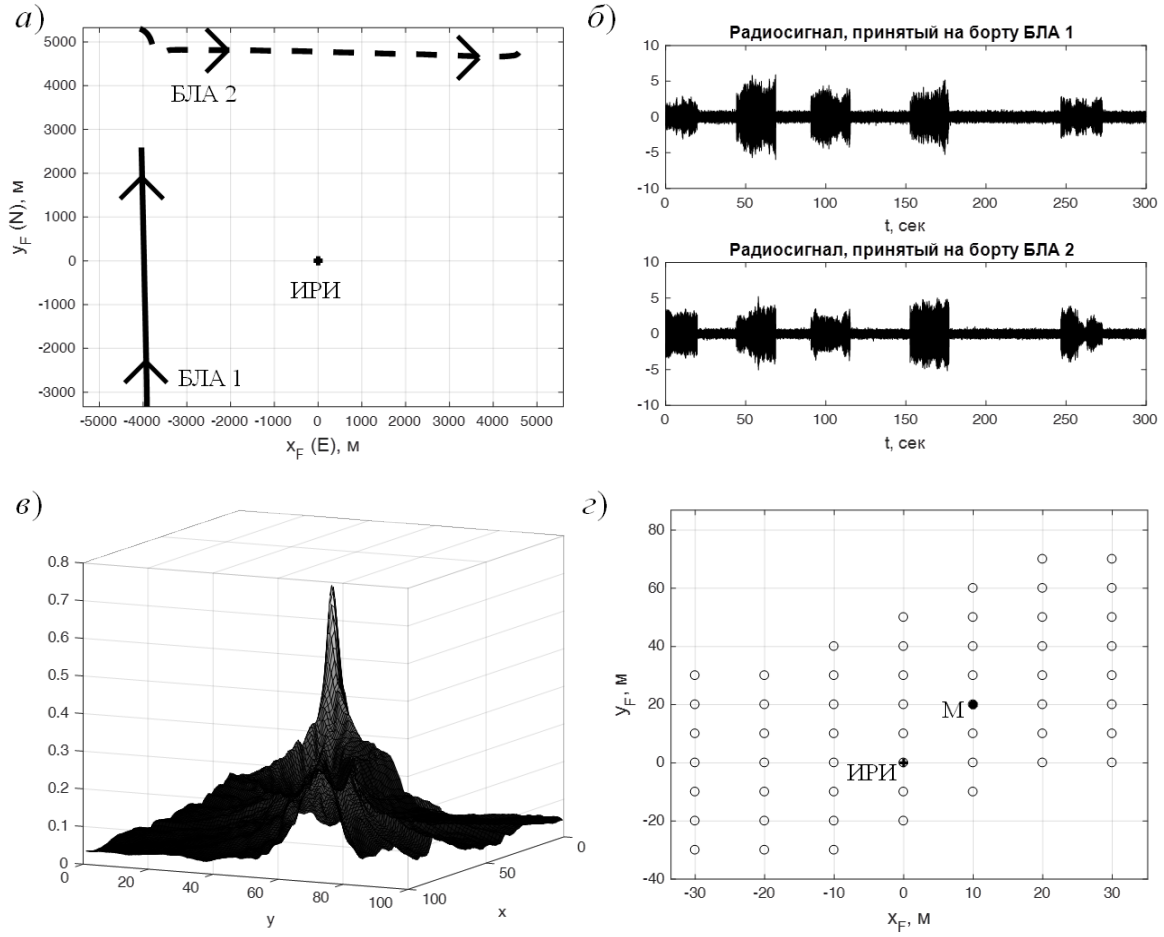


Рис. 6. Результаты эксперимента № 2.

На рисунке 3, *в* представлена суммарная ФН (шаг по *x* и *y* - 10 м), а на рисунке 3, *е* изображен соответствующий элемент разрешения, где "М" обозначает максимум ФН, который является результатом определения местоположения ИРИ с помощью ПСА. Из рисунка следует, что местоположения ИРИ было определено с ошибкой 22 м.

5. Заключение

В работе представлены результаты разработки пеленгатора с синтезированной апертурой с использованием двух малогабаритных БЛА для радиопеленгования стационарных ИРИ, излучающих узкополосные радиосигналы в диапазоне частот от 30 МГц до 3 ГГц. Показано, что для реализации данного пеленгатора необходимо наличие интегрированной инерциально-спутниковой навигационной системы на борту БЛА для высокоточного сопровождения траекторий движения ФЦА, АПМ с малыми фазовыми нестабильностями и системы синхронизации двух АПМ по частоте.

На угловое разрешение ПСА влияют длительность синтезирования апертуры, длина волны ИРИ, значения путевых скоростей БЛА, траектории движения БЛА относительно ИРИ, а также продолжительность присутствия ИРИ в эфире. Предложенные технические решения позволяют синтезировать апертуры достаточной длительности, чтобы при определенных условиях движения БЛА относительно ИРИ достигнуть углового разрешения в 0,1° при систематической ошибке по углу с СКО 0,1° во всем диапазоне рассматриваемых частот.

Литература

1. Царик О. В., Терентьев А. В., Кулакова В. И., Смирнов П. Л. Способ и устройство определения координат источника радиоизлучения. RU 2594759 G01S5/04, заяв. 28.10.2015, опубл. 27.07.2016.
2. Кулакова В. И., Царик О. В. Пассивный синтез апертуры в метровом диапазоне с сопровождением траектории фазового центра антенны. // Успехи современной радиоэлектроники, 2016, № 5. – С. 15-22.
3. Рембовский А. М., Ашихмин А. В., Козьмин В. А. Радиомониторинг – задачи, методы, средства. / Под ред. А. М. Рембовского. М.: Горячая линия-Телеком, 2010. – 624 с.
4. Кондратьев В. С., Котов А. Ф., Марков Л. Н. Многопозиционные радиотехнические системы. / Под ред. проф. В. В. Цветаева. М.: Радио и связь, 1986. – 251 с.
5. Царик Д. В., Клишин А. В., Петров А. Ю. Определение координат источников радиоизлучения разностоно-дальномерным методом с использованием двух беспилотных летательных аппаратов. // Успехи современной радиоэлектроники, 2015, № 7. – С. 39-43.
6. Кондратенков Г. С., Фролов А. Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. М.: Радиотехника, 2005. – 368 с
7. Wang W. Q. Multi-Antenna Synthetic Aperture Radar**.** Boca Raton, FL: CRC Press, Taylor & Francis, cop.**,** 2013. – 438 p.
8. Свободная энциклопедия "ВикипедиЯ". https://ru.wikipedia.org/wiki/Орлан-10, 01.03.2018.
9. Кулакова В. И., Сохарев А. Ю. Навигационная система для сопровождения траектории движения антенны на малогабаритном БЛА. // Успехи современной радиоэлектроники, 2017, № 10. – С. 5-14.
10. Rutman J. Characterization of frequency stability in precision frequency sources. // Proceedings of the IEEE, 1991, Vol. 79, № 6. – Pp. 952-960.

References

1. Tsarik O. V., Terentev A. V., Kulakova V. I., Smirnov P. L. Method and device for determining the coordinates of the radio source. RU 2594759 G01S5/04, pub. 28.10.2015, application 27.07.2016.
2. Kulakova V. I., Tsarik O. V. Passive aperture synthesis in VHF range with antenna position estimation. // Uspehi sovremennoj radiojelektroniki, 2016, № 5. – Pp. 15-22.
3. Rembovskii A. M., Ashihmin A. V., Kozmin V. A. The radio monitoring: tasks, methods, tools. Moscow: Goryachaya liniya – telekom, 2010. – 624 p.

4. Kondratev V. S., Kotov A. F., Markov L. N. Multi-position radio engineering systems. Moscow: Radio and Communications, 1986. – 251 p.
5. Tsarik D. V., Klishin A. V., Petrov A. Ju. Estimating radars geolocation with range-difference method using two UAV. // Uspehi sovremennoj radiojelektroniki, 2015, № 7. – Pp. 39-43.
6. Kondratenkov G. S., Frolov A. Yu. Radiovision. Radar systems of remote sensing of the Earth. Moscow: Radioelektronika, 2005. – 368 p.
7. Wang W. Q. Multi-Antenna Synthetic Aperture Radar**.** Boca Raton, FL: CRC Press, Taylor & Francis, cop.**,** 2013. – 438 p.
8. The free encyclopedia "WikipediA". https://en.wikipedia.org/wiki/Orlan-10, 01.03.2018.
9. Kulakova V. I., Sokharev A. Yu. Navigation system for the antenna tracking on board a small UAV. // Uspehi sovremennoj radiojelektroniki, 2017, № 10. – Pp. 5-14.
10. Rutman J. Characterization of frequency stability in precision frequency sources. // Proceedings of the IEEE, 1991, Vol. 79, № 6. – Pp. 952-960.

СПОСОБ ОРГАНИЗАЦИИ АВИАЦИОННОЙ АДАПТИВНОЙ АВТОМАТИЧЕСКОЙ ДЕКАМЕТРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ НА НЕЗАКРЕПЛЕННЫХ ЧАСТОТАХ

В.В. Хоптар

АО «НПП «Полет», г. Нижний Новгород, Россия, vhoptar@mail.ru

Аннотация. Рассмотрены процедуры организации системы авиационной адаптивной автоматической радиосвязи ДКМ диапазона на незакрепленных частотах Приведены структурная схема, состав и алгоритм работы системы.

Ключевые слова: ДКМ радиосвязь, ионосферный мониторинг, ЛЧМ-сигналы

METHOD OF AVIATION ADAPTIVE AUTOMATIC DECAMETER RADIOCOMMUNICATION ON UNSECUTATED FREQUENCIES

V. V. Khoptar

«Polyot RPC”, JSC, Nizhny Novgorod, Russia, vhoptar@mail.ru

Abstract. Here are considered the procedures of organizing the HF aircraft radio automatic adaptive communication in nonfixed frequencies. The system block diagram, composition and operation algorithm are presented.

Key words: HF radio communication, ionosphere monitoring, LFM signals.

1. Введение

Вопросы организации дальней ДКМ радиосвязи являются особенно актуальными для дальне магистральных летательных аппаратов (ЛА), летающих на разные континенты. За короткое время они проходят много временных поясов с различной геофизической обстановкой и, соответственно, с различными условиями ионосферного распространения ДКМ радиоволн. Это не позволяет составить точный план связи на все время полета, а использование прогнозных моделей ионосферного канала не обеспечивает необходимого качества радиосвязи, особенно в высоких широтах. Поэтому для управления частотным ресурсом и другими параметрами в условиях нестационарности канала необходимо в реальном масштабе времени постоянно осуществлять мониторинг текущей ионосферной обстановки. Кроме того, установление и поддержание ДКМ радиосвязи в авиационных каналах должно происходить автоматически, без участия экипажа воздушного судна.

2. Цель доклада

Целью доклада является рассмотрение способа организации авиационной адаптивной автоматической ДКМ радиосвязи в радиоканалах «воздух-земля» на незакрепленных частотах (без предварительного частотного планирования), обеспечивающий надежность передачи сообщений (0,95-0,99), экономию частотного ресурса за счет применения технологии ионосферного мониторинга (ИМ) и одновременной адаптации по частоте и пространству [1-3].

3. Преимущества использования метода ионосферного мониторинга

Реализация способа авиационной адаптивной автоматической ДКМ радиосвязи осуществляется с помощью использования технологии ионосферного мониторинга в наземной и воздушной компонентах. Для этого в состав наземного опорного радиоцентра (ОпРЦ) вводится аппаратно-программный комплекс (АПК) ионосферного мониторинга, состоящий из двух конструктивно и функционально независимых частей (постов ИМ) – приемного и передающего.

Типовая структура наземного опорного радиоцентра предполагает разнесение за пределы прямой видимости передающего и приемного комплексов. При этом расстояние между ними может составлять от 5 до 40 км. В результате как приемный, так и передающий посты ИМ из состава ОпРЦ имеют собственные антенно-фидерные системы и автоматизированные рабочие места (АРМ), с помощью которых осуществляется обработка радиопрогностической информации, формирование и прием/передача служебных пакетов в локальную информационную сеть, а также общее управление работой данного поста ИМ. В качестве зондирующего сигнала во всем ДКМ диапазоне (от 2 до 30 МГц) передающим постом ИМ используется линейный частотно-модулированный сигнал (ЛЧМ-сигнал) со ступенчато изменяемой частотой.

Каждому ОпРЦ присваивается свой идентификационный номер, а передающему посту ИМ задается частотно-временное расписание (ЧВР), со следующими параметрами:

- время развертки ЛЧМ-сигнала t_p – период времени с N-минутными интервалами, в которое каждый пост начинает работу относительно точного реального времени;

- стартовое время t_c – интервал времени, на который синхросигналы передатчика поста ИМ запаздывают относительно времени развертки;

- время начала передачи $t_n = t_p + t_c$ – реальное время, когда передатчик начинает формирование ЛЧМ-сигнала во временном интервале, оговоренном в ЧВР;

- частотный диапазон работы (разность между конечной и начальной частотами ЛЧМ-сигнала);

- скорость развертки df/dt ЛЧМ-сигнала.

Способ организации радиосвязи в каналах «воздух-земля» ДКМ диапазона поясняется рисунком, на котором показаны два положения летательного аппарата: положение А – ЛА находится на аэродроме базирования во время подготовки к полету и положение Б – ЛА находится в режиме полета. Кроме того, для примера показаны четыре территориально-разнесенных ОпРЦ, имеющих в своем составе АПК ИМ, излучающие и принимающие ЛЧМ-сигналы. Радиоцентры ОпРЦ соединены между собой магистральными линиями, по которым могут обмениваться данными, например, согласно протоколу X.25.

В положении А осуществляется вхождение в связь ЛА, находящегося на аэродроме базирования, с ближайшим к аэродрому ОпРЦ, расположенным на расстояниях от 5 до 30 км (на рисунке это ОпРЦ1). Радиоцентр ОпРЦ1, связанный с диспетчерской службой аэродрома по специально выделенному служебному каналу в

заданный интервал времени инициирует сеансы зондирования ионосферы ЛЧМ-сигналом по заранее заданному ЧВР между постами ионосферного мониторинга всех ОпРЦ.

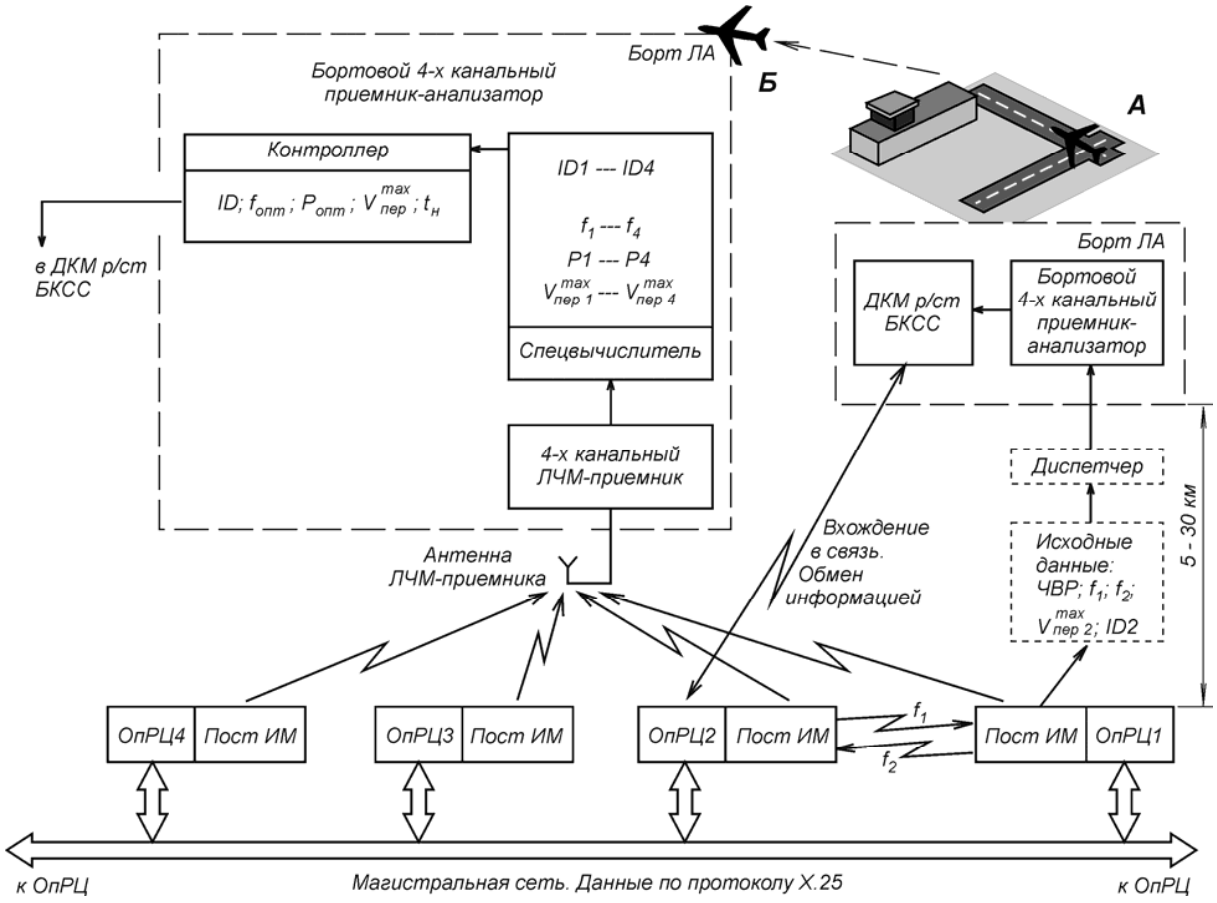


Рис. – Схема, поясняющая способ организации радиосвязи в ДКМ диапазоне

После обработки результатов приема зондирующих сигналов на приемном посту ИМ ОпРЦ1 определяется вероятностно-оптимальная на данный момент времени частота приема радиосигналов f1 ДКМ диапазона, а приемный пост ИМ ОпРЦ2 (на рисунке этот ОпРЦ2 выбран в качестве примера) – наилучшую (оптимальную) в данный момент времени рабочую частоту приема радиосигналов ДКМ диапазона от ОпРЦ1 f2.

Выбор вероятностно-оптимальной частоты производится на основе анализа постами ИМ ОпРЦ1 и ОпРЦ2 условий распространения радиоволн ДКМ диапазона в точке приема по критериям наибольшей надежности связной радиолинии (максимуму отношения сигнал/шум) при заданной вероятности ошибочного приема на бит информации. Также пост ИМ ОпРЦ1 вычисляет максимально возможную скорость передачи данных в этом канале «воздух-земля», исходя из величины отношения сигнал/шум на частоте f_2 и с учетом типа модемов на борту ЛА и в ОпРЦ2.

Далее ОпРЦ1 и ОпРЦ2 через магистральную сеть обмениваются между собой служебной информацией, закрепляющей за ними частоты приема радиосигналов ДКМ диапазона f_1 и f_2 соответственно и частоты передачи f_2 и f_1 соответственно. Различие частот приема и передачи определяется необходимостью обеспечения дуплексной передачи данных и помеховой обстановкой в точках приема.

ОпРЦ1 формирует план связи ЛА с ОпРЦ2 и через диспетчерскую службу аэродрома передает в бортовой комплекс связи ЛА следующие данные: идентификационный номер ID2 и координаты ОпРЦ2, частоты приема f_1 и передачи f_2, максимально возможную скорость передачи данных, ЧВР работы постов ИМ и алгоритм его смены для всех ОпРЦ, оснащенных постами ИМ, во всех зонах ответственности на территории РФ.

Борт ЛА на земле осуществляет вхождение в связь с ОпРЦ2 и обменивается квитанциями. На этом процесс вхождения в связь завершается и ЛА к полету (в части ДКМ связи) готов.

Во время полета ЛА (положение Б на рисунке), бортовой четырехканальный приемник-анализатор в соответствии с ЧВР принимает радиосигналы от 4-х наземных передающих постов ИМ из состава ОпРЦ1 – ОпРЦ4 (на рисунке они выбраны в качестве примера), вычисляет для каждого радиоканала «воздух-земля» оптимальные рабочие частоты $f_1 \ldots f_4$, надежность связи $P_1 \ldots P_4$ при заданной величине ошибочного приема на бит информации и максимально возможную скорость передачи данных.

4. Заключение

Таким образом, при одновременном приеме на борту ЛА сигналов от 4-х наземных постов ИМ даже при недостаточной надежности связи в отдельных каналах системная надежность будет более чем удовлетворительная, равная (0,9-0,95).

Использование предложенного способа авиационной адаптивной автоматической радиосвязи ДКМ диапазона на незакрепленных частотах позволит организовать высоконадежную систему дальней связи.

5. Благодарности

Спасибо начальнику научно-исследовательского центра (НИЦ) АО «НПП «Полет» кандидату физико-математических наук В.А. Валову и главному научному сотруднику НИЦ доктору технических наук А.В. Кейстовичу за помощь в редактировании доклада.

Литература

1. Патент RU № 2622767. М. кл. H04B 7/00. Способ авиационной адаптивной автоматической декаметровой радиосвязи на незакрепленных частотах. В.А. Валов, Д.В. Бредихин, В.В. Хоптар. БИ № 17, 2017.
2. Вертоградов Г.Г., Урядов В.П., Вертоградова Е.Г. Автоматизированный аппаратно-программный комплекс для определения оптимальных рабочих частот связной радиолинии по данным наклонного зондирования ионосферы // Труды XIII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь»: Сб. ст. / Воронеж, 2007. - Т. 2. - С. 1203-1214.
3. Белоусов Е.Л., Бредихин Д.В., Валов В.А., Макаров А.В. Многофункциональный аппаратно-программный комплекс ДКМВ радиосвязи с системой прогнозирования ионосферных каналов // Доклад на научно-технической конференции «Новые информационное технологии в системах связи и управления. - Калуга: КНИИТМУ, 2008.

References

1. Patent RU No. 2622767. Int. Cl. H04B 7/00. The Option of Aviation Adaptive Automatic HF Radio Communication on Non-fixed Frequencies. V.A. Valov, D.V. Bredikhin, V.V. Khoptar. Bulletin No. 17, 2017.
2. Vertogradov G.G., Uryadov V.P., Vertogradova Ye.G. The Automated Hardware-software Complex for Defining the Radio Communication Line Optimum Working Frequency According to the Oblique-incidence Ionospheric Sounding Data // Transactions of the XIIIth International scientific and technical conference «Radar, navigation, communication»: Collected works / Voronezh, 2007. - V. 2. – pages 1203-1214.
3. Belousov Ye.L., Bredikhin D.V., Valov V.A., Makarov A.V. The Multifunctional HF Hardware-software Complex with the Ionospheric Channels Forecasting System // Report of the Scientific and technical conference «New information telecommunication technology in the communication and control systems». – Kaluga: KNIITMU, 2008.

ЭВРИСТИЧЕСКИЙ АЛГОРИТМ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ КАЛИБРОВКИ МАГНИТОМЕТРА НА ОСНОВЕ ПЕРВИЧНОЙ ИЗБЫТОЧНОЙ ИНФОРМАЦИИ

А. Ю. Востров, И. С. Дмитриев

Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Исследовано применение метода наименьших квадратов для решения задачи вычисления параметров калибровки трехосных магнитных датчиков, предложен эвристический алгоритм, позволяющий повысить точность решения этой задачи. Эффективность алгоритма проверена методом численного моделирования.

Ключевые слова: калибровка, магнитометр, магнитное поле Земли, метод наименьших квадратов.

HEURISTIC ALGORITHM OF IMPROVING ACCURACY OF MAGNETOMETER CALIBRATION DATA IN RELIANCE ON PRIMARY REDUNDANT INFORMATION

A. Y. Vostrov, I. S. Dmitriev

Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract. Investigate application of least square method for the purposes of evaluation calibration data of three-axis magnetic sensor, offer heuristic algorithm for improve accuracy of solution that task. Effectiveness offer algorithm verify by method of computational simulation.

Keywords: calibration, magnetometer, Earth geomagnetic field, least square method.

1. Введение

На практики широко используются устройства на базе трехосных датчиков магнитного поля, например, для решения угломерных задач подвижных и носимых средств пеленгации и радиолокации. Для поиска параметров калибровки датчиков ориентации применяют различные методы [1] – [3], в том числе метод максимального правдоподобия [4] и метод наименьших квадратов, при наличии избыточного количества информации, полученной от датчиков. Известные методы позволяют достаточно точно определить основные параметры, однако используют ряд допущений, которые с одной стороны позволяют упростить вычисления, а с другой не позволяют с большей точностью определить искомые значения.

Цель работы – исследование известного подхода к решению задачи вычисления параметров калибровки трехосных магнитных датчиков методом наименьших квадратов, и исследование возможности повышения точности их определения.

2. Модель ошибок магнитного датчика

Введем прямоугольную декартову систему координат *OXYZ,* связанную с осями чувствительности датчиков.

Известный подход к решению задачи вычисления параметров калибровки трехосных датчиков, заключается в том, чтобы измерить проекции вектора напряженности

магнитного поля земли (МПЗ) на оси датчика $\mathbf{h}_S = \begin{pmatrix} h_{Sx} & h_{Sy} & h_{Sz} \end{pmatrix}^T$ при всех возможных ориентациях датчика относительно вектора МПЗ. В идеальном случае измерения датчика должны ложиться на поверхность сферы, имеющую центр в начале координат. На практике воздействие "мягкого/жесткого" железа, разница в чувствительных элементах и неортогональность осей датчика приводит к тому, что сфера искажается в эллипсоид.

Предположим, что $\mathbf{h} = \begin{pmatrix} h_x & h_y & h_z \end{pmatrix}^T$ истинные значения напряженности МПЗ, которые лежат на поверхности сферы радиуса R, с центром в начале координат, тогда измеренные датчиком компоненты магнитного поля $\mathbf{h}_S$ можно задать выражением:

$$\mathbf{h}_S = \mathbf{M} \cdot \mathbf{h} + \mathbf{h}_0, \tag{1}$$

где $\mathbf{h}_0 = \begin{pmatrix} h_{0x} & h_{0y} & h_{0z} \end{pmatrix}^T$ – смещение "нуля", вызванное "жестким" железом и смещением "нуля" сигнала чувствительного элемента, а матрица $\mathbf{M}$ имеет вид:

$$\mathbf{M} = \begin{pmatrix} R_x & 0 & 0 \\ 0 & R_y & 0 \\ 0 & 0 & R_z \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & \delta_{xy} & \delta_{xz} \\ \delta_{xy} & 1 & \delta_{yz} \\ \delta_{xz} & \delta_{yz} & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_x & R_x \cdot \delta_{xy} & R_x \cdot \delta_{xz} \\ R_y \cdot \delta_{xy} & R_y & R_y \cdot \delta_{yz} \\ R_z \cdot \delta_{xz} & R_z \cdot \delta_{yz} & R_z \end{pmatrix}, \tag{2}$$

где R_x, R_y, R_z – коэффициенты масштабирования осей, обусловленные воздействием "мягкого" железа и масштабным коэффициентом чувствительных элементов, δ_{xy}, δ_{xz}, δ_{yz} – коэффициенты неортогональности осей датчика.

Для определенности предположим, что R_x, R_y, R_z отличаются между собой не более чем на порядок. Этим условием из рассмотрения исключаются эллипсоиды, которые вытянуты в линию или сплюснуты в блин. Коэффициенты δ_{xy}, δ_{xz} и δ_{yz} лежат в диапазоне $(-0.4; 0.4)$, хотя на практике неортогональность осей датчика меньше [5].

Выразим из (1) истинное значение вектора напряженности МПЗ **h**:

$$\mathbf{h} = \mathbf{M}^{-1} \cdot (\mathbf{h}_S - \mathbf{h}_0), \tag{3}$$

Таким образом, для перехода от измеренного вектора $\mathbf{h}_S$ к истинному вектору **h** необходимо знание матрицы $\mathbf{M}$ и вектора $\mathbf{h}_0$. То есть, в процессе калибровки необходимо определить 9 скалярных параметров: $h_{0x}, h_{0y}, h_{0z}, R_x, R_y, R_z, \delta_{xy}, \delta_{xz}$ и δ_{yz}.

3. Метод наименьших квадратов в задаче вычисления параметров калибровки

Используя (3) можно записать уравнение сферы в квадратичной форме:

$$\mathbf{h}^T \cdot \mathbf{h} = \left(\mathbf{M}^{-1} \cdot (\mathbf{h}_S - \mathbf{h}_0)\right)^T \cdot \left(\mathbf{M}^{-1} \cdot (\mathbf{h}_S - \mathbf{h}_0)\right) = R^2,$$

$$(\mathbf{h}_S - \mathbf{h}_0)^T \cdot \mathbf{Q} \cdot (\mathbf{h}_S - \mathbf{h}_0) = R^2, \tag{4}$$

где $\mathbf{Q} = \left(\mathbf{M}^{-1}\right)^T \cdot \left(\mathbf{M}^{-1}\right)$ – симметрическая матрица.

Выражение (4) можно переписать в виде степенной функции 2-го порядка трех переменных h_{Sx}, h_{Sy}, h_{Sz}, в которой параметры определяются элементами $\mathbf{h}_0$ и $\mathbf{Q}$:

$$\begin{aligned} &h_{Sx}^2 + A\cdot h_{Sy}^2 + B\cdot h_{Sz}^2 + C\cdot h_{Sx}\cdot h_{Sy} + D\cdot h_{Sx}\cdot h_{Sz} + E\cdot h_{Sy}\cdot h_{Sz} + ... \\ &F\cdot h_{Sx} + G\cdot h_{Sy} + H\cdot h_{Sz} + I = 0, \end{aligned} \tag{5}$$

Сопоставив (4) и (5), получим выражение для коэффициентов полинома:

$$\begin{pmatrix} A \\ B \\ C \\ D \\ E \\ F \\ G \\ H \\ I \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Q_{22}/Q_{11} \\ Q_{33}/Q_{11} \\ 2Q_{12}/Q_{11} \\ 2Q_{13}/Q_{11} \\ 2Q_{23}/Q_{11} \\ -2h_{0x} - Ch_{0y} - Dh_{0z} \\ -Ch_{0x} - 2Ah_{0y} - Eh_{0z} \\ -Dh_{0x} - Eh_{0y} - 2Bh_{0z} \\ h_{0x}^2 + Ah_{0y}^2 + Bh_{0z}^2 + Ch_{0x}h_{0y} + Dh_{0x}h_{0z} + Eh_{0y}h_{0z} - R^2/Q_{11} \end{pmatrix}. \tag{6}$$

При обращении (6) получим выражения для элементов $\mathbf{h}_0$ и $\mathbf{Q}$:

$$\mathbf{Q} = \begin{pmatrix} Q_{11} & C\cdot Q_{11}/2 & D\cdot Q_{11}/2 \\ C\cdot Q_{11}/2 & A\cdot Q_{11} & E\cdot Q_{11}/2 \\ D\cdot Q_{11}/2 & E\cdot Q_{11}/2 & B\cdot Q_{11} \end{pmatrix}, \tag{7}$$

$$\hat{\mathbf{h}}_0 = \begin{pmatrix} -\dfrac{E^2\cdot F - 4\cdot A\cdot B\cdot F + 2\cdot B\cdot C\cdot G + 2\cdot A\cdot D\cdot H - C\cdot E\cdot H - D\cdot E\cdot G}{2\cdot\left(B\cdot C^2 - C\cdot D\cdot E + A\cdot D^2 + E^2 - 4\cdot A\cdot B\right)} \\ -\dfrac{E\cdot\left(2\cdot H - D\cdot F\right) - 4\cdot B\cdot G + D^2\cdot G + 2\cdot B\cdot C\cdot F - C\cdot D\cdot H}{2\cdot\left(B\cdot C^2 - C\cdot D\cdot E + A\cdot D^2 + E^2 - 4\cdot A\cdot B\right)} \\ -\dfrac{E\cdot\left(2\cdot G - C\cdot F\right) - 4\cdot A\cdot H + C^2\cdot H + 2\cdot A\cdot D\cdot F - C\cdot D\cdot G}{2\cdot\left(B\cdot C^2 - C\cdot D\cdot E + A\cdot D^2 + E^2 - 4\cdot A\cdot B\right)} \end{pmatrix}, \tag{8}$$

где $Q_{11} = -R^2\Big/\left(I - \hat{h}_{0x}^2 - A\cdot\hat{h}_{0y}^2 - B\cdot\hat{h}_{0z}^2 - C\cdot\hat{h}_{0x}\cdot\hat{h}_{0y} - D\cdot\hat{h}_{0x}\cdot\hat{h}_{0z} - E\cdot\hat{h}_{0y}\cdot\hat{h}_{0z}\right)$.

Однозначно определить 9 параметров A, B, ..., I можно при наличии системы из 9 уравнений (5), т.е. если известно 9 комплектов измеренных проекций МПЗ на оси датчика, при выполнении условий их линейной независимости. При наличии более 9 таких линейно независимых уравнений существует псевдорешение, доставляющее минимум сумме квадратов невязок этих уравнений:

$$\begin{pmatrix} h_{Sy1}^2 & h_{Sz1}^2 & h_{Sx1}\cdot h_{Sy1} & h_{Sx1}\cdot h_{Sz1} & h_{Sy1}\cdot h_{Sz1} & h_{Sx1} & h_{Sy1} & h_{Sz1} & 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{SyN}^2 & h_{SzN}^2 & h_{SxN}\cdot h_{SyN} & h_{SxN}\cdot h_{SzN} & h_{SyN}\cdot h_{SzN} & h_{SxN} & h_{SyN} & h_{SzN} & 1 \end{pmatrix}\cdot\mathbf{V} = \begin{pmatrix} -h_{Sx1}^2 \\ \dots \\ -h_{SxN}^2 \end{pmatrix},$$

где $\mathbf{V}=\begin{pmatrix} A & B & C & D & E & F & G & H & I \end{pmatrix}^T$,

$$\mathbf{K}=\begin{pmatrix} h_{Sy1}^2 & h_{Sz1}^2 & h_{Sx1}\cdot h_{Sy1} & h_{Sx1}\cdot h_{Sz1} & h_{Sy1}\cdot h_{Sz1} & h_{Sx1} & h_{Sy1} & h_{Sz1} & 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{SyN}^2 & h_{SzN}^2 & h_{SxN}\cdot h_{SyN} & h_{SxN}\cdot h_{SzN} & h_{SyN}\cdot h_{SzN} & h_{SxN} & h_{SyN} & h_{SzN} & 1 \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{V}=\left(\mathbf{K}^{\mathrm{T}}\cdot\mathbf{K}\right)^{-1}\cdot\mathbf{K}^{\mathrm{T}}\cdot\begin{pmatrix} -h_{Sx1}^2 \\ \dots \\ -h_{SxN}^2 \end{pmatrix}.$$

4. Эвристический алгоритм повышения точности определения параметров калибровки

От матрицы $\mathbf{Q}$ удобно перейти к матрице $\mathbf{W}=\mathbf{Q}^{-1}=\mathbf{M}\cdot\mathbf{M}^T$ и для нее методом собственных значений и собственных векторов [6] получить симметрическую матрицу $\mathbf{M}'$: $\mathbf{W}=\left(\mathbf{M}'\right)^2$, чтобы использовать ее в обратном пересчете измеренных датчиком проекций напряженности МПЗ в истинные по (3). Подобное решение имеет смысл, только если все собственные значения $\mathbf{W}$ больше нуля.

Из (2) следует, что в общем случае матрица $\mathbf{M}$ асимметрическая, в то время как $\mathbf{M}'$ – симметрическая, поэтому при пересчете показаний магнитного датчика в истинные значения МПЗ неизбежны ошибки. Параметры $R_x, R_y, R_z, \delta_{xy}, \delta_{xz}$ и δ_{yz} точно вычисляются по (2) при условии $R_x=R_y=R_z$, в противном случае их можно оценить:

$$\begin{aligned}&\left[\hat{R}_x\ \hat{R}_y\ \hat{R}_z\ \hat{\delta}_{xy}\ \hat{\delta}_{xz}\ \hat{\delta}_{yz}\right]=\left[\mathbf{M}'_{11}\quad \mathbf{M}'_{22}\quad \mathbf{M}'_{33}\right.\\ &\left.\left(\mathbf{M}'_{12}/\mathbf{M}'_{11}+\mathbf{M}'_{21}/\mathbf{M}'_{22}\right)/2\quad \left(\mathbf{M}'_{13}/\mathbf{M}'_{11}+\mathbf{M}'_{31}/\mathbf{M}'_{33}\right)/2\quad \left(\mathbf{M}'_{23}/\mathbf{M}'_{22}+\mathbf{M}'_{32}/\mathbf{M}'_{33}\right)/2\right].\end{aligned} \tag{9}$$

Если $\hat{R}_x=\hat{R}_y=\hat{R}_z$, то (9) дает точное решение, поскольку $\mathbf{M}$ из (2) как и $\mathbf{M}''$ – симметрические матрицы. В противном случае из оценок параметров калибровки (9) нужно составить матрицы $\mathbf{M}''$ по (2) и $\mathbf{W}''$:

$$\mathbf{W}''=\left(\mathbf{M}''\right)\cdot\left(\mathbf{M}''\right)^T=$$

$$=\begin{pmatrix} \hat{R}_x^2\cdot\left(\hat{\delta}_{xy}^2+\hat{\delta}_{xz}^2+1\right) & \hat{R}_x\cdot\hat{R}_y\cdot\left(2\cdot\hat{\delta}_{xy}+\hat{\delta}_{xz}\cdot\hat{\delta}_{yz}\right) & \hat{R}_x\cdot\hat{R}_z\cdot\left(2\cdot\hat{\delta}_{xz}+\hat{\delta}_{xy}\cdot\hat{\delta}_{yz}\right) \\ \hat{R}_x\cdot\hat{R}_y\cdot\left(2\cdot\hat{\delta}_{xy}+\hat{\delta}_{xz}\cdot\hat{\delta}_{yz}\right) & \hat{R}_y^2\cdot\left(\hat{\delta}_{xy}^2+\hat{\delta}_{yz}^2+1\right) & \hat{R}_y\cdot\hat{R}_z\cdot\left(2\cdot\hat{\delta}_{yz}+\hat{\delta}_{xy}\cdot\hat{\delta}_{xz}\right) \\ \hat{R}_x\cdot\hat{R}_z\cdot\left(2\cdot\hat{\delta}_{xz}+\hat{\delta}_{xy}\cdot\hat{\delta}_{yz}\right) & \hat{R}_y\cdot\hat{R}_z\cdot\left(2\cdot\hat{\delta}_{yz}+\hat{\delta}_{xy}\cdot\hat{\delta}_{xz}\right) & \hat{R}_z^2\cdot\left(\hat{\delta}_{xz}^2+\hat{\delta}_{yz}^2+1\right) \end{pmatrix}.$$

Варьируя $R_x, R_y, R_z, \delta_{xy}, \delta_{xz}$ и δ_{yz}, необходимо получить $\mathbf{W}''=\mathbf{W}$, эта задача оптимизации требует целевой функции, в качестве которой можно использовать предложенный в [7] минимум суммы квадратов разностей элементов двух матриц. Для симметрических матриц $\mathbf{W}$ и $\mathbf{W}''$ достаточно над- и диагональных элементов:

$\sum_{i=1}^{3}\sum_{j=i}^{3}\left(W_{i,j}-W''_{i,j}\right)^2 \to \min$. Поиск минимума целевой функции выполняется известным методом оптимизации (например, симплекс метод или метод градиентного спуска) [8].

5. Численное моделирование

Численное моделирование выполнено в среде Matlab 2017. Для расчета собственных значений и собственных векторов применена функция eig, для оптимизации целевой функции – fminsearch (симплекс метод Нелдора-Мида).

Допустим, что известны истинные параметры калибровки, равномерно распределенные проекции напряженности истинного МПЗ – **h** и соответствующие им показания датчика $\mathbf{h}_S$, как это показано на Рис. 1.

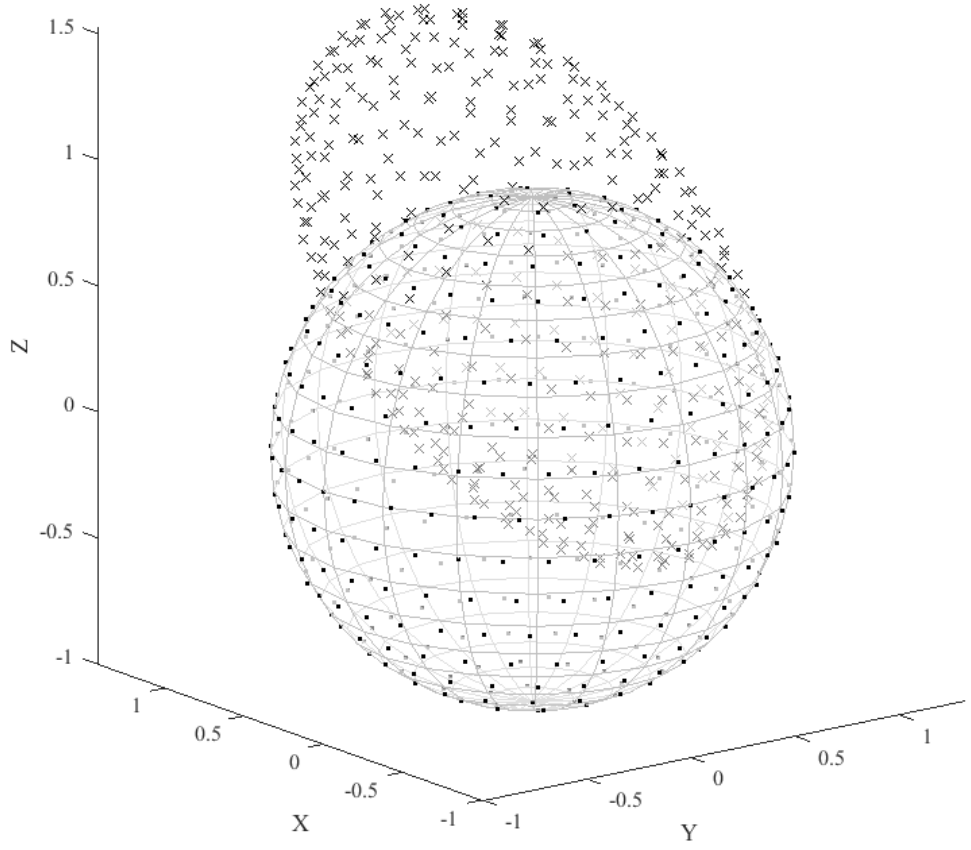


Рис. 1. Идеальные и измеренные значения магнитного поля, полученные в результате моделирования (среда Matlab).

На рис. 1 серая сфера – идеальная модель магнитного поля. На сфере лежат маркеры–точки – значения проекций напряженности истинного МПЗ **h**. Маркеры–кресты это измерения датчика $\mathbf{h}_S$, вычисленные с известным параметрами из **h** по (3).

Поскольку магнитный датчик используется для определения направления на Север, для сравнения существующего метода вычисления параметров калибровки на основе

метода собственных значений и собственных векторов и предложенного эвристического алгоритма будем использовать усредненную ошибку по углу между всех векторов истинных значений МПЗ $\mathbf{h}$ и векторов $\mathbf{h}'$ вычисленных по (3) с использованием показаний датчика $\mathbf{h}_S$ и найденных параметров калибровки:

$$\alpha = \frac{180}{\pi} \cdot \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^{N} \operatorname{acos}\left(\left(h_{xi} \cdot h'_{xi} + h_{yi} \cdot h'_{yi} + h_{zi} \cdot h'_{zi} \right) \Big/ \left(|\mathbf{h}_i| \cdot |\mathbf{h}'_i| \right) \right). \qquad (10)$$

Из $\mathbf{h}_S$ составлена и решена (методом наименьших квадратов) система линейных уравнений вида (5), далее из (8) и (9) получены параметры калибровки в первом приближении. С учетом этих параметров вычислим $\mathbf{h}'$ из $\mathbf{h}_S$ по (3) и α из (10). Полученное решение отображается в таблице 1, строка "Решение 1". Применив предложенный алгоритм, получим уточненные параметры калибровки, используя которые аналогично вычислим $\mathbf{h}''$ и α, результат поместим в строке "Решение 2". В таблицу 1 сведены результаты расчетов для нескольких частных случаев.

Таблица 1. Сравнение точности известного метода и предложенного алгоритма

Параметры	R_x	R_y	R_z	δ_{xy}	δ_{xz}	δ_{yz}	α, град
Вариант 1. Отсутствует асимметрия осей датчика							
Истинные	1.0	1.0	1.0	0.133	–0.166	0.199	
Решение 1	1.0	1.0	1.0	0.133	–0.166	0.199	6.256E-07
Решение 2	1.0	1.0	1.0	0.133	–0.166	0.199	6.338E-07
Вариант 2. Незначительные асимметрия и неортогональность осей							
Истинные	1.125	1.15	1.175	–0.0125	0.015	0.0175	
Решение 1	1.1249	1.149	1.175	–0.0125	0.015	0.01749	0.018142
Решение 2	1.125	1.15	1.175	–0.0125	0.015	0.0175	4.805E-07
Вариант 3. Значительная асимметрия осей							
Истинные	2.5	1.5	1.75	0.14	0.13	–0.12	
Решение 1	2.51827	1.48936	1.74625	0.13919	0.12693	–0.12504	2.0349
Решение 2	2.5	1.5	1.75	0.14	0.13	–0.12	4.934E-07
Вариант 4. Значительная неортогональность осей							
Истинные	1.33	1.1	1.12	0.13	–0.4	0.15	
Решение 1	1.35034	1.09738	1.10397	0.12695	–0.39884	0.15683	1.7237
Решение 2	1.33	1.1	1.12	0.13	–0.4	0.15	4.963E-07
Вариант 5. Значительная асимметрия и неортогональность осей							
Истинные	4.0	1.23	1.45	0.4	–0.3	–0.2	
Решение 1	4.35771	1.10348	1.37998	0.42808	–0.31716	–0.13994	10.7403
Решение 2	4.0	1.23	1.45	0.4	–0.3	–0.2	6.801E-07

6. Заключение

Применение метода наименьших квадратов для решения задачи вычисления параметров калибровки трехосных магнитных датчиков позволяет достаточно просто определить смещение нуля сигнала каждой оси, в то время как точное вычисление

параметров масштабирования и ортогональности является достаточно трудной задачей. Ряд допущений позволяет упростить эту задачу за счет потери точности, вследствие чего этот подход эффективен только в том случае, если параметры масштабирования осей датчиков приблизительно раны между собой. В противном случае задачу можно решить приближенно, используя эвристический алгоритм, который подразумевает оптимизацию целевой функции для поиска параметров калибровки.

Методом численного моделирования показано, что предложенный алгоритм позволяет точнее определить параметры калибровки, даже при значительной асимметрии и неортогональности осей датчика.

Задав параметры калибровки гипотетического датчика, в соответствии с [5], имеющего незначительные асимметрию и неортогональность осей, получено, что известный метод определения параметров калибровки обеспечивает, в среднем, при пересчете погрешность порядка 0.02°, в то время как предложенный эвристический алгоритм позволяет пересчитывать показания датчика в истинные значения проекций напряженности МПЗ с ошибкой $5 \cdot 10^{-7}$ °.

Литература

1. Kok M., Schon T. Magnetometer calibration using inertial sensors. // IEEE Sensors Journal, 2016, Vol. 16, No. 14. - Pp. 5679-5689.
2. Renaudin V., Afzal M. H., Lachapelle G. Complete triaxis magnetometer calibration in the magnetic domain. // Journal of Sensors, Vol. 2010, 10 p.
3. Hoseini S. A., Gluhak A., Tafazolli R. A Fast Calibration Method for Triaxial Magnetometers. // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2013, Vol. 62, No. 11. - Pp. 2929-2937.
4. Ларионов В. А. Оптимальное планирование с гарантированной точностью калибровочных испытаний измерительных датчиков: автореферат дис. ... д-ра тех. наук. Южно-Уральский гос. университет. Челябинск, 2012.
5. 1- and 2-Axis Magnetic Sensors HMC1001/1002/1021/1022. https://aerospace.honeywell.com/en/~/media/aerospace/files/datasheet//1ans2axismagneticsensorshmc1001-1002-1021-1022_ds.pdf, 02.03.2018.
6. Гантмахер Ф. Р. Теория матриц. – М.: Физматлит, 2010. – 560 стр.
7. Джекел П. Применение методов Монте-Карло в финансах. – М.: Интернет-трейдинг, 2004. – 256 с.
8. Банди Б. Методы оптимизации. – М.: Радио и связь, 1988. – 128 с. с илл.

References

1. Kok M., Schon T. Magnetometer calibration using inertial sensors. // IEEE Sensors Journal, 2016, Vol. 16, No. 14. - Pp. 5679-5689.
2. Renaudin V., Afzal M. H., Lachapelle G. Complete triaxis magnetometer calibration in the magnetic domain. // Journal of Sensors, Vol. 2010, 10 p.
3. Hoseini S. A., Gluhak A., Tafazolli R. A Fast Calibration Method for Triaxial Magnetometers. // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2013, Vol. 62, No. 11. - Pp. 2929-2937.
4. Larionov V. A. Optimal scheduling with warrant accuracy of reference test of measurement sensor: abstract of a thesis. ... D.Sc. in engineering. South-Ural state university. Chelyabinsk, 2012.
5. 1- and 2-Axis Magnetic Sensors HMC1001/1002/1021/1022. https://aerospace.honeywell.com/en/~/media/aerospace/files/datasheet//1ans2axismagneticsensorshmc1001-1002-1021-1022_ds.pdf, 02.03.2018.
6. Gantmacher F. R. Theory of matrices. – M.: Fizmatlit, 2010. – 560 p.
7. Jackel P. Monte Carlo methods in finance. – M.: Internet-trading, 2004. – 256 p.
8. Bunday B. Basic optimization method. – M.: Radio and communications, 1988. – 128 p. with ill.

АППАРАТУРНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМОВ СТАТИСТИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

П.А.Трифонов[1], А.А.Тимошенко[2]

[1]Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия
[2]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. Предложены принципы аппаратурной и программной реализации алгоритмов обнаружения и измерения информационных параметров сверхширокополосных сигналов. Учтено влияние повышенной априорной неопределенности знаний о параметрах сигналов, присущее процессу их радиоэлектронной разведки.

Ключевые слова: сверхширокополосные сигналы, радиоэлектронная разведка.

HARDWARE IMPLEMENTATION OF ALGORITHMS FOR STATICAL PROCESSING OF ULTRAWIDEBAND SIGNALS

P.A. Trifonov[1], A.A. Timoshenko[2]

[1]Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia
[2]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. The principles of hardware and program implementation of algorithms for detection and measurements of information parameters of ultrawideband signals are proposed. The influence of increased apriori uncertainty of knowledge about the parameters of signals, inherent in the process of their radio-electronic intelligence is taken into account.

Keywords: ultrawideband signals, radio-electronic intelligence.

ВВЕДЕНИЕ

В работах [1-5] был выполнен синтез и анализ алгоритмов статистической обработки сверхширокополосных сигналов (СШПС). Поэтому рассмотрим основные принципы аппаратурной реализации ранее синтезированных алгоритмов обнаружения и измерения информационных параметров (СШПС). В качестве модели СШПС будем использовать последовательность импульсов, форма каждого из которых соответствует одному из возможных описаний, содержащихся в [6].

АППАРАТУРНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

Повышенная неопределенность знаний о параметрах разведываемых сигналов не исключает возможности улучшения качества приема за счет оптимизации системы обработки импульсной последовательности, которая может основываться на согласовании характеристик основных элементов с имеющимися данными о текущей сигнально-помеховой обстановке. Полагая, в частности, что последовательность и каждый из N СШПС являются прямоугольными, квазиоптимальный фильтр (КОФ) с импульсной характеристикой, воспроизводящей форму сигнала, можно представить в виде структурной схемы, изображенной на рис. 1.

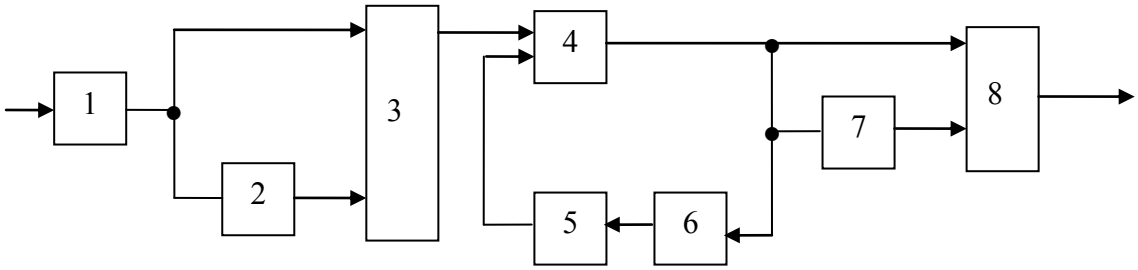


Рис. 1. Структурная схема квазиоптимального фильтра.

Здесь: 1 – интегратор; 2, 5, 7 – устройства задержки на время длительности импульса τ, периода следования T и суммарного времени существования последовательности NT, соответственно; 3, 8 – устройства вычитания; 4 - сумматор; 6 – ослабитель с коэффициентом передачи m.

Прямоугольный видеоимпульс образуется в результате действия единичного импульса на фильтр, согласованный с этим видеоимпульсом и состоящий из интегрирующего, задерживающего на длительность импульса и вычитающего устройств. Одиночный импульс преобразуется в бесконечную серию таких импульсов с периодом повторения T с помощью сумматора, выход которого соединен со входом через устройство задержки на время T. Чтобы из бесконечной $(t > 0)$ получить последовательности N видеоимпульсов, нужно использовать устройство задержки на время NT и вычитающее устройство. Для исключения самовозбуждения сумматора с задержанной обратной связью в ее цепь включен ослабитель с коэффициентом передачи меньше единицы.

Основываясь на алгоритмах обнаружения СШПС в присутствии узкополосных помех и белого шума [1], блок-схему обнаружителя можно представить в виде, показанном на рис. 2.

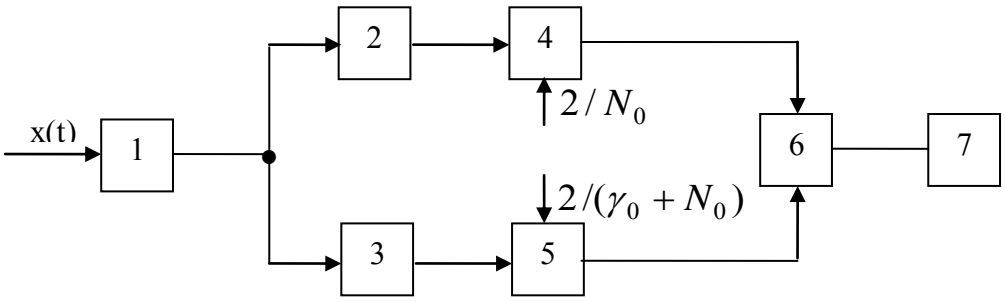


Рис. 2. Блок-схема обнаружителя.

Здесь: 1- КОФ с передаточной функцией $H(j\omega)$; 2 – фильтр с передаточной функцией $H_1(j\omega)$; 3 – фильтр с передаточной функцией $H_2(j\omega)$; 4, 5 - перемножители; 6 – сумматор; 7 – пороговое устройство.

Очевидно, что КОФ желательно реализовывать в виде фильтра, максимально согласованного с ожидаемым сигналом, т. е. $H(j\omega) \cong S^*(j\omega)\exp(-j\omega t_0)$, где $S(j\omega)$ - спектр сигнала. Однако, в реальных условиях в процессе разведки, в большинстве случаев, известны лишь некоторые параметры сигнала или диапазон их изменений. В этом случае согласованный фильтр использован быть не может, остается возможность выполнить фильтр, лишь в каком-то смысле приближающийся к согласованному. Так, если известны частотные параметры сигнала (полоса частот, минимальная и максимальная частоты), то в качестве КОФ может применяться фильтр, согласованный по полосе. Следуя [7], под таким фильтром подразумеваются устройства, полоса которых выбирается из условия максимума отношения сигнал-шум на их выходе. Если и эта априорная информация отсутствует, то чаще всего используются фильтры, вырезающие соответствующую полосу частот. Например, фильтр с прямоугольной амплитудно-частотной характеристикой, положение которой на оси частот выбирается таким, чтобы вероятность попадания в этот интервал обнаруживаемого сигнала была максимальной. Фильтры 2 и 3 имеют передаточные функции вида:

$$H_1(j\omega) = \begin{cases} 1, \omega < \omega_0 - \Omega/2; \omega > \omega_0 + \Omega/2 \\ 0, \omega_0 - \Omega/2 < \omega < \omega_0 + \Omega/2 \end{cases}$$

$$H_2(j\omega) = \begin{cases} 1, \omega_0 - \Omega/2 < \omega < \omega_0 + \Omega/2 \\ 0, \omega < \omega_0 - \Omega/2; \omega > \omega_0 + \Omega/2, \end{cases}$$

где Ω - полоса частот, занимаемая узкополосной помехой.

Отметим, что фильтр 1 фактически является режекторным фильтром (РФ), пропускающим все частоты, кроме частот, занятых узкополосной помехой.

Если спектральная плотность узкополосной помехи мала, так что $\gamma << N_0$, N_0 - односторонняя спектральная плотность белого шума, то в перемножителях 4 и 5 выходные сигналы умножаются практически на одинаковые величины, так как

$$\frac{2}{N_0} \cong \frac{2}{N_0 + \gamma_0}. \qquad (1)$$

Если же спектральная плотность помехи существенно превосходит спектральную плотность гауссовского белого шума, т.е. $N_0 << \gamma_0$, то, очевидно,

$$\frac{2}{N_0} >> \frac{2}{N_0 + \gamma_0} \qquad (2)$$

и в перемножителе 5 входной сигнал умножается на величину, близкую к нулю. Следовательно, сигнал на выходе этого перемножителя будет много меньше, чем на выходе перемножителя 4.

Поскольку КОФ и РФ являются линейными устройствами, то безразлично, какой из них включен первым. Однако с технической точки зрения более предпочтительна схема, когда входной сигнал $x(t)$ подается на РФ. Действительно, узкополосная помеха процессу разведки в виде контрпомехи, взаимных помех от своих РЭС и т.д. предпо-

лагается достаточно мощной. Поэтому при использовании обнаружителя с РФ на входе требования к величине динамического диапазона КОФ могут быть существенно снижены.

АППАРАТУРНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

Теперь рассмотрим таких параметров СШПС, как время прихода и период следования. Как и выше, в качестве помехи имеем сумму белого и коррелированного шумов. Тогда, согласно [7], амплитудно-частотная характеристика оптимального фильтра имеет вид

$$\left|H(j\omega)\right| = \frac{S(j\omega,l)}{K(j\omega) + N_0/2}, \tag{3}$$

где l - значение информационного параметра, $K(j\omega)$ -спектр мощности узкополосной помехи.

Опорный сигнал в этом случае можно представить двумя способами, а именно:

$$V(t,l) = \frac{2}{N_0} S(t,l) - \frac{2}{N_0} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega,l) H_1(j\omega) e^{j\omega t} d\omega, \tag{4}$$

или

$$V(t,l) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega,l) H_2(j\omega) e^{j\omega t} d\omega, \tag{5}$$

где

$$H_3(j\omega) = 2K(j\omega)/[N_0 + 2K(j\omega)], \tag{6}$$

$$H_4(j\omega) = 2/[N_0 + 2K(j\omega)]. \tag{7}$$

Если основной вклад в помеху вносится белым шумом, то удобнее пользоваться представлением (4); при коррелированном шуме, значительно превышающем в полосе частот спектра сигнала уровень белого шума, опорный сигнал целесообразно представить в виде (5). Поэтому структурную схему измерителя можно изобразить в двух вариантах, соответствующих форме представления опорного сигнала.

На рис. 3 приведена структурная схема, соответствующая опорному сигналу в виде (4)

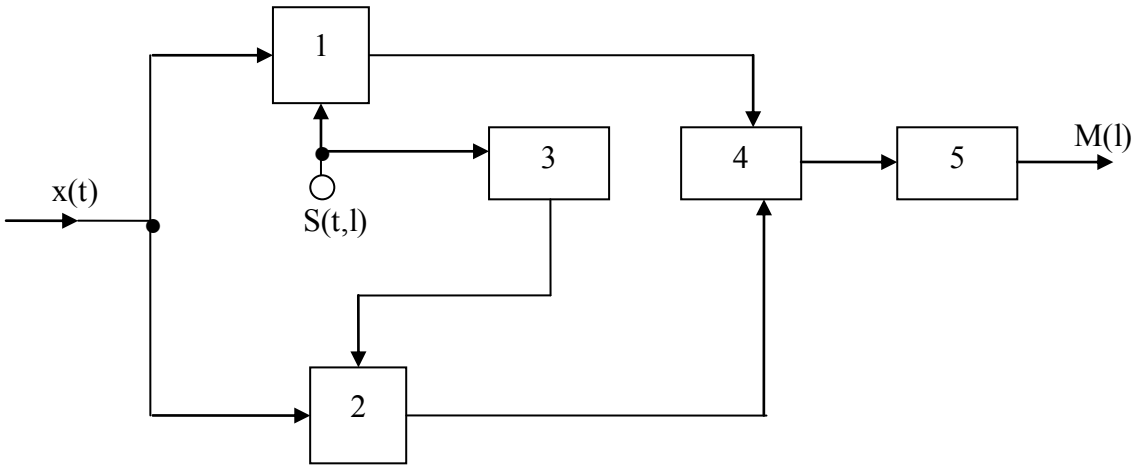


Рис. 3. Структурная схема измерителя временных параметров сигнала.

На схеме обозначено: 1, 2 – перемножители; 3 – линейный фильтр с передаточной функцией $H_3(j\omega)$, формирующий вторую составляющую опорного сигнала; 4 – сумматор; 5 – интегратор, формирующий выходную величину.

В данном случае приемник состоит из двух каналов, причем один из них согласован с сигналом для прима на фоне белого шума. Для алгоритмов измерения временных параметров необходимо использовать перекрывающие область возможных значений параметров несколько таких приемников, при этом РФ может включаться как во входную цепь, так и в канал формирования опорного сигнала. В данном случае требования к величине динамического диапазона перемножителей могут заметно снижаться. Когда на выходе одного из приемников наблюдается максимум выходного напряжения $M(l)$, то, следовательно, параметры этого приемника наиболее близки к измеряемым параметрам принимаемого сигнала.

Возможность определения частотных параметров СШПС связана с аппаратурной и программной реализацией соответствующих алгоритмов оценки, содержащихся в [3-5]. При использовании традиционных многоканальных схем на основе корреляционного приемника или фильтров предполагается наличие $m = n^2$ каналов, где величина n выбирается из условия обеспечения требуемой точности дискретного представления частотных параметров.

Определенного упрощения способа реализации рассматриваемых алгоритмов оценки удается достичь на основе спектральной обработки. Если возможна оцифровка реализации наблюдаемых данных, то блок-схема измерителя минимальной и максимальной частоты спектра СШПС имеет вид, показанных на рис. 4.

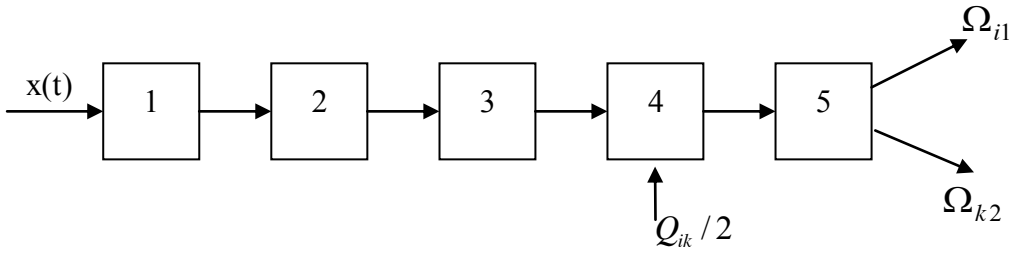


Рис. 4. Блок-схема измерителя минимальной и максимальной частоты спектра СШПС.

Здесь: 1 – АЦП; 2 – блок БПФ, в котором вырабатывается спектр реализации наблюдаемых данных $x(\omega)$ для $\omega \in [\Omega_{1\min}, \Omega_{2\max}]$; 3 – специализированный процессор; 4- вычитающее устройство, на которое подаются сигналы $Q_{ik} = 2\int_0^{\tau} S(t, \Omega_{i1}, \Omega_{k2})dt / N_0$ для всех спектральных компонент; 5 – решающее устройство, в котором сравниваются выходные сигналы всех $m = n^2$ каналов.

Непосредственно БПФ для СШПС осуществить достаточно трудно, поэтому рассмотрим возможность расширения длительности сигнала. В этом случае протяженность спектра уменьшиться, и применение БПФ становиться вполне реалистичным, т.е. для сигнала необходимо применить масштабно-временное преобразование (МВП) с коэффициентом ν. Соответствующий блок вводится на входе схемы рис. 4. При этом в процессоре 4 последовательно вычисляются интегралы вида $N_0 \int_{\Omega_{1i}}^{\Omega_{2k}} x(\omega)q(\omega)d\omega/\pi, \ \ (i,k = \overline{1,n})$ без блока МВП, или интегралы вида $\frac{1}{q\pi N_0} \int_{\frac{\Omega_{i1}}{q}}^{\Omega_q^{2k}} x_1(\omega)S_1(\omega)d\omega$ при наличии МВП. Здесь $S_1(\omega) = \nu q(\omega\nu)$ - спектр сигнала после МВП, $x_1(\omega)$ - реализация наблюдаемых данных, прошедшая через блоки МВП, АЦП и БПФ. Неявно схема рис. 4 так же реализует $m = n^2$ каналов обработки в процессоре 3.

Упрощение реализации алгоритмов оценки частотных параметров СШПС может быть достигнуто при использовании последовательного спектроанализатора. В этом случае представление логарифма функционала отношения правдоподобия [3-5] позволяет вместо отыскания положения абсолютного максимума двумерного случайного поля $M(\Omega_1, \Omega_2)$ перейти к отысканию положений абсолютных максимумов двух

случайных процессов, т.е. потребуется вместо вычисления массива n^2 отсчетов $2n$ значений выходного сигнала. При $n >> 1$ очевидно число операций $n^2 >> 2n$.

Рассматривая возможности реализации алгоритмов раздельной оценки Ω_1 минимальной и Ω_2 максимальной частот спектра СШПС и объединяя соответствующие схемы, можно предложить функциональную схему, реализующую алгоритм оценки всех основных частотных параметров. Эта схема представлена на рис. 5.

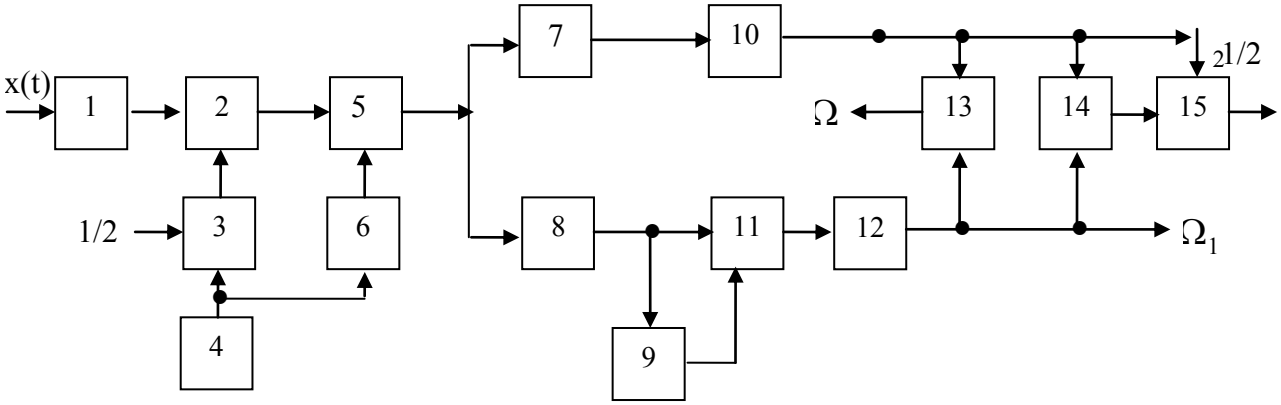


Рис.5. Функциональная схема алгоритма оценки всех основных частотных параметров.

Здесь: 1 – последовательный спектроанализатор; 2, 11, 13 – вычитающие устройства; 3, 5, 15 – перемножители; 4 – генератор опорного сигнала, вырабатывающий функцию $q[\omega(t)]$; 6 – блок, реализующий операцию комплексного сопряжения; 7, 8 – интеграторы, выполняющие операцию А $\int ... \, d\omega(t)$, при этом интегратор 7 работает в интервале времени, соответствующем диапазону частот $[\Omega_{1mun}, \Omega_f]$, а интегратор 8 - соответствующем диапазону $[\Omega_f, \Omega_{2\max}]$; 10, 12 – электромоторы; в блоке 10 определяется положение максимума сигнала на интервале времени, определяемом диапазоном частот $[\Omega_f, \Omega_f + \Omega_{1\max} - \Omega_{1\min}]$, а в блоке 11 – определяемом диапазоном $[\Omega_{2\min}, \Omega_{2\max}]$.

При цифровой реализации в данном случае необходимо использовать не один, а два специализированных процессора, причем суммарная мощность этих процессов будет существенно меньше, чем процессора 3 (рис. 4). Каждый из двух процессоров должен выполнять интегрирование n раз, в то время как процессор в схеме 4 - n^2 раз.

АППАРАТУРНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМОВ МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

Ключевым элементом при аппаратурной реализации местоопределителей источников излучения СШПС является, согласно [2], измеритель угла прихода сигнала. Его блок-схема представлена на рис. 6.

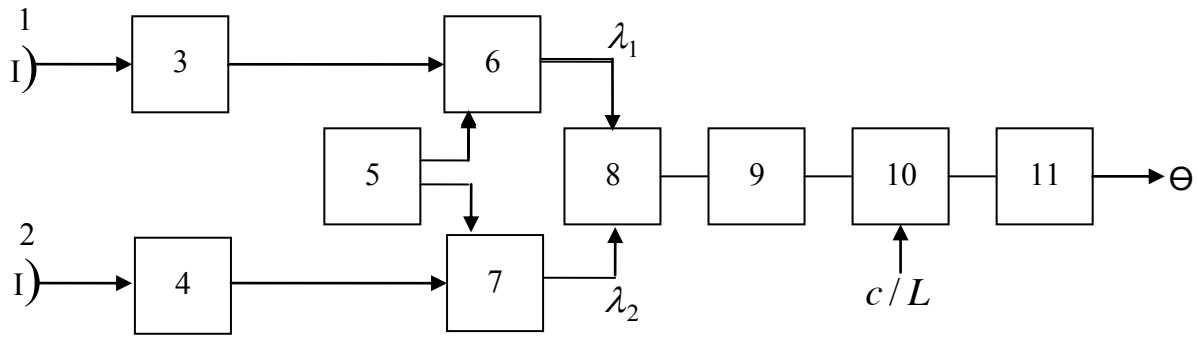


Рис. 6. Блок-схема измерителя угла прихода сигнала.

Здесь: 1, 2 – антенны, разнесенные на расстоянии L; 3, 4 – согласованные с параметрами сигнала фильтры; 5 – управляющее устройство, которое служит для включения экспериментов 6, 7, оценивающих время прихода сигнала; 8 – вычитающее устройство; 9 – контрольное устройство, которое замыкает цепь в случае, когда задержки $\lambda_2 - \lambda_1 < L / c$, ибо в противном случае могут обрабатываться оценки времен прихода, полученные от разных источников излучения сигнала; 10 – перемножитель; 11 – нелинейный преобразователь с характеристикой $\arcsin x$.

Время работы экстрематоров выбирается в зависимости от диапазона дальности разведываемого источника СШПС, при этом необходимо учитывать, что чем больше времени функционирует экстрематор, тем более вероятно попадание в канал выброса шума, который может вызвать аномальную ошибку измерения времени прихода. Однако, если время работы экстрематора чрезмерно мало, то полезный сигнал может вообще не попасть в приемник.

При использовании разностно-дальномерной или триангуляционной схемы измерения необходимо применять, соответственно три или четыре измерителя угла прихода. Можно отметить, что более предпочтительным в системах радиоэлектронной разведки представляется разностно-дальномерная схема, так как в этом случае необходимое число измерителей уменьшается при определении местоположения источника излучения с более высокой точностью.

Заключение

Предложен ряд способов реализации алгоритмов обнаружения и измерения информационных параметров СШПС, базирующихся на стандартных устройствах обработки сигналов с использованием современной аналоговой и цифровой элементной базы радиоэлектроники.

Литература

1. Радзиевский В.Г., Трифонов П.А. Влияние узкополосных помех на эффективность обнаружения СШПС. Труды VI МНТК «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж, 2000 г.

2. Радзиевский В.Г., Трифонов П.А. Эффективность определения местоположения источника СШПС. «Радиотехника», 2000, №6.
3. Радзиевский В.Г., Трифонов П.А. Характеристики оценок частотных параметров СШПС. «Радиотехника», 2002, №10.
4. Радзиевский В.Г., Трифонов П.А. Влияние узкополосной помехи на точность оценки ширины спектра СШПС. Труды IX МНТК «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2003, т. 1.
5. Радзиевский В.Г., Трифонов П.А. Оценка частотных параметров СШПС на фоне гауссовского белого шума и предложения по аппаратурной и программной реализации алгоритмов оценки. Физика волновых процессов и радиотехнические системы. Самара, 2003, №2.
6. Радзиевский В.Г., Трифонов П.А. Модели СШПС. Радиотехника, 2006, №6.
7. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов – М.: Радио и связь, 1983.

REFERENCES

1. Radziyevsky V.G., Trifonov P.A. Effect of narrowband noise on the detection efficiency of ultrawideband signals [Radziyevskiy V.G., Trifonov P.A. Vliyanie uzkopolosnyh pomeh na effektivnost' obnaruzheniya sverhshirokopolosnyh signslov]. Collection VI International Scientific and Technical Conference «Radiolocation, navigation, communication». Voronezh, 2000 г.
2. Radziyevsky V.G., Trifonov P.A. The efficiency of locating the source of ultrawideband signals [Radziyevskiy V.G., Trifonov P.A. Effectivnost' opredeleniya mestopolozheniya istochnika sverhshirokopolosnyh signslov]. «Radio Engineering», 2000, №6.
3. Radziyevsky V.G., Trifonov P.A. Characteristics of estimation of frequency parameters of ultrewideband signals [Radziyevskiy V.G., Trifonov P.A. Kharekteristiki ocenok chastotnyh parametrov sverhshirokopolosnyh signslov]. «Radio Engineering», 2002, №10.
4. Radziyevsky V.G., Trifonov P.A. The effect of narrowband on the accuracy of the estimation of width of spectrum of ultrawideband signals [Radziyevskiy V.G., Trifonov P.A. Vliyanie uzkopolosnoi pomehi na tochnost' ocenki shiriny spectra sverhshirokopolosnyh signslov]. Collection IX International Scientific and Technical Conference « Radiolocation, navigation, communication », Voronezh, 2003, p. 1.
5. Radziyevsky V.G., Trifonov P.A. Estimation of frequency parameters of ultrawideband signals on the background of Gaussian white noise and proposals for hardware and software implementation of evaluation algorithms [Radziyevskiy V.G., Trifonov P.A. Ocenka chastotnyh parametrov sverhshirokopolosnyh signslov na fone gaussovskogo belogo shuma i predlozheniya po apparaturnoi b programmnoy realizacii algoritmov ocenki]. Physics of wave processes and radio engineering systems. Samara, 2003, №2.
6. Radziyevsky V.G., Trifonov P.A. Ultrawideband signal models [Radziyevskiy V.G., Trifonov P.A. Modeli sverhshirokopolosnyh signslov]. Radio Engineering, 2006, №6.
7. Tikhonov V.I. Optimal signal reception [Tikhonov V.I. Optimal'nyi priem signalov] – Moscow: Radio and Communication, 1983.

МОДЕЛИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В РАДИОСИСТЕМАХ С ЛИНЕЙНЫМИ АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ

А. П. Любавский, С. Н. Разиньков

Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (ВУНЦ ВВС «ВВА»), г. Воронеж, Россия

Аннотация. С использованием частотно-временного представления негармонических процессов и аналитического описания входных цепей приемника разработаны модели сверхширокополосных сигналов в радиосистемах с линейными антенными решетками. Проведен анализ угло-частотно-временных характеристик решеток, возбуждаемых радиоимпульсами с прямоугольной и гауссовской огибающими, и эквивалентных временных размеров сигналов на входах приемников.

Ключевые слова: сверхширокополосный сигнал; линейная антенная решетка; эквивалентная длительность сигнала; передаточная функция; переходной коэффициент передачи.

MODELS OF ULTRA-WIDEBAND SIGNALS IN RADIO SYSTEMS WITH LINEAR ANTENNA ARRAYS

A. P. Lyubavsky, S. N. Razin'kov

Air Force Education and Research Center «The Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy» (AFERC «AFA), Voronezh, Russia

Abstract. With the use of frequency-time representation of non-harmonic processes and analytical description of receiver input circuits, models of ultra-wideband signals in radio systems with linear antenna arrays were developed. The analysis of the angular-frequency-time characteristics of the gratings excited by radio pulses with rectangular and Gaussian envelope, and the equivalent time sizes of signals at the inputs of receivers.

Keywords: ultra-wideband signal; linear antenna array; equivalent signal duration; transfer function; transfer coefficient.

1. Введение

Операции обнаружения и оценки параметров сверхширокополосных (СШП) сигналов, относительные эквивалентные размеры спектров которых превышают величину, обратную электрическим размерам антенн, выполняются в рамках интегрированной пространственно-временной обработки, без разделения на независимые процедуры пространственной и временной обработки [1]. При этом антенны и приемники необходимо рассматривать как единые устройства, учитывая, что комплексные амплитуды сигналов на входах приемников формируются путем модуляции их распределения на входах антенн передаточными функциями и переходными коэффициентами передачи антенно-фидерных трактов [2] в условиях нестационарного возбуждения.

Для значительного превышения энергией обрабатываемого сигнала спектральной плотности мощности шума при ограничениях на чувствительность приемника, задаваемых исходя из требований по помехозащищенности [3], применяются антенные решетки с синхронным сложением сигналов антенных элементов в пространстве [4].

Парциальные диаграммы направленности антенных систем изменяются в полосе сигнала, форма и параметры которого, в свою очередь, зависят от электрических размеров антенн [3, 5].

В предлагаемой работе на основе частотно-временного представления негармонических процессов [2] исследованы угло-частотно-временные характеристики (УЧВХ) радиосистем с линейными решетками, определяемые как угловые зависимости текущих спектральных плотностей электродвижущих сил (ЭДС), развиваемых электрическим полем, на входах приемников [5].

Цель работы – выявление динамических закономерностей возбуждения антенно-фидерных устройств и трансформации спектральных плотностей СШП радиоимпульсов в канале приема.

2. АНАЛИТИЧЕСКОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ СИГНАЛОВ В РАДИОСИСТЕМАХ ЛИНЕЙНЫМИ АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ

Согласно [5], УЧВХ приемной антенной системы на циклической частоте ω в полосе сигнала, поступающего с направления (θ,φ) в момент времени t, определяется выражением

$$D_t(\theta,\varphi,\omega,t)=\frac{\left|\dot{\xi}^t(\theta,\varphi,\omega,t)\right|}{\max\limits_{\theta,\varphi,\omega,t}\left|\dot{\xi}^t(\theta,\varphi,\omega,t)\right|}, \qquad (1)$$

где

$$\dot{\xi}^t(\theta,\varphi,\omega,t)=\int_{-\infty}^{t}\dot{\xi}(\theta,\varphi,\tau)\cdot\exp(-j\omega\tau)d\tau, \qquad t\geq 0, \qquad (2)$$

– текущая спектральная плотность ЭДС $\dot{\xi}(\theta,\varphi,t)$ на выходе антенны.

Будем полагать, что антенная решетка выполнена из N элементов, расположенных равномерно вдоль оси Ox декартовой системы координат с шагом d. Угол φ отсчитывается в плоскости XOY от оси Ox. Приемные каналы развязаны по электрическим цепям; паразитными эффектами внеполосного приема и переизлучения сигналов фидером и входными цепями усилительных каскадов [6] можно пренебречь.

Угло-временное распределение ЭДС $\dot{\xi}(\theta,\varphi,t)$ имеет вид

$$\dot{\xi}(\varphi,t)\equiv\dot{\xi}\left(\theta=\frac{\pi}{2},\varphi,t\right)=\int_0^t g(\lambda)\sum_{n=1}^{N}\dot{u}\left(t-(n-1)\frac{d\cos\varphi}{c}-\lambda\right)d\lambda, \qquad (3)$$

где $\dot{u}\left(t-(n-1)\frac{d\cos\varphi}{c}\right)$ – комплексная амплитуда сигнала n-го $(n=1,\ldots,N)$ элемента,

$$g(t)=\frac{2\tilde{\omega}_0}{\sqrt{4Q^2-1}}\exp(-\alpha t)\cos(\beta t), \qquad (4)$$

$Q = \dfrac{\widetilde{\omega}_0}{2\alpha}$, $\widetilde{\omega}_0 = \sqrt{\alpha^2 + \beta^2}$ и β – импульсная переходная характеристика входных цепей [2], добротность, резонансная и собственная циклические частоты приемника, α – полуширина полосы его циклических рабочих частот, определяемая при фиксированных параметрах настройки как отношение активной мощности антенны к удвоенному значению суммы энергий электрического и магнитного полей, запасенных в решетке при резонансном возбуждении [6].

Время t в (3) определяется с учетом запаздывания при распространении излучения от источника. Максимум УЧВХ в направлении прихода возбуждающего поля обеспечивается за счет компенсации разности аргументов комплексных амплитуд суммируемых в (3) сигналов $\dot{u}\left(t-(n-1)\dfrac{d\cos\varphi}{c}\right)$ на соседних элементах; на практике эта операция выполняется с использованием фазовращателей со сбросом фазы [7].

Эквивалентная длительность радиоимпульса, поступающего с направления φ', вычисляется в соответствии с энергетическим критерием [3] как эквивалентный временной размер функции (3)

$$\Delta\tau(\varphi') = \tau_2(\varphi') - \tau_1(\varphi'); \tag{5}$$

значения $\tau_{1[2]}(\varphi')$ удовлетворяют уравнению [3]

$$\int_{\tau_1(\varphi')}^{\tau_2(\varphi')} \left|\dot{\xi}(\varphi', t)\right|^2 dt \Big/ \int_{-\infty}^{\infty} \left|\dot{\xi}(\varphi', t)\right|^2 dt = C_{\Delta\tau}, \tag{6}$$

где $C_{\Delta\tau} \in [0;1]$ – величина, характеризующая часть энергии импульса $\dot{\xi}(\varphi', t)$, сосредоточенной в пределах $\Delta\tau(\varphi')$.

Для нахождения угло-временного распределения сигналов $\dot{\xi}(\varphi, t)$ представим ЭДС $\dot{u}(t)$ на антенных элементах, через интегралы Фурье

$$\dot{u}(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(j\omega)\exp(j\omega t)\, d\omega, \tag{7}$$

где $\dot{S}(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{u}(t)\exp(-j\omega t)\, dt$ – спектральная плотность процесса $\dot{u}(t)$. Для радиоимпульса с гауссовской огибающей она имеет вид

$$\dot{S}(j\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\left[\exp\left(-\frac{(\omega-\omega_0)^2\tau^2}{2}\right) - \exp\left(-\frac{(\omega+\omega_0)^2\tau^2}{2}\right)\right], \tag{8}$$

для прямоугольного радиосигнала –

$$\dot{S}(j\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\left[\frac{\cos[(\omega-\omega_0)\tau]}{\omega-\omega_0} + \frac{\cos[(\omega+\omega_0)\tau]}{\omega+\omega_0}\right]. \tag{9}$$

Используя свойства интеграла Дюамеля [8], получим представление сигнала в приемном тракте

$$\dot{\xi}(\varphi,t)=\int_{-\infty}^{t} g(\lambda)\sum_{n=1}^{N}\dot{u}\left(t-(n-1)\frac{d\cos\varphi}{c}-\lambda\right)d\lambda+ \tag{10}$$

$$(n-1)\frac{d\cos\varphi}{c}\le t\le\Delta\tau_0+(n-1)\frac{d\cos\varphi}{c}$$

$$+\int_{t-\Delta\tau_0}^{t} g(\lambda)\cdot\sum_{n=1}^{N}\dot{u}\left(t-(n-1)\frac{d\cos\varphi}{c}-\lambda\right)d\lambda,$$

$$t>\Delta\tau_0+(n-1)\frac{d\cos\varphi}{c}$$

где

$$\Delta\tau_0=\tau_{02}-\tau_{01} \tag{11}$$

– эквивалентная длительность импульса $\dot{u}(t)$; энергетические оценки моментов времени $\tau_{01[02]}$ в (11) удовлетворяют уравнению [3]

$$\int_{\tau_{01}}^{\tau_{02}}\left|\dot{u}(t)\right|^2 dt\Big/\int_{0}^{\infty}\left|\dot{u}(t)\right|^2 \mathrm{d}t=\widetilde{C}_{\Delta\tau_0}, \tag{12}$$

$\widetilde{C}_{\Delta\tau_0}\in[0;1]$ – константа, определяющая долю энергии сигнала $\dot{u}(t)$ на интервале времени $t\in[\tau_{01};\ \tau_{02}]$.

Из (10), определений передаточной функции $\dot{K}(j\omega)=\int_{-\infty}^{\infty}g(t)\exp(-j\omega t)\,\mathrm{d}t$ и переходного комплексного коэффициента передачи $\Delta\dot{K}(j\omega)=\int_{t}^{\infty}g(t)\exp(-j\omega t)\,\mathrm{d}t$ линейной системы [2] находим

$$\dot{\xi}(\varphi,t)=\frac{1}{2\pi}\sum_{n=1}^{N}\int_{-\infty}^{\infty}\dot{S}(j\omega)\cdot\dot{K}(j\omega)\cdot\exp\left[j\omega\left(t-(n-1)\frac{d\cos\varphi}{c}\right)\right]\mathrm{d}\omega-$$

$$-\frac{1}{2\pi}\sum_{n=1}^{N}\left\{\int_{-\infty}^{\infty}\dot{S}(j\omega)\cdot\Delta\dot{K}_t(j\omega)\cdot\exp\left[j\omega\left(t-(n-1)\frac{d\cos\varphi}{c}\right)\right]\mathrm{d}\omega-\right. \tag{13}$$

$$t\ge(n-1)\frac{d\cos\varphi}{c}$$

$$\left.-\int_{-\infty}^{\infty}\dot{S}(j\omega)\cdot\Delta\dot{K}_{t-\Delta\tau_0}(j\omega)\cdot\exp\left[j\omega\left(t-(n-1)\frac{d\cos\varphi}{c}\right)\right]d\omega\right\},$$

$$t\ge\Delta\tau_0+(n-1)\frac{d\cos\varphi}{c}$$

функции $\dot{K}(j\omega)$ и $\Delta\dot{K}_t(j\omega)$ для приемной структуры с импульсной переходной характеристикой (4) имеют вид:

$$\dot{K}(j\omega) = \frac{2\tilde{\omega}_0}{\sqrt{4Q^2 - 1}} \cdot \frac{\beta}{\beta^2 + (\alpha + j\omega)^2}, \qquad (14)$$

$$\Delta\dot{K}_t(j\omega) = \frac{2\tilde{\omega}_0}{\sqrt{4Q^2 - 1}} \frac{\beta}{\beta^2 + (\alpha + j\omega)^2} \cdot \left[\cos\beta t + \frac{\alpha + j\omega}{\beta}\sin\beta t\right] \cdot \exp(-j\omega t). \qquad (15)$$

Первый член в правой части (13) представляет собой стационарный отклик радиосистемы на СШП импульс $\dot{u}(t)$, а выражения в фигурных скобках определяют переходные процессы возбуждения антенно-фидерного тракта в моменты времени $t = 0$ и $t = \Delta\tau_0$.

Подставляя (8), (9), (14), (15) в (13), вычислим мгновенные значения ЭДС $\dot{\xi}(\varphi, t)$ и в соответствии с (1) найдем УЧВХ радиосистемы.

При $\tau \to \infty$ прямоугольный радиоимпульс преобразуется в скачок синусоидальной ЭДС, а отклик N – канального приемного устройства, как следует из (15), определяется выражением

$$\dot{\xi}(\varphi, t) = U_0 \left\{ \sum_{n=1}^{N} K(\omega_0)\, \sin[\omega_0 t - \varphi(\omega_0) + \tilde{\varphi}_0]\, \sigma\left(t - (n-1)\frac{d\cos\varphi}{c}\right) - \right.$$

$$\left. - \sum_{\substack{n=1 \\ t \geq (n-1)\frac{d\cos\varphi}{c}}}^{N} \Delta\dot{K}_t(\omega_0)\, \sin[\omega_0 t - \Delta\varphi_t(\omega_0) + \tilde{\varphi}_0] \right\}, \qquad (16)$$

где U_0 – амплитуда сигнала, $K(\omega) = \left|\dot{K}(j\omega)\right|$ и $\Delta K_t(\omega) = \left|\Delta\dot{K}_t(j\omega)\right|$ – абсолютные значения передаточной функции и переходного коэффициента передачи радиосистемы, $\varphi(\omega) = \arg\dot{K}(j\omega)$ и $\Delta\varphi_t(\omega) = \arg\Delta\dot{K}_t(j\omega)$ – их фазы, $\sigma(t - \zeta) = \begin{cases} 1 & \text{при } t \geq \zeta, \\ 0 & \text{при } t < \zeta \end{cases}$ – сигма-функция [8].

3. Анализ угло-частотно-временных характеристик и эквивалентных временных размеров сигналов в радиосистемах с линейными антенными решетками

На рис. 1 сплошными линиями представлены зависимости $D_t(\varphi) = D_t\left(\theta = \frac{\pi}{2}, \varphi, \omega_0, t = 0{,}95\tau\right)$ для радиосистем с решетками из $N = 5$ элементов диапазонного ($Q = 1{,}8$), а пунктиром – резонансного ($Q = 12$) типа, возбуждаемых прямоугольными радиоимпульсами при $\omega_0 = \beta$.

Длительность τ процесса $\dot{u}(t)$, число элементов и расстояние между ними удов-

летворяют соотношению $\tau = \dfrac{(N-1)\,d}{2\,c}$, т.е. сигналы на выходах решетки являются коротт-

кими [3]. Расчеты выполнены при $C_{\Delta\tau} = \widetilde{C}_{\Delta\tau_0} = 0{,}95$. На рис. 2 приведены аналогичные результаты для радиосистем, принимающих радиосигналы с гауссовской огибающей.

Из полученных результатов следует, что наибольший уровень боковых лепестков УЧВХ решеток наблюдается при возбуждении прямоугольными импульсами; он превышает значения достижимые в режиме приема с гауссовской огибающей на (2,3…2,6) дБ. С уменьшением длительности сигнала в 2,5 раз, т.е. при переходе к возбуждению сверхкоротким импульсом, происходит сужение главного луча УЧВХ решетки диапазонного типа; уровень их боковых лепестков изменяется на (3,2…3,5) дБ. Аналогичные изменения основного сектора приема наблюдаются с ростом числа антенных элементов в 1,4 раз. При увеличении плотности размещения элементов в решетке в 2,5 раз уровень боковых лепестков УЧВХ снижается не менее чем на 5,5 дБ.

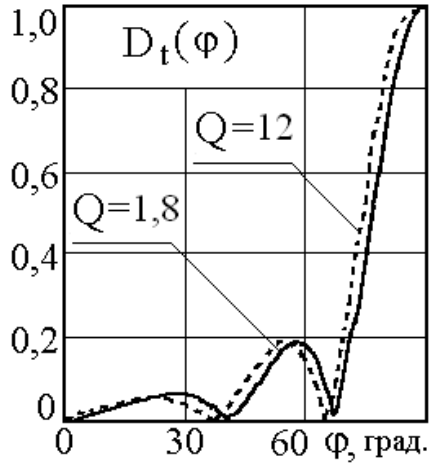


Рис. 1. Азимутальное распределение УЧВХ решетки при приеме радиоимпульса с прямоугольной огибающей.

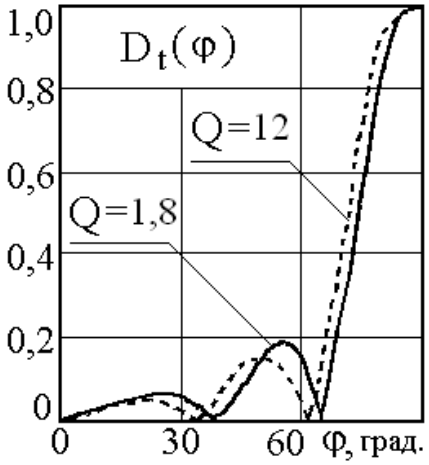


Рис. 2. Азимутальное распределение УЧВХ решетки при приеме радиоимпульса с гауссовской огибающей.

Амплитуда поля диапазонной решетки на циклической частоте $\omega = \pi/2\tau$ в секторе углов $\varphi \in [\pi/4; \pi/3]$, лежит в пределах – (3,4…2,5) дБ. С увеличением длительности сигнала в 1,3 раз эти значения убывают примерно на 0,5 дБ; при увеличении межэлементного расстояния в 1,2…1,3 раз сохраняется монотонное изменение уровня боковых лепестков текущей УЧВХ на (1,9…2,2) дБ.

За счет введения дополнительной временной задержки сигналов крайних элементов, равной половине их эквивалентной длительности, происходит смещение максимума главного луча УЧВХ приемной структуры на половину ширины и возрастание уровней боковых лепестков примерно на 1,7…3,2 дБ.

При отклонении от направления максимума УЧВХ ее протяженность во временной области возрастает тем существеннее, чем больше число элементов в решетке. В частотной области наблюдается уменьшение ширины мгновенной УЧВХ по мере отклонения от

$\varphi = 0$. В направлении $\varphi = \pi/3$ уровни УЧВХ решеток, возбуждаемых с прямоугольной и гауссовской огибающими, различаются в 1,28 раз, а при $\varphi = \pi/4$ – в 1,34 раз. При $t \to \infty$ эквивалентный частотный размер функции $\dot{\xi}(\varphi, \omega) = \int_{\infty}^{\infty} \dot{\xi}(\varphi, \omega) \exp(-j\omega t)\, \mathrm{d}t$ приближается к эквивалентной ширине спектра $\dot{u}(\omega) = \int_{\infty}^{\infty} \dot{u}(t) \exp(-j\omega t)\, dt$ принимаемого сигнала $\dot{u}(t)$.

Прямоугольный радиоимпульс, состоящий из отрезков гармонических колебаний, у которых на интервале времени τ укладывается целое число периодов, можно рассматривать как разность двух полубесконечных периодических функций, сдвинутых относительно друг друга на интервал времени (5). При выполнении указанного условия сигнал $\dot{u}(t)$ в результате преобразования линейной системой создает на ее выходе тождественные переходные процессы в моменты времени $t = 0$ и $t = \tau$. Для возбуждающего процесса, представляющего собой сумму синусоидальных колебаний с некратными частотами, переходные процессы в радиосистеме при начале и окончании возбуждения различны [5].

Эквивалентная длительность прямоугольного радиосигнала в радиосистеме с диапазонной антенной решеткой из 5…12 элементов в направлении максимума УЧВХ составляет $1{,}58\,\tau$; для импульса с гауссовской огибающей эта величина дополнительно возрастает в 1,31 раз. В направлении $\varphi = \pi/4$ эквивалентная длительность принимаемых сигналов возрастает в 2,6…2,9 раз, а при $\varphi = \pi/3$ – в 3,1…3,4 раз.

При $\omega_0 \neq \beta$ доля энергии процесса $\dot{\xi}(\varphi, \omega)$ снижается по мере уменьшения перекрытия областей определения абсолютных значений спектральной плотности $\dot{u}(\omega)$ и коэффициента передачи антенно-фидерного тракта $\dot{K}(j\omega)$ во второй степени. Степень различия УЧВХ решеток, возбуждаемых регулярными и разрывными СШП сигналами, а также скачком синусоидального напряжения нивелируется с увеличением различия между ω_0 и β. Для решетки диапазонных элементов, на входы которых воздействует прямоугольный радиоимпульс с циклической частотой несущей $\omega_0 = 0{,}75\,\beta$, ширина главного лепестка УЧВХ решетки превышает значение, представленное на рис. 1, в 1,4 раз; при возбуждении радиосистемы радиоимпульсом с гауссовской огибающей происходит расширение УЧВХ в 1,6 раз по сравнению с данными рис. 2.

4. Заключение

С использованием частотно-временного представления негармонических процессов и аналитического описания входных цепей приемника разработаны модели СШП сигналов в радиосистемах с линейными антенными решетками. Проведен анализ УЧВХ решеток, возбуждаемых радиоимпульсами с прямоугольной и гауссовской огибающими. Установлены зависимости эквивалентных временных размеров сигналов от направления их прихода, электрических размеров антенных решеток и параметров импульсных переходных характеристик входных цепей приемников.

Литература

1. Фалькович С. Е., Хомяков Э. Н. Статистическая теория измерительных систем. М: Радио и связь, 1981. – 288 с.
2. Клюев В. И. Частотно-временные преобразования и прием дискретных сигналов в системах связи. М : Радио и связь, 1990. – 208 с.
3. Моделирование малогабаритных сверхширокополосных антенн / Под ред. В.Б. Авдеева и А.В. Ашихмина. Воронеж : Издательство Воронежского государственного университета, 2005. – 223 с.
4. Курочкин А. П., Лось В. Ф., Стрижков В. А. Формирование энергетических диаграмм направленности видеоимпульсными сканирующими антенными решетками // Антенны, 2007, № 1(116). – С. 45–54.
5. Попова О. Э., Разиньков С. Н. Частотно-временные преобразования сверхширокополосных сигналов в радиосистемах с линейными антенными решетками // Антенны, 2010, № 8 (159). – С. 55–60.
6. Неганов В. А., Табаков Д. П., Яровой Г. П Современная теория и практические применения антенн / Под ред. В. А. Неганова и Г. П. Ярового. М.: Радиотехника, 2009. –720 с.
7. Проблемы антенной техники / Под ред. Л. Д. Бахраха и Д. И. Воскресенского. М.: Радио и связь, 1989. – 368 с.
8. Анго А. Математика для электро- и радиоинженеров / Пер. с франц. // Под ред. К. С. Шифрина. М.: Наука, 1965. – 780 с.

References

1. Falkovich, S. E., Khomyakov, E. N. The statistical theory of measuring systems. Moscow: Radio and communication, 1981. – 288 p.
2. Klyuev, V. I. Time-frequency transformation and reception of digital signals in communication systems. Moscow: Radio and communication, 1990. – 208 p.
3. Modelling of compact ultra-wideband antennas / Edited by V. B. Avdeev and A. V. Ashihmin. Voronezh: Publishing house of Voronezh State University, 2005. – 223 p.
4. Kurochkin, A. P., Los', V. F., Strizhkov, V. A. The formation of the energy radiation patterns of the video pulse scanning antenna arrays. Antennas, 2007, No 1 (116). – Pp. 45-54.
5. Popova, O. E., Razin'kov, S. N. Time-frequency conversion of ultra-wideband signals in radio systems with linear antenna arrays. Antennas, 2010, No 8 (159). – Pp. 55-60.
6. Neganov, V. A., Tabakov, D. P., Yarovoy, G. P. Modern theory and practical application of antennas. Moscow: Radio Engineering, 2009. – 720 p.
7. Problems of antenna technology / Edited by L. D. Bakhrakh and D. I. Voskresensky. Moscow: Radio and communication, 1989. – 368 p.
8. Ango, A. Mathematics for electrical and radio engineers / Trans. French. // Edited by K. S. Shifrin. Moscow: Science, 1965. – 780 p.

МОНИТОРИНГ КАНАЛОВ СВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СИГНАЛОВ РАДИОМАЯКОВ

Е. Л. Фаерштейн[1], А. С. Щеголеватых[1]

[1]АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. В работе рассматривается новый идеологический подход к мониторингу радиотрасс, когда по уровню принятого сигнала от маяка определяется строение канала связи.

Ключевые слова: аппроксимация Ньютона, фрактальная структура, радиомаяк

MONITORING COMMUNICATION CHANNELS WITH USE RADIOBEACON SIGNALS

E .L. Faerstein[1], A. S. Schegolevatykh[1]

[1]JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russian Federation

Abstract. New ideological approach is considered for monitoring radio routes, when the level of the accepted signal from radiobeacon defines construction of the communication channel.

Keywords: Newton approximation, fractal structure, radiobeacon.

Среду распространения радиоволн - носителей информации можно представить волноводом, нижней стенкой которого служит земная поверхность, а верхней - отражающие области (слои) ионосферы.

Кристаллическая структура Земли географически четко проявлена на земной поверхности и поверхности Мирового океана в трех осесимметричных лепестков гранями додекаэдрической структуры с центром континентальной поверхности в южной оконечности островов Новая Земля (71^0 с. ш., 55^0 в. д.) и с центром Мирового океана на Антарктиде (74^0 ю. ш., 134^0 з.д.): Австрало-Азиатский, Афро-Европейский и Американский. Эти лепестки то поднимаются над поверхностью земного уровня при внесении какой-либо энергии извне, то опускаются (опадают) при сбросе этой энергии.

Радиоволны очень низких частот способны проникать вглубь земной коры. Глубина проникновения при этом обратно пропорциональна частоте. Радиоволны крайне низких частот способны проникать внутрь земной коры на несколько километров, волны низких частот проникают на несколько сот метров. Волны высоких частот практически полностью отражаются земной поверхностью. Глубина проникновения при этом обратно пропорциональна частоте. Интерес представляют радиоволны с частотой более 3 кГц, которые проникают в земную кору на глубины не более нескольких сот метров. Для мониторинга интерес представляет приповерхностный слой глубиной несколько сот метров.

Рассмотрим типовую трассу, над которой распространяется электромагнитная волна. Она состоит из участков различного геологического строения, которые можно характеризовать как геометрическими, так и электрофизическими параметрами. Можно заметить, что в геоэлектрическом разрезе можно выделить отдельные участки, обладающие различными характеристиками. Параметры этих участков оказывают значитель-

ное влияние на вероятностно-временные характеристики (ВВХ) распространения сигнала.

Можно отметить, что чем ниже удельное сопротивление подстилающей почвы и ниже частота несущей, тем глубже проникает поверхностная волна при распространении сигнала. Это вызывает увеличение потерь при распространении, что приводит к увеличению затухания сигнала.

Земля представляет собой электрический конденсатор емкостью около 0,003 Ф с поверхностным отрицательным зарядом $-5{,}7\cdot10^{5}$ Кул (поверхностная плотность $-1{,}15\cdot10^{-9}$ Кул/м^2). Этот заряд создает в земной атмосфере электрическое поле, напряженность которого оценивается по формуле $E = 780(11\cdot h + 6)$, где h - высота относительно поверхности Земли, км; E - напряженность электростатического поля, В/м.

Отсюда следует, что между точкой, расположенной на высоте 1 км и поверхностью Земли будет существовать разность потенциалов в 75 кВ. Поэтому, используя подвесные антенны, необходимо учитывать, что на их концах будет существовать достаточно высокое напряжение, вызванное электростатическим полем Земли.

Электростатическое поле создает в атмосфере электрический ток плотностью $2{,}9\cdot10^{-12}$ А/м^2.при ясной погоде, $2{,}9\cdot10^{-6}$ А/м^2.при спокойных дождях и $2{,}9\cdot10^{-4}$ А/м^2.при грозовых ливнях.

В ионосфере Земли максимальная концентрация электронов в радиационных поясах в области экватора достигает 10^{12} м$^{-3}$ в слое F_2 на высоте 280 км, 10^{11} м$^{-3}$ в слое F_1 на высоте 150…200 км, 10^{9} м$^{-3}$ в слоях D и E_2 на высотах 80…110 км.

При распространении в нижней части атмосферы Земли радиоволны испытывают поглощение и преломление (рефракцию). Причем, чем выше частота передаваемого сигнала, тем ближе форма луча к прямолинейной. Радиоволны низких частот при распространении в атмосфере испытывают рефракцию. Причем рефракция бывает положительной, когда трасса распространения наклоняется в сторону земной поверхности, и отрицательной, когда трасса отклоняется в противоположную сторону от поверхности Земли.

Распространяясь в атмосфере, радиоволны, достигнув плазменных слоев, испытывают, помимо поглощения и преломления, отражение. Плазменные слои появляются на высотах, когда плотность воздушной среды уменьшается по сравнению с той, которую она имела в тропосфере. Начинаются такие среды с высот примерно 60 км. Плазменные слои характеризуются наличием свободных заряженных частиц – электронов и ионов. Как правило, с высотой концентрация заряженных частиц увеличивается. При этом, чем ниже частота радиосигнала, тем от более низких слоев происходит отражение радиоволн. Волны, имеющие частоты свыше 30 МГц практически не отражаются, так как концентрации заряженных частиц в пространстве, окружающем Землю ограничены величиной примерно 10^{6} м$^{-3}$.

Учитывая, что как параметры среды распространения сигналов, так и естественные помехи испытывают непрерывные изменения в пространстве и во времени, то для получения уверенного приема в месте расположения приемного устройства необходим постоянные контроль, оценка характеристик среды распространения и поиск оптимальных условий доставки сообщений.

Для обеспечения уверенного приема в условиях изменяющихся условий среды распространения развертывают сети, разновидностью которых является сеть специаль-

ных каналов связи (ССКС). Одной из главных задач развертываемой сети ССКС является проведение постоянных мониторинга и прогнозирования вероятностно-временных характеристик (ВВХ) каналов связи сети для обеспечения выбора оптимальных трасс по времени и надежности доставки информации потребителю.

Оптимизация характеристик ССКС предполагает выполнение ряда функций:

- контроль электрофизических характеристик мест дислокации приемно-передающих средств;
- зондирование трасс распространения сигнала;
- контроль за солнечной активностью и внешними излучениями;
- определение уровня помех, создаваемых естественными процессами, происходящими в недрах Земли и земной атмосфере;
- контроль и прогнозирование уровня помех, создаваемых работающими источниками электромагнитных излучений.

Условия распространения радиоволн непрерывно изменяются. На величину сигнала в точке приема оказывают влияние как параметры излучаемого сигнала, так и электрофизические параметры среды распространения, начиная от мест расположения антенн радиопередатчика, кончая антеннами приемника. Электромагнитные волны не очень высоких частот при распространении отражаются как от поверхности Земли, так и от атмосферы или ионосферы, окружающей поверхность Земли. Характеристики распространения радиоволн различной частоты могут сильно различаться. Поэтому ограничимся только рассмотрением распространения радиоволн низкочастотного диапазона.

Волны указанного диапазона способны при распространении отражаться как от земной поверхности, так и от ионосферных областей, т. е. способны распространяться на большие расстояния внутри волновода поверхность Земли – ионосфера.

Приближенно напряженность электрического поля E радиоволн низкочастотного диапазона в точке приема можно рассчитать по полуэмпирической формуле Остина [5]

$$E = \frac{300\sqrt{PD}}{r}\sqrt{\frac{\theta}{\sin\theta}}\exp\left(-\frac{0{,}0014\cdot r}{\lambda^{\varphi}}\right), \qquad (1)$$

где P - мощность источника излучения, кВт; D - коэффициент усиления антенны передатчика; r - расстояние между приемником и передатчиком, км; λ - длина радиоволны, км; φ - некоторый коэффициент; θ - центральный угол, связанный с расстоянием r соотношением $\theta=r/R_з$, где $R_з$=6370, км – средний радиус Земли.

Коэффициент φ - величина переменная и принимает нецелые значения. В формуле Остина (1), приведенной в [5] φ=0,6 [5]. Также коэффициент числителя (0,0014) изменяется в различных интерпретациях формулы Остина. Поэтому эти величины постоянно изменяются в зависимости от условий распространения радиоволн по определенной трассе.

Учитывая, что угловая частота ω определяется как $\omega=2\pi c/\lambda$, где c - скорость распространения радиоволн, то для модели распространения радиоволн можно найти электрическую схему-аналог, где входное сопротивление R_{BX} имеет емкостной характер и может быть представлено как

$$R_{BX} = \left(\frac{1}{\omega C_{ЭКВ}} \right) \ .$$

При этом положим, что $\omega C_{экв}=s$, тогда

$$R_{BX} = \left(\frac{1}{s} \right) \ . \qquad (2)$$

Формулой Остина можно пользоваться, начиная с расстояний свыше 2000 км. На меньшие расстояния существуют рассчитанные характеристики радиотрасс. Для мониторинга радиотрасс используют радиомаяки, расположенные в различных частях Земли. Существует также обширная сеть приемных станций, осуществляющих непрерывную запись принятых сигналов.

На рисунке 1 приведена карта, на которой указана трасса, где производятся непрерывные измерения уровня сигнала, излучаемого станцией DCF-77 (Майнфлинген, ФРГ).

Рис. 1. Трасса Майнфлинген-Николаев радиосигнала частотой 77,5 кГц.

Приемная аппаратура находится на станции, расположенной на территории Николаевской астрономической обсерватории (НАО), Полученные данные (рисунок 2) используются для мониторинга радиотрассы Майнфлинген-НАО. Расшифровка полученных данных мониторинга предлагается на основе использования дробных операторов и фрактальных реактивных элементов предлагаемой модели расчета. Дробные операторы рассматривались ещё Риманом и Лиувилем [1]. Хевисайд [2] заметил, что входное сопротивление бесконечного RC-кабеля составляет $\sqrt{1/s}$. Радиотехники направили своё внимание на фундаментальную задачу аппроксимации фрактальных операторов. В работах А. А. Потапова [3] рассматривается возможность построения фрактальных радиосистем, которые имеют самые широкие перспективы для практического применения.

В данной статье уделяется некоторое внимание методу нелогарифмического потенциала. Управляющие потенциалы s, s^0, s^{-1} должны быть расширены за счет фрактальных емкостей вида $(1/s)^{1/n}$.Они, в свою очередь, могут конвертироваться в фрактальные операторы с помощью методов операционного усиления. Без потери общности можно не рассматривать фрактальные индуктивности $s^{1/n}$, которые реализуются в *RL*-цепях.

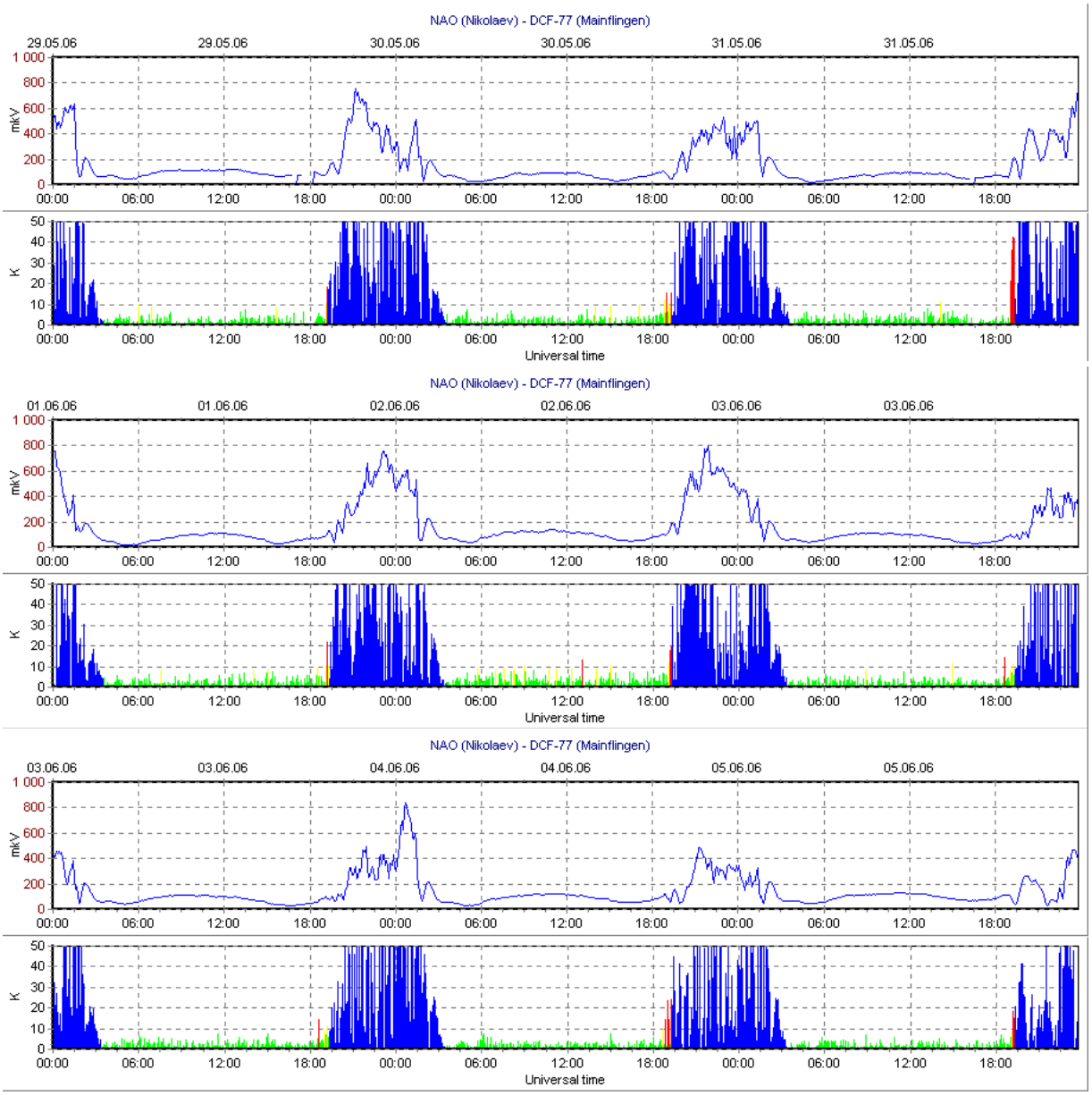


Рис. 2. Данные мониторинга радиотрассы Майнфлинген-Николаев.

Исследуем применимость метода аппроксимации Ньютона (ньютонов процесс) для моделирования характеристического импеданса балансной симметричной *RC*-решётки. Для фрактальных емкостей высокого порядка ньютонов процесс обеспечивает аппроксимацию, в то же время классические итерационные методы, основанные на характеристических импедансах, даже не существуют.

Однако появляется потрясающих богатство возможностей. Например, существует n путей получения пробной функции $f(x) = x^n - a$ повторным делением на x, которые дают различные аппроксимации n -ого корня из a. Их количество может быть сокращено до одного для каждого n, используя только регулярный процесс Ньютона [4].

Регулярный ньютоновский процесс сохраняет верхние и нижние границы аппроксимации. При поиске n -ого корня эти регулярные процессы будет третьего порядка. Такой процесс оптимален в смысле скорости сходимости при нахождении корня, так как достигается наивысшая скорость на множестве предполагаемых функций, при этом

отсутствуют выбросы за пределы допустимых отклонений, которые могут возникнуть в начале процесса. Наивысшая скорость сходимости достигается при верхней аппроксимации.

Рассмотрим задачу нахождения *n*-ого корня из *a*. Предполагаемая функция задается в виде

$$f_m(x) = (x^n - a)/x^m, \tag{3}$$

где $0 \le m \le n-1$ - действительное число.

Выбор *m* диктуется стремлением обеспечения линейности вблизи корня, т. е. $f_m^{//}(a^{1/n}) = 0$. Вычисления показывают, что это условие выполняется только при $n=2m+1$.

Рассмотрим только корни нечетного порядка. Для нахождения корней четного порядка требуется более сложный процесс с достижением нуля второй производной предполагаемой функции в окрестности корня. Рассмотрим выражение

$$f(x,\lambda) = \frac{x^n - a}{x^q} + \lambda \frac{x^n - a}{x^m}. \tag{4}$$

Длительные вычисления и подстановка $x = \lambda = a^{1/n} = \alpha$ дают такой результат

$$f^{//}(a,\alpha) = (n^2 - 2qn - n)\alpha^{n-q-2} + (n - 2mn - n)\alpha^{n-m-1}.$$

Приравнивая коэффициенты при степенях α нулю, получаем ничтожно малую величину. Отсюда, получим результат

$$f^{//}(a,\alpha) = \alpha^{n-q-2}[(n^2 - 2qn - n) + (n - 2mn - n)\alpha^{n-m+1}].$$

Задавая $q = m - 1$, получим

$$f^{//}(a,\alpha) = \alpha^{n-m-1} 2n(n-2m). \tag{5}$$

В свою очередь вторая производная равна нулю, если $n=2m$. Желаемая предполагаемая функция тогда примет вид

$$f(x,\lambda) = \frac{x^{2m} - a}{x^{m-1}} + \lambda \frac{x^{2m} - a}{x^m}. \tag{6}$$

Заметим, что описанный процесс и процесс Ланцоша [4] приводят к одинаковым итерационным формулам. Задавая итерационный процесс как $x_{k+1} = F(x_k)$, предполагаем, что ошибка, определяемая как $\varepsilon_{k+1} = |x_{k+1} - x_k|$, уменьшается на каждом последующем шаге *k*. Условием сходимости итерационного процесса будет $|F'(x_{k+1})| < 1$

Условием регулярности является то, что $F'(x)$ не должна менять знака, когда x принадлежит окрестности, содержащей корень.

Очевидно, что ньютонов процесс при $f(x)=0$ обеспечивает

$$F(x) = x - (f/f'), \tag{7}$$

$$F'(x) = ff''/ff''. \tag{8}$$

Отсюда следует (так как $f = f'' = 0$), что этот выбор пробной функции дает быстрейшую сходимость. Регулярность обеспечивается неизменностью знака ff''. Минимальное условие, налагаемое на ff'', это то, что ff'' будет либо совершенным квадратом, либо положительной мультипликативной постоянной.

Докажем, что верхняя аппроксимация обладает. более высокой скоростью сходимости, чем нижняя аппроксимация. Достаточно доказать, что $F'(\alpha + h) < F'(\alpha - h)$ для

положительного числа h и $\alpha = a^{1/n}$ Для ускорения доказательства можно положить, что h мало, а высшими степенями пренебрегаем.

Вычисления для n=2m+1 вычисления приводят к выражению

$$F'(x) = \frac{m}{m+1}\left[\frac{x^n - a}{x^n + (am/(m+1))}\right]^2. \tag{9}$$

Соответствующая подстановка и пренебрежение степенями h приводят к выражениям

$$F'(\alpha + h) = \frac{m}{m+1}\left[\frac{nh}{\gamma\alpha + nh}\right]^2. \tag{10}$$

$$F'(\alpha - h) = \frac{m}{m+1}\left[\frac{-nh}{\gamma\alpha + nh}\right]^2. \tag{11}$$

Очевидно, что

$$F'(\alpha + h) = \left[\frac{\gamma\alpha - nh}{\gamma\alpha + nh}\right]^2 F'(\alpha - h). \tag{12}$$

Следовательно, искомый результат получен. Это доказательство аналогично и для четного n-ного корня.

Рассмотрим доказательство, что аппроксимация регулярного ньютоновского процесса будет третьего порядка. Ошибка определяется как $\alpha - x_{k+1}$, где $\alpha \equiv a^{1/n}$. Тогда

$$\alpha - x_{k+1} = \alpha - x_k + \frac{f(x_k) - 0}{f'(x_k)} = \alpha - x_k + \frac{f(x) - f(\alpha)}{f'(x_k)}. \tag{13}$$

Разложение в ряд Тейлора функции

$$f(\alpha) = f(x_k) + (\alpha - x_k) f'(x_k) + \frac{(\alpha - x_k)^2}{2!} f''(x_k) + \frac{(\alpha - x_k)^3}{3!} f'''(\varepsilon_k)$$

приводит к

$$\alpha - x_{k+1} = \frac{-\frac{(\alpha - x_k)^2}{2!} f''(x_k) - \frac{(\alpha - x_k)^3}{3!} f'''(\varepsilon_k)}{f'(x_k)}. \tag{14}$$

Так как

$$f''(x_k) = f''(\alpha) + (x_k - \alpha) f'''(\eta_k) = (x_k - \alpha) f'''(\eta_k), \tag{15}$$

то выражением для ошибки станет

$$\alpha - x_{k+1} = (\alpha - x_k)^3 \frac{3f'''(\eta_k) - f'''(\varepsilon_k)}{6f'(x_k)}. \tag{16}$$

Точки ε_k и η_k принадлежат интервалу, где крайними точками будут x_k и α.

Рассмотрим итерационную процедуру для четных и нечетных корней. Рассмотрим сначала корни четного порядка. Корень λ можно считать константой для ньютоновского процесса. Тогда положим λ=x, так как текущее значение x является приближенным корнем. Предполагаемая функция имеет вид

$$f(x) = \frac{x^{2m} - a}{x^{m-1}} + \lambda \frac{x^{2m} - a}{x^m}. \tag{17}$$

Применяя эту функцию для ньютонова процесса, считая, что λ=x, получим

$$F(x) = x \cdot \frac{(2m-1)x^{2m} + (2m+1)a}{(2m+1)x^{2m} + (2m-1)a}. \quad (18)$$

Полагая n=2m, получим

$$F(x) = x \cdot \frac{(n-1)x^{n} + (n+1)a}{(n+1)x^{n} + (n-1)a}. \quad (19)$$

Для нечетных корней предполагаемой функцией будет

$$f(x) = \frac{x^{2m+1} - a}{x^{m}}. \quad (20)$$

Применяя эту функцию для ньютонова процесса и считая, что λ=x, получим

$$F(x) = x \cdot \frac{mx^{2m+1} + (m+1)a}{(m+1)x^{2m+1} + ma}. \quad (21)$$

Полагая n=2m+1, получим

$$F(x) = x \cdot \frac{(n-1)x^{n} + (n+1)a}{(n+1)x^{n} + (n-1)a}. \quad (22)$$

Заметим, что (19) и (22) имеют одинаковый вид для четных и нечетных корней.

Если действительную переменную «a» заменить на 1/s, то регулярный ньютонов процесс аппроксимирует фрактальные емкости в виде отношения полиномов от s. Получается схема, у которой входное сопротивление носит фрактальными характер. Предлагается следующее решение задачи мониторинга трассы на основе (1) и (2). Предполагается, что изменения электрофизических параметров принимаемого радиосигнала обусловлены вариацией параметров фрактального тела, каким представляется радиотрасса. Значение параметра φ предполагается нецелым и постоянно изменяющимся во времени. Оценка параметра φ для радиотрассы Майнфлинген-НАО приведена на рисунке 3.

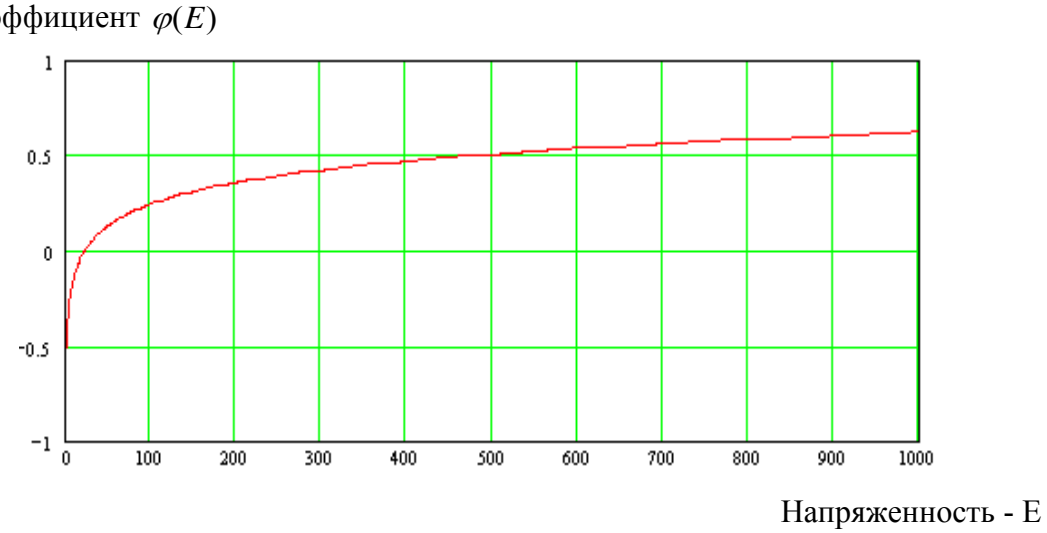


Рис. 3. Зависимость параметра φ от уровня принятого радиосигнала НАО.

Оценим состояние трассы, когда уровень принятого сигнала составляет 100 мкВ и 500 мкВ. В первом случае параметр φ = 0,25, а во втором - φ = 0,5.

Эквивалентная электрическая схема для случая φ=0,5, когда входное сопротивление определяется как $\sqrt{1/s}$, строится следующим образом. Выбираем начальное значение входного сопротивления x_0=1. Тогда после первой итерации получим

$$x_1 = \frac{s+3}{3s+1}. \tag{23}$$

Второй итерацией будет

$$x_2 = \frac{s^4 + 365s^3 + 126s^2 + 84s + 9}{9s^4 + 84s^3 + 126s^2 + 36s + 1}. \tag{24}$$

Лестничная схема, которая реализует эту функцию, определенную как входное сопротивление, приведена на рисунке 4. Схема после второй итерации состоит из резисторов и конденсаторов, номиналы которых определены, используя метод [6].

Аппроксимирующая схема для $\sqrt[4]{1/s}$ построена аналогичным способом. Выбрав начальное значение x_0=1, получим первую итерацию

$$x_1 = \frac{3s+5}{5s+3}. \tag{25}$$

Второй итерацией будет

$$x_2 = \frac{729s^6 + 1545s^5 + 58375s^4 + 91500s^3 + 69975s^2 + 24090s + 2025}{2925s^6 + 24090s^5 + 69975s^4 + 91500s^3 + 58375s^2 + 15450s + 729}. \tag{26}$$

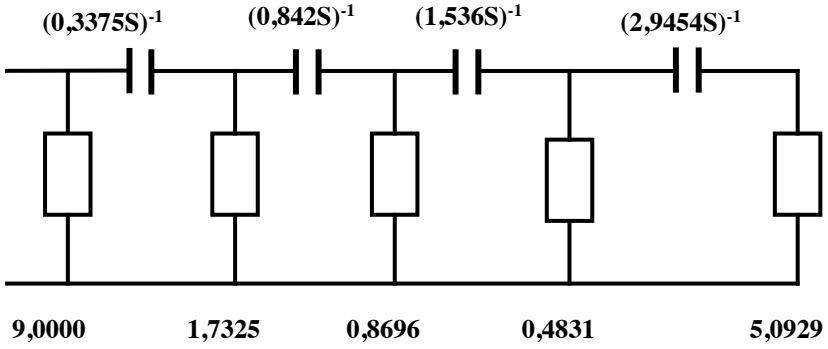


Рис. 4. Вторая итерация схемы, входное сопротивление которой аппроксимируется $\sqrt{1/s}$.

Лестничная схема, которая реализует эти функции как входные сопротивления, приведена на рисунке 5. Схема, полученная после второй итерации, имеет резисторы и конденсаторы, что указывает на усложнение радиотрассы.

Для последнего случая рассчитана радиотрасса, вид которой приведен на рисунке 6, где верхний рисунок отображает поверхностное сопротивление трассы, а нижний показывает геометрию волновода – высоту отражающего слоя.

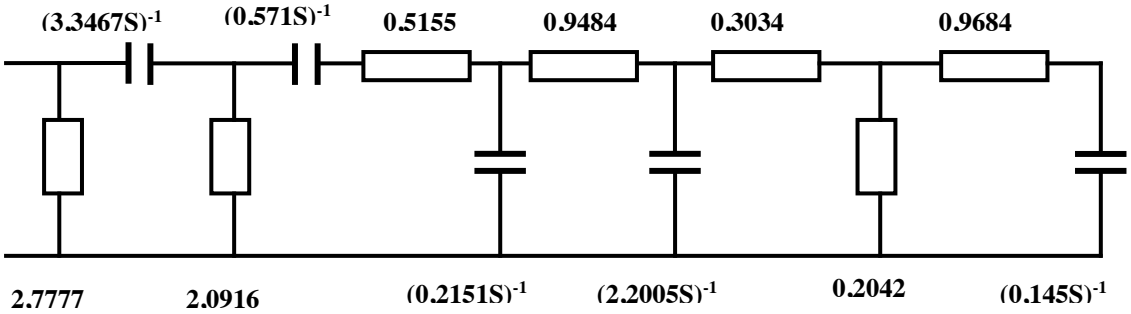


Рис. 5. Вторая итерация схемы, входное сопротивление которой аппроксимируется $\sqrt[4]{1/s}$.

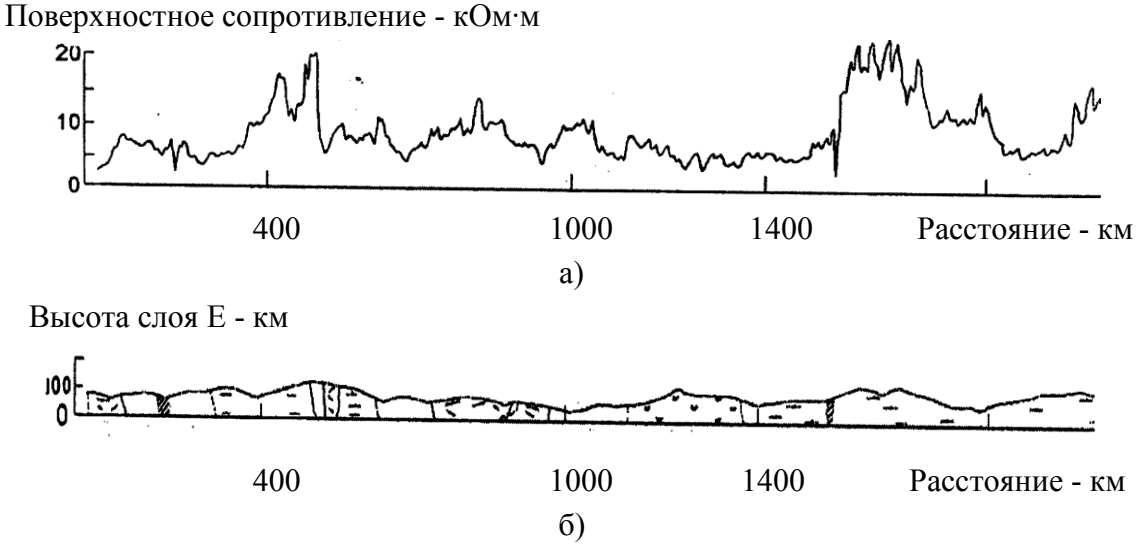


Рис. 6. Структура трассы Майнфлинген-НАО.

Следовательно, используя метод нелогарифмического потенциала, можно производить мониторинг радиотрасс и определять электрофизические параметры и структуру канала связи, на основании чего можно предсказывать как вероятностно-временные характеристики каналов связи, так и сканировать появление новых объектов, вызывающих изменение характеристик канала распространения радиосигнала.

Литература

1. Мандельброт Б.Б. Фрактальная геометрия природы. Пер. с англ.М.: ИКИ, 2002. 528 с.
2. Heaviside O. Electromagnetic Theory. N-Y.: Dover Publication, 1950, pp. 128-129.
3. Потапов А.А. Фракталы в радиофизике и радиолокации. . М.: Логос, 2006. – 848 с.
4. Лоран П.Ж. Аппроксимация и оптимизация. М.: Мир, 1975, 496 с.
5. Грудинская Г.П. Распространение радиоволн. М.: Высшая школа., 1975, С. 193.
6. Карни Ш. Теория цепей. Анализ и синтез. М.: Связь, 1973. 368 с.

References

1. Mandelbrot B.B. Fractal geometry of nature. N-Y: Dover Publication, 1996. 540 p.
2. Heaviside O. Electromagnetic Theory. N-Y.: Dover Publication, 1950, pp. 128-129.
3. Potapov A.A. Fractals in radiophysics and radiolocation. M.: Logos.2006.- 848 p.
4. Loran P.-J. Approximation et optimization. Paris: Hernann, 1972.- 496 p.
5. Grudinskaya G.P. Wave propagation. M.: Higher School, 1975.-P.193.
6. Carni S. Network theory, Analysis and Synthesis. Boston: Allyn and Bacon, Inc., 1966.- 368 p.

ПОСТРОЕНИЕ ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

Б. Н. Воронков[1], А. С. Щеголеватых[2]

[1]ВГУ, Воронеж, Россия
[2]АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Рассмотрен алгоритм построения экономичного способа генерации псевдослучайных последовательностей с помощью сдвиговых регистров, позволяющий уменьшить количество сумматоров по модулю 2.

Ключевые слова: сдвиговый регистр, сумматор по модулю 2, псевдослучайная последовательность

PSEUDORANDOM SEQUENCE CONSTRUCTION

B. N. Voronkov[1], A. C. Schegolevatykh[2]

[1]VSU, Voronezh, Russia
[2]JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract. It is considered an algorithm of the economic method generation pseudorandom sequences with shift registers, minimizing number adders mod 2.

Keywords: shift register, adder mod 2, pseudorandom sequence

Псевдослучайные последовательности (ПСП) представляют собой периодически повторяющиеся кодовые двоичные последовательности определенной длины, которые широко используются для передачи дискретных сообщений. Наилучшей с точки зрения помехозащищенности средств радиосвязи (СРС) с фазоманипулированными широкополосными сигналами (ФМШПС) является случайная последовательность. Однако для осуществления сжатия спектра сигнала такая последовательность не может быть использована, так как на приемной стороне СРС необходимо иметь точную копию передаваемой последовательности. Поэтому для формирования ФМШПС используется ПСП.

К множеству ПСП предъявляются следующие требования:

1) каждый из сигналов данного множества легко отличим от своей сдвинутой во времени копии, то есть должен иметь автокорреляционную функцию (АКФ) с малыми значениями боковых выбросов;

2) каждый из сигналов данного множества легко отличим от любого другого сигнала этого множества, то есть взаимно-корреляционная функция (ВКФ) любой пары несовпадающих сигналов множества должна быть минимальной;

3) множество, используемых ПСП, должно составлять достаточно обширный ансамбль.

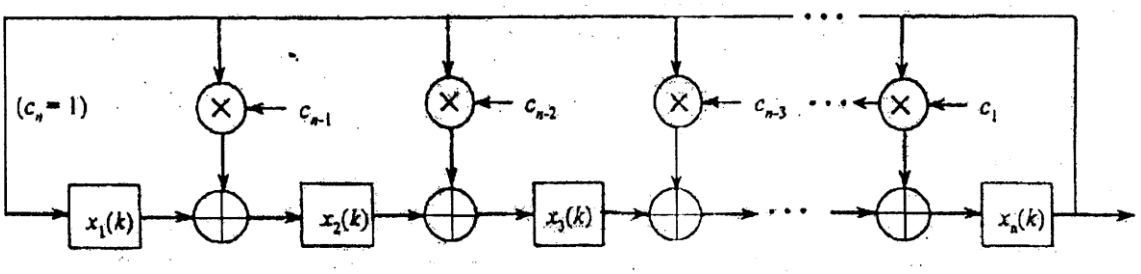
Среди используемых ПСП, наибольшее распространение получили линейные рекуррентные последовательности (ЛРП), генерируемые регистрами сдвига с линейной обратной связью (РСЛОС).

Возможны 2 варианта включения сумматоров по модулю 2 для формирования ПСП (рисунок 1):

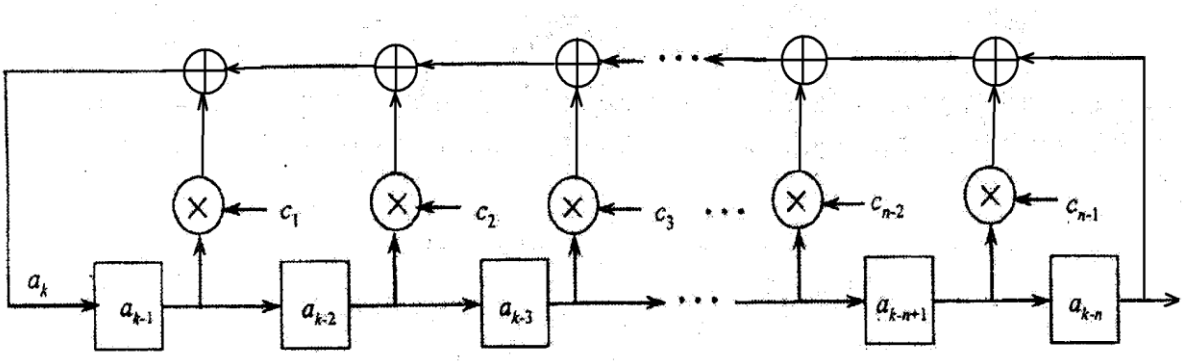
а) со встроенными сумматорами по модулю 2 (форма Галуа);

б) с вынесенными сумматорами по модулю 2 (форма Фибоначчи).

Схемы рисунков 1 а) и б) эквивалентны. Генерируемые линейные ПСП имеют одинаковую форму.



а)



б)

Рис. 1. Генераторы ПСП: а) со встроенными сумматорами по модулю 2: б) с вынесенными сумматорами по модулю 2.

Обозначим состояние i-ой ячейки РСЛОС через x_i, тогда регистр сдвига будем считать линейным, если функция цепи обратной связи будет для схемы рисунка 1,б состоять из сумматоров по модулю 2, которая выражается как

$$f(x_1, x_2, ..., x_n) = c_1 x_1 + c_2 x_2 + ... + c_n x_n, \quad (1)$$

где $c_i \in \overline{0,1}$; знак «+» означает суммирование по модулю 2.

Для ЛРП состояние ячейки определяется как

$$a_k = \sum_{i=0}^{n} c_i a_{k-i}, \quad (2)$$

где c_i принимает значение «1», если существует контакт с цепью обратной связи, и принимает значение «0», если соединение с цепью обратной связи отсутствует.

Следует заметить, что математическое описание генераторов ПСП со встроенными сумматорами по модулю 2 и с вынесенными сумматорами по модулю 2 эквивалентно (рисунок 1), они воспроизводят одинаковые ПСП. Обратимся к рисунку

1, а (схема Галуа), где состояния определяются как $x_i(j)$, где i является индексом состояния, а j является индексом времени.

Рассматривая выход схемы Галуа РСЛОС (рисунок 1,а), получим следующее выражение

$$x_n(k) = c_1 x_n(k-1) + c_2 x_n(k-2) + ... + c_{n-1} x_n(k-n+1) + x_1(k-n+1). \quad (3)$$

Это следует из того, что состояние на выходе состоит из суммы выхода предыдущего каскада (ячейки) $x_n(k-1)$, умноженного на c_1, и $x_n(k-2)$ (состояния на выходе каскада, расположенного на две ячейки ранее), умноженного на c_2, и т. д., пока не достигнута первая ячейка. Первая ячейка регистра $x_1(k)$ имеет задержку на $n-1$ единиц и в итоге получаем (3). Результат представим в виде

$$x_n(k) = \sum_{i=1}^{n-1} c_i x_n(k-i) + x_1(k-n+1). \quad (4)$$

Из рисунка 1, а следует, что

$$x_1(k) = x_n(k-1). \quad (5)$$

Обозначим $a_k = x_n(k)$ и $c_n = 1$, затем подставим в (5) и (4). В результате получим

$$a_k = \sum_{i=1}^{n-1} c_i a_{k-i} + a_{k-n} = \sum_{i=1}^{n} c_i a_{k-i}, \quad (6)$$

так как

$$x_1(k-n+1) = x_n(k-1-n+1) = x_n(k-n) = a_{k-n}. \quad (7)$$

Таким образом,

$$a_k = \sum_{i=1}^{n} c_i a_{k-i}, \; k \geq n. \quad (8)$$

В результате мы видим, что для РСЛОС, построенных по схеме Галуа или Фибоначчи, результирующая ПСП получается одинаковой.

Более общий случай построения генераторов ПСП представим на рисунке 2, где используются встроенные и вынесенные сумматоры по модулю 2.

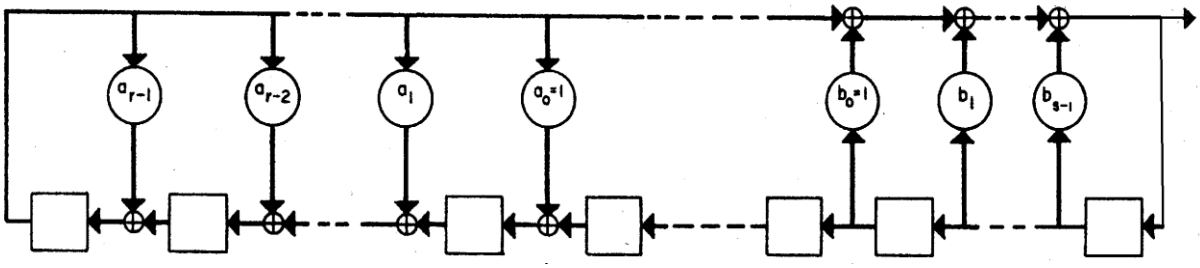


Рис. 2. Схема РСЛОС, соответствующая характеристическому многочлену $g(x) = 1 + a(x) \cdot x^d \cdot b(x)$.

Рассмотрим схему, соответствующую рисунку 2. Если состояние регистров в момент времени i представляется вектором $v(i)$ размера k, то состояние регистров в

момент времени $i+1$ по отношению к моменту времени i определяется как $v(i+1)=Av(i)$, где A – матрица соединений порядка n, имеющая блочно-диагональный вид.

Указанные многочлены сведены в таблицы, которые можно найти в [1, 2]. Генераторы ПСП на сдвиговых регистрах описываются с помощью матрицы соединений A n-ного порядка.

Детерминант матрицы соединений $A-xI$ (I – единичная матрица порядка n) представляет собой искомый характеристический многочлен матрицы A. В этом случае характеристический многочлен можно представить как

$$g(x)=1+a(x)\cdot x^{d}\cdot b(x), \qquad (9)$$

где $a(x)$ и $b(x)$ – некоторые многочлены соответствующих степеней, моделирующих участок схемы, состоящий из встроенных и вынесенных сдвиговых регистров, соответственно; d – некоторое положительное целое число, соответствующее числу последовательно соединенных регистров, не охваченных обратной связью.

Генераторы ПСП на сдвиговых регистрах описываются с помощью характеристического многочлена, который обозначен $g(x)$ (9). Следовательно, схема рисунка 1, б, соответствующая (1), производит ту же выходную последовательность, как и схема рисунка 1, а. Матрица соединений рисунка 1 является дополнительной матрицей для $g(x)$.

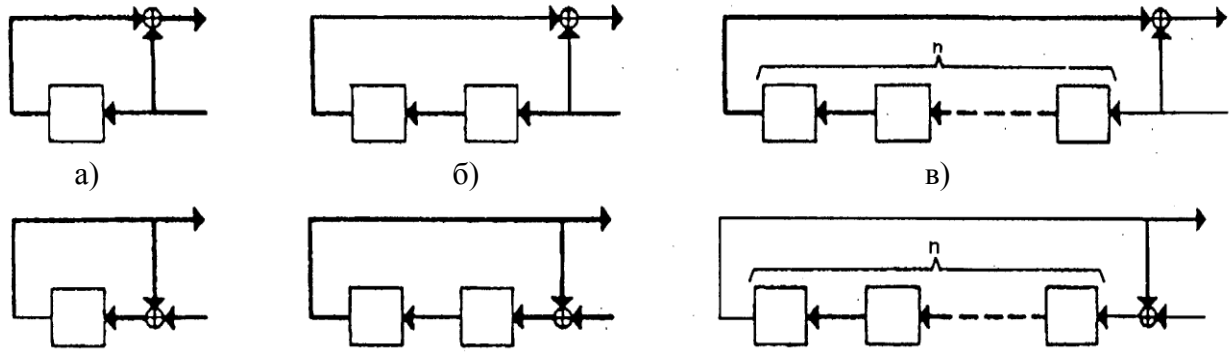
Обратным многочленом для $g(x)$ будет $g^{*}(x)=x^{k}g(1/x)$. Его удобно представлять многочленом задержки.

$$g^{*}(x)=f(D)=1+c(D)D^{m}e(D), \qquad (10)$$

где D представляет собой задержку одного каскада сдвигового регистра.

В таком виде каждый каскад сдвигового регистра схемы может прямо соответствовать одному члену $f(D)$. Процедура нахождения соответствующей схемы, таким образом, состоит из преобразования $g(x)$ в $f(D)$. Далее производится разложение $f(D)-1$ на члены $c(D)$, D^{m} и $e(D)$. Типовые структуры схемы приведены на рисунке 3, которые следует определить. Любые $c(D)$ и $e(D)$ можно свести к этим схемным конфигурациям, разлагая $c(D)-1$ и $e(D)-1$ на члены D^{S} и $D^{t}+1$, где s и t – положительные целые числа.

Когда произведение $c(D)e(D)$ содержит более двух неприводимых сомножителей над полем из двух целых чисел, то каждое возможное группирование сомножителей $c(D)$ и $e(D)$ приводит к появлению различных схем. Может быть получено новое множество многочленов $c_i(D)$ и $e_i(D)$, а некоторые из полученных схем удовлетворят заданным требованиям по экономичности построения.



а) б) в)

г) д) е)

Рис. 3. Типовые конфигурации частей схемы. а) D+1; б) D^2+1; в) D^n+1; г) x+1; д) x^2+1 е) x^n+1.

Для описания выходной последовательности сдвигового генератора используют производящую функцию. Определим выходную ПСП в виде

$$a_0, a_1, a_2, ... \tag{11}$$

где нижний индекс означает момент времени; то есть, сначала появляется a_0, затем a_1 и так далее.

Тогда производящая функция выходной ПСП $G(x)$ задается в виде

$$G(x) = \sum_{k=0}^{\infty} a_k x^k \ . \tag{12}$$

Начальное состояние регистра сдвига определяется как $a_{-1}, a_{-2}, a_{-3}, ..., a_{-n+1}, a_{-n}$. Тогда выходная ПСП $a_0, a_1, a_2, ...$ определяется линейным рекуррентным соотношением

$$a_m = \sum_{i=1}^{n} c_i a_{m-i} \ , \ m = 0,1,2,... \ , \tag{13}$$

Так что последовательность определяется начальными условиями при синхронизации регистра. Подставляя (12) в (11), получим

$$G(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{i=1}^{n} c_i a_{k-i} x^k \ . \tag{14}$$

Изменяя порядок суммирования, получим

$$G(x) = \sum_{i=0}^{n} c_i x^i \sum_{k=0}^{\infty} a_{k-i} x^{k-i} \ \text{ или}$$

$$G(x) = \sum_{i=0}^{n} c_i x^i (a_{-i} x^{-i} + a_{-i+1} x^{-i+1} + ... + a_{-1} x^{-1} + \sum_{k=0}^{\infty} a_k x_k) \ . \tag{15}$$

Подставляя (13) в (15), получим

$$G(x) = \frac{\sum_{i=1}^{n} c_i x^i (a_{-i} x^{-i} + a_{-i+1} x^{-i+1} + ... + a_{-1} x^{-1})}{\sum_{i=0}^{n} c_i x^i} = \frac{g(x)}{f(x)}. \qquad (16)$$

Отметим, что начальные условия не влияют на выходную последовательность сдвигового регистра, поскольку начало предполагается, как время, когда начальные условия уже будут выведены из регистра сдвига.

Рассмотрим основные правила, по которым должны формироваться ПСП. На рисунке 4 приведено устройство генерации кодов Голда. Производящая функция последовательности Голда $G(x)$ определяется как сумма производящих функций двух М-последовательностей:

$$G(x) = G_1(x) + G_2(x), \qquad (17)$$

где $G_1(x)$ и $G_2(x)$ − производящие функции М-последовательностей верхнего и нижнего сдвигового регистра, соответственно; «+» − знак суммирования по модулю 2.

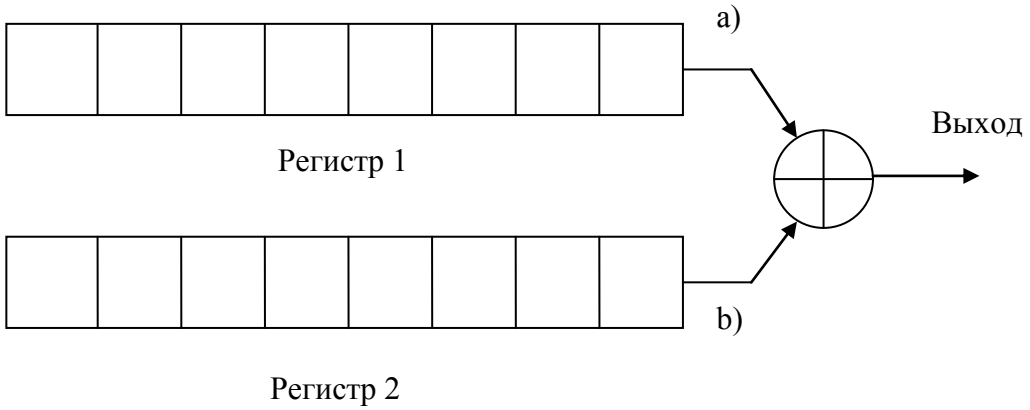


Рис. 4. Схема формирования ПСП Голда из двух М-последовательностей

В случае, когда две ПСП одинаковы, но имеют различные начальные условия, то их производящие функции описываются так

$$G_1(x) = \frac{\sum_{i=1}^{n} c_i x^i (a_{-i} x^{-i} + a_{-i+1} x^{-i+1} + ... + a_{-1} x^{-1})}{\sum_{i=0}^{n} c_i x^i}, \qquad (18)$$

$$G_2(x) = \frac{\sum_{i=1}^{n} c_i x^i (b_{-i} x^{-i} + b_{-i+1} x^{-i+1} + ... + b_{-1} x^{-1})}{\sum_{i=0}^{n} c_i x^i}. \qquad (19)$$

Подставляя выражения (19) и (20) в (18), получим

$$G_1(x) = \frac{\sum_{i=1}^{n} c_i x^i ((a_{-i} + b_{-i})x^{-i} + (a_{-i+1} + b_{-i+1})x^{-i+1} + (a_{-1} + b_{-1})x^{-1})}{\sum_{i=0}^{n} c_i x^i}. \qquad (20)$$

В результате получается та же самая М-последовательность, но начальная установка определяется как поразрядная сумма по модулю 2 начальных установок двух РСЛОС.

Когда направление цепи обратной связи взаимно изменяется, то получается конфигурация, представимая обратным многочленом. Это позволяет расширить поиск более простых матриц соединений по сравнению с уже найденными. Последнее означает, что разложению на множители подвергается не только $f(D)$, но также и $g(x) = f^*(D)$. Это часто позволяет получать более экономичные схемы. Части схем, полученные из этих форм, приведены на рисунке 3.

Только что описанный метод можно использовать для создания генераторов ПСП, используя минимальное число сумматоров по модулю 2. Показана возможность уменьшения количества сумматоров по модулю 2 генераторов псевдослучайных последовательностей вплоть до трех. Выигрыш при использовании указанного метода возрастает, когда количество ненулевых членов примитивного многочлена становится больше. Значительная экономия аппаратных средств, при построении генератора псевдослучайных последовательностей, может быть достигнута использованием предложенного метода по сравнению с методами, основанными на использовании сопровождающей матрицы. Многочлены, получаемые в этом случае, примитивные и неприводимые. Номера неприводимых многочленов приведены в [1, 2]. На основе этих данных построена таблица 1. В таблице 1 приведены матрицы соединений для всех примитивных многочленов степени 9, к которым применимы формулы (1) и (2), и которые должны использовать меньшее количество сумматоров по модулю 2, чем определяется сопровождающей матрицей. Многочлены степени менее 5 таким свойством не обладают. В таблице 1 использована следующая система обозначений:

1) коэффициенты многочленов указываются в восьмеричной системе, причем старшая степень предшествует младшей;

2) соединения описываются двумя множествами чисел, разделенных чертой. Каждое число p, предшествующее черте, указывает направление линии обратной связи в каскаде p; каждая цифра q, следующая за чертой, указывает направление, по которому выход каскада подключается к петле обратной связи;

3) каскады пронумерованы, слева направо. Это означает, что обратная связь, начинающаяся в каскаде K, направлена из каскада.

Таблица 1 – Построение РСЛОС

№ многочлена	Исходное число сумматоров по модулю 2	Снижение числа сумматоров по модулю 2	Схема соединений
075	3	2	1-4, 2-5
	5	4	1-369, 2-456, 147-9, 456-8
1137	5	4 3	
1707	5	4 3	1-347, 367-9, 2-289, 126-8 3-23, 78-7, 1-38, 27-9
1533	5	3	5-79, 13-5
1167	5	4	678-4, 6-234, 568-3,7-245, 467-2, 8-346
1715	5	4 3	567-5, 5-345, 346-2, 7-467 1-48, 26-9
1245	3	2	4-3, 7-6
1175	5	4 3	8-246, 468-2 56-3, 7-45

Заключение

Генераторы псевдослучайных последовательностей, построенные на регистрах сдвига, в которых направление цепи обратной связи взаимно изменяется, приводят к конфигурации, представимой обратным многочленом. Это позволяет расширить поиск более простых матриц соединений по сравнению с уже найденными, что дает возможность формировать генераторы ПСП, используя минимальное число сумматоров по модулю 2. Многочлены, получаемые в этом случае, примитивные и неприводимые. При этом многочлены степени менее 5 таким свойством не обладают.

Литература

1. Бессарабова А. А. М-последовательности. Воронеж: АО «Концерн «Созвездие», 2010. − 223с.
2. Питерсон У., Уэлдон Э. Коды, исправляющие ошибки: Пер. с англ. / Под ред. Р. Л. Добрушина, С. И. Самойленко. М.: Мир, 1976. − 594 с.
3. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. − 384 с.

References

1. Bessarabova A. A. M-sequences. Voronezh: JSC «Concern «Sozvezdie», 2010. − 223 p.
2. Peterson W. W., Weldon E. J. Error Correcting Codes. Cambridge: MIT Press, 1972. − 590 p.
3. Varakin L. E. Communication Systems with Noiselike Signals. M.: Radio and Communication, 1985. − 384 p.

ТЕОРИЯ МНОГОКРАТНОГО РАССЕЯНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН ВО ФРАКТАЛЬНЫХ ДИСКРЕТНЫХ СЛУЧАЙНО-НЕОДНОРОДНЫХ СРЕДАХ. Часть I. ВОЛНЫ В НЕУПОРЯДОЧЕННЫХ ФРАКТАЛЬНЫХ СИСТЕМАХ

А. А. Потапов[1]

[1]ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, Москва, Россия

Аннотация. Представлено современное состояние исследований в задачах многократного рассеяния волн фрактальными дискретными случайно-неоднородными средами. Подробно рассмотрены вопросы общей теории многократного рассеяния электромагнитных волн во фрактальных случайно-неоднородных средах на основе модификаций классической теории Фолди – Тверского. Настоящее исследование продолжает авторский цикл работ по обоснованию применения теории фракталов, физического скейлинга и дробных операторов в вопросах радиофизики и радиолокации.

Ключевые слова: рассеяние волн; радиолокация; фрактал; скейлинг.

THE THEORY OF MULTIPLE SCATTERING OF ELECTROMAGNETIC WAVES IN FRACTAL DISCRETE RANDOM MEDIA. Part I. WAVES IN DISORDERED FRACTAL SYSTEMS

A. A. Potapov[1]

[1]V.A.Kotel'nikov IREE RAS, Moscow, Russia

Abstract. The up-to-date status of researches in the problems of multiple scattering of waves by fractal discrete random media is presented. Issues of the general theory of multiple scattering of electromagnetic waves in the fractal random media on the basis of the Foldy-Tversky classical theory modifications are considered in detail. This research continues the author's series of papers on justification of application of the fractal theory, physical scaling and fractional operators in issues of radio physics and radio location.

Keywords: scattering of waves; radio location; fractal; scaling.

110-летию со дня рождения выдающегося ученого академика В.А. Котельникова (1908–2005), 75-летию постановления № ГОКО-3686сс от 4 июля 1943 г. «О радиолокации» и 65-летию ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН посвящается

1. Введение

Распространение и рассеяние волн в неупорядоченных системах считается одним из наиболее трудных предметов теоретической физики. Естественные и искусственные среды дают бесчисленные примеры разнообразного рассеяния волн на дискретных частицах. Хорошо известно, что когда волна распространяется в случайно-неоднородной среде, многократное рассеяние должно быть принято во внимание. Для

рассмотрения процессов многократного рассеяния применяются феноменологический и статистический подходы. Содержание феноменологического подхода составляет теория переноса излучения в рассеивающей среде. Ее аппаратом является уравнение переноса, выражающее закон сохранения энергии излучения или условие баланса яркостей световых пучков с учетом их поляризации. В случае статистического рассмотрения многократного рассеяния волн исходят из стохастического волнового уравнения или из системы таких уравнений, для которых ставится и исследуется задача дифракции волн на статистическом ансамбле частиц.

Теория многократного рассеяния для волн в средах, содержащих случайные рассеиватели, была изучена многими авторами [1 - 9]. Со времени опубликования работы [10], фракталы неизменно находятся в фокусе интересов различных физических и технических дисциплин, являясь подходящими моделями для различных физических явлений [11 - 17]. Распространение и рассеяние волн во фрактальных случайно-неоднородных средах имеет большой физический интерес для радиофизики, радиолокации, дистанционного зондирования, оптики, акустики, техники связи, биологии, медицины, нанотехнологий т.п. Одно из оригинальных теоретических и экспериментальных исследований рассеяния и дифракции на фракталах было проведено в [11] (см., также книги [12, 13]). Хотя все эти исследования привели к открытию некоторых из основополагающих физических принципов, многие проблемы, связанные с многократным рассеянием во фрактальных средах, все еще остаются.

Теоретическая основа для описания однократного и многократного рассеяния волн частицами формируется классической электродинамикой. В данной работе подробно рассмотрены вопросы общей теории многократного рассеяния электромагнитных волн во фрактальных случайно-неоднородных средах на основе модификаций теории Фолди – Тверского [1 - 3]. Введены основные концепции фрактальной среды и дается формулировка математики многократного рассеяния электромагнитных волн во фрактальной среде одновременно с физикой процесса рассеяния. Представлены модификации интегрального уравнения Фолди – Тверского для когерентного поля и интегрального уравнения Тверского для второго момента поля.

Можно также рассмотреть многократное рассеяние в сплошных средах со случайными флуктуациями показателя преломления. Этот класс проблем требует специальных подходов к решению, которые выходят за рамки данной работы [6 - 8].

Необходимо отметить, что данные вопросы находились в сфере интересов автора еще при подготовке монографий [12, 13], но не были включены в общий текст книг из-за превышения заданных объемов. Одновременно эти материалы были включены в отчеты по НИР, которые проводились автором в 90-е гг. XX в. Время показало актуальность данной тематики для вопросов физики конденсированных сред, радиофизики и радиолокации (см. цикл наших недавних работ по динамике растущей фрактальной поверхности в нанотехнологиях и в дистанционном зондировании; в частности, для радиолокации, например, – это динамика профиля снежного покрова и т.п.) [18 - 27].

Данная работа преследует цель обобщающего исследования того, как решается проблема многократного рассеяния волн на ансамбле частиц и в какой мере удается получить решение этой проблемы для современной теории многократного рассеяния волн во фрактальных дискретных случайно-неоднородных средах.

2. Многократное рассеяние волн ансамблем неподвижных и движущихся рассеивателей: классическое решение

Существуют два основных подхода к проблеме распространения волн в случайном облаке рассеивателей - строгая (аналитическая) теория и теория переноса [6, 7, 9]. Строгая теория или теория многократного рассеяния имеет в своей основе фундаментальные дифференциальные уравнения для полей, а затем привлекаются статистические соображения. Результаты предыдущих работ были обобщены Тверским, который получил замкнутую систему интегральных уравнений [2, 3]. В случае движущихся рассеивателей, поле становится функцией времени, поэтому, корреляции поля наблюдаются не только в пространстве, но и во времени. Перед рассмотрением фрактальной среды приведем достаточно подробно основные результаты классической теории Тверского, опираясь, в основном, на работы [2, 3, 7, 9].

Рассмотрим облако из N случайно распределенных в объеме V частиц с координатами $\mathbf{r}_1$, $\mathbf{r}_2$, …, $\mathbf{r}_N$. Частицы могут различаться как по форме, так и по размеру. Скалярное поле ψ_a в точке $\mathbf{r}_a$ пространства, не занятого частицами, удовлетворяет волновому уравнению

$$(\nabla^2 + k^2)\psi = 0, \tag{1}$$

где $k = 2\pi/\lambda$ - волновое число в окружающей частицы среде, λ - длина волны.

В уравнении (1) величина ψ может описывать одну из компонент электрического или магнитного поля. Обозначим через ϕ_i^a падающую волну в точке $\mathbf{r}_a$ при отсутствии частиц. Для полей вида ϕ_i^a верхний индекс обозначает точку, в которой рассматривается поле, а нижний индекс – происхождение этого поля. Тогда поле ψ^a в точке $\mathbf{r}_a$ (рисунок 1) представляет сумму падающей волны ϕ_i^a и вкладов U_s^a от каждой из N частиц, расположенных в точках $\mathbf{r}_s$, s = 1, 2, …, N:

$$\psi^a = \phi_i^a + \sum_{s=1}^{N} U_s^a , \tag{2}$$

$$U_s^a = u_s^a \Phi^s . \tag{3}$$

В выражении (2) U_s^a - волна в точке $\mathbf{r}_a$, рассеянная расположенным в точке $\mathbf{r}_s$ рассеивателем. В соответствии с (3) U_s^a определяется воздействием оператора рассеяния u_s^a для частицы в точке $\mathbf{r}_s$ и точки наблюдения $\mathbf{r}_a$ на падающую волну Φ^s на частицу в точке $\mathbf{r}_s$ – рисунок 2. Выражение $u_s^a\Phi^s$ является операторной записью поля в точке $\mathbf{r}_a$, обусловленного падением волны Φ^s на рассеиватель, находящийся в точке $\mathbf{r}_s$.

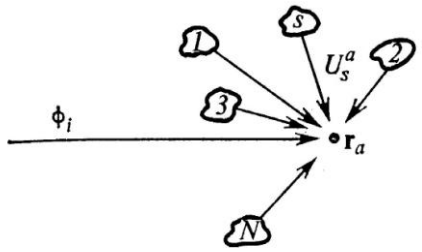


Рис. 1. Поле в точке $\mathbf{r}_a$.

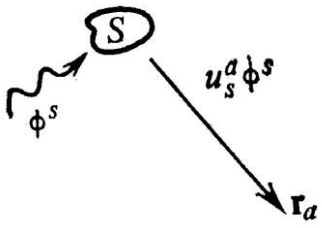


Рис. 2. Вклад от *s*-й частицы в общее поле.

В случае плоской волны Φ^s, распространяющейся в направлении орта $\hat{\mathbf{l}}$, с использованием приближения дальней зоны (расстояние между точками $\mathbf{r}_s$ и $\mathbf{r}_a$ велико)

$$\Phi^s = e^{i\mathbf{kr}}, \mathbf{k} = \mathbf{k}\hat{\mathbf{l}}, \tag{4}$$

для оператора u_s^a можно записать

$$u_s^a = f(\hat{\mathbf{O}},\hat{\mathbf{l}}).\exp(ikr)/r \tag{5}$$

где $\hat{\mathbf{O}}$ – единичный вектор в направлении $\mathbf{r}_a - \mathbf{r}_s, r = |\mathbf{r}_a - \mathbf{r}_s|$, $f(\hat{\mathbf{O}},\hat{\mathbf{l}})$ – амплитуда рассеяния.

Эффективное поле Φ^s состоит из падающей волны ϕ_i^s и поля рассеяния от всех частиц, за исключением рассеивателя в точке $\mathbf{r}_s$. Тогда, как показано на рисунке 3, имеем

$$\Phi^s = \phi_i^s + \sum_{t=1, t\neq s}^{N} U_t^s \,. \tag{6}$$

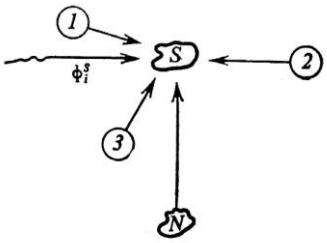


Рис. 3. Эффективное поле Φ^s для *s*-й частицы.

Уравнения (2) и (6) образуют фундаментальную пару уравнений

$$\psi^a = \phi_i^a + \sum_{s=1}^{N} u_s^a \Phi^s \,, \tag{7а}$$

$$\Phi^s = \phi_i^s + \sum_{t=1, t\neq s}^{N} u_t^s \Phi^t \,. \tag{7б}$$

Подставляя (7б) в (7а) и повторяя этот процесс мы исключаем из этих уравнений величину Φ. Тогда имеем:

$$\psi^a = \phi_i^a + \sum_{s=1}^{N} u_s^a (\phi_i^s + \sum_{t=1,t\neq s}^{N} u_t^s \Phi^t) = \phi_i^a + \sum_{s=1}^{N} u_s^a \phi_i^s + \sum_{s=1}^{N} \sum_{t=1,t\neq s}^{N} u_s^a u_t^s \phi_i^t) + \\ + \sum_{s=1}^{N} \sum_{t=1,t\neq s}^{N} \sum_{m=1,m\neq t}^{N} u_s^a u_t^s u_m^t \phi_i^m + \ldots \quad (8)$$

Теперь рассмотрим каждый член уравнения (8). Первый член – это падающая волна ϕ_i^a. Следующий член данного ряда

$$\sum_{s=1}^{N} u_s^a \phi_i^s \quad (8а)$$

учитывает все акты однократного рассеяния (рисунок 4,*а*), Следующая за ним двойная сумма

$$\sum_{s=1}^{N} \sum_{t=1,t\neq s}^{N} u_s^a u_t^s \phi_i^t \quad (8б)$$

описывает все процессы двукратного рассеяния (рисунок 4,*б*).

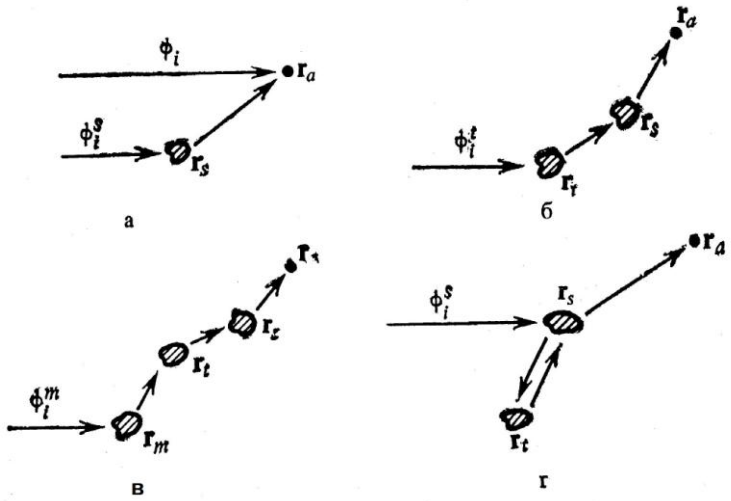


Рис. 4. Схемы однократного рассеяния *(а)*, двукратного рассеяния (*б*), трехкратного рассеяния (*в*) на различных частицах и процесс трехкратного рассеяния при прохождении волной одной и той же частицы более одного раза (*г*).

Третья сумма является тройной. В ней отсутствуют слагаемые с $t = s$ и $m = t$, тогда как член с $s = m$ в ней присутствует. Эту сумму можно разложить так, чтобы выделить слагаемые с разными s, t и m и с $s = m$:

$$\sum_{s=1}^{N} \sum_{t=1,t\neq s}^{N} \sum_{m=1,m\neq t}^{N} u_s^a u_t^s u_m^t \phi_i^m = \sum_{s=1}^{N} \sum_{t=1,t\neq s}^{N} \sum_{m=1,m\neq t,m\neq s}^{N} u_s^a u_t^s u_m^t \phi_i^m + \sum_{s=1}^{N} \sum_{t=1,t\neq s}^{N} u_s^a u_t^s u_s^t \phi_i^s . \quad (8в)$$

Первая тройная сумма из (8а) изображена на рисунке 4,*в*. Во второй сумме из (8а) имеются только рассеиватели в точках $\mathbf{r}_s$ и $\mathbf{r}_t$, ее график приведен на рисунке 4,*г*.

В общем случае полное поле ψ^a в точке $\mathbf{r}_a$, являющееся суперпозицией падающей волны и всех многократно рассеянных волн, можно разбить на две части:

1. Первая часть, которая описывается первой суммой в выражении (8а), содержит все многократно рассеянные волны, учитывающие последовательные рассеяния на разных рассеивателях. Данная часть иллюстрируется схемой на рисунке 5,*а*. Отметим, что *s* – текущий индекс для всех рассеивателей, так что имеется *N* членов с разными *s*; индекс *t* отмечает все рассеиватели, за исключением *s*, т.е., имеется $(N-1)$ член с разными *t*. Аналогично, имеется $(N-2)$ члена с разными *m*.

2. Вторая часть, которая описывается второй суммой в выражении (8а) и отвечает всем тем траекториям волны. Которые проходят через какую-либо частицу больше одного раза. Эта ситуация представлена на рисунке 5,*б*.

В теории Тверского учитываются все члены, принадлежащие к первой группе (рисунок 5,*а*) и пренебрегают членами, относящимися ко второй группе (рисунок 5,*б*). Очевидно, что первая группа описывает практически все многократно рассеянные волны, и теория Тверского должна давать прекрасные результаты, если обратное рассеяние мало по сравнению с рассеянием в других направлениях.

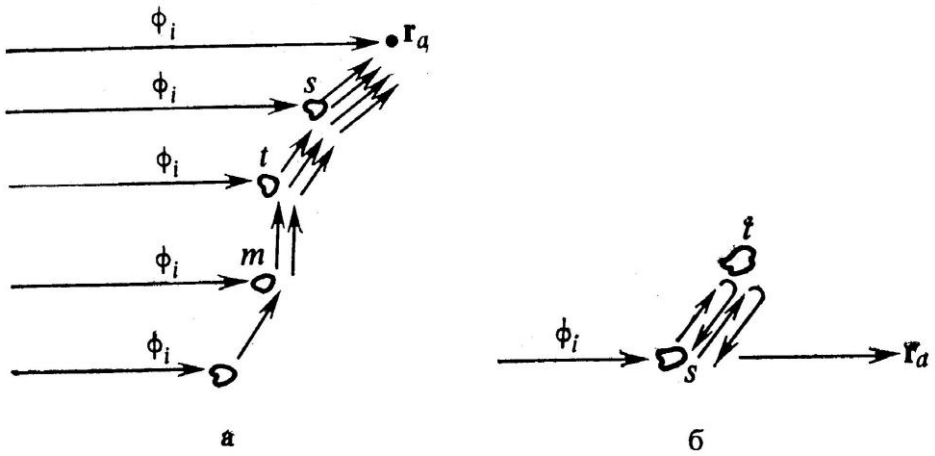


Рис. 5. Схема путей рассеянных волн, проходящих через различные рассеиватели (*а*), и схема путей рассеянных волн, проходящих через один и тот же рассеиватель более одного раза (*б*).

Исходя из вышесказанного, с математической точки зрения теория Тверского основана на представлении поля в следующем виде:

$$\psi^a = \phi_i^a + \sum_{s=1}^{N} u_s^a \phi_i^s + \sum_{s=1}^{N} \sum_{t=1,t\neq s}^{N} u_s^a u_t^s \phi_i^t + \sum_{s=1}^{N} \sum_{t=1,t\neq s}^{N} \sum_{m=1,m\neq t,m\neq s}^{N} u_s^a u_t^s u_m^t \phi_i^m + \ldots \qquad (9)$$

В таблице 1 (на основе данных [7]) дано сравнение числа членов, учитываемых при точном описании процесса многократного рассеяния (8) и при описании по Тверскому (9). Видно, что при больших *N* различие между точным описанием и описанием по Тверскому пренебрежимо мало.

Уравнение (9), которое называют разложение по Тверскому, полезно при понимании физики процессов рассеяния, но не удобно при вычислении искомых величин. Для этого случая Фолди и Тверским были получены замкнутые интегральные уравнения.

Таблица 1. Погрешности при точном описании многократного рассеяния и по Тверскому

Процесс рассеяния	Точное решение [(8)] - E	Уравнение Тверского [(9)] - T	$(E-T)/E$
ϕ_i^a падающее	1	1	0
Однократное рассеяние	N	N	0
Двукратное рассеяние	$N(N-1)$	$N(N-1)$	0
Трехкратное рассеяние	$N(N-1)^2$	$N(N-1)\,(N-2)$	$1/(N-1)$
Четырехкратное рассеяние	$N(N-1)^3$	$N(N-1)\,(N-2)\,(N-3)$	$(3N-5)/(N-1)^2$

3. Статистическое усреднение для случая дискретных рассеивателей

Рассмотрим, следуя [7, 9], случайную функцию f (поле ψ^a или произведение полей), которая зависит от параметров всех рассеивателей. Далее рассмотрим усреднение этой функции по ансамблю. Применяя функцию плотности вероятности $W(\underline{1}, \underline{2}, \underline{3}, \ldots, \underline{N})$, среднее значение функции f можно записать в виде:

$$\langle f \rangle = \iint\ldots\int f W(\underline{1}, \underline{2}, \underline{3}, \ldots, \underline{s}, \ldots, \underline{N}) d\underline{1} d\underline{2} d\underline{3} \ldots d\underline{s} \ldots d\underline{N}\,, \tag{10}$$

$$d\underline{s} = \mathrm{d}\mathbf{r}_s\; d\varsigma_s = dx_s dy_s dz_s\, d\varsigma_s \tag{11}$$

где $\mathrm{d}\mathbf{r}_s = dx_s dy_s dz_s$ – элементарный объем, $d\varsigma_s$ - учитывает все остальные характеристики рассеивателя и $d\varsigma_s = d$ (форма s-го рассеивателя) d (его ориентация в пространстве) d (его размер) ... .

Для малой концентрации частиц и малости их размеров по сравнению с расстоянием между ними, можно рассматривать все частицы как точечные, а влияние их размеров сказывается только на характеристиках рассеяния. При этом предположении имеем

$$W(\underline{1}, \underline{2}, \underline{3}, \ldots, \underline{s}, \ldots, \underline{N}) = w(\underline{1})\, w(\underline{2})\, w(\underline{3}) \ldots\; w(\underline{s}) \ldots\; w(\underline{N})\,. \tag{12}$$

В случае одинаковых статистических характеристик частиц

$$w(\underline{s}) = w(\mathbf{r}_s, \varsigma_s)\,, \tag{13}$$

осуществляя интегрирование по всем ς_s, получаем

$$\langle f \rangle = \iint\ldots\int [f]_\varsigma\, w(\mathbf{r}_1) w(\mathbf{r}_2) \ldots w(\mathbf{r}_s) \ldots w(\mathbf{r}_N) d\mathbf{r}_1 d\mathbf{r}_2 \ldots d\mathbf{r}_N\,, \tag{14}$$

где $[f]_\varsigma$ – среднее значение f, отвечающее средним характеристикам рассеивателя (форма, ориентация и т.д.).

Интерпретация функции плотности вероятности $w(\mathbf{r}_s)$ можно интерпретировать следующим образом:

$$w(\mathbf{r}_s)d\mathbf{r}_s = \textit{вероятность нахождения s-го рассеивателя в элементарном объеме } d\mathbf{r}_s =$$

$$= \frac{\textit{число рассеивателей внутри } d\mathbf{r}_s = dx_s dy_s dz_s}{\textit{полное число рассеивателей в } V} = \frac{\rho(\mathbf{r}_s)d\mathbf{r}_s}{N}\,, \qquad (15)$$

где $\rho(\mathrm{r_s})$ – локальная концентрация частиц, т.е. число рассеивателей в единичном объеме. Таким образом

$$w(\mathbf{r}_s) = \frac{\rho(\mathbf{r}_s)}{N}\,. \qquad (16)$$

При постоянной концентрации частиц в объеме V имеем $\rho = N/V$ и $w(\mathbf{r}_s) = 1/V$. В этом случае среднее значение (14) дается $[f]_\varsigma$ выражением

$$\langle f \rangle = \iint\!\!\cdots\!\int [f]_\varsigma \frac{\rho(\mathbf{r}_1)\rho(\mathbf{r}_2)\ldots\rho(\mathbf{r}_N)}{N^N} d\mathbf{r}_1 d\mathbf{r}_2 \ldots d\mathbf{r}_N\,. \qquad (17)$$

Если $[f]_\varsigma$ зависит только от положения s-го рассеивателя и не зависит от положения других рассеивателей, то $[f]_\varsigma = f(\mathbf{r}_\mathrm{s})$, и можно проинтегрировать (17) по всем $\mathbf{r}_\mathrm{s}$, …, $\mathbf{r}_{\mathrm{s},}$ за исключением $\mathbf{r}_\mathrm{s}$. Так как

$$\int w(\mathbf{r}_1)d\mathbf{r}_1 = \int \frac{\rho(\mathbf{r}_1)d\mathbf{r}_1}{N} = 1\,,$$

получаем

$$\langle f(\mathbf{r}_s)\rangle = \int f(\mathbf{r}_s)\frac{\rho(\mathbf{r}_s)}{N}d\mathbf{r}_s\,. \qquad (18)$$

Пространственные интегрирования выполняются по всему объему V.

Если $[f]_\varsigma$ зависит от положения двух различных рассеивателей (s-го и t-го), то, записав $[f] = f(\mathbf{r}_\mathrm{s}, \mathbf{r}_t)$, получаем

$$\langle f(\mathbf{r}_s, \mathbf{r}_t)\rangle = \iint f(\mathbf{r}_s, \mathbf{r}_t)\frac{\rho(\mathbf{r}_s)\rho(\mathbf{r}_t)}{N^2}d\mathbf{r}_s d\mathbf{r}_t\,. \qquad (19)$$

Соотношения (18) и (19) легко обобщаются на любое число рассеивателей. При больших концентрациях рассеивателей необходимо вводить двухточечную функцию распределения вероятностей [2, 22 - 24].

4. Основное интегральное уравнение Фолди – Тверского для когерентного поля

Предположим теперь, что частицы, заполняющие объем V, случайным образом перемещаются, и рассмотрим поле во внутренней точке $\mathbf{r} \subset V$. В общем случае поле ψ^a изменяется во времени из-за случайных временных вариаций координат частиц, хотя и гораздо медленнее, чем из-за временного фактора $\exp(-i\omega t)$. Типичный измерение занимает значительное количество времени, в течение которого электромагнитные сигнал усредняется по репрезентативному набору положений и состояний частиц.

Следовательно, часто удобно разложить поле ψ^a на среднее (или когерентное) поле $\langle\psi^a\rangle$ и флуктуационное (или некогерентное) поле ψ_f^a.

Статистическое усреднение выполняется по тем координатам и состояниям всех частиц которые физически реализуемы в течение времени измерения. Очень важно признать, что определяемое таким образом когерентное поле $\langle\psi^a\rangle$ не является реальным физическим полем, а скорее это чисто математическое построение. Действительно, если мы восстановим временный гармонический фактор exp(-*iωt*), который мы до сих пор опускаем ради краткости, мы должны заключить, что среднее фактического электрического поля равно нулю

$$\frac{1}{T}\int_t^{t+T} dt' \exp(-i\omega t')_{T>>2\pi/\omega} = 0 .$$

Напротив, когерентное поле не исчезает, поскольку он определяется как среднее по времени части электрического поля, которое не включают множитель exp(-*iωt*). Единственная причина введения когерентного поля состоит в том, что оно в конечном итоге появится в формулах для величин, которые описывают многократно рассеянное излучение и может быть фактически измерено с помощью подходящего устройства. Эти величины определяются таким образом, что фактор exp(-*iωt*) естественно исчезает при умножении на его комплексно-сопряженный аналог.

Квадрат амплитуды среднего поля есть когерентная интенсивность $\left|\langle\psi^a\rangle\right|^2$. Средний квадрат амплитуды флуктуационного поля есть некогерентная интенсивность $\left\langle\left|\psi_f^a\right|^2\right\rangle$. Полная интенсивность представляет собой средний квадрат амплитуды полного поля $\left\langle\left|\psi^a\right|^2\right\rangle$ и равна сумме когерентной и некогерентной интенсивностей

$$\left\langle\left|\psi^a\right|^2\right\rangle = \left\langle\left|\langle\psi^a\rangle + \psi_f^a\right|^2\right\rangle = \left|\langle\psi^a\rangle\right|^2 + \left\langle\left|\psi_f^a\right|^2\right\rangle . \tag{20}$$

Кратко на качественном уровне рассмотрим, следуя [2, 22 - 24], нормальное падение плоской волны на полубесконечную область со случайными рассеивателями. Когерентная интенсивность уменьшается из-за рассеяния и поглощения по закону

$$C = \text{когерентная интенсивность} = \exp(-\rho\sigma_t z) , \tag{21}$$

где σ_t - сумма сечений рассеяния и поглощения.

С другой стороны, рассеянная мощность – это некогерентная мощность, она дает вклад в полную интенсивность. В результате полная интенсивность T по существу зависит только от поглощения, так что

$$T = \textit{полная интенсивность} \approx \exp(-\rho\sigma_a z) . \tag{22}$$

Поэтому некогерентная интенсивность I можно аппроксимировать выражением

$$I \approx \exp(-\rho\sigma_a z) - \exp(-\rho\sigma_t z) . \tag{23}$$

В теории переноса когерентная и некогерентная интенсивности отвечают ослабленной падающей и диффузной интенсивностям соответственно.

Рассмотрим когерентное поле, используя теорию Тверского и уравнение (9). Тогда

$$\left\langle \psi^a \right\rangle = \phi_i^a + \sum_{s=1}^{N} \left\langle u_s^a \phi_i^s \right\rangle + \sum_{s=1}^{N} \sum_{t=1, t\neq s}^{N} \left\langle u_s^a u_t^s \phi_i^t \right\rangle + \sum_{s=1}^{N} \sum_{t=1, t\neq s}^{N} \sum_{m=1, m\neq t, m\neq s}^{N} \left\langle u_s^a u_t^s u_m^t \phi_i^m \right\rangle + \ldots \quad (24)$$

или с использованием уравнений (17) – (19):

$$\begin{aligned} \left\langle \psi^a \right\rangle = \phi_i^a + \sum_{s=1}^{N} \int u_s^a \phi_i^s w(\mathbf{r}_s) d\mathbf{r}_s + \sum_{s=1}^{N} \sum_{t=1, t\neq s}^{N} \iint u_s^a u_t^s \phi_i^t w(\mathbf{r}_s) w(\mathbf{r}_t) d\mathbf{r}_s d\mathbf{r}_t + \\ + \sum_{s=1}^{N} \sum_{t=1, t\neq s}^{N} \sum_{m=1, m\neq t, m\neq s}^{N} \iiint u_s^a u_t^s u_m^t \phi_i^m w(\mathbf{r}_s) w(\mathbf{r}_t) w(\mathbf{r}_m) d\mathbf{r}_s d\mathbf{r}_t d\mathbf{r}_m + \ldots \end{aligned} \quad (25)$$

С учетом (16), получим

$$\begin{aligned} \left\langle \psi^a \right\rangle = \phi_i^a + \int u_s^a \phi_i^s \rho(\mathbf{r}_s) d\mathbf{r}_s + \frac{N(N-1)}{N^2} \iint u_s^a u_t^s \phi_i^t \rho(\mathbf{r}_s) \rho(\mathbf{r}_t) d\mathbf{r}_s d\mathbf{r}_t + \\ + \frac{N(N-1)(N-2)}{N^3} \iiint u_s^a u_t^s u_m^t \phi_i^m \rho(\mathbf{r}_s) \rho(\mathbf{r}_t) \rho(\mathbf{r}_m) d\mathbf{r}_s d\mathbf{r}_t d\mathbf{r}_m + \ldots \end{aligned} \quad (26)$$

В пределе $N \to \infty$ имеем

$$\begin{aligned} \left\langle \psi^a \right\rangle = \phi_i^a + \int u_s^a \phi_i^s \rho(\mathbf{r}_s) d\mathbf{r}_s + \iint u_s^a u_t^s \phi_i^t \rho(\mathbf{r}_s) \rho(\mathbf{r}_t) d\mathbf{r}_s d\mathbf{r}_t + \\ + \iiint u_s^a u_t^s u_m^t \phi_i^m \rho(\mathbf{r}_s) \rho(\mathbf{r}_t) \rho(\mathbf{r}_m) d\mathbf{r}_s d\mathbf{r}_t d\mathbf{r}_m + \ldots \end{aligned} \quad (27)$$

При выводе (27) были использованы соотношения

$$\begin{aligned} \sum_{s=1}^{N} \left\langle u_s^a \phi_i^s \right\rangle = \sum_{s=1}^{N} \int (u_s^a \phi_i^s) \frac{\rho(\mathbf{r}_s)}{N} d\mathbf{r}_s = \int u_s^a \phi_i^s \rho(\mathbf{r}_s) d\mathbf{r}_s \ , \\ \sum_{s=1}^{N} \sum_{t=1, t\neq s}^{N} \left\langle u_s^a u_t^s \phi_i^t \right\rangle = \sum_{s=1}^{N} \sum_{t=1, t\neq s}^{N} \int\int u_s^a u_t^s \phi_i^s \frac{\rho(\mathbf{r}_s) \rho(\mathbf{r}_t)}{N^2} d\mathbf{r}_s d\mathbf{r}_t = \\ = \frac{(N-1)}{N} \iint u_s^a u_t^s \phi_i^s \rho(\mathbf{r}_s) \rho(\mathbf{r}_t) d\mathbf{r}_s d\mathbf{r}_t \ , \end{aligned} \quad (28)$$

что в пределе $N \to \infty$ дает

$$\iint u_s^a u_t^s \phi_i^s \rho(\mathbf{r}_s) \rho(\mathbf{r}_t) d\mathbf{r}_s d\mathbf{r}_t \quad .$$

Заметим, что индексы *s*, *t*, ... больше не являются индексами суммирования и используются только для обозначения разных переменных интегрирования. Уравнение (27) является полной векторной версией решения, полученного Тверским (1964) для скалярных волн.

Разложение (27) эквивалентно интегральному уравнению Фолди – Тверского

$$\left\langle \psi^a \right\rangle = \phi_i^a + \int u_s^a \left\langle \psi^s \right\rangle \rho(\mathbf{r}_s) d\mathbf{r}_s \ , \quad (29)$$

так как интегрирование (29) приводит к (27).

Интегральное уравнение (29) есть основное уравнение для когерентного поля в теории Тверского. Фолди получил его как некоторую аппроксимацию, а Тверской установил его физический смысл. Величина $\left\langle \psi^a \right\rangle$, определяемая интегральным

уравнением (29), по существу совпадает со средним значением поля ψ^a, изображенного на рисунке 5,*а*.

5. Интегральное уравнение Тверского для корреляционной функции

Рассмотрим физическое содержание интегрального уравнения Тверского для интенсивности, согласующееся с интегральным уравнением Фолди – Тверского (29) для когерентного поля. Интегральное уравнение Тверского можно записать в виде

$$\left\langle \psi^a \psi^{b*} \right\rangle = \left\langle \psi^a \right\rangle \left\langle \psi^{b*} \right\rangle + \int v_s^a v_s^{b*} \left\langle \left| \psi^s \right|^2 \right\rangle \rho(\mathbf{r}_s) d\mathbf{r}_s , \tag{30}$$

где v_s^a удовлетворяет интегральному уравнению

$$v_s^a = u_s^a + \int u_t^a v_s^t \rho(\mathbf{r}_t) d\mathbf{r}_t , \tag{31}$$

звездочка указывает на переход к комплексно-сопряженной величине.

Второй момент поля $\left\langle \psi^a \psi^{b*} \right\rangle$ определяется парой интегральных уравнений (30) и (31). Для пояснения физического смысла этих уравнений необходимо взять итерации этих уравнений. Для уравнения (31) имеем

$$v_s^a = u_s^a + \int u_t^a u_s^t \rho(\mathbf{r}_t) d\mathbf{r}_t + \int u_t^a u_m^t u_s^m \rho(\mathbf{r}_t) \rho(\mathbf{r}_m) d\mathbf{r}_t d\mathbf{r}_m + \ldots \tag{32}$$

В (32) первый член u_s^a описывает рассеяние на рассеивателе *s*, который находится в точке $\mathbf{r}_a$ (рис. 6).

Второй член в (32) в пределе $N \to \infty$ имеет вид

$$\int u_t^a u_s^t \rho(\mathbf{r}_t) d\mathbf{r}_t = \sum_{t=1, t\neq s}^{N} \left\langle u_t^a u_s^t \right\rangle_s , \tag{33}$$

где угловые скобки $\langle\ \rangle_s$ означают усреднение по характеристикам рассеивателя *t* в предположении, что параметры частицы *s* фиксированы.

Выражение (33) описывает волну, рассеянную сначала частицей *s*, а затем частицей *t* и достигающую точки $\mathbf{r}_a$. Третий член в (32) описывает распространение волны от частицы *s* к частице *m*, затем к частице *t* и, наконец, в точку $\mathbf{r}_a$. Таким образом, v_s^a описывает все процессы многократного рассеяния от частицы *s* к точке *a* с участием различных рассеивателей, как показано на рисунке 6.

Аналогичным образом проинтегрируем интегральное уравнение (30):

$$\begin{aligned} \left\langle \psi^a \psi^{b*} \right\rangle = \left\langle \psi^a \right\rangle \left\langle \psi^{b*} \right\rangle + \int v_s^a v_s^{b*} \left| \left\langle \psi^s \right\rangle \right|^2 \rho(\mathbf{r}_s) d\mathbf{r}_s + \int v_s^a v_s^{b*} v_t^s v_t^{s*} \left| \left\langle \psi^t \right\rangle \right|^2 \rho(\mathbf{r}_s) \rho(\mathbf{r}_t) d\mathbf{r}_s d\mathbf{r}_t + \\ + \int v_s^a v_s^{b*} v_t^s v_t^{s*} v_m^t v_m^{t*} \left| \left\langle \psi^m \right\rangle \right|^2 \rho(\mathbf{r}_s) \rho(\mathbf{r}_t) \rho(\mathbf{r}_m) d\mathbf{r}_s d\mathbf{r}_t d\mathbf{r}_m + \ldots \end{aligned} \tag{34}$$

Первый член (34), имеющий вид $\left\langle \psi^a \right\rangle \left\langle \psi^{b*} \right\rangle$, есть произведение когерентного поля в точке *a* на комплексно-сопряженное когерентное поле в точке *b*. Поскольку $\left\langle \psi^a \right\rangle$ представляет собой среднее значение поля ψ^a, которое соответствует сумме всех многократных рассеяний, показанных на рисунке 5,*а*, этот член можно изобразить, как показано на рисунке 7,*а*.

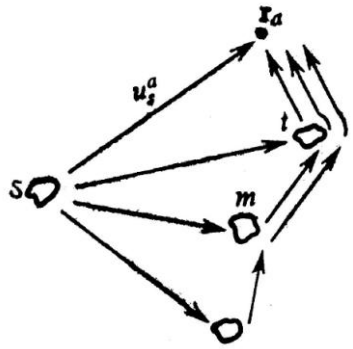


Рис. 6. Процессы рассеяния для v_s^a .

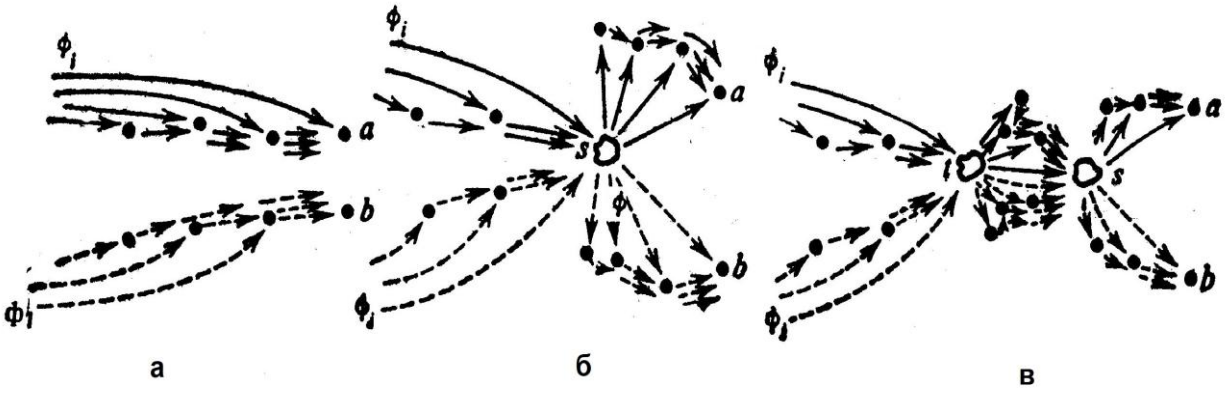


Рис. 7. Процессы рассеяния, соответствующие первому (*а*), второму (*б*) и третьему (*в*) членам уравнения (34).

Следующий член

$$\int v_s^a v_s^b * \left|\left\langle \psi^s \right\rangle\right|^2 \rho(\mathbf{r}_s) d\mathbf{r}_s$$

представляет волну в точке *a*, порожденную процессом рассеяния (рисунок 6) когерентного поля в точке *s*, и волну в точке *b*, обусловленную рассеянием комплексно-сопряженного поля $v_s^b *$. Этот член показан на рисунке 7,*б*. Аналогичное изображение третьего члена приведено на рисунке 7,*в*.

При продолжении этого процесса, мы приходим к выводу, что интегральное уравнение Тверского можно получить, усредняя произведение полей ψ^a и $\left\langle \psi^{b*} \right\rangle$, даваемых основными процессами рассеяния (9), проиллюстрированными на рисунке 5,*а*.

Таким образом, как интегральное уравнение Фолди – Тверского для когерентного поля, так и интегральное уравнение Тверского для интенсивности учитывают одни и те же процессы рассеяния, описываемые выражением (9), и поэтому эти уравнения согласуются друг с другом.

Заметим, что эти уравнения соответствуют первому сглаженному приближению в более строгих уравнениях Дайсона и Бете – Солпитера, которые можно вывести с помощью диаграммных методов [6, 7, 9].

6. Когерентное поле

Рассмотрим случай нормального падения плоской волны на слой толщиной d, содержащий большое число рассеивателей [7, 9]. Падающая волна, распространяющаяся вдоль оси z, дается выражением

$$\phi_i(r) = e^{ikz}. \tag{35}$$

Необходимо определить когерентное поле $\langle\psi\rangle$ внутри слоя, которое удовлетворяет интегральному уравнению Фолди – Тверского (29). Когерентное поле $\langle\psi\rangle$, также, как и геометрия слоя не зависит от координат x и у, поэтому $\langle\psi\rangle$ должно соответствовать плоской волне, распространяющейся в направлении $+z$. В случае расположения точки $\mathbf{r}_a$ в дальней зоне по отношению к рассеивателю в точке $\mathbf{r}_a$ приближенно

$$u_s^a \left\langle \psi^s \right\rangle = f(\hat{\mathbf{0}}, \hat{\mathbf{i}}) \frac{\exp(ik|\mathbf{r}_a - \mathbf{r}_s|)}{|\mathbf{r}_a - \mathbf{r}_s|} \left\langle \psi^s \right\rangle, \tag{36}$$

где $\hat{\mathbf{i}}$ - единичный вектор в направлении распространения $\langle\psi^s\rangle$, $\hat{\mathbf{0}}$ – единичный вектор в направлении $\mathbf{r}_a$ - $\mathbf{r}_s$.

Используя (35) и (36), приведем интегральное уравнение (29) к виду

$$\langle\psi(z)\rangle = e^{ikz} + \int_0^d dz_s \int_{-\infty}^{\infty} dx_s \int_{-\infty}^{\infty} dy_s f(\hat{\mathbf{0}}, \hat{\mathbf{i}}) \frac{\exp(ik|\mathbf{r} - \mathbf{r}_s|)}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}_s|} \rho(z_s) \langle\psi(z_s)\rangle. \tag{37}$$

При нахождении когерентного поля внутри слоя $0 < z < d$ интегрирование в (37) по переменным x_s и y_s выполним методом стационарной фазы. Тогда, пренебрегая в итогом выражении интегралом с множителем $f(-\hat{\mathbf{i}}, \hat{\mathbf{i}})$ - амплитуда рассеяния назад, интегральное уравнение (37) принимает вид

$$\langle\psi(z)\rangle = e^{ikz} + \int_0^z dz_s \frac{2\pi i}{k} \exp[ik(z - z_s)] f(\hat{\mathbf{i}}, \hat{\mathbf{i}}) \rho(z_s) \langle\psi(z_s)\rangle. \tag{38}$$

Предполагая далее плотность частиц $\rho(z_s)$ постоянной, имеем

$$\langle\psi(z)\rangle = e^{ikz}\left[1 + \frac{2\pi i}{k} f(\hat{\mathbf{i}}, \hat{\mathbf{i}}) \rho \int_0^z \exp(-ikz_s) \langle\psi(z_s)\rangle dz_s\right]. \tag{39}$$

Интегральное уравнение (39) решается точно при использовании подстановки

$$\langle\psi(z)\rangle = Ae^{iKz}. \tag{40}$$

В результате получим

$$A = 1,\ K = k + \frac{2\pi f(\hat{\mathbf{i}}, \hat{\mathbf{i}})\rho}{k}. \tag{41}$$

Решение (40) и (41) означает, что при падении на слой плоской волны, среднее поле распространяется в слое с постоянной распространения K.

В общем случае произвольной падающей на слой волны среднее поле $\langle\psi\rangle$ можно описать, считая, что оно удовлетворяет волновому уравнению

$$(\nabla^2 + K^2)\langle\psi(\mathbf{r})\rangle = 0, \tag{42}$$

где комплексное волновое число $K = k + [2\pi f(\hat{\mathbf{i}}, \hat{\mathbf{i}})/k]\rho$.

Отметим [7], что амплитуда рассеяния $f(\hat{\mathbf{i}},\hat{\mathbf{i}})$ - комплексная величина, даже в случае непоглощающих рассеивателей. Поэтому в процессе распространения когерентное поле $\langle\psi(\mathbf{r})\rangle$ ослабляется. Данный вид ослабления обусловлен рассеянием и связан с сечением рассеяния. Для пояснения, рассмотрим когерентную интенсивность плоской падающей волны. В этом случае имеем

$$\left|\langle\psi(z)\rangle\right|^2 = \exp\left\{-[\frac{4\pi\rho}{k}\operatorname{Im} f(\hat{\mathbf{i}},\hat{\mathbf{i}})]z\right\} . \tag{43}$$

Согласно оптической теореме, следующей из закона сохранения энергии при рассеянии волн

$$\frac{4\pi}{k}\operatorname{Im} f(\hat{\mathbf{i}},\hat{\mathbf{i}}) = \sigma_s+\sigma_a , \tag{44}$$

где σ_s - сечение рассеяния, σ_a - сечение поглощения, т.е., изымаемая из падающей волны энергия идет на рассеяние и поглощение.

Поэтому формула (43) принимает вид

$$\left|\langle\psi(z)\rangle\right|^2 = \exp[-\rho(\sigma_s+\sigma_a)z], \quad 0<z<d . \tag{45}$$

Для области вне слоя $z > d$ необходимо подставить (40) в (39) и заменить верхний предел интеграла на d. В результате получим

$$\langle\psi(z)\rangle = \exp[iKd + ik(z-d)], \tag{46}$$

$$\left|\langle\psi(z)\rangle\right|^2 = \exp[-\rho(\sigma_s+\sigma_a)d], \quad z>d . \tag{47}$$

Таким образом, когерентная интенсивность ослабляется экспоненциально, причем постоянная ослабления пропорциональна плотности рассеивателей и полному сечению $(\sigma_s+\sigma_a)$.

Хотя проведенный анализ относится к случаю падения на слой плоской волны, обобщение такого подхода с помощью уравнения (42), оказывается хорошим приближением для многих практических ситуаций.

7. Фрактальные дискретные случайно-неоднородные среды

Сначала дадим краткий обзор существующих теоретических методов определения электродинамических характеристик одной частицы. Эти величины также необходимы для описания рассеяния волн на отдельной случайной частице, а также на небольшой группе случайных частиц.

Рассеяние света одной частицей в основном зависит от трех ключевых факторов: размера рассеивателя (по сравнению с длиной волны), его формы и показателя преломления. Неограниченная изменчивость частиц в естественных и антропогенных средах является непреодолимой проблемой при теоретическом описании процессов распространения и рассеяния волн на таких частицах или в кластерах из таких рассеивателей.

Случай сферически-симметричных частиц является исключением, поскольку с ним можно легко справиться с использованием классической теории Лоренца-Ми

(очень эффективной и численно точной) или одного из ее расширений. Большинство существующих точных теоретических подходов относятся к одной из двух широких категорий.

Методы дифференциальных уравнений дают рассеянное поле через решение уравнений Максвелла или векторное волновое уравнение в частотной или во временной области, тогда как методы интегральных уравнений основаны на объемных или поверхностных интегральных аналогах уравнений Максвелла.

Любая приближенная теория рассеяния волн основана на упрощающем предположении, что существенно ограничивает ее диапазон применимости. Практическая значимость приближенных теорий уменьшается по мере того, как различные точные методы созревают и становятся применимыми к более широкому кругу проблем, в то время как компьютеры становятся все более мощными.

Однако приближенные теории все еще остаются ценным источником физического понимания процессов рассеяния и поглощения несферическими частицами. Кроме того, вполне вероятно, что по крайней мере одно приближение геометрической оптики никогда не устареет, поскольку его точность улучшается по мере роста параметра размера частиц, тогда как все точные теоретические методы для несферических частиц перестают быть практически пригодными, когда параметр размера превышает определенный порог. Однако этот метод является приблизительным по определению, и его диапазон применимости в условиях параметра наименьшего размера должны быть проверен путем сравнения полученных результатов с точными численными решениями уравнений Максвелла.

Обзор существующих теоретических и экспериментальные методы определения одночастичных характеристик и дальнейшие ссылки можно найти в книге [28].

В данной работе мы рассматриваем проблему многократного рассеяния только для радиолокационных задач, речь не идет о высокоразрешающей оптике и лидарных системах.

Поэтому фрактальность должна сказываться в первую очередь на пространственном распределении рассеивающих частиц, т.е., речь идет о больших пространственно-временных фрактальных кластерах [12, 13]. Слой снега может быть примером такой фрактальной рассеивающей среды.

Относительно фрактальной формы отдельной частицы (кристаллы льда в облаках и в снежном покрове) можно заметить, что современные теоретические и экспериментальные исследования в оптике и ИК диапазоне показали [9, 12, 13, 28] преобладание достаточно равномерной амплитуды рассеяния $f(\hat{\mathbf{0}}, \hat{\mathbf{i}})$ по сравнению с другими формами частиц во всем интервале углов рассеяния 0 … 180^0.

8. Модификация классической теории Фолди – Тверского для фрактальных дискретных случайно-неоднородных сред

Как хорошо известно, идея фрактальности базируется на отсутствии характеристической длины, т.е., на самоподобии [10, 12 - 14]. По-сути, фрактальная размерность D показывает, как плотно конфигурация среды или объекта заполняет

метрическое пространство, в котором они находится. Для задач рассеяния и дифракции волн применение идей фрактальности широко представлено в книгах [12, 13].

Остановимся далее на некоторых деталях модификации классической теории Фолди – Тверского для фрактальных дискретных случайно-неоднородных сред.

Предположим, имеется фрактальный объект размером l_0. Из определения фрактальной размерности D следует, что при изменении длины или масштаба от l_0 до l ($l < l_0$), получается N объектов, содержащих часть фрактала

$$N = \left(\frac{l_0}{l}\right)^D . \tag{48}$$

Если все фракталы подобны, то имеем однородный фрактал. Обозначим через E евклидову размерность, и перепишем (48) в виде

$$Nl^E = \left(\frac{l_0}{l}\right)^D l^E . \tag{49}$$

Функцию плотности вероятности w (15) для фрактальной среды можно оценить следующим образом. Вероятность занятия фракталом части пространства $w(l)$ есть его объем Nl^E, разделенный на общий объем l_0^E. Тогда

$$w(l) = \frac{Nl^E}{l_0^E} = \left(\frac{l}{l_0}\right)^{E-D} . \tag{50}$$

При модификации теории Фолди - Тверского для фрактальной рассеивающей среды в первом приближении необходимо учитывать в интегральных уравнениях для когерентного поля (26) и (27) выражение (50). Тогда

$$\begin{aligned}\left\langle \psi^a \right\rangle = \phi_i^a + \int u_s^a \phi_i^s w(\mathbf{r}_s) d\mathbf{r}_s + \iint u_s^a u_t^s \phi_i^t w(\mathbf{r}_s) w(\mathbf{r}_t) d\mathbf{r}_s d\mathbf{r}_t + \\ + \iiint u_s^a u_t^s u_m^t \phi_i^m w(\mathbf{r}_s) w(\mathbf{r}_t) w(\mathbf{r}_m) d\mathbf{r}_s d\mathbf{r}_t d\mathbf{r}_m + \ldots\end{aligned} \tag{51}$$

Аналогично можно выполнить такие же математические операции для каскада фракталов, вложенных друг в друга, или для цепочки фракталов. Данные виды сложных фрактальных и мультифрактальных кластеров широко распространены в природе и нанотехнологиях [12 - 15].

Уравнения (30) и (34) второго момента поля $\left\langle \psi^a \psi^{b*} \right\rangle$ для фрактальной рассеивающей среды принимают вид соответственно

$$\left\langle \psi^a \psi^{b*} \right\rangle = \left\langle \psi^a \right\rangle \left\langle \psi^{b*} \right\rangle + \int v_s^a v_s^{b*} \left\langle \left| \psi^s \right|^2 \right\rangle w(\mathbf{r}_s) d\mathbf{r}_s , \tag{52}$$

$$\begin{aligned}\left\langle \psi^a \psi^{b*} \right\rangle = \left\langle \psi^a \right\rangle \left\langle \psi^{b*} \right\rangle + \int v_s^a v_s^{b*} \left| \left\langle \psi^s \right\rangle \right|^2 w(\mathbf{r}_s) d\mathbf{r}_s + \int v_s^a v_s^{b*} v_t^s v_t^{s*} \left| \left\langle \psi^t \right\rangle \right|^2 w(\mathbf{r}_s) w(\mathbf{r}_t) d\mathbf{r}_s d\mathbf{r}_t + \\ + \int v_s^a v_s^{b*} v_t^s v_t^{s*} v_m^t v_m^{t*} \left| \left\langle \psi^m \right\rangle \right|^2 w(\mathbf{r}_s) w(\mathbf{r}_t) w(\mathbf{r}_m) d\mathbf{r}_s d\mathbf{r}_t d\mathbf{r}_m + \ldots ,\end{aligned} \tag{53}$$

где

$$v_s^a = u_s^a + \int u_t^a v_s^t w(\mathbf{r}_t) d\mathbf{r}_t . \tag{54}$$

Вычислим когерентное поле $\langle\psi\rangle$ при нормальном падении плоской волны на фрактальный слой толщиной d, содержащий большое число рассеивателей. Падающее поле имеет вид плоской волны (35), распространяющейся вдоль оси z. Тогда:

$$\langle\psi(z)\rangle = e^{ikz} + \int_0^d dz_s \int_{-\infty}^{\infty} dx_s \int_{-\infty}^{\infty} dy_s w(z_s) f(\hat{\mathbf{0}}, \hat{\mathbf{i}}) \frac{\exp(ik|\mathbf{r}-\mathbf{r}_s|)}{|\mathbf{r}-\mathbf{r}_s|} \langle\psi(z_s)\rangle \ . \tag{54}$$

Используя вышеприведенную процедуру (см. п. 5 данной работы), можно получить, что среднее поле $\langle\psi\rangle$ во фрактальной рассеивающей среде удовлетворяет волновому уравнению

$$(\nabla^2 + K^2)\langle\psi(\mathbf{r})\rangle = 0 \ , \tag{55}$$

где комплексное волновое число

$$K = k + \frac{2\pi f(\hat{\mathbf{i}}, \hat{\mathbf{i}}) w(\mathbf{r})}{k} \ . \tag{56}$$

Интегральное уравнение (29) в соответствии с (37) для фрактального слоя имеет вид

$$\langle\psi(z)\rangle = e^{ikz} + \int_0^d dz_s \int_{-\infty}^{\infty} dx_s \int_{-\infty}^{\infty} dy_s f(\hat{\mathbf{0}}, \hat{\mathbf{i}}) \frac{\exp(ik|\mathbf{r}-\mathbf{r}_s|)}{|\mathbf{r}-\mathbf{r}_s|} w(z_s) \langle\psi(z_s)\rangle \ . \tag{57}$$

Из решения волнового уравнения (55) когерентная интенсивность плоской падающей волны равна

$$\left|\langle\psi(z)\rangle\right|^2 = \exp\left\{-[\frac{4\pi w(z)}{k} \operatorname{Im} f(\hat{\mathbf{i}}, \hat{\mathbf{i}})]z\right\} \ . \tag{58}$$

Для фрактального слоя толщиной d когерентная интенсивность плоской падающей волны с учетом оптической теоремы (44) и уравнений (45) и (47) имеет вид

$$\left|\langle\psi(\mathrm{z})\rangle\right|^2 = \exp[-w(r)(\sigma_s + \sigma_a)d] \ , \ \text{для} \ \ z > d \ . \tag{59}$$

$$\left|\langle\psi(\mathrm{z})\rangle\right|^2 = \exp[-w(r)(r)(\sigma_s + \sigma_a)z] \ , \ \text{для} \ \ 0 < z < d \ . \tag{60}$$

Мы получили на основе модификации классической теории Фолди – Тверского развитую общую теорию для многократного рассеяния волн во фрактальных случайно-неоднородных средах.

9. Заключение

Изложенный в данной работе модифицированный метод Фолди – Тверского для многократного рассеяния волн во фрактальных дискретных случайно-неоднородных средах имеет весьма общий характер и позволяет единым образом рассматривать большое число волновых явлений, порождаемых теорией фракталов и практикой их применения. Построенная модификация теории многократного рассеяния позволила включить в рассмотрение значения фрактальной размерности D и фрактальной сигнатуры $D(\mathbf{r}, t)$ неупорядоченной большой системы.

Настоящее исследование продолжает авторский цикл работ по обоснованию применения теории фракталов, физического скейлинга и дробных операторов в

вопросах радиофизики и радиолокации, начатых автором впервые в СССР в ИРЭ АН СССР в конце 70-х годов XX века.

10. Благодарности

Эта работа была частично поддержана проектом Международного научно-технического центра № 0847.2 (2000–2005, США), Российским фондом фундаментальных исследований (проекты №№ 05-07-90349, 07-07-07005, 07-07-12054, 07-08-00637, 11-07-00203, 18-08-01356-а), а также частично поддержана проектом "Ведущие таланты провинции Гуандун", № 00201502 (2016–2020) в университете ЦзиНань (Китай, Гуанчжоу).

Литература

1. Foldy L.L. The multiple scattering of waves. // Phys. Rev., 1945, V. 67. - P. 107-119.
2. Tversky V. On propagation in random media of discrete scatterers. // Proc. Sympos. Appl. Math. (Am. Math. Soc., Providence, Rhode Island), 1964, Vol. 16. - P. 84-116.
3. Tversky V. Theory and Microwave Measurements of Higher Statistical Moments of Randomly Scattered Fields. In: Electromagnetic Scattering (Proc. of the Interdisciplinary Conference held in June, 1965, at the University of Massachusetts at Amherst, Amherst, MA USA) / Eds. R. L. Rowell, R.S. Stein. N.Y.: Gordon and Breach, 1967. - P. 579-696.
4. Барабаненков Ю.Н. Многократное рассеяние волн на ансамбле частиц и теория переноса излучения // УФН, 1975, Т. 117, № 1. - С. 49-78.
5. Рытов С.М., Кравцов Ю.А., Татарский В.И. Введение в статистическую радиофизику. Часть II. Случайные поля. Под ред. С.М. Рытова. М.: Наука, 1978. - 464 с.
6. Ахманов С. А., Дьяков Ю. Е., Чиркин А. С. Введение в статистическую радиофизику и оптику. М., Наука, 1981.- 640 с.
7. Исимару А. Распространение и рассеяние волн в случайно-неоднородных средах. В 2-х тт.- М.: Мир, 1981. Т. 1. - 280 с.; Т. 2. - 320 с.
8. Кравцов Ю.А., Фейзулин З.И., Виноградов. А.Г. Прохождение радиоволн через атмосферу Земли. М.: Радио и связь, 1983. - 224 с.
9. Mishchenko Michael I., Travis Larry D., Lacis Andrew A. Multiple Scattering of Light by Particles: Radiative Transfer and Coherent Backscattering. N.Y.: Cambridge University Press, 2006. - 507 p.
10. Mandelbrot B. Fractals: Fractals: Form, Chance, and Dimension. San Francisco: Freeman, 1977. - 365 p.
11. Berry M.V. Diffractals. // J. Phys. A: Math. Gen., 1979, V. 12, No 6. - P. 781-797.
12. Потапов А.А. Фракталы в радиофизике и радиолокации. М.: Логос, 2002. - 664 с.
13. Потапов А.А. Фракталы в радиофизике и радиолокации: Топология выборки. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: Университетская книга, 2005. - 848 с.
14. Потапов А.А. Фракталы и хаос как основа новых прорывных технологий в современных радиосистемах. - *Дополнение к кн.*: Кроновер Р. Фракталы и хаос в динамических системах / Пер. с англ.; Под ред. Т.Э. Кренкеля. М.: Техносфера, 2006. - С. 374-479.
15. Alexander A. Potapov. Chaos Theory, Fractals and Scaling in the Radar: A Look from 2015. *Глава 12 в книге:* The Foundations of Chaos Revisited: From Poincaré to Recent Advancements / Ed. *Skiadas, C*. Switzerland, Basel: Springer Int. Publ., 2016. - P. 195-218.
16. Potapov Alexander A. On the Indicatrixes of Waves Scattering from the Random Fractal Anisotropic Surface. *Глава 9 в книге:* Fractal Analysis - Applications in Physics, Engineering and Technology / Ed. *Fernando Brambila*. Rijeka: InTech, 2017. - P. 187-248.
17. Potapov Alexander A. Postulate “The Topology Maximum at the Energy Minimum” for Textural and Fractal-and-Scaling Processing of Multidimensional Super Weak Signals against a Background of Noises. *Глава 3 в книге:* Nonlinearity: Problems, Solutions and Applications. Vol. 2. New York: Nova Science Publ., 2017. - P. 35-94.
18. Китаев А. Е., Потапов А. А., Рассадин А. Э. Временная эволюция фрактального начального условия при росте поверхности // Труды II Российско-Белорусской науч.-техн. конф.

"Элементная база отечественной радиоэлектроники: импортозамещение и применение" им. О. В. Лосева (Нижний Новгород, 17 – 19 ноября 2015 г.).- Н.Новгород: Изд-во ННГУ им. Н.И. Лобачевского, 2015. - С. 294-297.
19. Китаев А. Е., Потапов А. А., Рассадин А. Э. Численно-аналитическая теория возмущений для моделирования роста фрактальной поверхности // Сб. материалов IX Всероссийской науч. конф. «Математическое моделирование развивающейся экономики, экологии и технологий», ЭКОМОД - 2016 (Киров, 04 - 09 июля 2016 г.) / Под ред. И.Г. Поспелова и А.В. Шатрова. Киров: Изд-во ВятГУ, 2016. - С. 262-271.
20. Китаев А. Е., Потапов А. А., Рассадин А. Э. Конкуренция гладкого и фрактального профилей при росте поверхности твёрдого тела // Тез. докл. VI Всероссийской конф. и школы молодых ученых и специалистов «Физические и физико-химические основы ионной имплантации» (Нижний Новгород, 24 - 27 октября 2016 г.). Н. Новгород: Изд-во ННГУ им. Н.И. Лобачевского, 2016. - С. 85-86.
21. Китаев А.Е., Потапов А. А., Рассадин А.Э. Точное решение для первого приближения теории возмущений уравнения Кардара-Паризи-Цванга // Book of Abstracts Int. Conf.-School "Shilnikov WorkShop 2016" (Nizhni Novgorod, Russia, December 16-17, 2016). Nizhni Novgorod: Lobachevsky State University of Nizhni Novgorod, 2016.- P. 22.
22. Куликов Д.А., Потапов А.А., Рассадин А.Э. Моделирование роста фрактальных структур на поверхности твердых тел с гексагональной и кубической симметрией // Сб. трудов X Научно-практического семинара «Актуальные проблемы физики конденсированных сред» и выездной сессии Научного Совета РАН по физике конденсированных сред, посв. 110-летию Х.И. Амирханова (Махачкала, Россия, 06 – 09 июня 2017 г.). Махачкала: Институт физики Дагестанского научного центра РАН, 2017. - С. 56-57.
23. Куликов Д.А., Потапов А.А., Рассадин А.Э., Степанов А. В. Моделирование роста фракталов с цилиндрической образующей на поверхности твердого тела // Book of Abstracts of the Int. Conf. "Scanning Probe Microscopy" (Ekaterinburg, August 28 - 30, 2017). Ekaterinburg: Ural Federal University, 2017. - С. 281-282.
24. Куликов Д.А., Потапов А.А., Рассадин А.Э. Перенос фрактальных профилей и уравнение Кардара-Паризи-Цванга // Proc. 10-th Int. Scientific Conf. «Chaos and Structures in Nonlinear Systems. Theory and Experiment», devoted to the 75th anniversary of Prof. Z. Zhanabaev (Kazakhstan, Almaty, June 16 – 18, 2017). Almaty: Al-Farabi Kazakh National University, 2017. - P. 82-86.
25. Агаларов А.М., Гаджимурадов Т.А., Потапов А.А., Рассадин А.Э. Эффекты первичной анизотропии при росте поверхности твердого тела с цилиндрической образующей // Материалы XII Международной конф. "Фундаментальные и прикладные проблемы математики и информатики", приуроченной к 85-летию профессора Алишаева М.Г. (Махачкала, Россия, 19 - 22 сентября 2017 г.). Махачкала: Изд-во ДГУ, 2017. - С. 18-20.
26. Kulikov D.A., Potapov A.A., Rassadin A.E., and Stepanov A.V. Model for growth of fractal solid state surface and possibility of its verification by means of atomic force microscopy // IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng., 2017, V. 256, № 012026. https://doi.org/10.1088/1757-899X/256/1/012026. 10 p.
27. Potapov A.A., Rassadin A.E., Stepanov A.V., Tronov A.A. Nonlinear Dynamics of Fractals with Cylindrical Generatrix on Surface of Solid State // Proc. 14th Sino - Russia Symposium on Advanced Materials and Technologies / Ed. Mingxing Jia (Sanya, Hainan Province, China: November 28 - December 1, 2017). Beijing: Metallurgical Industry Press (China, http://www.cnmip.com.cn). 2017. - P. 491-493.
28. Light Scattering by Nonspherical Particles: Theory, Measurements, and Applications / Mishchenko M.I., Hovenier J.W., and Travis, L.D., eds. London: Academic Press, 2000. - 690 p.

REFERENCES

1. Foldy L.L. The multiple scattering of waves. // Phys. Rev., 1945, V. 67. - P. 107-119.
2. Tversky V. On propagation in random media of discrete scatterers. // Proc. Sympos. Appl. Math. (Am. Math. Soc., Providence, Rhode Island), 1964, V. 16. - P. 84-116.

3. Tversky V. Theory and Microwave Measurements of Higher Statistical Moments of Randomly Scattered Fields. In: Electromagnetic Scattering (Proc. of the Interdisciplinary Conference held in June, 1965, at the University of Massachusetts at Amherst, Amherst, MA USA) / Eds. R. L. Rowell, R.S. Stein. N.Y.: Gordon and Breach, 1967. - P. 579-696.
4. Barabanenkov Yu.N. Multiple scattering of waves by ensembles of particles and the theory of radiation transport // Soviet Physics Uspekhi, 1975, Vol. 18. - P. 673-689.
5. Rytov SM, Kravtsov YuA, Tatarsky VI. Vvedenie v statisticheskuyu radiofiziku. Chast' 2. [Introduction to statistical radiophysics. Part II. Random fields]. Ed. SM Rytov. Moscow, Nauka Publ., 1978. - 464 p. - (In Russian).
6. Akhmanov, S.A. Vvedeniye v statisticheskuyu radiofiziku i optiku [Introduction to statistical radiophysics and optics] / S.A. Akhmanov, Yu.E. D'yakov, A.S. Chirkin. Moscow: Nauka, 1981. - 640 p. - (in Russian).
7. Ishimaru Akira. Wave Propagation and Scattering in Random Media. N.Y.: Academic Press, 1978. - P. 573.
8. Kravtsov Yu. A., Feizulin Z.I., and Vinogradov A.G. Prokhozhdeniye radiovoln cherez atmosfery Zemli [Passage of Radiowaves through the Earth's Atmosphere]. Moscow: Radio i Svyaz' Publ., 1983. - 224 p. - (in Russian).
9. Mishchenko Michael I., Travis Larry D., Lacis Andrew A. Multiple Scattering of Light by Particles: Radiative Transfer and Coherent Backscattering. N.Y.: Cambridge University Press, 2006. - 507 p.
10. Mandelbrot B. Fractals: Fractals: Form, Chance, and Dimension. San Francisco: Freeman, 1977. - 365 p.
11. Berry M.V. Diffractals. // J. Phys. A: Math. Gen., 1979, V. 12, No 6. - P. 781-797.
12. Potapov AA. Fraktaly v radiofizike i radiolokatsii [Fractals in radiophysics and radar]. Moscow, Logos Publ., 2002. - 664 p. - (in Russian).
13. Potapov AA. Fraktaly v radiofizike i radiolokatsii: topologiya vyborki [Fractals in Radiophysics and Radar: Topology of the sample]. Moscow, Universitetskaya kniga Publ., 2005, 848 p. - (in Russian).
14. Potapov AA. Fraktaly i khaos kak osnova novykh propyvnykh tekhnologiy v sovremennykh radoisistemakh [Fractals and chaos as a basis for new breakthrough technologies in modern radio systems. Addition to the book: Kronover R. Fraktaly i khaos v dinamicheskikh sistemakh [Fractals and chaos in dynamic systems]. Trans. with English., Ed. E.E. Krenkel. Moscow, Tekhnosfera Publ., 2006. P. 374-479. - (in Russian).
15. Alexander A. Potapov. Chaos Theory, Fractals and Scaling in the Radar: A Look from 2015. In: The Foundations of Chaos Revisited: From Poincaré to Recent Advancements / Ed. *Skiadas, C*. Switzerland, Basel: Springer Int. Publ., 2016. - P. 195-218.
16. Potapov Alexander A. On the Indicatrixes of Waves Scattering from the Random Fractal Anisotropic Surface. In: Fractal Analysis - Applications in Physics, Engineering and Technology / Ed. *Fernando Brambila*. Rijeka: InTech, 2017. - P. 187-248.
17. Potapov Alexander A. Postulate "The Topology Maximum at the Energy Minimum" for Textural and Fractal-and-Scaling Processing of Multidimensional Super Weak Signals against a Background of Noises. In: Nonlinearity: Problems, Solutions and Applications. Vol. 2. New York: Nova Science Publ., 2017. - P. 35-94.
18. Kitaev AE, Potapov AA, Rassadin AE. Vremennaya evolutsiya fraktal'nogo nachal'nogo usloviya pri roste poverkhnosti [Time evolution of the fractal initial condition with surface growth]. Trudy 2 Rossiysko-belarusskoy nauchno-tekhn. konf.: Elementnaya baza otechestvennoy radioelektroniki: importozameshchenie i primenenie" im. O.V. Loseva (Nizhny Novgorod, 17-19.11.2015). N. Novgorod, Lobachevsky NNSU Publ., 2015. P. 294-297. - (in Russian).
19. Kitaev AE, Potapov AA, Rassadin AE. Chislenno-analiticheskaya teoriya vozmushcheniy dlya modelirovaniya rosta fraktal'noy poverkhnosti [Numerical-analytic perturbation theory for modeling fractal surface growth]. Materialy 9 Vseross. nauchnoy konf. "Matematicheskoe modelirovanie razvivayushcheysya ekonomiki, ekologii i tekhnologiy" EKOMOD-2016 (Kirov, 04-09.07.2016). Ed. I.G. Pospelova and A.V. Shatrova. Kirov, VyatGU Publ., 2016. P. 262-271. - (in Russian).

20. Kitaev A.E., Potapov A.A., Rassadin A.E. Konkurentsiya gladkogo i fraktal'nogo profiley pri roste poverkhnosti tverdogo tela [Competition of smooth and fractal profiles with the growth of the surface of a solid]. Tez. dokl. 4 Vseross. konf. i shkoly molodykh uchenykh i spetsialistov "Fizicheskie i fiziko-khimicheskie osnovy ionnoy implantatsii". (Nizhny Novgorod, 24-27.10.2016). N. Novgorod, Lobachevsky NNSU Publ., 2016. P. 85-86. - (in Russian).
21. Kitaev A.E., Potapov A.A., Rassadin A.E. An exact solution for the first approximation of perturbation theory of the Kardar-Parisi-Zwang equation. // Book of Abstracts Int. Conf.-School “Shilnikov WorkShop 2016” (Nizhni Novgorod, Russia, December 16-17, 2016). Nizhni Novgorod: Lobachevsky State University of Nizhni Novgorod, 2016.- P. 22.
22. Kulikov D.A., Potapov A.A., Rassadin A.E. Modelirovanie rosta fraktal'nykh struktur na poverkhnosti tverdykh tel s geksagonal'noy i kubicheskoy simmetriey [Modeling the growth of fractal structures on the surface of solids with hexagonal and cubic symmetry]. Materialy 10 Nauch.-prakt. seminar "Aktual'nye problemy fiziki kondensirovannogo sostoyaniya [Actual problems of condensed matter physics]" i vyezdnoy sessii Nauchnogo Soveta RAN po fizike condensirovannogo sostoyaniya, posv. 110-letiyu H.I. Amirkhanova (Makhachkala, Russia, 06-09.06.2017). Makhachkala, Institute of Physics (Dagestan Scientific Center, Russian Academy of Sciences) Publ., 2017. P. 56-57. - (in Russian).
23. Kulikov D.A., Potapov A.A., Rassadin A.E., Stepanov A.V. Modelirovanie rosta fraktalov s tsilindricheskoy obrazuyushchey na poverkhnosti tverdogo tela [Modeling the growth of fractals with a cylindrical generatrix on the surface of a solid]. Tez. dokl. Mezhd. konf. "Skaniruyushchaya zondovaya mikroskopiya [Scanning Probe Microscopy]" (Ekaterinburg, 28-30.08.2017). Ekaterinburg, the Urals. feder. Univ., 2017, P. 281-282. - (in Russian).
24. Kulikov D.A., Potapov A.A., Rassadin A.E. Perenos fraktal'nykh profiley i uravnenie Kardara-Parizi-Zvanga [The transfer of fractal profiles and the Kardar-Parisi-Zwang equation]. Trudy 10 Mezhd. konf. "Khaos i struktury v nelineynykh sistemakh [Chaos and Structures in Nonlinear Systems: Theory and Experiment]", posv. 75-letiyu prof. Z. Zhanabaeva (Kazakhstan, Almaty, 16-18.06.2017). Almaty, Al-Farabi Kazakh. natsion. un-t Publ., 2017. P. 82-86. - (in Russian).
25. Agalarov A.M., Gadzhimuradov T.A., Potapov A.A., Rassadin A.E. Effekty pervichnoy anizotropii pri roste poverkhnosti tverdogo tela s tsilindricheskoy obrazuyushchey [Effects of primary anisotropy with the growth of the surface of a solid body with a cylindrical generator]. Materialy 12 Mezhd. konf. "Fundamental'nye i prikladnye problemy matematiki i informatiki [Fundamental and Applied Problems of Mathematics and Informatics]", posv. 85-letiyu prof. Alishaeva M.G. (Makhachkala, Russia, 19- 22.09.2017). Makhachkala, DGU Publ., 2017. P. 18-20. - (in Russian).
26. Kulikov D.A., Potapov A.A., Rassadin A.E., and Stepanov A.V. Model for growth of fractal solid state surface and possibility of its verification by means of atomic force microscopy // IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng., 2017, V. 256, № 012026. https://doi.org/10.1088/1757-899X/256/1/012026. 10 p.
27. Potapov A.A., Rassadin A.E., Stepanov A.V., Tronov A.A. Nonlinear Dynamics of Fractals with Cylindrical Generatrix on Surface of Solid State // Proc. 14th Sino - Russia Symposium on Advanced Materials and Technologies / Ed. Mingxing Jia (Sanya, Hainan Province, China: November 28 - December 1, 2017). Beijing: Metallurgical Industry Press (China, http://www.cnmip.com.cn). 2017. - P. 491-493.
28. Light Scattering by Nonspherical Particles: Theory, Measurements, and Applications / Mishchenko M.I., Hovenier J.W., and Travis, L.D., eds. London: Academic Press, 2000. - 690 p.

ТЕОРИЯ МНОГОКРАТНОГО РАССЕЯНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН ВО ФРАКТАЛЬНЫХ ДИСКРЕТНЫХ СЛУЧАЙНО-НЕОДНОРОДНЫХ СРЕДАХ. Часть II. УРАВНЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИИ ДЛЯ ФРАКТАЛЬНОЙ ЦЕЛИ

А. А. Потапов[1]

[1]ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, Москва, Россия

Аннотация. На основе развитой теории многократного рассеяния волн фрактальными дискретными случайно-неоднородными средами исследованы процессы обратного рассеяния, характерные для радиолокации. Аналитически рассмотрено уравнение радиолокации для сугубо фрактальной среды. Теоретические исследования согласуются с ранее опубликованными результатами зарубежных авторов. Аналогично можно обосновать решение для анизотропных неупорядоченных больших фрактальных систем: каскады фракталов, вложенные друг в друга, графы из цепочек фракталов, перколяционные системы, космический мусор, скопления беспилотников или малоразмерных космических аппаратов (МКА), в том числе мини- и микро- классов, динамические синтезированные космические антенные группировки (кластерные апертуры), малозаметные высотные псевдоспутники (HAPS), пространственно-распределенные космические системы (кластеры) из небольших МКА для решения задач мониторинга чрезвычайных ситуаций и т.д. Настоящее исследование продолжает авторский цикл работ по обоснованию применения теории фракталов, физического скейлинга и дробных операторов в вопросах радиофизики и радиолокации.

Ключевые слова: рассеяние волн; радиолокация; фрактал; скейлинг.

THE THEORY OF MULTIPLE SCATTERING OF ELECTROMAGNETIC WAVES IN FRACTAL DISCRETE RANDOM MEDIA. Part II. THE RADAR EQUATION FOR A FRACTAL TARGET

A. A. Potapov[1]

[1]V.A.Kotel'nikov IREE RAS, Moscow, Russia

Abstract. The processes of backward scattering typical for the radiolocation have been investigated basing on the well-developed theory of multiple scattering of waves by fractal discrete random media. The radar equation has been analytically considered for an extremely fractal medium. Theoretical researches are agreed with previously published results of foreign authors. Similarly, one can prove the solution for anisotropic irregular fractal systems: fractal cascades enclosed to each other, graphs of fractal chains, percolation systems, space rubbish, clusters of drones or small-size space vehicles (SSV) including mini- and micro- classes, dynamical synthesized space antenna aggregations (cluster apertures), high-altitude pseudo-satellites (HAPS), space-distributed cosmic systems (clusters) from small SSV for solving problems of emergency monitoring and so on. The present research continues the author's cycle of works on substantiation of application of the fractal theory, theory of physical scaling and fractional operators in issues of radio physics and radiolocation.

Keywords: scattering of waves; radio location; fractal; scaling.

110-летию со дня рождения выдающегося ученого академика В.А. Котельникова (1908–2005), 75-летию постановления № ГОКО-3686сс от 4 июля 1943 г. «О радиолокации» и 65-летию ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН посвящается

1. Введение

При радиолокационном зондировании цели в атмосфере зависимость мощности принимаемого сигнала от дальности r хорошо известна, по меньшей мере, в двух идеальных случаях. Мощность сигнала от точечной цели падает как обратная четвертая степень от дальности наблюдения и как обратный квадрат от дальности для однородной среды. Неоднородные природные среды, такие как средняя атмосфера, имеют прерывистые или неоднородные структуры, которые не соответствуют ни одному из этих случаев. Тонкие, вертикально стратифицированные волнистые слои турбулентности часто наблюдаются во всей средней атмосфере. Поэтому справедливость точной зависимости мощности сигнала от r^{-4} или r^{-2} в радиолокационных экспериментах средней атмосферы остается сомнительной [1].

Многие природные объекты, имеющие структурные элементы в иерархии пространственно-временных масштабов, бросают вызов плавным функциям. Их структура может убедительно представлена с помощью фракталов [2, 3]. Поэтому при фрактальном моделировании интерес представляют промежуточные случаи неоднородных или случайно-неоднородных сред. Такие реальные фрактальные модели, которые включают и эффекты стратификации, могут быть полезны в радиофизических и радиолокационных исследованиях.

В работе исследована для радиолокационного случая зависимость принимаемой мощности от фрактальной сигнатуры лоцируемого объема или цели. Показано, что фрактальная сигнатура может быть использована для исследования зависимости объемного рассеяния от расстояния. Теоретические исследования согласуются с ранее опубликованными результатами зарубежных авторов.

Необходимо отметить, как и в первом докладе, что данные вопросы находились в сфере интересов автора еще при подготовке монографий [2, 3], но не были включены в общий текст книг из-за превышения заданных объемов. Одновременно эти материалы были включены в некоторые отчеты по НИР, которые проводились автором в 90-е гг. XX в. Время показало актуальность данной тематики для вопросов физики конденсированных сред, радиофизики и радиолокации (см. цикл наших недавних работ [18 - 27] в первом докладе [12]).

2. Уравнение радиолокации в двух идеальных случаях зондирования

Изменение мощности рассеянного сигнала P_s в двух идеальных случаях дается уравнением радиолокации. Рассмотрим моностатический радиолокационный эксперимент на длине волны λ_0 (частота f_0), размер апертуры антенны d, коэффициент усиления антенны $G = 4\pi A/\lambda^2$, где A – эффективная площадь антенны. Ширина диаграммы направленности антенны $\theta_a = \alpha\,\lambda_0/d$, коэффициент $\alpha \approx 1$. Считаем, что цель находится в дальней зоне.

Вначале рассмотрим точечную цель с эффективным сечением σ, расположенную на дальности r. Принятая мощность сигнала определяется уравнением радиолокации

$$P_s = \frac{P_t G}{4\pi r^2} \times \sigma \times \frac{A}{4\pi r^2} \times L = \frac{P_t A^2 L \sigma}{4\pi \lambda_0^2 r^4}, \quad (1)$$

где P_t - мощность передатчика, L – коэффициент, учитывающий все потери. Видно, что P_s падает с дальностью r как r^{-4}.

Далее рассмотрим однородный ансамбль множества случайно распределенных в пространстве точечных целей. Если предположить, что точечные цели являются статистически независимыми, то мощность принятого сигнала P_s получается суммированием энергетических вкладов от всех точечных целей в ансамбле. Эффективность рассеяния ансамблем электромагнитных волн определяется сечением σ_s на единицу объема. Область среды, которая вносит вклад в P_s, находится на расстоянии r и определяется шириной луча θ_a и радиальным разрешением Δr. Таким образом, эффективный объем, дающий вклад в P_s, равен $V = r^2 \delta\Omega \Delta r$, где $\delta\Omega = \theta_a^2 / 4$ - телесный угол луча. Тогда уравнение радиолокации принимает вид

$$P_s = \frac{P_t G}{4\pi r^2} \times V\sigma_v \times \frac{A}{4\pi r^2} \times L = \frac{P_t A \alpha^2 L}{64 r^2} \times \Delta r \sigma_v . \quad (2)$$

Зависимость P_s как обратный квадрат от дальности r определяется тем, что объем V увеличивается как r^2, а из уравнения (1) следует, что энергетический вклад каждой точечной цели в объем V убывает как r^{-4}. Кроме того, P_s не зависит от длины волны радиолокатора λ_0, кроме как через σ_v.

Еще один случай возникает при зондировании земной поверхности под малыми углами скольжения ϑ. В этом случае площадь наземной распределенной цели, освещенной лучом антенны, линейно возрастает с дальностью r. Предполагая статистическую независимость элементарных рассеивателей распределенной цели, получаем, что мощность P_s с увеличением дальности падает как r^{-3}.

Предположение о статистической независимости точечных целей в плоской области или объеме обычно требует осторожности. Так в [1, с. 192] есть утверждение, что “… проблемы, связанные с влиянием местных предметов, достаточно сложны и пока полностью не решены. Лишь сравнительно недавно специалисты по метеорологической радиолокации стали уделять внимание этой области исследований”. Точная степенная зависимость P_s от дальности r является функцией от того, как эти неоднородности или неровности заполнят область рассеяния. Эта зависимость варьируется от r^{-4} для точечной цели до r^{-2} для однородной среды, которая полностью заполняет всю область рассеяния V.

Промежуточные случаи очень важны при зондировании реальных случайно-неоднородных сред, но не поддаются анализу. Автору известна лишь одна работа по компьютерному моделированию рассеяния волн средами с частичным заполнением пространства зондирования на основе фрактального приближения [4] (см. также [2, 3]).

В разделах 3 и 4 мы представим основные результаты этой работы для проведения дальнейшего исследования.

3. ФРАКТАЛЫ КАК МОДЕЛИ ИЕРАРХИИ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ МАСШТАБОВ

Теория фракталов впервые разработана и представлена Миру великим математиком Б. Мандельбротом (1924 - 2010 гг.). Это произошло в 1975 году. Глобальное внедрение математики и физики фракталов в радиофизику, радиолокацию и в широкий спектр других научных направлений проводится автором данного доклада, начиная с 1979 года [2, 3]. На рисунке 1 показаны избранные примеры фрактальных множеств.

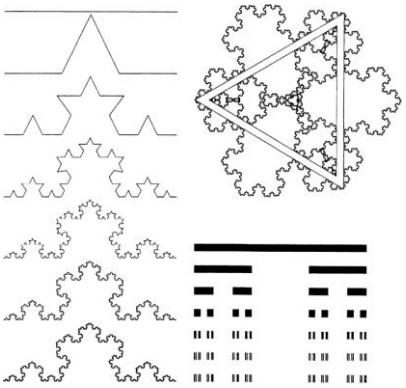


Рис. 1,*а*. Примеры фракталов: кривая Коха и ее построение (*слева*), острова Коха (*вверху справа),* пыль Кантора (*внизу справа*).

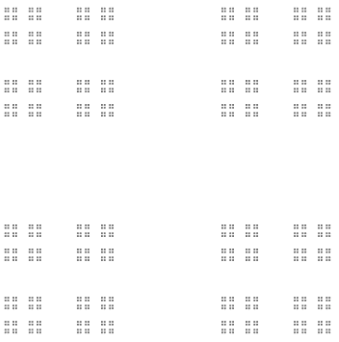


Рис. 1,*б*. Пыль Кантора (2D).

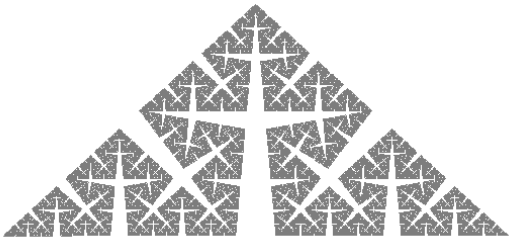


Рис. 1,*в*. Фрактал Чезаро представляет собой вариант кривой Коха с углом между 60^0 и 90^0 (здесь 85^0), 1D.

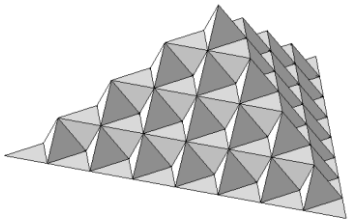


Рис. 1,*г*. *Варианты*: Поверхность Коха (продление кривой Коха на 2D).

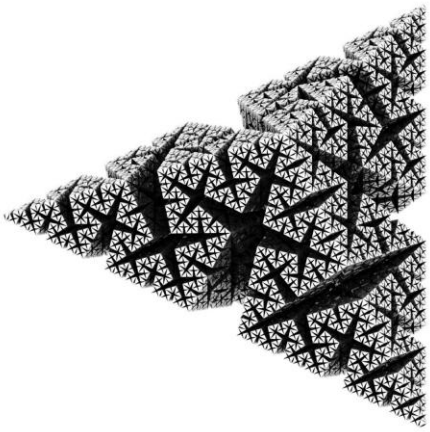


Рис. 1,*д*. *Варианты*: Кривая Коха - 3D. (Трехмерный фрактал, построенный из кривых Коха. Форма может рассматриваться как трехмерное расширение кривой в том же смысле, что пирамида Серпинского и губка Менгера можно рассматривать как расширение треугольника Серпинского и салфетки Серпинского).

Рис. 1. Примеры фракталов.

В работе [4] проведено цифровое моделирование планарных фрактальных целей. Область пространства последовательно делится на ячейки меньшего размера, в конечном итоге сводящиеся к изотропным точечным целям. Процесс начинается с единичного квадрата (Евклидова размерность E = 2). Затем квадрат делится на n^2 равных подъячеек со стороной n^{-1}, и этот процесс повторяется. Размерность E = 2 евклидова пространства сохраняется, т.к., E = 2 = log (n^2) / log (n).

Предположим теперь, что на этапе деления заполняется только $p \geq n^{-2}$ подъячеек, и процесс рекурсивно продолжается для этих заполненных подъячеек. После цикла итераций единичный квадрат заполняется случайным паттерном точек конечных размеров. Фрактальная размерность D этого паттерна не более E, но может быть близка к 0. На каждой итерации число подъячеек, охватываемых паттерном, равно pn^2, а их сторона уменьшается множителем n. Фрактальную размерность D теперь можно определить, как {2 + log (p) / log (n)}. Добавочный фактор фактически отрицателен или равен нулю, так как $p \leq 1$.

Фракцию p можно также рассматривать как вероятность. Полученный паттерн действительно случаен и статистически самоподобен при увеличении. Степень, в которой случайный паттерн точек заполняет единичный квадрат, можно контролировать, выбирая значение p.

Когда $p = n^{-2}$, величина D становится равной нулю. Расширение на E = 3 очевидно с D = log (pn^3) / log (n). Примеры реализаций случайных точек на плоскости показаны на рисунке 2.

Эти точки можно рассматривать как случайные точечные радиолокационные цели. Такие примеры служат основой для численных экспериментов, описанных ниже.

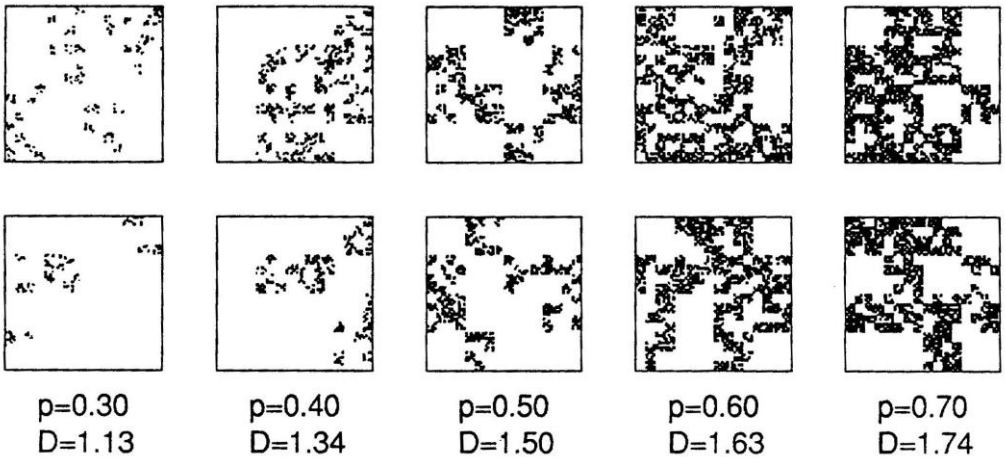


Рис. 2. Случайные паттерны точек на сетке 256 × 256. На каждом этапе деления ячейка делится на 4 × 4 = 16 подъячеек, которые затем выбираются с вероятностью $p > 4^{-2}$. Этапы повторяются четыре раза из-за конечного размера пикселей. Параметры p и D увеличиваются слева направо. Для каждого случая показаны две разные реализации. Такие паттерны моделируют конкретные реализации точечных целей в распределенной случайной среде. Фрактальная размерность D, контролируемая вероятностью p, определяет степень, в которой среда заполняет плоскость [4].

4. Рассеяние волн во фрактальной среде: Первое численное моделирование

В работе [4] численно моделировался процесс радиолокационного рассеяния для изучения вариаций мощности принимаемого сигнала при изменении дальности до цели, длины зондирующей волны и непосредственно характера пространственной цели.

Каждой точечной цели присваивается значение эффективного сечения рассеяния. Точечная цель s_i в точке r_i освещается равномерным по θ пучком. Поле рассеяния E_i на приемной антенне в предположении дальней зоны изменяется с расстоянием r_i до точечной цели как $(r_i)^{-2}$, а его фаза $-4\pi r_i / \lambda_0$. Комплексный сигнал v_i на выходе приемника линейно связан с E_i. Мощность сигнала P_s от ансамбля точечных целей определяется из накопленного комплексного напряжения $v = \Sigma_i v_i$, как $P_s = vv^*$.

Следует отметить, что этот метод определения P_s дает "истинную" мощность сигнала для любой произвольной структуры цели. Он не предполагает статистической независимости точечных целей, и все фазовые факторы неотъемлемо включены в вычисления.

В реальном моделировании для снятия вычислительных ограничений были рассмотрели только планарные цели, которые представляют собой двумерные ансамбли точечных целей (рисунок 2). Это ограничивает нас значениями $D \leq 2$ внутри евклидова пространства размерности E = 3.

Ориентация планарной мишени относительно луча радиолокатора показана на рисунке 3. Луч радиолокатора направлен под углом θ от зенита. Плоская мишень ориентирована вертикально, в плоскости, определяемой зенитом и осью луча радиолокатора. Только эта часть планарной цели (выделенная штриховкой на рисунке 3), которая пересекается с радиолокационным объемом на расстоянии r, образует сигнал, полученный с этого диапазона дальности. Плоская цель образуется фрактальной реализацией точек, таких, как показанные на рисунке 2.

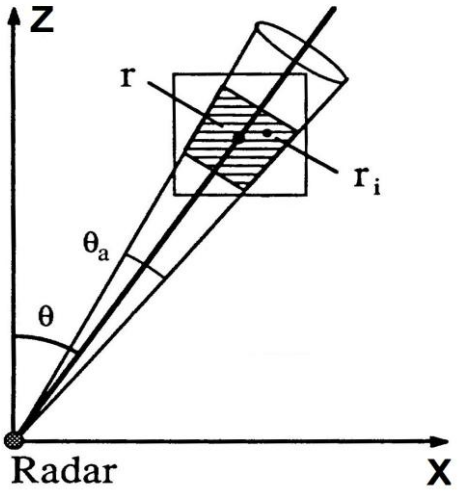


Рис. 3. Геометрия зондирования фрактальной цели.

Фрактальные реализации планарных целей с $D \leq 2$ генерируются путем первого разбиения области 4096×4096 точек на 16 клеток размером 4×4. Каждая подъячейка затем аналогично подразделяется итеративно.

Общее число итераций в этом разделении составляет шесть ($4096 = 4^6$). В каждой итерации подъячейка включается с вероятностью p. Типичные реализации случайных точек на плоскости показаны на рисунке 2. Следует отметить, что подъячейки имеют различные горизонтальные и вертикальные границы, как артефакт простой фрактальной модели, используемой здесь. Полное моделирование объемной цели с 4096^3 или ~69 миллиардами точек явно нецелесообразно по вычислительным причинам.

С физической точки зрения линейный размер 0,1 м связан с каждой точечной целью. Линейный размер области рассеяния составляет ~0,4 км. Для упрощения вычислений ширина луча и радиальное разрешение поддерживаются постоянными, а именно, θ_a = $0{,}9^0$ и Δr = 0,32 км. Использовались пять значений для каждого из следующих параметров: номинальный диапазон r от 5 до 20 км, зенитный угол θ от 0 до 20^0 и длина волны λ_0 от 3 до 1 м. Параметр вероятности p, который контролирует фрактальную размерность D, изменялся от 0,3 до 0,7 с шагом 0,1. Для каждого из 625 отдельных случаев значение P_s усреднялось по 20 различным реализациям. Скейлинг или закон масштабирования для зависимости P_s от любого параметра, например, дальности, затем получается путем регрессионного анализа. Далее обсуждается только зависимость мощности сигнала P_s от диапазона r.

Значения параметров характерны для типичных экспериментальных радиолокаторов средней атмосферы [1]. На некоторых радарах, которые используют большие антенны, эффекты ближнего поля значительны. Они просты во включении и будут представлять интерес для нашей будущей работы, поскольку радиолокационные уравнения, приведенные выше, действительны только для дальней зоны.

5. Рассеяние волн во фрактальной среде: Результаты численного моделирования

Для зависимости мощности рассеянного сигнала от диапазона дальности определяем это отношение в форме степенного закона [2 - 4]:

$$P_s = r^{-\beta}. \qquad (3)$$

Показатель β равен 4,0 для точечной цели и 2,0 для цели, которая пространственно заполняет луч, то есть $D = 3$.

Показатель β был получен в [4] линейной регрессией log (P_s) на log (r) в описанном выше численном эксперименте для пяти различных значений D между 1,13 и 1,74 при длине волны λ_0 = 2,5 м и угле зондирования θ = 10^0. На рисунке 4 показано изменение параметра β от величины D для пяти значений фрактальной размерности D.

Экстремальные случаи для $D = 0$ и $D = 3$ на рисунке 4 также идентифицированы. Изображены линейные регрессии по методу наименьших квадратов, соответствующие пяти рассчитанным точкам, и кубический сплайн, соответствующий всем семи точкам. Для планарных целей с D~1,9 получено β ~2,22. Следовательно, объемный случай (β = 2) достаточно высок для целей, которые только стремятся заполнить плоскость.

Подгонка сплайнов показывает, что для $D \sim 2{,}2$ предел объемного рассеяния при $\beta = 2{,}0$ держится с точностью до 5% и этот предел хорошо достигается, если $D > 2{,}4$.

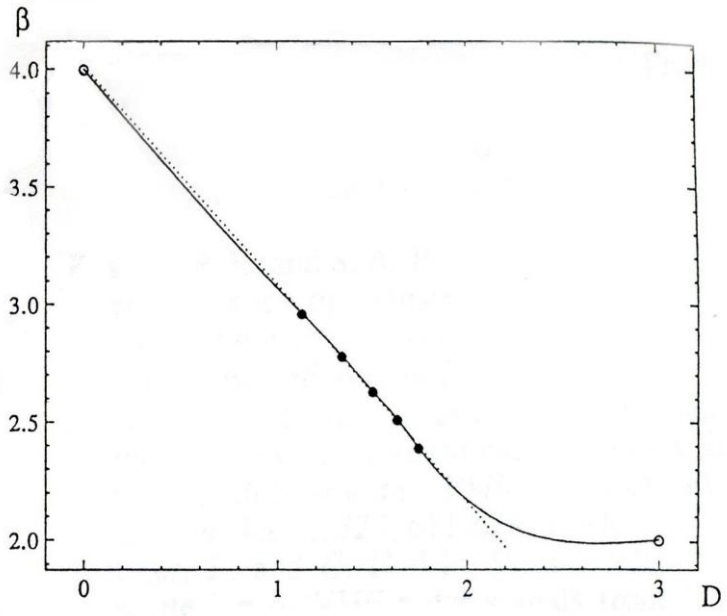


Рис. 4. Изменение параметра β в зависимости от фрактальной размерности D рассеивающей среды. Экстремальные случаи точечной мишени ($D = 0$) и объемного рассеяния однородной случайной средой ($D = 3$) показаны светлыми кружками. Черные кружки - средние значения более чем по 20 реализациям в численном эксперименте. Пунктирная линия – метод наименьших квадратов. Сплошная линия - кубический сплайн, проходящий через все семь точек. Параметр β сначала падает линейно с увеличением D, но замедляется вблизи $D \sim 2$ в случае объемного рассеяния: $\lambda_0 = 2{,}5$ м, $\theta = 10^0$.

Как отмечено в [4], вышеприведенный результат не обязательно выполняется для всех ориентаций планарной мишени. Для планарной цели, ориентированной перпендикулярно оси пучка и для всех целей вблизи вертикального падения, сигналы от точечных мишеней в зоне Френеля формируются когерентно. Эти когерентные отражения, наблюдаемые во многих радиолокационных экспериментах [5 - 7], также были замечены в численных экспериментах и рассматриваются далее. Когерентные отражения производятся границами подъячейки при почти перпендикулярном падении.

Интересно поразмышлять, как результаты, показанные на рисунке 4, относятся к диапазонной зависимости (r^{-3}) мощности наземных помех (P_c) для радиолокаторов, что кратко обсуждалось в разделе 1. Эта ситуация соответствует почти горизонтальному лучу антенны ($\theta \sim 90^0$) и горизонтальной плоской цели, которая содержит статистически независимые элементы. Ориентация этой планарной цели, однако, ортогональна тому, что показано на рисунке 3. Его можно рассматривать как совокупность многих статистически независимых линейных целей, которые все параллельны лучу. Каждая из этих линейных целей соответствует фрактальной размерности $D = 1$ на рисунке 4. Из предполагаемой статистической независимости этих линейных целей показатель степенной зависимости P_c должен быть таким же, как для

D=l. Фактическое значение этого показателя β составляет ~3,07 на рисунке 4. Несоответствие 0,07 в показателе может быть связано с некоторыми двухточечными корреляциями внутри подъячейки, вопреки предполагаемой статистической независимости между точечными целями, и возможной угловой (θ) зависимостью в численных экспериментах [4].

Простая фрактальная модель случайной среды, представленная в [4], еще далека от реалистичной, поскольку она не включает пространственную неоднородность, проявляющуюся в стратифицированных слоях турбулентности, обычно наблюдаемых в атмосфере [8, 9]. Улучшенные фрактальные модели, например, те, которые используют анизотропный каскад [2, 3, 10, 11], успешно представляют такие слои и могут быть использованы в будущем.

6. Рассеяние волн во фрактальной среде и уравнение радиолокации

Теория многократного рассеяния электромагнитных волн во фрактальных дискретных случайно-неоднородных средах представлена автором в [12, 13]. Здесь мы покажем, как можно использовать полученные результаты при анализе радиолокационных сигналов, когда объем рассеяния зависит от фрактальной размерности *D* или фрактальной сигнатуры $D(\mathbf{r}, t)$. В соответствии с теорией рассеяния волн можно определить сечение рассеяния $\sum_s$ и сечение поглощения $\sum_a$ (которые можно измерить экспериментально) в виде

$$\sum\nolimits_s = w_s \sigma_s \quad \text{и} \quad \sum\nolimits_a = w_s \sigma_a , \tag{4}$$

где w_s – введенный в [12, 13] относительный объем фрактала (см. формулу (50) в [12]).

Соответственно, моменты поля для фрактальной среды равны [12, 13]:

$$\begin{aligned} \left\langle \psi^a \right\rangle = \phi_i^a + \int u_s^a \phi_i^s w(\mathbf{r}_s) d\mathbf{r}_s + \iint u_s^a u_t^s \phi_i^t w(\mathbf{r}_s) w(\mathbf{r}_t) d\mathbf{r}_s d\mathbf{r}_t + \\ + \iiint u_s^a u_t^s u_m^t \phi_i^m w(\mathbf{r}_s) w(\mathbf{r}_t) w(\mathbf{r}_m) d\mathbf{r}_s d\mathbf{r}_t d\mathbf{r}_m + \ldots \end{aligned} \tag{5}$$

$$\left\langle \psi^a \psi^{b\,*} \right\rangle = \left\langle \psi^a \right\rangle \left\langle \psi^{b\,*} \right\rangle + \int v_s^a v_s^{b\,*} \left\langle \left| \psi^s \right|^2 \right\rangle w(\mathbf{r}_s) d\mathbf{r}_s , \tag{6}$$

$$\begin{aligned} \left\langle \psi^a \psi^{b\,*} \right\rangle = \left\langle \psi^a \right\rangle \left\langle \psi^{b\,*} \right\rangle + \int v_s^a v_s^{b\,*} \left| \left\langle \psi^s \right\rangle \right|^2 w(\mathbf{r}_s) d\mathbf{r}_s + \int v_s^a v_s^{b\,*} v_t^s v_t^{s\,*} \left| \left\langle \psi^t \right\rangle \right|^2 w(\mathbf{r}_s) w(\mathbf{r}_t) d\mathbf{r}_s d\mathbf{r}_t + \\ + \int v_s^a v_s^{b\,*} v_t^s v_t^{s\,*} v_m^t v_m^{t\,*} \left| \left\langle \psi^m \right\rangle \right|^2 w(\mathbf{r}_s) w(\mathbf{r}_t) w(\mathbf{r}_m) d\mathbf{r}_s d\mathbf{r}_t d\mathbf{r}_m + \ldots , \end{aligned} \tag{7}$$

где

$$v_s^a = u_s^a + \int u_t^a v_s^t w(\mathbf{r}_t) d\mathbf{r}_t . \tag{8}$$

Все обозначения и индексы приведены в работе [12].

Рассчитаем значение обратно рассеянного сигнала от фрактальной среды (рисунок 3) с использованием классического уравнения радиолокации. Мощность принятого сигнала определяется уравнением радиолокации

$$P_s = \int\int \frac{P_t}{4\pi r_1^2} \sigma_s \frac{1}{4\pi r_2^2} \mathrm{e}^{-2ik(r_1^2 - r_2^2)} dr_1 dr_2 . \tag{9}$$

С учетом (4)

$$P_s = \frac{P_t \sum_s}{4\pi^2} \iint \frac{1}{4\pi r_1^2 r_2^2 w_s} \mathrm{e}^{-2ik(r_1^2 - r_2^2)} dr_1 dr_2 \,. \tag{10}$$

Используя формулу (50) из [12] для относительного объема фрактала и результаты [11], имеем

$$\begin{aligned} P_s &= \frac{AP_t \sum_s}{4\pi^2} \iint \frac{1}{r_1^2 r_2^2} \left(\frac{l}{l_0}\right)^{D-E} \mathrm{e}^{-2ik(r_1^2 - r_2^2)} dr_1 dr_2 = \\ &= \frac{AP_t \sum_s}{4\pi^2} \int r_1 dr_1 d\theta_1 \int r_2 dr_2 d\theta_2 \frac{1}{r_1^2 r_2^2} \left(\frac{l}{l_0}\right)^{D-E} \mathrm{e}^{-2ik(r_1^2 - r_2^2)} \end{aligned}, \tag{11}$$

где l_0 – размер фрактальной цели, l – сравнима с длиной волны, $l < l_0$.

Для дальней зоны $r_1 \approx r_2 \approx r$ и плоской цели E = 2. Тогда

$$P_s = \frac{AP_t \sum_s}{4\pi^2} \iint \frac{1}{r_1^2 r_2^2} \left(\frac{|R|}{l_0}\right)^{D-2} \mathrm{e}^{-2ik(r_1^2 - r_2^2)} dr_1 dr_2 \,, \tag{12}$$

где

$$|R| = [r_1^2 + R_2^2 - 2r_1 r_2 \cos(\theta_1 - \theta_2)]^{1/2} \approx \sqrt{2} r \sqrt{1 - \cos(\theta_1 - \theta_2)} \,. \tag{13}$$

Следовательно, мощность рассеянного сигнала с учетом результатов [11]:

$$\begin{aligned} P_s &= \frac{AP_t \sum_s}{4\pi^2} \int_{\theta_{01}}^{\theta_{01}'} \int_{\theta_{02}}^{\theta_{02}'} [1 - \cos(\theta_1 - \theta_2)^{(D-2)/2} d\theta_1 d\theta_2 \times \\ &\times \int_{r-(\Delta r/2)}^{r+(\Delta r/2)} dr_1 \int_{r-(\Delta r/2}^{r+(\Delta r/2)} \frac{2^{(D-2)/2} r^{D-2}}{r^2 l_0^{D-2}} e^{-2ik(r_1 - r_2)} dr_2 = \frac{2^{(D-2)?2} AP_l \Sigma_s}{4\pi^2 l_0^{D-2} r^{4-D}} I_r I_\theta \end{aligned}. \tag{14}$$

В выражении (14) интегралы I_r и I_θ имеют вид соответственно

$$I_r = \int_{r-(\Delta r/2)}^{r+(\Delta r/2)} dr_1 \int_{r-(\Delta r/2}^{r+(\Delta r/2)} e^{-2ik(r_1 - r_2)} dr_2 = \frac{\sin^2(k\Delta r)}{16k^2} \,, \tag{15}$$

$$I_\theta = \int_{\theta_{01}}^{\theta_{01}'} d\theta_1 \int_{\theta_{02}}^{\theta_{02}'} [1 - \cos(\theta_1 - \theta_2)^{(D-2)/2} d\theta_2 \,. \tag{16}$$

Следовательно, на основании (14) можно заключить, что для фрактальной среды выполняется соотношение

$$P_s \propto \frac{1}{r^{4-D}} \,. \tag{17}$$

Полученный результат (17) совпадает с экспериментальными данными на рисунке 4 (прямолинейная часть графика) из работы [4].

Для 3D – среды легко получить с учетом того, что в этом случае E = 3, следующее соотношение [11]:

$$P_s \propto \frac{1}{r^{5-D}} \ . \qquad (18)$$

Данный результат (18) согласуется с экспериментальными данными на рисунке 4 (криволинейная часть графика) из работы [4].

Как отмечено в работе [11], приведенные результаты показывают, что по отраженному радиолокационному сигналу можно оценить фрактальную размерность D зондируемой фрактальной среды или фрактальной цели (такой, как динамический слой снега и т.д., см. также работы [2, 3, 11 - 16]).

7. Заключение

Ранее построенная автором модификация теории многократного рассеяния позволила включить в рассмотрение значение фрактальной размерности D или фрактальной сигнатуры $D(\mathbf{r}, t)$ неупорядоченной системы [12, 13, 16 - 19].

На основе модифицированного метода Фолди – Тверского для многократного рассеяния волн во фрактальных дискретных случайно-неоднородных средах [12, 13, 16-19] аналитически рассмотрено уравнение радиолокации для сугубо фрактальной среды. Показано, что фрактальная сигнатура может быть использована для исследования зависимости объемного рассеяния от расстояния. Теоретические исследования согласуются с ранее опубликованными результатами зарубежных авторов. Аналогично можно обосновать решение для анизотропных неупорядоченных больших фрактальных систем: каскады фракталов, вложенные друг в друга, графы из цепочек фракталов, перколяционные системы, космический мусор, скопления беспилотников или малоразмерных космических аппаратов (МКА), в том числе мини- и микро- классов, динамические синтезированные космические антенные группировки (кластерные апертуры), малозаметные высотные псевдоспутники (HAPS) и их группировки, пространственно-распределенные космические системы (кластеры) из небольших МКА для решения задач мониторинга чрезвычайных ситуаций и т.д. [12, 13, 16 - 19].

Настоящее исследование продолжает авторский цикл работ по обоснованию применения теории фракталов, физического скейлинга и дробных операторов в вопросах радиофизики и радиолокации, начатых автором впервые в СССР в ИРЭ АН СССР в конце 70-х годов XX века.

8. Благодарности

Эта работа была частично поддержана проектом Международного научно-технического центра № 0847.2 (2000–2005, США), Российским фондом фундаментальных исследований (проекты №№ 05-07-90349, 07-07-07005, 07-07-12054, 07-08-00637, 11-07-00203, 18-08-01356-а), а также частично поддержана проектом "Ведущие таланты провинции Гуандун", № 00201502 (2016–2020) в университете ЦзиНань (Китай, Гуанчжоу).

Литература

1. Довиак Р., Зрнич Д. Доплеровские радиолокаторы и метеорологические наблюдения. Л.: Гидрометеоиздат, 1988. - 512 с.
2. Потапов А.А. Фракталы в радиофизике и радиолокации. М.: Логос, 2002. - 664 с.

3. Потапов А.А. Фракталы в радиофизике и радиолокации: Топология выборки. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: Университетская книга, 2005. - 848 с.
4. Rastogi P. K., Scheucher K. F. Range dependence of scattering from a fractal medium: Simulation results. // Radio Science, 1990, Vol. 25, No 5. - P. 1057-1063.
5. Rottger J., and Liu C.H. Partial reflection and scattering of VHF radar signals from the clear atmosphere. // Geophys. Res. Lett., 1978, Vol. 5. - P. 357-360.
6. Gage K.S., and Green J.L. Evidence of specular reflections from monostatic VHF radar observations of the stratosphere. // Radio Science, 1978, Vol. 13. - P. 991-1001.
7. Woodman R.F., and Chu Y.-H. Aspect sensitivity measurements of VHF backscatter made with the Chung – Li radar: Plausible mechanisms. // Radio Science, 1989, Vol. 24. - P. 113-125.
8. Fritts D.C., and Rastogi P.K. Convective and dynamical instabilities due to gravity wave motions in the lower and middle atmosphere: Theory and observations. // Radio Science, 1985, Vol. 20. - P. 1247-1277.
9. Rottger J. VHF radar measurements of small-scale and meso-scale dynamical processes in the middle atmosphere. // Philos. Trans. R. Soc. London. Ser. A, 1987, Vol. 323. - P. 611-628.
10. Lovejoy S., and D. Schertzer. Scale invariance, symmetries and stochastic simulation of atmospheric phenomena. // Bull. Am. Meteor. Soc., 1986, Vol. 67. - P. 21-32.
11. Zhen-song Wang and Bao-wei Lu. The scattering of electromagnetic waves in fractal media. // Waves in Random Media, 1994, Vol. 4, No 1. - P. 97-l03.
12. Потапов А.А. Теория многократного рассеяния электромагнитных волн во фрактальных дискретных случайно-неоднородных средах. Часть I. Волны в неупорядоченных фрактальных системах. // Сб. докладов XXIV Междунар. НТК “Радиолокация, навигация, связь” (Воронеж, 17 – 19 апреля 2018 г.). Воронеж: 2018 (доклад в данном сборнике).
13. Potapov A.A. Waves in Large Disordered Anisotropic Fractal Systems, in Clusters of Small-Size Space Vehicles, in Synthesized Space Antenna Aggregations - Cluster Apertures, and in Radar. // Book of Abstracts Int. Conf.-School “Shilnikov WorkShop 2017” (Nizhni Novgorod, Russia, December 15 - 16, 2017). Nizhni Novgorod: Lobachevsky State University of Nizhni Novgorod, 2017. - P. 32-33.
14. Kulikov D.A., Potapov A.A., Rassadin A.E., and Stepanov A.V. Model for growth of fractal solid state surface and possibility of its verification by means of atomic force microscopy. // IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng., 2017, Vol. 256, № 012026. - 10 p. - https://doi.org/10.1088/1757-899X/256/1/012026.
15. Potapov A.A., Rassadin A.E., Stepanov A.V., Tronov A.A. Nonlinear Dynamics of Fractals with Cylindrical Generatrix on Surface of Solid State. // Proc. 14th Sino - Russia Symposium on Advanced Materials and Technologies / Ed. Mingxing Jia (Sanya, Hainan Province, China: November 28 - December 1, 2017). Beijing: Metallurgical Industry Press (China, http://www.cnmip.com.cn), 2017. - P. 491-493.
16. Potapov A.A. Fractal and topological sustainable methods of overcoming expected uncertainty in the radiolocation of low-contrast targets and in the processing of weak multi-dimensional signals on the background of high-intensity noise: A new direction in the statistical decision theory. // Journal of Physics: Conf. Ser., 2017, Vol. 918, No 012015. - 19 p. - https://doi.org/10.1088/1742-6596/918/1/012015.
17. Бурцева Н., Потапов А.А. Фракталы на службе у военной науки (интервью). // Воздушно-космическая сфера, 2017, № 2(91). - С. 36-41.
18. Potapov A.A., German V.A. Topological or Fractal Detectors. Principles of Building, Circuitry Engineering and Its Application for Detecting Stealthy High-Altitude Pseudo-Satellite. // Book of Abstracts of the 11th Chaotic Modeling and Simulation International Conference (Rome, Italy: 5 - 8 June, 2018): Christos Skiadas, Ed. Rome: ISAST, 2018.
19. Potapov A.A. Theory of multiple scattering of electromagnetic waves in fractal discrete randomly-inhomogeneous media. Radiolocation of fractal targets. // RENSIT, 2018, Vol. 9, No. 1. - P. 3-22.

REFERENCES

1. Doviak R., and Zrnic D. Doppler Radar and Weather Observations. New York: Academic Press, 1984. - 470 p.

2. Potapov AA. Fraktaly v radiofizike i radiolokatsii [Fractals in radiophysics and radar]. Moscow, Logos Publ., 2002. - 664 p. - (in Russian).
3. Potapov AA. Fraktaly v radiofizike i radiolokatsii: topologiya vyborki [Fractals in Radiophysics and Radar: Topology of the sample]. Moscow, Universitetskaya kniga Publ., 2005, 848 p. - (in Russian).
4. Rastogi P. K., Scheucher K. F. Range dependence of scattering from a fractal medium: Simulation results. // Radio Science, 1990, Vol. 25, No 5. - P. 1057-1063.
5. Rottger J., and Liu C.H. Partial reflection and scattering of VHF radar signals from the clear atmosphere. // Geophys. Res. Lett., 1978, Vol. 5. - P. 357-360.
6. Gage K.S., and Green J.L. Evidence of specular reflections from monostatic VHF radar observations of the stratosphere. // Radio Science, 1978, Vol. 13. - P. 991-1001.
7. Woodman R.F., and Chu Y.-H. Aspect sensitivity measurements of VHF backscatter made with the Chung – Li radar: Plausible mechanisms. // Radio Science, 1989, Vol. 24. - P. 113-125.
8. Fritts D.C., and Rastogi P.K. Convective and dynamical instabilities due to gravity wave motions in the lower and middle atmosphere: Theory and observations. // Radio Science, 1985, Vol. 20. - P. 1247-1277.
9. Rottger J. VHF radar measurements of small-scale and meso-scale dynamical processes in the middle atmosphere. // Philos. Trans. R. Soc. London. Ser. A, 1987, Vol. 323. - P. 611-628.
10. Lovejoy S., and D. Schertzer. Scale invariance, symmetries and stochastic simulation of atmospheric phenomena. // Bull. Am. Meteor. Soc., 1986, Vol. 67. - P. 21-32.
11. Zhen-song Wang and Bao-wei Lu. The scattering of electromagnetic waves in fractal media. // Waves in Random Media, 1994, Vol. 4, No 1. - P. 97-l03.
12. Potapov AA. Theory of multiple scattering of electromagnetic waves in fractal discrete randomly inhomogeneous media. Part I. Waves in disordered fractal systems. Proc. XXIV Int. STC "Radiolocation, navigation, communications" (Voronezh, 18-20.04.2018). Voronezh: 2018. - (in Russian).
13. Potapov A.A. Waves in Large Disordered Anisotropic Fractal Systems, in Clusters of Small-Size Space Vehicles, in Synthesized Space Antenna Aggregations - Cluster Apertures, and in Radar. // Book of Abstracts Int. Conf.-School “Shilnikov WorkShop 2017” (Nizhni Novgorod, Russia, December 15 - 16, 2017). Nizhni Novgorod: Lobachevsky State University of Nizhni Novgorod, 2017. - P. 32-33.
14. Kulikov D.A., Potapov A.A., Rassadin A.E., and Stepanov A.V. Model for growth of fractal solid state surface and possibility of its verification by means of atomic force microscopy. // IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng., 2017, Vol. 256, № 012026. - 10 p. - https://doi.org/10.1088/1757-899X/256/1/012026.
15. Potapov A.A., Rassadin A.E., Stepanov A.V., Tronov A.A. Nonlinear Dynamics of Fractals with Cylindrical Generatrix on Surface of Solid State. // Proc. 14th Sino - Russia Symposium on Advanced Materials and Technologies / Ed. Mingxing Jia (Sanya, Hainan Province, China: November 28 - December 1, 2017). Beijing: Metallurgical Industry Press (China, http://www.cnmip.com.cn), 2017. - P. 491-493.
16. Potapov A.A. Fractal and topological sustainable methods of overcoming expected uncertainty in the radiolocation of low-contrast targets and in the processing of weak multi-dimensional signals on the background of high-intensity noise: A new direction in the statistical decision theory. // Journal of Physics: Conf. Ser., 2017, Vol. 918, No 012015. - 19 p. - https://doi.org/10.1088/1742-6596/918/1/012015.
17. Burtseva N., Potapov A.A. Fraktaly na sluzhbe u voyennoy nauki (interv'yu) [Fractals in the service of military science (interview)]. // Vozdushno-kosmicheskaya sfera [Aerospace Sphere], 2017, No 2(91). - P. 36-41. - (in Russian).
18. Potapov AA, German VA. Book of Abstr. 11th Chaotic Modeling and Simulation Intern. Conf. (Rome, Italy: 5 - 8.06.2018). Rome: ISAST, 2018.
19. Potapov A.A. Theory of multiple scattering of electromagnetic waves in fractal discrete randomly-inhomogeneous media. Radiolocation of fractal targets. // RENSIT, 2018, Vol. 9, No. 1. - P. 3-22.

ФРАКТАЛЫ И ОТРИЦАТЕЛЬНЫЙ КОНДЕНСАТОР. – НОВОСТИ С МЕЖДУНАРОДНОГО КИТАЙСКО-РОССИЙСКОГО СИМПОЗИУМА «НОВЫЕ МАТЕРИАЛЫ И ТЕХНОЛОГИИ» (ХАЙНАНЬ, КИТАЙ, 28 НОЯБРЯ - 1 ДЕКАБРЯ 2017 г.)

А. А. Потапов[1]

[1]ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, Москва, Россия

Аннотация. В работе представлен краткий обзор избранных докладов по современным проблемам новых материалов и современных технологий по сборнику полных текстов докладов Международного Китайско-Российского симпозиума «Новые материалы и технологии». Симпозиум проходил под эгидой Российской академии наук и Академии наук Китая. Симпозиум состоялся в Китае в городе Санья на острове Хайнань в ноябре – декабре 2017 г. Число участников превышало 500 специалистов из Китая и России (почти все из Китая). Автор лично представил от России 7 докладов: пленарный (по просьбе Пекина) - по фрактальным радиоэлементам, устройствам и фрактальным системам для фундаментальных проблем радиолокации и телекоммуникаций и 6 докладов (совместно с коллегами из Нижнего Новгорода). За свои пионерские работы и достижения по фрактальной тематике автор был избран в Оргкомитет симпозиума. Следующий Международный Китайско-Российский симпозиум «Новые материалы и технологии» пройдет в 2019 г. в России.

Ключевые слова: фрактал; скейлинг; нанотехнологии; радиоэлектроника.

THE FRACTALS AND NEGATIVE CAPACITOR. - NEWS FROM THE INTERNATIONAL SINO - RUSSIA SYMPOSIUM «ADVANCED MATERIALS AND TECHNOLOGIES» (HAINAN, CHINA, NOVEMBER 28 - DECEMBER 1, 2017)

A. A. Potapov[1]

[1]V.A.Kotel’nikov IREE RAS, Moscow, Russia

Abstract. A brief review of selected reports on up-to-date problems of advanced materials and modern technologies has been presented in this work basing on the collected complete texts of the International Sino-Russia symposium "Advanced Materials and Technologies". The symposium was held under the aegis of the Russian academy of science and the Chinese academy of science. The symposium has taken place in the Sanya city in Hainan in November-December 2017. The members' amount has exceeded 500 specialists from China and Russia (almost everyone from China). The author personally has presented 7 reports from Russia: a plenary one (at Beijing request) - on fractal radio elements, devices and fractal systems for fundamental problems of radiolocation and telecommunications and 6 other reports (in co-operation with colleagues from Nizhny Novgorod). For his pioneering works and achievements on fractal subject the author has been elected into the symposium organizing committee. Next International Sino-Russia symposium "Advanced Materials and Technologies" will take place in Russia in 2019.

Keywords: fractal; scaling; nanotechnology; radio electronics.

1. Введение

Международный XIV Китайско-Российский симпозиум «Новые материалы и технологии» (XIV Sino-Russia Symposium «Advanced Materials and Technologies»)

проходил с 27 ноября по 3 декабря (был продлен китайской стороной для отдыха, экскурсий и купания в океане, температура воздуха в декабре $+34^0$C) в городе Санья на острове Хайнань.

Рабочие языки Симпозиума - русский, китайский и английский. Прекрасно работали переводчики, был обеспечен синхронный перевод.

Цель Симпозиума: Развитие двусторонних научных и научно-технических связей, направленных на создание новых материалов и технологий. Внедрение научных разработок. Привлечение молодых ученых к научным исследованиям в области новых материалов и технологий.

Программа Симпозиума включает 20 приглашенных пленарных докладов известных ученых - по 10 докладов от российской и китайской сторон. Время этих докладов – от 30 до 50 минут. Доклады остальных участников Симпозиума - стендовые, на английском языке.

Организаторы: Федеральное агентство научных организаций, Российская академия наук, Российский фонд фундаментальных исследований, Институт металлургии и материаловедения им. А.А. Байкова РАН, Институт проблем лазерных и информационных технологий, Институт физики прочности и материаловедения СО РАН, Инженерная академия Китая, Академия наук Китая, Общество цветных металлов Китая, Пекинский центральный институт цветных металлов.

2. Темы Международного симпозиума

Тематика Симпозиума:

1. Металлические, керамические и композиционные материалы.
2. Новые технологии в металлургическом процессе.
3. Материалы авиационной и космической техники.
4. Материалы для энергетики.
5. Материалы для электроники.
6. Биомедицинские материалы.
7. Наноматериалы и нанотехнологии.
8. Редкие и драгоценные металлы, высокочистые вещества.
9. Материалы для энергосбережения; зеленые технологии.
10. Поверхностные явления и технологии покрытий.
11. Лазерно-информационные технологии создания изделий сложной конфигурации.
12. Компьютерное моделирование материалов.

Организационный комитет:

Председатель Оргкомитета с Российской стороны:академик Солнцев К.А.

Заместители Председателя: академик Панченко В.Я., д.ф.-м.н. Пархоменко Ю.Н., д.ф.-м.н. Симаков С.В.

Ученый секретарь:к.ф.-м.н. Виноградова Н.А.

Состав Российской части Оргкомитета: академик Бузник В.М., академик Иевлев В.М., академик Леонтьев Л.И., академик Новоторцев В.М., академик Панин

В.Е., чл.-корр. РАН Алымов М.И., чл.-корр. РАН Баринов С.М., чл.-корр. РАН Григорович К.В., чл.-корр. РАН Гудилин Е.А., чл.-корр. РАН Лукашин А.В., чл.-корр. РАН Псахье С.Г., чл.-корр. РАН Комлев В.С., д.ф.-м.н. Лебедев Ф.В., д.ф.-м.н. Лотков А.И., д.ф.-м.н. Новиков Л.С., д.ф.-м.н. Потапов А.А., д.б.н. Севастьянов В.И., д.ф.-м.н. Илюшин А.С., д.ф.-м.н. Попов В.К., д.т.н. Бахтеева Н.Д., д.т.н. Юсупов В.С., д.ф.-м.н. Цепелев А.Б., к.х.н. Стрельникова С.С., к.х.н. Шумилкин Н.С., к.т.н. Фомина О.Н., к.т.н. Просвирнин Д.В.

Состав Китайской части Оргкомитета: Дзя Минсин, Джан Киянг, Джан Шаоминг, Хуан Сонтао, Ван Шумао, Джан Лиджин, Ту Хэйлин, Ли Цзинхай, Ли Чжунпин, Сунь Чуаньяо, Хуан Боуюн, Дай Шэньлун, Чжан Хунго, Чжан Шаомин, Чжоу Жун, Чу Сяньян.

Международный симпозиум «Новые материалы и технологии» проходил в пятизвездочном отеле "Howard Johnson Resort Sanya Bay" (город Санья, остров Хайнань) – рисунок 1.

На конференции пленарное заседание длилось 2 дня с выступлениями российских и китайских ведущих ученых, и параллельно работали постерные секции, где в основном представляли свои работы молодые китайские и российские ученые и инженеры из институтов Академий наук двух стран, университетов, компаний и некоторых предприятий промышленности.

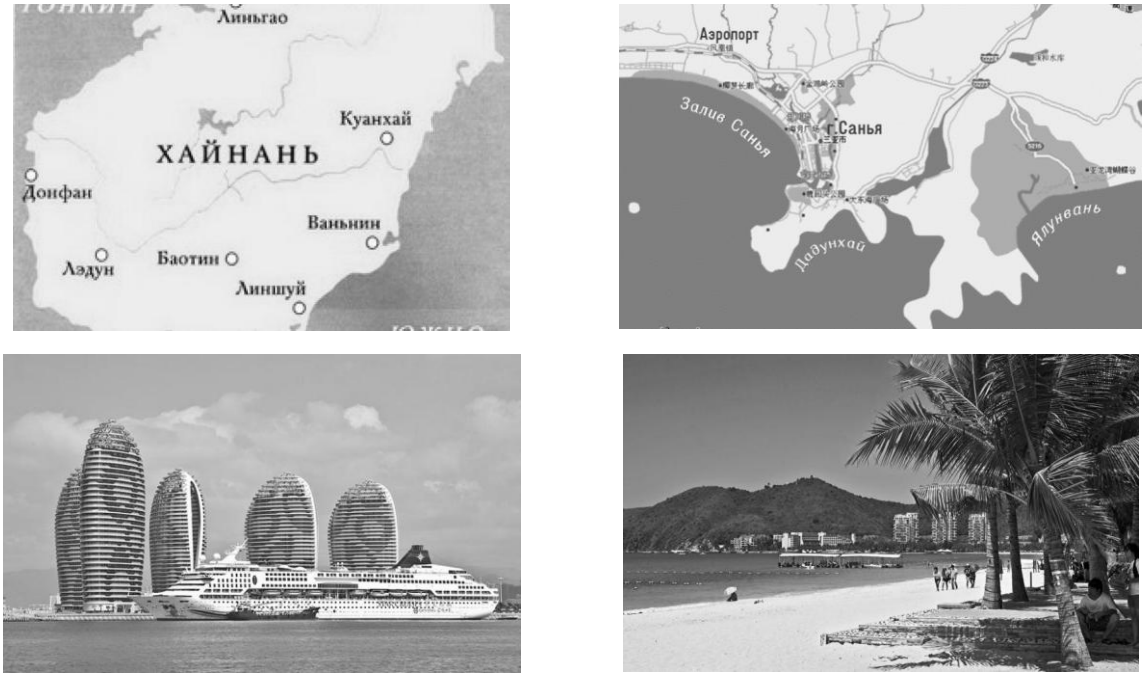


Рис. 1. Карта острова Хайнань и некоторые фото.

Финальная книжка тезисов с программой проведения выступлений на Международном симпозиуме «Новые материалы и технологии» имеет объем 72 стр. в бумажном варианте. Непосредственно все принятые доклады были представлены в электронной книге с Предисловием и общим объемом 721 с. – рисунок 2.

Рис. 2. Книга с докладами.

В книге представлены все документы, и она охватывает наноматериалы, редкие металлы и сплавы, новые энерго- и энергосберегающие материалы, электронные информационные материалы, биологические и полимерные материалы, аэрокосмические материалы и технологии проектирования поверхности, керамические и композиционные материалы, новые металлургические процессы для технологии и обработки материалов.

В Предисловии сказано, что эта книга может быть полезна для исследователей, техников и менеджеров по материалам и в области обработки, преподавателей и студентов университетов. Итого в электронной книге Международного симпозиума «Новые материалы и технологии» было опубликовано 148 полных докладов из Китая и России (52 – из Китая и 96 – из России).

Также в Предисловии сообщается, что Китайско-российский международный симпозиум по новым материалам и технологиям организуется Китайским обществом цветных металлов, Институтом металлургии и материаловедения им. А.А. Байкова и Институтом физики прочности и материаловедения бывшего Советского Союза, начиная с 1991 года. Симпозиум проводился поочередно в Китае и России каждые два года, он был успешно проведен тринадцать раз с постепенным расширением масштабов. Более того, он эффективно способствовал развитию научно-технического китайско-российского сотрудничества и стал представительной конференцией в промышленности двух стран. Международный симпозиум «Новые материалы и технологии» был поддержан двумя правительствами и «Комитетом мира, дружбы и развития 21 века». Цель симпозиума - предоставить исследователям форум для обмена новыми идеями, новыми инновациями и решениями друг с другом. Кроме того, организаторы конференции пригласят известных ученых для выступления на конференции. У всех участников будет возможность для более глубоких научных дискуссий и содействия взаимопониманию. Подписал это Предисловие Quanxun Chen - General Chair State Department Counselor, The President of China Nonferrous Metals Industry Association, October, 2017.

В издании электронной книги принимали участие: главный редактор Mingxing Jia, заместители главного редактора Hongguo Zhang, Rui Jin, Huanzhi Gao и Qiang Zhang, члены редакционной коллегии Weijing He, Huaiguo Wang, Wenfang Shi, Jin Wang, Chunlin Wu, Huanwen Yang, Fengying Hu, Hua Yang, Weiqin Liu, Fang Li, Linlin Zhang, Xiao Xiao, Xiuping Yang, Wei Wei, Gang Xie, Yang Li.

Хочется отметить четкую работу симпозиума, техническую инфокоммуникационную оснащенность и общий порядок проведения. Для примера, до начала симпозиума, все постеры, в том числе, и русских докладчиков, по единой форме были изготовлены в Пекине и доставлены на самолете в Хайнань.

Тематика всех без исключения докладов полностью соответствовала приведенным выше научным направлениям, и была представлена работами, выполненными за последние 1 - 2 года, т.е., современность и актуальность всех излагаемых вопросов была исключительно важна и заметна.

3. Темы и направления наших исследований

Автором с коллегами из Москвы и Нижнего Новгорода было заявлено 7 докладов [1 - 7]. Доклады [1 - 6] - стендовые, доклад [7] – пленарный (по настоянию Оргкомитета).

Тематика пленарного доклада [7]: создание и развитие в ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН впервые в мире инновационных фрактально-скейлинговых технологий, фрактальные антенны, фрактальные лабиринты и устройства на их основе с элементами компьютерного моделирования, широкополосные фрактальные большие робастные антенны и нано-антенны на основе фрактальных лабиринтов, наноструктуры и фракталы, фрактальные радиопоглощающие материалы и поверхности, фрактальные фотонные и магнонные кристаллы, фрактальные сигнатуры в проблемах оценки микрорельефа обработанных поверхностей, авторская концепция фрактальных элементов и радиосистем, фрактальная обработка слабых сигналов и малоконтрастных изображений в различных диапазонах длин волн, фрактальные (топологические) обнаружители сигналов в радиолокации, открытие и обоснование фрактально-скейлинговой или масштабно-инвариантной радиолокации, применение фрактальной обработки в радиолокации, дистанционном зондировании, электронике, медицине, материаловедении, нанотехнологиях, космонавтике и т.д.

Практически в выступлениях и в непосредственном общении все отмечали высокий уровень наших российских работ по внедрению новых теорий (фракталы, скейлинг, детерминированный хаос, дробные операторы и т.д.) и методов (фрактальная парадигма) в классическую науку и их актуальность. Мне поступили непосредственно приглашения для подготовки больших развернутых статей в иностранные журналы, в том числе в журнал “Rare Metals” (Impact Factor 1,189 в 2016 году, издается Springer), что сейчас мной практически и выполняется. За свои пионерские работы и достижения по фрактальной тематике автор был избран в Оргкомитет симпозиума.

На рисунках 3 - 8 представлены все постеры наших стендовых докладов [1 - 6].

Action of random signal on oscillatory circuit with ferroelectric negative capacitance

A.A. Potapov[1,2], A.E. Rassadin[3], A.A. Tronov[3]

[1]*Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics of Russian Academy of Sciences, Russia, potapov@cplire.ru*

[2]*Joint-Lab. of JNU-IREE RAS, JiNan University, China*

[3]*Nizhny Novgorod Mathematical Society, Russia, brat_ras@list.ru*

Introduction

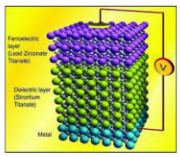
Since the end of the last century intensive research work is carried out all over the world in the framework of the new interdisciplinary scientific direction contained in combining of active dielectric materials with technologies of microelectronic production. This direction named by "integrated ferroelectrics" gives a possibility to create new generation of electronic devices based on nonlinear effects in such compounds [1]. A powerful push to investigations of integrated ferroelectrics was done by discovery of bilayer ferroelectric system possessing by thermodynamically stable negative capacitance at room temperature [2]. We shall call this system by NC-capacitor.

References

1. Vorotilov K.A., Mukhortov V.M., Sigov A.S. Integrated Ferroelectric Devices. — M.: Energoatomizdat, 2011. — (in Russian).

2. *Khan A.I., Bhowmik D., Yu P.,* Kim S.J., Pan X., Ramesh R., Salahuddin S. Experimental evidence of ferroelectric negative capacitance in nanoscale heterostructures *// Appl. Phys. Lett. 2011. V. 99, N. 11. P. 113501.*

Khan A.I. et al. Experimental evidence of ferroelectric negative capacitance in nanoscale heterostructures // Appl. Phys. Lett. 2011. V. 99.

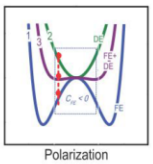


Термодинамический потенциал системы при выборе рабочей температуры между температурами Кюри обоих сегнетоэлектриков:

$$T_{c2} < T < T_{c1}$$

$$P = \frac{q}{S}$$

— связь поляризации с зарядом конденсатора q и его площадью S



NC-capacitor

Dependence of voltage from charge on NC-capacitor is given by expression below:

$$U_{NC} = -\alpha \cdot q + \beta \cdot q^3 \qquad (1)$$

following from the theory of ferroelectricity developed by Ginzburg in [3] within the phenomenological Landau model of phase transitions of the second kind. Parameters and taking place in formula (1) is considered to be positive. These parameters depend on both physical properties of materials forming ferroelectric bilayer in NC-capacitor and geometry of NC-capacitor (planar, cylindrical, spherical) [2]. In accordance with experimental results described in article [2] for the sample of NC-capacitor obtained in [2] these parameters have the next order of value:

$$\alpha \sim 10^{10}\ V \cdot C^{-1} \qquad \beta \sim 0{,}5 \cdot 10^{29}\ V \cdot C^{-3}$$

Determined dynamics of oscillatory circuit with NC-capacitor

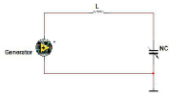


Fig. 1. Series combination of inductance L and NC-capacitor under the action of an input voltage

This electric circuit is shown in Fig. 1. The voltage is supposed to be a Gaussian delta-correlated stochastic process of intensity D_U with zero average

$$<U(t)>=0$$

$$<U(t)\cdot U(t')>=2\cdot D_U\cdot\delta(t-t') \qquad (2)$$

Using the 2nd Kirchhoff's law and formula (1) one can obtain nonlinear stochastic differential equation for charge q on NC-capacitor in the oscillatory circuit:

$$L\cdot\frac{d^2q}{dt^2} - \alpha\cdot q + \beta\cdot q^3 = U(t) \qquad (3)$$

where L is inductance in circuit on Fig. 1

For further analysis it is convenient to use the next dimensionless variables:

$$\tau = \sqrt{\frac{\alpha}{L}}\cdot t \qquad x = \sqrt{\frac{\beta}{\alpha}}\cdot q \qquad \xi(\tau) = \sqrt{\frac{\beta}{\alpha^3}}\cdot U(t) \qquad \sqrt{\alpha/\beta}\sim 0.5\text{nC} \qquad \alpha^{3/2}/\beta^{1/2}\sim 5\text{V}$$

$$\ddot{x} - x + x^3 = \xi(\tau) \qquad <\xi(\tau)>=0 \qquad <\xi(\tau)\cdot\xi(\tau')>=2\cdot D_\xi\cdot\delta(\tau-\tau') \qquad (4)$$

where $\dot{x}$ is the derivative of dimensionless charge $\dot{x}$ with respect to time τ $\qquad D_\xi = \frac{D_U}{\sqrt{\alpha\cdot L}}\cdot\frac{\beta}{\alpha^2}$

Unperturbed system

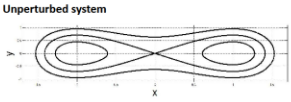


Fig. 2. Phase plane of unperturbed system

Let us reduce equation (4) to a system of two first-order equations:

$$\dot{x} = y \qquad \dot{y} = x - x^3 + \xi(\tau) \qquad (5)$$

Then according to classical method described in [7] one can pass from the system (5) to the Fokker-Planck-Kolmogorov equation (FPK) for probability density

$$\frac{\partial p}{\partial \tau} + y\cdot\frac{\partial p}{\partial x} + (x - x^3)\cdot\frac{\partial p}{\partial y} = D_\xi\cdot\frac{\partial^2 p}{\partial y^2} \qquad p(x,y,0) = p_0(x,y) \qquad (6)$$

But description of statistical properties of system (5) by means of parabolic equation (6) seems to be too difficult. In order to simplify statistical description of our system let us at first consider system (5) without random perturbations i.e. the case when $\xi(\tau) = 0$

In this case one can reduce it to Duffing equation with the "homoclinic figure-eight": $\ddot{x} - x + x^3 = 0$ (7)

Equation (7) has the next Hamiltonian function with $y = \dot{x}$ as momentum: $H(x,y) = h$

Phase trajectories of equation (7) are level curves of function (8): $H(x,y) = \frac{y^2}{2} - \frac{x^2}{2} + \frac{x^4}{4}$ (8)

where h is dimensionless energy in the circuit: $h = \frac{E_0}{\alpha^2/\beta}$ (9)

$E_0 = \frac{L\cdot I_0^2}{2} - \frac{\alpha\cdot Q_0^2}{2} + \frac{\beta\cdot Q_0^4}{4}$ is equal to total electromagnetic energy stored in isolated oscillatory circuit,

Q_0 is initial charge on NC-capacitor and I_0 is current through inductance at the initial moment of time.

From formula (9) it is clear that typical scale of energy in the circuit is equal to $\alpha^2/\beta \sim 1\text{nJ}$

$$x(\tau) = \begin{cases} A\cdot\mathrm{dn}\left[\frac{A\cdot\tau}{\sqrt{2}}, k_1\right], & -\frac{1}{4} < h < 0 \\ A\cdot\mathrm{cn}\left[\sqrt{A^2-1}\cdot\tau, k_2\right], & h > 0 \end{cases} \qquad (10) \qquad A = \sqrt{1+\sqrt{1+4\cdot h}} \qquad k_1 = \sqrt{\frac{2\cdot\sqrt{1+4\cdot h}}{1+\sqrt{1+4\cdot h}}} \qquad k_2 = \sqrt{\frac{\sqrt{1+4\cdot h}}{2\cdot\sqrt{1+4\cdot h}}}$$

Looking at Fig. 2 it has become obvious that solutions of equation (7) are periodic. Indeed the period of nonlinear oscillations of dimensionless charge in the oscillatory circuit is equal to [8]:

$$T(h) = \begin{cases} \frac{2\cdot\sqrt{2}}{A(k)}\,\mathrm{K}(k_1(k)), & -\frac{1}{4} \le h < 0 \\ \frac{4}{\sqrt{A^2(k)-1}}\,\mathrm{K}(k_2(k)), & h > 0 \end{cases} \qquad (11)$$

$\mathrm{K}(k)$ is complete elliptic integral of the 1st kind

Let us now to calculate the derivative of the Hamiltonian function (8) with respect to dimensionless time τ in the framework of system (5): $\frac{dH(x,y)}{d\tau} = y\cdot\xi(\tau)$ (12)

From formula (12) one can see that if action of dimensionless stochastic voltage $\xi(\tau)$ is not very strong then total energy (9) in the circuit during the period (11) of unperturbed oscillations varies insignificantly. Hence it is possible to use period averaging of equation (12):

$$\frac{dh}{d\tau} = \xi_h(\tau) = \overline{y\cdot\xi(\tau)} \qquad (13) \qquad \overline{f} = \frac{1}{T}\oint f(\tau)\cdot d\tau \qquad (14)$$

and exact solution (10) of unperturbed Duffing equation (7) has been taken as a generating solution.

Stochastic process $\xi_h(\tau)$ from the right side of equation (13) has following mean values:

$$<\xi_h(\tau)> = 0 \qquad <\xi_h(\tau)\cdot\xi_h(\tau')> = 2\cdot D(h)\cdot\delta(\tau-\tau') \qquad (15)$$

where $D(h) = D_\xi\cdot\overline{y^2}$ is variable coefficient of diffusion.

As it follows from rule of averaging (14): $\frac{d(x\cdot\dot{x})}{d\tau} = \overline{\dot{x}^2} + \overline{x\cdot\ddot{x}} = 0$

therefore according to equation (7): $\overline{y^2} = \overline{x^4} - \overline{x^2}$ (16)

Mean values entering into the right side of formula (16) have been found in [6] therefore the variable coefficient of diffusion can be written as:

$$D(h) = \begin{cases} \frac{2\cdot D_\xi}{3}\cdot\frac{1}{2-k_1^2}\left[\frac{\mathrm{E}(k_1)}{\mathrm{K}(k_1)} - \frac{2\cdot(1-k_1^2)}{2-k_1^2}\right], & -\frac{1}{4} \le h < 0 \\ \frac{2\cdot D_\xi}{3}\cdot\frac{1}{2\cdot k_2^2-1}\left[\frac{\mathrm{E}(k_2)}{\mathrm{K}(k_2)} + \frac{1-k_2^2}{2\cdot k_2^2-1}\right], & h > 0 \end{cases} \qquad (17)$$

where $\mathrm{E}(k)$ is complete elliptic integral of the 2nd kind. Note that

$$\lim_{h\to 0\pm 0} D(h) = 0$$

Plot of normed variable coefficient of diffusion $d(h) = D(h)/D_\xi$ as a function of dimensionless energy h is presented on Fig. 3.

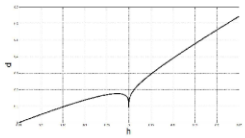


Fig. 3. Variable coefficient of diffusion

Thus according to general method [7] for stochastic equation (13) with stochastic process described by formulae (15) we can set into correspondence the next FPK equation:

$$\frac{\partial\Pi(h,\tau)}{\partial\tau} = \frac{1}{2}\frac{\partial[D'(h)\cdot\Pi(h,\tau)]}{\partial h} + \frac{\partial^2[D(h)\cdot\Pi(h,\tau)]}{\partial h^2} \qquad (18)$$

The FPK equation above introduced ought to be supplemented by initial condition $\Pi_0(h)$

This function is expressed via initial condition $p_0(x,y)$ for FPK equation (6) as follows:

$$\Pi_0(h) = \int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty}\delta(\mathrm{H}(x,y)-h)\cdot p_0(x,y)\cdot dx\cdot dy \qquad (19)$$

Beyond any doubt description of original system (4) in the framework of expressions (18) and (19) for probability density $\Pi(h,\tau)$ depending on average energy per period h is roughening in comparison with description in the framework of FPK equation (6) for probability density $p(x,y,\tau)$. But the first description is easier than the second one.

In conclusion let us pay some attention to consideration of action of random input signal (2) on presented on Fig. 2 "homoclinic figure-eight" of unperturbed system (7). Rigorous proofs for extensions of the Melnikov method [9] for stochastic perturbations one can find in [10] but below we shall use the so-called "physical level of rigor".

Random signal splits "homoclinic figure-eight" on stable and unstable manifolds. According to the Melnikov method [9] for some fixed realization of stochastic process the Melnikov function can be written as:

$$\Delta = \int_{-\infty}^{+\infty}\mathrm{X}(\tau)\cdot\xi(\tau)\cdot d\tau \qquad (20)$$

where $\mathrm{X}(\tau) = \frac{\sqrt{2}}{ch\ \tau}$ is analitic expression for "homoclinic figure-eight" [8].

Random value (20) has a meaning of the distance between stable and unstable manifolds of the saddle point (0,0) Using properties (4) of mean values of the stochastic process $\xi(\tau)$ from formula (20):

$$<\Delta> = 0 \qquad <\Delta^2> = \frac{8}{3}\cdot D_\xi \qquad (21)$$

Expressions (21) mean that "homoclinic figure-eight" can be destroyed by the action of arbitrarily small stochastic process $\xi(\tau)$ and coefficient of diffusion on ξ up to the constant factor makes sense of average of square of the Melnikov distance between separatrixes perturbed by action of stochastic process.

Prospects

Prospects of this research are numerical and analytical investigation of roughening FPK equation (18) and extension of the method developed above for more realistic physical situations for instance for taking into account resistance in oscillatory circuit and consideration of the oscillatory circuit under action of non-Gaussian or non-Markovian stochastic input voltages. Also it is very perspective to develop for FPK equation (18) algorithm of its solution by means of path integrals on Wiener measure.

References

1. Vorotilov K.A., Mukhortov V.M., Sigov A.S. Integrated Ferroelectric Devices. — M.: Energoatomizdat, 2011. — (in Russian).

2. *Khan A.I., Bhowmik D., Yu P.,* Kim S.J., Pan X., Ramesh R., Salahuddin S. Experimental evidence of ferroelectric negative capacitance in nanoscale heterostructures *// Appl. Phys. Lett. 2011. V. 99, N. 11. P. 113501.*

3. Ginzburg V.L. On the dielectric properties of ferroelectrics and barium titanate // JETP. 1945. V. 15, N. 12. P. 739–750. (in Russian).

4. Kostromina O.S., Rassadin A.E., Tronov A.A. On usage of capacitors from lead zirconate titanate with negative capacitance in radio engineering devices // 7th All-Russian conference of young scientists 'Micro-, nanotechnologies and their applications' named after Yu.V. Dubrovsky (Chernogolovka, Russia, February 6-9, 2017). Book of abstracts. P. 17-18. — (in Russian). http://purple.iptm.ru/sci-conf/nanomicros2017/text/tezis2017.pdf .

5. Kostromina O.S., Potapov A.A., Rassadin A.E., Tronov A.A. Dissipative processes in oscillatory circuit with a ferroelectric capacitor with a negative capacitance // Proc. 10-th Int. Scientific Conf. «Chaos and Structures in Nonlinear Systems. Theory and Experiments», devoted to the 75th anniversary of Prof. Z. Zhanabaev (Kazakhstan, Almaty, June 16 – 18, 2017). - Almaty: Al-Farabi Kazakh National University, 2017. P. 321 – 327. — (in Russian).

6. Kostromina O.S., Potapov A.A., Rakut I.V., Rassadin A.E. Total harmonic distorsions in oscillatory circuit with a ferroelectric capacitor with a negative capacitance // Eurasian Physical Technical Journal. — in print.

7. Rytov S.M. Introduction into Statistical Radiophysics. Part 1. Stochastic Processes. — M.: Nauka, 1976. — (in Russian).

8. Morozov A.D. Resonances, Cycles and Chaos in Quasi-Conservative Systems. — M.- Izhevsk: RCD, 2005. — (in Russian).

9. Melnikov V.K. On stability of center under periodic on time perturbations // Proc. of Moscow mathematical society. 1963. V. 12. P. 3-52.

10. Simiu E. Chaotic Transitions in Deterministic and Stochastic Dynamical Systems. Applications of Melnikov Processes in Engineering, Physics and Neuroscience. — Princeton: Princeton Univ. Press, 2017.

Рис. 3. Постер доклада № 1 [1].

XIV Sino-Russian Symposium "Advanced Materials and Technologies"

ON SOLUTION OF FOKKER-PLANCK-KOLMOGOROV EQUATION FOR A FERROELECTRIC CAPACITOR WITH A NEGATIVE CAPACITANCE BY MEANS OF THE KRASOVSKY SERIES EXPANSION METHOD

A.A. Potapov[1,2], I.V. Rakut[3,4], A.E. Rassadin[4], A.A. Tronov[4]

[1]Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics of Russian Academy of Sciences, Russia, potapov@cplire.ru

[2]Joint-Lab. of JNU-IREE RAS, JiNan University, China

[3]Lobachevsky State University of Nizhny Novgorod, Russia, rakut@nirfi.unn.ru

[4]Nizhny Novgorod Mathematical Society, Russia, brat_ras@list.ru

November 28 – December 01, 2017 Sanya, Hainan Island, People's Republic of China

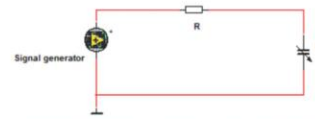
Six years ago the proof-of-concept demonstration of negative capacitance effect in a nanoscale ferroelectric-dielectric heterostructure is known to be presented [1].

We shall call such bilayer ferroelectric-dielectric systems with negative capacitance by "NC-capacitors".

The discovery [1] of this untrivial effect has given rise to a powerful stream of works in which replacement of the ordinary gate oxide in field effect transistors by NC-capacitor is under consideration because it has become clear that this replacement is able to open the way to a radical reduction in the power consumed by field effect transistors and the devices containing them due to possibility to lower the subthreshold slope below 60 mV/decade.

1. Khan A.I., Bhowmik D., Yu P., Kim S.J., Pan X., Ramesh R., Salahuddin S. Experimental Evidence Heterostructures // Appl. Phys. Lett. 2011. V. 99, N. 11. P. 113501. of Ferroelectric Negative Capacitance in Nanoscale

Fig. 1. Series connection of NC-capasitor and a resistor R under the action of an input voltage



In the framework of this mainstream it is of great importance to research behaviour of subsystem "gate-NC-capacitor" of such transistor under the action of an arbitrary input voltage representing this subsystem as series connection of resistor R (gate) and NC-capacitor (Fig. 1).

For a number of determinate input voltages transient responses of electric circuit shown on Fig.1 have been constructed in reports [5,6].

That is why let us now suppose that input voltage $U(t)$ is random value namely a Gaussian delta-correlated stochastic process of intensity D_U with zero average:

$$<U(t)>=0, \quad <U(t)\cdot U(t')>=2\cdot D_U\cdot\delta(t-t') \quad . \qquad (1)$$

Dependence of voltage U_{NC} on NC-capacitor from its charge q can be calculated in the framework of Landau's mean field theory for monodomain but bilayer sample [11]:

$$U_{NC}=-\alpha\cdot q+\beta\cdot q^3, \quad \alpha>0, \beta>0. \qquad (2)$$

5. Kostromina O.S., Potapov A.A., Rakut I.V., Rassadin A.E. Transient response of ferroelectric capacitor with negative capacitance to piecewise constant voltage pulses // Book of Abstracts: International Workshop on Phase Transitions and Inhomogeneous States in Oxides. June 25-30, Kazan, Russia. – Kazan: Kazan University Press, 2017. P. 28. (http://www.kfti.knc.ru/ferroseminar/workshop_abstracts_.pdf).

6. Kostromina O.S., Potapov A.A., Rakut I.V., Rassadin A.E., Tronov A.A. On nonstationary regimes in electric circuits with ferroelectric negative capacitance // Proc. of Int. IEEE-Siberian Conference on Control and Communication SIBCON-2017 (Kazakhstan, Astana, June 29-30, 2017)- Astana, Tomsk: Tomsk IEEE Chapter & Student Branch of the Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2017 (http://ieee.tpu.ru/proceedings/papers/3cd315.pdf).

Using formula (2) and the Kirchhoff's voltage law we obtain for charge q on NC-capacitor the following stochastic differential equation:

$$R\cdot\frac{dq}{dt}=-\alpha\cdot q+\beta\cdot q^3=U(t). \qquad (3)$$

Introducing the next dimensionless variables:

$$\tau=\frac{\alpha\cdot t}{R}, \quad x(\tau)=\sqrt{\frac{\beta}{\alpha}}\cdot q(t), \quad \xi(\tau)=\frac{\sqrt{\beta}}{\alpha^{3/2}}\cdot U(t), \qquad (4)$$

we find that equations (2) and (3) in new variables (4) one can rewrite as:

$$\dot{x}-x+x^3=\xi(\tau), <\xi(\tau)>=0, <\xi(\tau)\cdot\xi(\tau')>=2\cdot D_\xi\cdot\delta(\tau-\tau') \ , \qquad (5)$$

where x is the derivative of dimensionless charge x with respect to dimensionless time τ and intensity of stochastic process is renormalized as

$$D_\xi=\frac{\beta}{R\cdot\alpha^2}D_U.$$

Instead of stochastic equation (5) it is convenient to deal with the Fokker-Planck-Kolmogorov equation (FPK) for probability density $p(x,\tau)$. Hence in accordance with classical rules [7] we pass from equation (5) to the Cauchy problem for FPK equation:

$$\frac{\partial p}{\partial\tau}+\frac{\partial}{\partial x}[(x-x^3)\cdot p]=D_\xi\cdot\frac{\partial^2 p}{\partial x^2}, \quad p(x,0)=p_0(x), \quad \int_{-\infty}^{+\infty}p_0(x)\cdot dx=1 \ . \qquad (6)$$

Andronov, Witt and Pontryagin were the first to found the stationary solution of equation (6) $p_{st}(x)=\lim_{\tau\to+\infty}p(x,\tau)$ [8]:

$$p_{st}(x)=C\cdot\exp\left[\frac{2\cdot x^2-x^4}{4\cdot D_\xi}\right] \qquad (7)$$

where normalizing constant C is equal to: $C=\left(\int_{-\infty}^{+\infty}\exp\left[\frac{2\cdot x^2-x^4}{4\cdot D_\xi}\right]dx\right)^{-1}$

7. Krasovsky A.A. Phase Space and Statistical Theory of Dynamical Systems. — M.: Nauka, 1974. — (in Russian).

8. Andronov A.A., Witt A.A., Pontryagin L.S. On statistical considcration of dynamical systems // JETP. 1933. V. 3. N. 3. P. 165. — (in Russian).

It is very interesting to observe process of transition from initial probability density $p_0(x)$ to stationary probability density $p_{st}(x)$ (7).

There is a number of ways to do it. For example in order to eliminate in the FPK equation (6) term with $\partial p/\partial x$ let us introduce new function $\psi(x,\tau)$ and new spatial variavle ζ as follows:

$$\psi(\zeta,\tau)=\exp\left[\frac{x^4-2\cdot x^2}{8\cdot D_\xi}\right]\cdot p(x,\tau), \quad \zeta=\frac{x}{2\cdot\sqrt{D_\xi}}, \qquad (8)$$

then this function proves to obey to the next parabolic equation:

$$\frac{\partial\psi}{\partial\tau}=\frac{1}{4}\cdot\frac{\partial^2\psi}{\partial\zeta^2}-V(\zeta)\cdot\psi, \qquad (9)$$

where potential $V(\zeta)$ is equal to:

$$V(\zeta)=16\cdot D_\xi\cdot\zeta^6-8\cdot D_\xi\cdot\zeta^4+(6\cdot D_\xi+1)\cdot\zeta^2-1/2. \qquad (10)$$

General solution of equation (9) can be represented by integral:

$$\psi(\zeta,\tau)=\int_{-\infty}^{+\infty}\Gamma(\zeta,\zeta';\tau)\cdot\psi_0(\zeta')\cdot d\zeta', \qquad (11)$$

where $\psi_0(\zeta')=p_0(2\cdot\sqrt{D_\xi}\cdot\zeta)\cdot\exp(-\zeta^2+2\cdot D_\xi\cdot\zeta^4)$

is initial condition for equation (9) and $\Gamma(\zeta,\zeta';\tau)$ is Green's function of this equation which can be expressed by means of the Feynman-Kac formula [9,10]:

$$\Gamma(\zeta,\zeta';\tau)=\int_{C(\tau,\zeta-\zeta')}\exp\left[-\int_0^\tau V(\zeta''+\eta(\theta))\cdot d\theta\right]d_W(\tau,\zeta-\zeta')\eta. \qquad (12)$$

Path integral (12) is calculated on functional space $C(\tau,\zeta-\zeta')$ of continuous on segment $[0,\tau]$ functions $\eta(\theta)$ obeying to the next boundary conditions: $\eta(0)=0$ and $\eta(\tau)=\zeta-\zeta''$. Symbol $d_W(\tau,\zeta-\zeta')\eta$ designates the so-called conditional Wiener measure.

9. Kac M. On distributions of certain Wiener functionals // Trans. Amer. Math. Soc. 1949. V. 65, N 1. P. 1-13.

10. Feynman R.P. Atomic theory of the λ-transition in helium // Phys. Rev. 1953. V. 91. N 6. P. 1291-1301.

Succeeding [9,10] to calculate this path integral one ought to divide time interval $[0,\tau]$ by points $\theta_j=j\cdot\Delta\theta$ ($j=\overline{0,n}$) on n equal intervals of width $\Delta\theta=\tau/n$.

After that one ought to approximate arbitrary function $\eta(\theta)\in C(\tau,\zeta-\zeta')$ by piecewise linear function $\tilde{\eta}(\theta)$ which on each subinterval $[\theta_j,\theta_{j+1}]$ is equal to:

$$\tilde{\eta}(\theta)=\eta_j+(\eta_{j+1}-\eta_j)\cdot(\theta-\theta_j)/\Delta\theta, \quad \theta\in[\theta_j,\theta_{j+1}], \qquad (13)$$

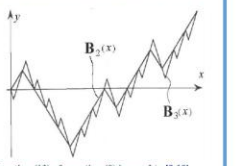
where $\eta_j=\eta(\theta_j)$. In particular $\eta_0=0$ and $\eta_n=\zeta-\zeta'$.

Note that space $C(\tau,\zeta-\zeta')$ includes some set continuous nowhere differentiable functions. For example let us consider the Bolzano function $B(\theta)$ which is constructed geometrically as the limit of a sequence $B_k(\theta)$ of piecewise linear continuous functions: $B(\theta)=\lim_{k\to\infty}B_k(\theta)$ [11].

11. Potapov A.A., Gulyaev Yu.V., Nikitov S.A., Pakhomov A.A., German V.A. The Modern Methods of Image Processing / Ed. Potapov A.A. — M.: FIZMATLIT, 2008. — (in Russian).

If we choose the interval $[0,\tau]$ as range of definition of the Bolzano function $B(\theta)$ and the interval $[0,\zeta-\zeta']$ as range of its values then this function will belong to functional space $C(\tau,\zeta-\zeta')$ and each function $B_k(\theta)$ will be described by expressions like formula (13). Geometrical procedure of construction of the Bolzano function $B(\theta)$ is shown on Fig. 2.

Fig. 2. Procedure of construction of the Bolzano function



At last Green's function (12) of equation (9) is equal to [9,10]:

$$\Gamma(\zeta,\zeta';\tau)=\lim_{n\to+\infty}\frac{1}{(\pi\cdot\Delta\theta)^{n/2}}\cdot\int_{-\infty}^{+\infty}\cdots\int_{-\infty}^{+\infty}\exp[-H(\eta_1,\ldots,\eta_n)]\cdot d\eta_1\cdot\ldots\cdot d\eta_{n-1}, \qquad (14)$$

where $H(\eta_1,\ldots,\eta_n)=\sum_{j=0}^{n-1}\left[\frac{(\eta_{j+1}-\eta_j)^2}{\Delta\theta}+\int_{\theta_j}^{\theta_{j+1}}V(\zeta''+\tilde{\eta}(\theta))\cdot d\theta\right]$

We underline that multiple integral in expression (14) contains integration on $n-1$ variables $\eta_1,\ldots,\eta_{n-1}$.

Unfortunately in calculation of Green's function (14) there are no any analytical results because potential (10) is polynomial of too high degree. At present there is a wide range of algorithms for numerical estimation of Wiener path integrals [12-14] but it is required hard programming to use them. Therefore one should choose another method to investigate the FPK equation (6).

12. Vladimirov V.S. On approximate calculation of Wiener integrals // Russian Mathematical Surveys. 1960. V. 15, N 4(94). P. 129 -138. — (in Russian). 13. Yanovich L.A. Approximate Calculation of Path Integrals on Gaussian Measures. — Minsk.: Nauka i Tekhnika, 1976. — (in Russian). 14. Zhidkov E.P., Likhoded N.A., Petrov V.A. Rapidly convergent compound formulae for approximate calculation of Wiener functional integrals // Journal of Computational Mathematics and Mathematical Physics. 1998. V. 38, N. 10. P. 1621 – 1625. — (in Russian).

That is why let us try to apply to our model the Krasovsky series expansion method [7, 15]. The starting point for usage of this method is rewriting of the FPK equation (6) in the next form [7,15]:

$$\frac{\partial\ln p}{\partial\tau}+(x-x^3)\cdot\frac{\partial\ln p}{\partial x}+1-3\cdot x^2=D_\xi\cdot\left[\frac{\partial^2\ln p}{\partial x^2}+\left(\frac{\partial\ln p}{\partial x}\right)^2\right] \qquad (15)$$

From the view of equation (15) one may see that it is convenient to seek its solution as the following power series with coefficients depending on imensionless time [7, 15]:

$$\ln p(x,\tau)=\sum_{k=0}^{4}A_k(\tau)\cdot x^k. \qquad (16)$$

In order to render concrete our further reasonings let us suppose that initial probability density $p_0(x)$ is normal distribution:

$$p_0(x)=\frac{1}{\sqrt{2\cdot\pi}\cdot\sigma}\cdot\exp\left[-\frac{(x-x_0)^2}{2\cdot\sigma^2}\right] \qquad (17)$$

7. Krasovsky A.A. Phase Space and Statistical Theory of Dynamical Systems. — M.: Nauka, 1974. — (in Russian).

15. Krasovsky A.A. Solution of the Fokker-Planck-Kolmogorov equation by method of series // Reports of Academy of Sciences of the USSR. 1972. V. 205, N 3. P. 550-552. — (in Russian).

and that our aim is to investigate how position of mean value x_0 of distribution (17) and its dispersion σ^2 influence on temporal evolution of probability density $p(x,\tau)$ of the system under consideration. Having compared dependences on x of logarithms of initial probability density (17) and stationary probability density (7) to each other it has become clear that in series (16) it is required to take into account terms up to the 4th power of spatial variable x.

Substituting polynomial:

$$\ln p(x,\tau)=A_0(\tau)+A_1(\tau)\cdot x+A_2(\tau)\cdot x^2+A_3(\tau)\cdot x^3+A_4(\tau)\cdot x^4. \qquad (18)$$

into equation (15) and rejecting terms with powers of x greater than four we obtain that unknown functions $A_1(\tau),A_2(\tau),A_3(\tau),A_4(\tau)$ obey to the following self-consistent system of ordinary differential equations:

$$\begin{cases} \dot{A}_1=-A_1-6\cdot D_\xi\cdot A_3+4\cdot D_\xi\cdot A_1\cdot A_2 \\ \dot{A}_2=-2\cdot A_2+12\cdot D_\xi\cdot A_4+3+3\cdot D_\xi\cdot A_2^2+6\cdot D_\xi\cdot A_1\cdot A_3 \\ \dot{A}_3=-3\cdot A_3+A_1+8\cdot D_\xi\cdot A_1\cdot A_4+12\cdot D_\xi\cdot A_2\cdot A_3 \\ \dot{A}_4=-4\cdot A_4+2\cdot A_2+16\cdot D_\xi\cdot A_2\cdot A_4+9\cdot D_\xi\cdot A_3^2 \end{cases} \qquad (19)$$

with the next initial conditions for it:

$$A_1(0)=\frac{x_0}{\sigma^2}, \quad A_2(0)=-\frac{1}{2\cdot\sigma^2}, \quad A_3(0)=0, \quad A_4(0)=0. \qquad (20)$$

and that unknown function $A_0(\tau)$ obeys to the equation:

$$\dot{A}_0=-1+2\cdot D_\xi\cdot A_2+D_\xi\cdot A_1^2, \quad A_0(0)=\ln\frac{1}{\sqrt{2\cdot\pi}\cdot\sigma}-\frac{x_0^2}{2\cdot\sigma^2}. \qquad (21)$$

It means that true dynamics of our system is determined the system (19). The results of simulation of the input FPK equation (6) on the interval of time $[0,\tau]$ in the framework of the Krasovsky series expansion method are presented on Fig. 3 - Fig. 6. The system (19)-(20) has been solved numerically by means of Runge-Kutta method of the 4th order of precision. Instead of solution of equation (21) function $A_0(\tau)$ has been extracted from condition of norming:

$$\exp[A_0(\tau)]\cdot\int_{-\infty}^{+\infty}\exp\left[\sum_{k=1}^{4}A_k(\tau)\cdot x^k\right]\cdot dx=1. \qquad (22)$$

After that probability density $p(x,\tau)$ has been determined by exponentiating of expression (18). During this calculational experiment coefficients at powers of x greater than four proves to take into account in order to describe correctly temporal evolution of probability density at $\tau\to1$.

It is well known that at $\sigma\to0$ normal distribution (17) in some sense tends to the Dirac function $\delta(x-x_0)$. Therefore application of the Krasovsky method to such very narrow normal distribution will give us quite exact approximation to Green's function $G(x,x_0;\tau)$ of the FPK equation (6). The consequence of this observation is the possibility to find solution of the FPK equation (6) under an arbitrary initial probability density $p_0(x)$ namely in order to realize it one ought to sort out a series of values $x'=x_0$ to calculate Green's function $G(x,x';\tau)$ by means of above discussed algorithm and to approximate general solution the FPK equation (6):

$$p(x,\tau)=\int_{-\infty}^{+\infty}G(x,x',\tau)\cdot p_0(x')\cdot dx' \qquad (23)$$

by some quadrature formula.

Fig. 3. Coefficients $A_1(\tau),A_2(\tau),A_3(\tau),A_4(\tau)$ ($x_0=0, \sigma=0.5, D_\xi=0.4$)

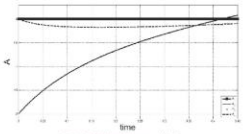
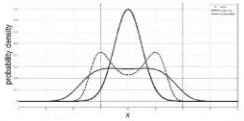


Fig. 4. Probability density at $\tau=0.45$ ($x_0=0, \sigma=0.5, D_\xi=0.4$)



At last if we set $p_0(x)=\delta(x-x_0)$ then using formulae (8) under comparing integrals (11) and (23) we immediately obtain the following relation between Green's functions of equations (6) and (9):

$$\Gamma(\zeta,\zeta';\tau)=2\cdot\sqrt{D_\xi}\cdot G(2\cdot\sqrt{D_\xi}\cdot\zeta,2\cdot\sqrt{D_\xi}\cdot\zeta',\tau)\cdot\exp[(\zeta')^2]\cdot[1-4\cdot D_\xi^2\cdot(\zeta'+\zeta'')]. \qquad (24)$$

This expression means that the Krasovsky method gives us the opportunity of numerically-analytical estimation of Wiener integral (12). In other words the approach developed above is new class of numerical algorithms for calculation of Wiener integrals. We stress that our approach differs very sharply from approaches [12-14] developed earlier because of system of ordinary differential equations for coefficients $A_k(\tau)$ can be solved not only by the Runge-Kutta method but by the Euler method, the Adams method etc. If order of this system $N=10...100$ then to derive it one should use systems of analytical calculations such as MATHEMATICA or MAPLE. If $N>100$ then for numerical solution of this system it is convenient to use technology CUDA for parallel computing [16].

16. Site of NVidia corp.: http://www.nvidia.ru .

Fig. 5. Coefficients $A_1(\tau),A_2(\tau),A_3(\tau),A_4(\tau)$ ($\tau_0=0.2, \sigma=0.3, D_\xi=0.15$)

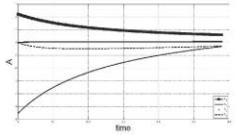
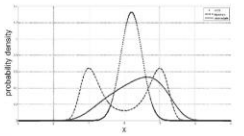


Fig. 6. Probability density at $\tau=0.58$ ($x_0=0.2, \sigma=0.3, D_\xi=0.15$)



Methods developed in this report can be extended on description of electrical circuits with other nonlinear elements namely inversely shifted p-n junction, real Josephson junction and so forth.

In conclusion let us note that investigations of applications of new materials require deepening into already known methods of mathematical modeling. As a feed-back of this process hidden interrelations between different branches of mathematics became explicit. And progress in computer technique accelerates both of these processes.

ACKNOWLEDGMENT

The authors prepared this article during working on the project "Leading Talents of Guangdong Province", № 00201502 (2016-2020) in the JiNan University (China, Guangzhou).

Рис. 4. Постер доклада № 2 [2].

XIV Sino-Russian Symposium "Advanced Materials and Technologies"
November 28 – December 01, 2017, Sanya, Hainan Island, People's Republic of China

ON TRANSIENT RESPONSE OF *p-n* JUNCTION ON SOME ULTRAWIDEBAND SIGNALS

A.A. Potapov, A.E. Rassadin, A.V. Stepanov, A.A. Tronov

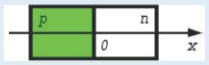
Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics of Russian Academy of Sciences, Russia

Joint-Lab. of JNU-IREE RAS, JiNan University, China

Nizhny Novgorod Mathematical Society, Russia

Chuvash State Agricultural Academy, Russia

Model of one-dimensional p-n junction:



Parabolic equation for distribution of excessive concentration of holes δp(x,t):

$$\frac{\partial \delta p}{\partial t}(x,t) = D_p \frac{\partial^2 \delta p}{\partial x^2}(x,t) - \frac{\delta p}{\tau_p}(x,t) \qquad (1)$$

τ_p — the lifetime of nonequilibrium holes in valence zone

D_p — the diffusion coefficient of holes

The boundary conditions for equation (1):

$$\lim_{x \to +\infty} \delta p(x,t) = 0$$

$$\delta p(0,t) = p_n \cdot (\exp(\beta \cdot u(t)) - 1)$$

$$\beta = \frac{e}{k_B \cdot T_B}$$

e — elementary charge

k_B — the Boltzmann constant

T_B — temperature

p_n — equilibrium concentration of holes in n-domain

$u(t)$ — input voltage videopulse

Solution of equation (1) by means of Fourier transform method :

$$\delta p(x,t) = p_n \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} A(\omega) \cdot \exp\left[-\frac{x}{L_p} \cdot \sqrt{1 + i \cdot \omega \cdot \tau_p} + i \cdot \omega \cdot t \right] \cdot \frac{d\omega}{2 \cdot \pi}$$

$L_p = \sqrt{D_p \cdot \tau_p}$ — length of diffusion for holes

Auxiliary function A(ω) is extracted from the second of boundary conditions for equation (1) as follows :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} A(\omega) \exp(i \cdot \omega \cdot t) \cdot \frac{d\omega}{2\pi} = \exp(\beta \cdot u(t)) - 1$$

Current density through the p-n junction :

$$j(t) = -eD_p \frac{\partial \delta p}{\partial x}(0,t)$$

$$j(t) = j_0 \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} \sqrt{1 + i\omega\tau_p}\, A(\omega) \exp(i\omega t) \frac{d\omega}{2\pi}$$

$$j_0 = \frac{eD_p p_n}{L_p}$$

Current density can be represented as the result of fractional differentiation:

$$j(t) \equiv j_0 \cdot \sqrt{1 + \tau_p \cdot \frac{d}{dt}} \cdot (\exp[\beta \cdot u(t)] - 1)$$

Input voltage pulse as rectangular videopulse:

$$u(t) = u_0 \cdot \theta\left(\frac{T}{2} - |t|\right)$$

u_0 — amplitude of videopulse

T — duration of videopulse

$\theta(\ldots)$ — the Heaviside function

$$\exp[\beta \cdot u(t)] - 1 = a \cdot \theta\left(\frac{T}{2} - |t|\right)$$

$$a = \exp(\beta \cdot u_0) - 1$$

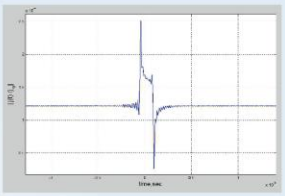
$$A(\omega) = \frac{2 \cdot a}{\omega} \cdot \sin\left(\frac{\omega \cdot T}{2}\right)$$

Current density:

$$j(t) = j_m \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\sqrt{1 + i \cdot \omega \cdot \tau_p}}{\omega} \cdot \sin\left(\frac{\omega \cdot T}{2}\right) \cdot \exp(i \cdot \omega \cdot t) \cdot \frac{d\omega}{2\pi}$$

$$j_m = 2 \cdot a \cdot \frac{e \cdot D_p \cdot p_n}{L_p}$$

Dimensionless transient response of the germanium p-n junction on rectangular videopulse of input voltage



$\tau_p = 10^{-3} s$

$T = 0{,}9 \cdot \tau_p$

Input voltage pulse is the simplest piecewise constant UWB-signal:

$$u(t) = u_0 \cdot \begin{cases} +1, & -\tau/2 < t < 0 \\ -1, & 0 < t < \tau/2 \\ 0, & |t| \geq \tau/2 \end{cases}$$

$$A(\omega) = \left(a_+ \cdot \exp(i \cdot \omega \cdot \tau/4) - a_- \cdot \exp(-i \cdot \omega \cdot \tau/4)\right) \cdot \frac{2}{\omega} \cdot \sin\frac{\omega \cdot \tau}{4}$$

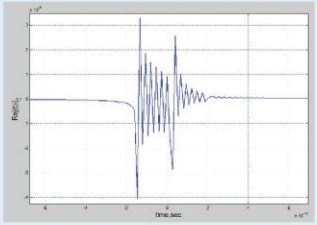
$a_+ = \exp(\beta \cdot u_0) - 1 \qquad a_- = 1 - \exp(-\beta \cdot u_0)$

For GaAs $\tau_p = 2ns$

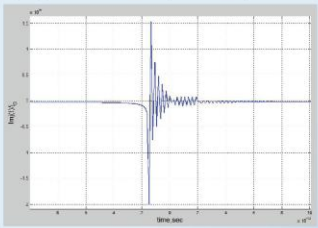
For UWB-pulse with $T = 1.1 \cdot \tau_p$

under $T_B = 300K$ and $u_0 = 0.08V$

Real part of dimensionless transient response of the GaAs p-n junction on the simplest UWB-pulse of voltage



Imaginary part of dimensionless transient response of the GaAs p-n junction on the simplest UWB-pulse of voltage



The authors prepared this article during working on the project "Leading Talents of Guangdong Province", № 00201502 (2016-2020) in the JiNan University (China, Guangzhou)

Рис. 5. Постер доклада № 3 [3].

GENERATORS OF CHAOTIC ELECTRICAL OSCILLATIONS ON BASIS OF FERROELECTRIC CAPACITOR WITH A NEGATIVE CAPACITANCE

A.A. Potapov[1,2], A.E. Rassadin[3], A.A. Tronov[3]

[1]Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics of Russian Academy of Sciences, Russia, potapov@cplire.ru
[2]Joint-Lab. of JNU-IREE RAS, JiNan University, China
[3]Nizhny Novgorod Mathematical Society, Russia, brat_ras@list.ru

Introduction

A number of modern schemes of data transmission employ dynamic chaos [1-3]. And at present there is considerable interest to these schemes because chaotic signals are naturally broadband signals [1-3]. The broadband communication systems became dominant in the last-mile applications since they provide relatively high noise immunity, confidentiality, and data-transmission rates [1, 2].
The nonlinear system that generates the chaotic signal is the most important component of data transmission system of this type. Development of material science leads to progressive broadening of variety of such systems. As an illustration of this trend one can say about the recent discovery of bilayer ferroelectric systems possessing by negative capacitance. At first experimental observation of thermodynamically stable negative capacitance effect in a nanoscale bilayer of ferroelectric lead zirconate titanate $Pb(Zr_{0.2}Ti_{0.8})O_3$ and paraelectric strontium titanate $SrTiO_3$ at room temperature is known to be described in article [4].

1. Dmitriev A.S., Panas A.I. Dynamic Chaos: New Data Carriers for Communication Systems. — M.: FIZMATLIT, 2002. — (in Russian).
2. 2. Leonov K.N., Potapov A.A., Ushakov P.A. Application of invariant properties of chaotic signals in the synthesis of noise-immune broadband systems for data transmission // Journal of Communications Technology and Electronics. 2014. V. 59. N. 12. P. 1393-1411.
3. Kuznetzov S.P. Dynamic Chaos. — M.: FIZMATLIT, 2001. — (in Russian).
4. Khan A.I., Bhowmik D., Yu P., Kim S.J., Pan X., Ramesh R., Salahuddin S. Experimental evidence of ferroelectric negative capacitance in nanoscale heterostructures // Appl. Phys. Lett. 2011. V. 99. N. 11. P. 113501.

After that the same effect has been found in bilayer of ferroelectric barium titanate $BaTiO_3$ and paraelectric $SrTiO_3$ [5]. We shall call these systems by NC-capacitors. Authors of report [6] were the first to suggest using of NC-capacitors in schemes of generators instead of ordinary capacitors. And oscillatory circuit with NC-capacitor as the key element of any such generator has been considered in article [7].
Voltage on NC-capacitors is the following function of its charge [4, 5]:

$$U_{NC} = -\alpha \cdot q + \beta \cdot q^3, \quad \alpha > 0, \quad \beta > 0 \qquad (1)$$

The very significant peculiarity of NC-capacitors is alternating in sign of linear and cubic terms in formula (1). This peculiarity provides existence of the so-called the "homoclinic figure-eight" on phase plane of oscillatory circuit with NC-capacitor [7] (see Fig. 1).

5. Appleby D.J.R., Ponon N.K., Kwa K.S.K., Zou B., Petrov P.K., Wang T., Alford N.M., O'Neill A. Experimental Observation of Negative Capacitance in Ferroelectrics at Room Temperature. // Nano Lett. 2014. V.14. N. 7. P. 3864. 6. Kostromina O.S., Rakut I.V., Rassadin A.E. On the possibility of experimental observation of phase portrait of Duffing-van der Pol equation with the "homoclinic figure-eight" // International conference 'Shilnikov WorkShop-2016', dedicated to the memory of Leonid Pavlovich Shilnikov (1934-2011) (Nizhny Novgorod, Russia, December 16-17, 2016). Book of abstracts. P. 10-11. http://www.shilnikov.unn.ru/doc/123allShWsh2016fin.pdf . 7. Kostromina O.S., Potapov A.A., Rakut I.V., Rassadin A.E. Total harmonic distorsions in oscillatory circuit with a ferroelectric capacitor with a negative capacitance // Eurasian Physical Technical Journal. - in print.

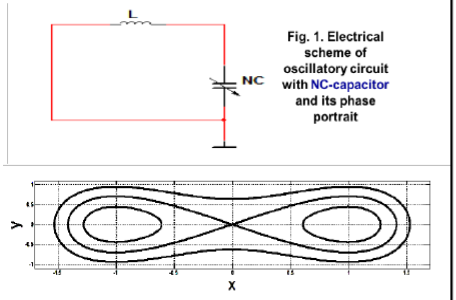


Fig. 1. Electrical scheme of oscillatory circuit with NC-capacitor and its phase portrait

But it is well investigated that presence of homoclinic loop on phase plane of the system under consideration is an evidence of possibility of existence of dynamic chaos in the system [3, 8].
That is why let us now consider series combination of inductance , resistance and NC-capacitor under the action of cosine input voltage with amplitude and frequency . The scheme of this electric circuit is shown on Fig. 2. Substituting formula (1) into the 2nd Kirchhoff's law for the circuit on Fig. 2 we obtain the next nonlinear differential equation for charge on NC-capacitor in this circuit:

$$L \cdot \frac{d^2q}{dt^2} + R \cdot \frac{dq}{dt} - \alpha \cdot q + \beta \cdot q^3 = U_0 \cdot \cos(\omega \cdot t). \qquad (2)$$

Introducing the following dimensionless variables and parameters:

$$\tau = \sqrt{\frac{\alpha}{L}} \cdot t, \quad x = \sqrt{\frac{\beta}{\alpha}} \cdot q, \quad \delta = \frac{R}{2 \cdot \sqrt{\alpha \cdot L}}, \quad A_0 = \sqrt{\frac{\beta}{\alpha^2}} \cdot U_0, \quad \Omega = \omega \cdot \sqrt{\frac{L}{\alpha}}, \qquad (3)$$

$$\ddot{x} - x + x^3 = -2 \cdot \delta \cdot \dot{x} + A_0 \cdot \cos(\Omega \cdot \tau), \qquad (4)$$

Where $\dot{x}$ is the derivative of dimensionless charge x with respect to dimensionless time τ.

8. Melnikov V.K. On stability of center under periodic on time perturbations // Proc. of Moscow mathematical society. 1963. V. 12. P. 3-52.

Right side in equation (4) gives rise to destruction of the "homoclinic figure-eight". According to [8] one can calculate the Melnikov function:

$$\Delta(\tau_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{X}(\tau) \cdot (-2 \cdot \delta \cdot \dot{X}(\tau) + A_0 \cdot \cos(\Omega \cdot \tau)) \cdot d\tau \qquad (5)$$

where $X(\tau) = \frac{\sqrt{2}}{ch(\tau + \tau_0)}$ is analitic expression for "homoclinic figure-eight" [3] and τ_0 is arbitrary temporal shift along the separatrix.

The value (5) has a meaning of the distance between stable and unstable manifolds of the saddle point (0,0) [8]. It was found in book [3] and is equal to:

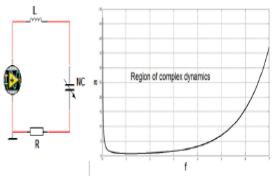
$$\Delta(\tau_0) = -\frac{8 \cdot \delta}{3} - \frac{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot A_0 \cdot \Omega}{ch(\pi \cdot \Omega / 2)} \cdot \sin(\Omega \cdot \tau_0). \qquad (6)$$

It is easy to see that if the inequality $a > \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{ch(f)}{f}$, (7)

where $a = \frac{A_0}{2 \cdot \delta}, \ f = \frac{\pi \cdot \Omega}{2}$, (8)

is true then the Melnikov function (6) is alternating in sign.

Fig. 2. Oscillatory circuit with NC-capacitor under the action of cosine input voltage and region of complex dynamics in the space of parameters of this system



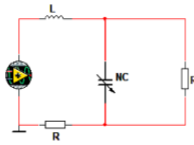
Hence following to the Melnikov criterion [8] this fact gives an evidence of existence of transversal intersection of stable and unstable manifolds of fixed point in system (4) and serves an indication of presence of homoclinic structure and connected with it complex dynamics namely countable set of periodic orbits and continuum of nonperiodic trajectories.
Boundary of the region of complex dynamics for the system (4) in its parametric space (f,α) plotted in accordance with inequality (7) is shown on Fig. 2.
We stress that in textbook [3] the system (4) has been considered as a model example in order to illustrate the Melnikov method [8] but our consideration is related with real electrical circuit presented on Fig. 2.

And in our case dimensionless parameters (8) $a = \frac{U_0 \cdot \sqrt{\beta \cdot L}}{\alpha \cdot R}$ and $f = \frac{\pi \cdot \omega}{2} \cdot \sqrt{\frac{L}{\alpha}}$

are expressed via physical parameters L, R, α, β, U_0 and ω of elements of this circuit.

In practice there is leakage of charge q on NC-capacitor [4, 5]. Let us simulate this leakage by resistance R_n combined in parallel with NC-capacitor. Therefore oscillatory circuit under our investigation ought to be modified as it is shown on Fig. 3. It means that one ought to complicate the mathematical model of our circuit.

Fig. 3. Oscillatory circuit with NC-capacitor with leakage under the action of cosine input voltage



The 1st Kirchhoff's law for the circuit on Fig. 3 gives us that rate of changing of charge q on NC-capacitor is equal to:

$$\frac{dq}{dt} = I + I_n, \qquad (9)$$

where I and I_n are currents via resistances R and R_n respectively.

The 2nd Kirchhoff's law for both contours of circuit on Fig. 3 reduces to the next pair of equations:

$$L \cdot \frac{dI}{dt} + R \cdot I + U_{NC}(q) = U_0 \cdot \cos(\omega \cdot t), \quad R_n \cdot I_n + U_{NC}(q) = 0. \qquad (10)$$

Combining expressions (1), (9) and (10) we derive the following generalization of equation (2):

$$L \cdot \frac{d^2q}{dt^2} + \left(R - \frac{\alpha \cdot L}{R_n}\right) \cdot \frac{dq}{dt} + \frac{3 \cdot \beta \cdot L}{R_n} \cdot q^2 \cdot \frac{dq}{dt} + \left(1 + \frac{R}{R_n}\right) \cdot (-\alpha \cdot Q + \beta \cdot Q^3) = U_0 \cdot \cos(\omega \cdot t). \qquad (11)$$

Suppose that R<<α·L/R<<R_n and then introduce the next dimensionless values:

$$\bar{\tau} = \sqrt{\frac{\alpha}{L}} \cdot \left(1 + \frac{R}{R_n}\right) \cdot t, \quad x = \sqrt{\frac{\beta}{\alpha}} \cdot q, \quad \bar{\delta} = \frac{R}{2 \cdot \sqrt{\alpha \cdot L}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + R/R_n}} \cdot \left(1 - \frac{\alpha \cdot L}{R \cdot R_n}\right)$$

$$\bar{A}_0 = \sqrt{\frac{\beta}{\alpha^2}} \cdot \frac{U_0}{1 + R/R_n}, \quad \bar{\Omega} = \sqrt{\frac{L}{\alpha}} \cdot \frac{\omega}{\sqrt{1 + R/R_n}}, \quad \bar{\gamma} = \frac{\sqrt{\alpha \cdot L}}{R_n} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + R/R_n}}. \qquad (12)$$

In variables (12) equation (11) can be rewritten as follows:

$$\ddot{x} - x + x^3 = -2 \cdot \bar{\delta} \cdot \dot{x} - 3 \cdot \bar{\gamma} \cdot x^2 \cdot \dot{x} + \bar{A}_0 \cdot \cos(\bar{\Omega} \cdot \bar{\tau}), \qquad (13)$$

where $\dot{x}$ is the derivative of dimensionless charge x with respect to dimensionless time $\bar{\tau}$.

In the same manner the Melnikov function for equation (13) is equal to:

$$\bar{\Delta}(\bar{\tau}_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{X}'(\bar{\tau}) \cdot (-2 \cdot \bar{\delta} \cdot \dot{X}'(\bar{\tau}) - 3 \cdot \bar{\gamma} \cdot X'^2(\bar{\tau}) \cdot \dot{X}'(\bar{\tau}) + \bar{A}_0 \cdot \cos(\bar{\Omega} \cdot \bar{\tau})) \cdot d\bar{\tau}. \qquad (14)$$

Calculating of integral (14) we obtain that:

$$\bar{\Delta}(\bar{\tau}_0) = -\frac{8 \cdot \bar{\delta}}{3} - \frac{16 \cdot \bar{\gamma}}{5} - \frac{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot \bar{A}_0 \cdot \bar{\Omega}}{ch(\pi \cdot \bar{\Omega}/2)} \cdot \sin(\bar{\Omega} \cdot \bar{\tau}_0). \qquad (15)$$

It follows from formula (15) that the region of complex dynamics for the system (13) is represented by the next inequality:

$$\bar{a} > \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{ch(\bar{f})}{\bar{f}}, \qquad (16)$$

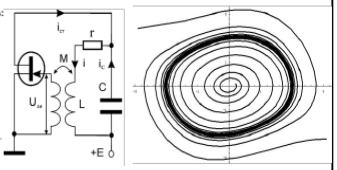
where dimensionless parameters:

$$\bar{a} = \frac{a}{\sqrt{1 + R/R_n} \cdot \left(1 + \frac{7}{5} \cdot \frac{\alpha \cdot L}{R \cdot R_n}\right)}, \quad \bar{f} = \frac{f}{\sqrt{1 + R/R_n}} \qquad (17)$$

are slightly expanded in comparison with parameters (8) of boundary (7) of the region of complex dynamics for the system (4). We also underline that shapes of curves (7) and (16) are exactly the same. It means that for electrical circuit on Fig. 2 possession by complex dynamics is the rough feature in the sense of the theory of dynamical systems [9].

9. Andronov A.A., Pontryagin L.S. Rough Systems // Reports of Academy of Sciences of the USSR. 1937. V. 14. P. 247-251. — (in Russian).

Fig. 4. Electrical scheme and phase portrait of van der Pol generator



Conclusion

In conclusion let us note that cosine input voltage can be obtained from the well-known van der Pol generator on field effect transistor [9] (see Fig. 4). But looking on its phase portrait presented on Fig. 4 it has became clear that there is significant total harmonic distorsions for output voltage in van der Pol generator. In order to eliminate these distorsions it is necessary to apply low-pass filter. The van der Pol generator, low-pass filter and oscillatory circuit with NC-capacitor can be placed on a single chip. It is obvious that this system is compatible with CMOS-technology. Thus this system is inscribed into paradeigma of integrated ferroelectrics [11].

ACKNOWLEDGMENT
The authors prepared this article during working on the project "Leading Talents of Guangdong Province", № 00201502 (2016-2020) in the JiNan University (China, Guangzhou).

11. Vorotilov K.A., Mukhortov V.M., Sigov A.S. Integrated Ferroelectric Devices. — M.: Energoatomizdat, 2011. — (in Russian).

Рис. 6. Постер доклада № 4 [4].

Nonlinear dynamics of fractals with cylindrical generatrix on surface of solid state

A.A. Potapov[1,2], A.E. Rassadin[3], A.V. Stepanov[4], A.A. Tronov[3],

[1]Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics of Russian Academy of Sciences, Russia, potapov@cplire.ru
[2]Joint-Lab. of JNU-IREE RAS, JiNan University, China
[3]Nizhny Novgorod Mathematical Society, Russia, brat_ras@list.ru
[4]Chuvash State Agricultural Academy, Russia, for.antonstep@gmail.com

XIV Sino-Russian Symposium "New materials and technologies" November 28 - December 1, 2017 Sanya, China

The model of surface growth of a solid on the basis of the Kardar-Parisi-Zhang equation (KPZ), was proposed in the article: Kardar M., Parisi G., Zhang Y. C. Dynamical Scaling of Growing Interfaces // Phys. Rev. Lett. 1986. V. 56. P. 889 - 892.

$$\frac{\partial h}{\partial t} = \frac{c}{2}(\nabla h)^2 + \mu \Delta h + Q$$

h — surface height

c — surface growth rate

μ — coefficient of diffusion of particles along the surface

Q — external source of matter

To describe the growth of a surface with a cylindrical generator, we will use the simplified equation of the KPZ:

$$\frac{\partial h}{\partial t} = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{\partial h}{\partial z}\right)^2$$

Its solution by the method of characteristics:

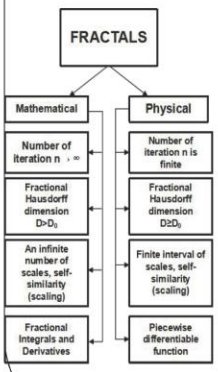
$$\begin{cases} h = -\frac{1}{2}\left(\frac{\partial h(z_0)}{\partial z_0}\right)^2 t + h(z_0) \\ z = z_0 - \left(\frac{\partial h(z_0)}{\partial z_0}\right) t \end{cases}$$

Fractal initial profiles are described by nowhere differentiable functions, such as the Weierstrass function:

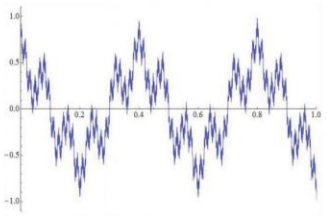
$$W(z) = \sum_{n=1}^{\infty} a^n \cos \pi b^n z$$

This creates an obstacle in the application of the method of characteristics

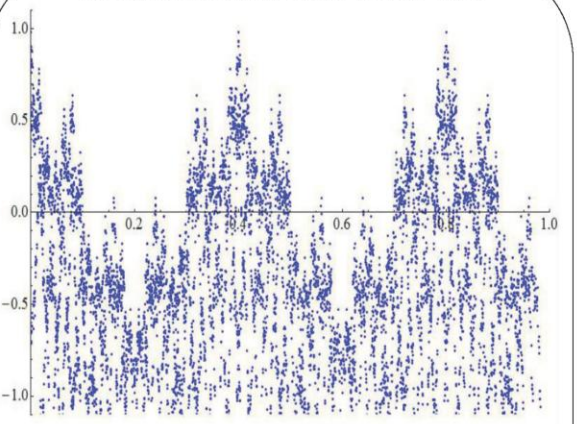
The way out: the use of physical fractals



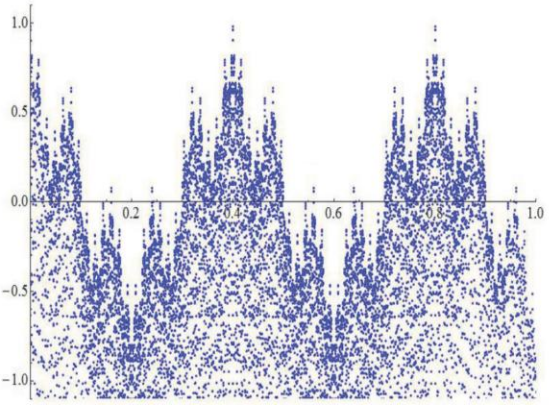
The regularized Weierstrass function: the number of terms of the series N = 6



The solution of the simplified KPZ equation at t = 0.0005



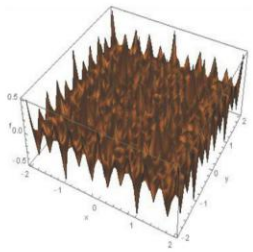
The solution of the simplified KPZ equation at t = 0.01



The proposed method can be extended to two-dimensional fractal surfaces of general position

Regularization of the two-dimensional Weierstrass function:

$$h(x,y,0) = W(x) \cdot W(y)$$



SPM-image from Potapov A.A., Bulavkin V.V., German V.A., Vyacheslavova O.F. // JTP. 2005. Vol. 75, No 5. P. 28-45 (in Russian).

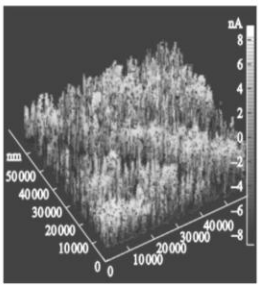


Рис. 7. Постер доклада № 5 [5].

INVESTIGATION OF STABILITY OF SOLITARY CHARGE WAVE IN INFINITE TRANSMISSION LINE WITH FERROELECTRIC CAPACITORS WITH A NEGATIVE CAPACITANCE

A.A. Potapov[1,2], I.V. Rakut[3,4], A.E. Rassadin[4]
[1]Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics of Russian Academy of Sciences, Russia, potapov@cplire.ru
[2]Joint-Lab. of JNU-IREE RAS, JiNan University, China
[3]Lobachevsky State University of Nizhny Novgorod, Russia, rakut@nirfi.unn.ru
[4]Nizhny Novgorod Mathematical Society, Russia, brat_ras@list.ru

November 28 – December 01, 2017 Sanya, Hainan Island, People's Republic of China

Elaboration of radio frequency/microwave distributed parameter systems is known to be an important direction of investigations in the sphere of integrated ferroelectrics.

Strong pulse to the development of this direction has been done by the recent discovery of negative capacitance effect in bilayer ferroelectric-dielectric heterostructures [1, 2].

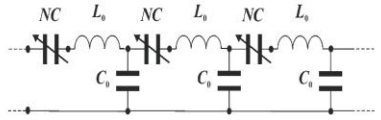
First sample of NC-capacitor thickness of layers of ferroelectric Pb(Zr0.2Ti0.8)O3 and dielectric SrTiO3 were equal to 28 nm and 48 nm respectively [1].
Another sample of NC-capacitor layers of ferroelectric BaTiO3 and dielectric SrTiO3 are 50 nm and 25 nm in thickness respectively [2].

1. *Khan A.I., Bhowmik D., Yu P.*, Kim S.J., Pan X., Ramesh R., Salahuddin S. Experimental Evidence Heterostructures // *Appl. Phys. Lett. 2011. V. 99, N. 11. P. 113501.* of Ferroelectric Negative Capacitance in Nanoscale

2. *Appleby D.J.R., Ponon N.K., Kwa K.S.K., Zou B., Petrov P.K., Wang T., Alford N.M.*, O'Neill A. Experimental Observation of Negative Capacitance in Ferroelectrics at Room Temperature. // *Nano Lett. 2014. V.14. N. 7. P. 3864.*

Fig. 1. Electrical scheme

of homogeneous circuit with NC-capacitors [3]



3. *Kostromina O.S., Potapov A.A., Rakut I.V., Rassadin A.E.* Waves in Long Line with Ferroelectric Capacitors with a Negative Capacitance // Proceedings of the 16th All-Russian School-seminar "Physics and Application of Microwaves" named after A.P. Sukhorukov "Waves-2017" (Russia, Moscow, June 4-9, 2017). Section "Coherent and Nonlinear Wave Phenomena" P. 38-41. (http://waves.phys.msu.ru/files/docs/2017/thesis/Section7.pdf).

In correspondence with articles [3] electric charge of NC-capacitor in point at each moment of time obeys to the following nonlinear Klein-Gordon-Fock (KGF) equation:

$$L_0 \cdot \frac{\partial^2 q}{\partial t^2} - \frac{\delta^2}{C_0} \cdot \frac{\partial^2 q}{\partial x^2} - \alpha \cdot q + \beta \cdot q^3 = 0 \quad , \qquad (1)$$

where δ is the scale of elementary four-pole network and constants $\alpha > 0$ and $\beta > 0$.

Nonlinearity of the KGF equation (1) is the consequence of the next dependence of voltage U_{NC} on NC-capacitor from its charge q, derived from Landau-Ginzburg-Devonshire theory [1, 2]:

$$U_{NC} = -\alpha \cdot q + \beta \cdot q^3 \quad . \qquad (2)$$

Rescaling time t, coordinate x along the line and charge q as $\frac{\sqrt{\alpha \cdot C_0}}{\delta} \cdot x \to x$, $\sqrt{\frac{\beta}{\alpha}} \cdot q \to q$, $\sqrt{\frac{\alpha}{L_0}} \cdot t \to t$ we reduce input equation (1) to the dimensionless form:

$$\frac{\partial^2 q}{\partial t^2} - \frac{\partial^2 q}{\partial x^2} - q + q^3 = 0 \quad . \qquad (3)$$

In articles [3] it was proven that there is the following exact solution of equation (3):

$$Q(x,t) = \sqrt{2} \cdot ch^{-1}\left(\frac{k \cdot x - \omega \cdot t}{\sqrt{\omega^2 - k^2}}\right) \quad , \qquad (4)$$

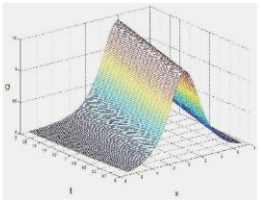
where k and ω are real numbers obeying to the inequality

$$|\omega| > k > 0.$$

This automodelling solution corresponds to the solitary wave of charge travelling along the circuit.

Plot of function (4) for $\omega = 2$ *and* $k = 1$ is presented on Fig. 2.

Fig. 2. Propagation of the solitary wave of charge



Let us suppose that at $t = 0$ there is small perturbation of solution (4) that is initial conditions for equation (3) are equal to:

$$q(x,0) = \sqrt{2} \cdot ch^{-1}\left(\frac{k \cdot x}{\sqrt{\omega^2 - k^2}}\right) + f_1(x)$$
$$\frac{\partial q(x,0)}{\partial t} = \frac{\sqrt{2} \cdot \omega}{\sqrt{\omega^2 - k^2}} \cdot sh\left(\frac{k \cdot x}{\sqrt{\omega^2 - k^2}}\right) ch^{-2}\left(\frac{k \cdot x}{\sqrt{\omega^2 - k^2}}\right) + f_2(x) \quad , \qquad (5)$$

where functions $f_{1,2}(x)$ are small in some norm.

In order to investigate stability of solution (4) under the action of such perturbations let us find solution of equation (3) in the next form:

$$q(x,t) = Q(x,t) + \Psi(x,t) \quad . \qquad (6)$$

Substituting expression (6) into equation (3) and rejecting terms with powers of $\Psi(x,t)$ greater than one we obtain the following linear equation:

$$\frac{\partial^2 \Psi}{\partial t^2} - \frac{\partial^2 \Psi}{\partial x^2} + [-1 + 3 \cdot Q^2(x,t)] \cdot \Psi = 0 \quad . \qquad (7)$$

Further let us introduce new variables

$$y = \frac{k \cdot x - \omega \cdot t}{\sqrt{\omega^2 - k^2}}, \quad z = \frac{k \cdot x + \omega \cdot t}{\sqrt{\omega^2 - k^2}} \quad , \qquad (8)$$

and rewrite equation (7) in them: where

$$\frac{\partial^2 \Psi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \Psi}{\partial z^2} = 2 \cdot \rho \cdot \frac{\partial^2 \Psi}{\partial y \partial z} + \left(-1 + \frac{6}{ch^2 y}\right) \cdot \Psi = 0 \quad , \qquad (9) \qquad \rho = \frac{\omega^2 + k^2}{\omega^2 - k^2}.$$

After finding out of the solution of equation (9) in the next form:

$$\Psi(y,z) = \exp\left[i \cdot q \cdot (z + \rho \cdot y)\right] \cdot \psi(y) \quad (10)$$

equation (9) proves to reduce to the stationary Schrödinger equation for the modified Pöschl-Teller potential well with continuous spectrum of eigenvalues of corresponding Hamiltonian $\hat{H}$ [4]: where

$$\hat{H}\psi = -\frac{d^2\psi}{dy^2} - \frac{6}{ch^2 y} \cdot \psi = \kappa^2 \cdot \psi \quad , (11) \quad \kappa = \sqrt{\frac{q^2}{q_*^2} - 1}, \quad q_* = \frac{\omega^2 - k^2}{2 \cdot \omega \cdot k}$$

4. Flügge S. Practical Quantum Mechanics I. — Berlin-Heidelberg-New York, Springer-Verlag, 1971.

It is well known [4] that in this case there are even:

$$\psi_+(y,q) = ch^3 y \cdot F\left(\frac{3 + i \cdot \kappa}{2}, \frac{3 - i \cdot \kappa}{2}, \frac{1}{2}; -sh^2 y\right) \qquad (12)$$

and odd:

$$\psi_-(y,q) = sh y \cdot ch^3 y \cdot F\left(\frac{4 + i \cdot \kappa}{2}, \frac{4 - i \cdot \kappa}{2}, \frac{3}{2}; -sh^2 y\right) \qquad (13)$$

eigenfunctions of Hamiltonian (11) expressing via hypergeometric function [4, 5].

Using asymptotic formulae for hypergeometric function [5] one can obtain that under $|y| \to \infty$

$$\psi_+(y,q) \to \sqrt{\pi} \cdot \left[\frac{\Gamma(-i \cdot \kappa) \cdot \exp(i \cdot \kappa \cdot \ln 2)}{\Gamma\left(\frac{3 - i \cdot \kappa}{2}\right) \cdot \Gamma\left(-1 - \frac{i \cdot \kappa}{2}\right)} \cdot \exp(-i \cdot \kappa \cdot |y|) + \right.$$
$$\left. + \frac{\Gamma(i \cdot \kappa) \cdot \exp(-i \cdot \kappa \cdot \ln 2)}{\Gamma\left(\frac{3 + i \cdot \kappa}{2}\right) \cdot \Gamma\left(-1 + \frac{i \cdot \kappa}{2}\right)} \cdot \exp(i \cdot \kappa \cdot |y|)\right] \qquad (14)$$

and

$$\psi_-(y,q) \to \pm \frac{\sqrt{\pi}}{2} \cdot \left[\frac{\Gamma(-i \cdot \kappa) \cdot \exp(i \cdot \kappa \cdot \ln 2)}{\Gamma\left(2 - \frac{i \cdot \kappa}{2}\right) \cdot \Gamma\left(-\frac{1}{2} - \frac{i \cdot \kappa}{2}\right)} \cdot \exp(-i \cdot \kappa \cdot |y|) + \right.$$
$$\left. + \frac{\Gamma(i \cdot \kappa) \cdot \exp(-i \cdot \kappa \cdot \ln 2)}{\Gamma\left(2 + \frac{i \cdot \kappa}{2}\right) \cdot \Gamma\left(-\frac{1}{2} + \frac{i \cdot \kappa}{2}\right)} \cdot \exp(i \cdot \kappa \cdot |y|)\right] \quad , \qquad (15)$$

5. Landau L.D., Lifshitz E.M. Quantum mechanics. Nonrelativistic Theory. — M.: Nauka, 1989. — (in Russian).

where $\Gamma(\ldots)$ is the Euler gamma-function.
Expressions (14) and (15) mean that eigenfunctions (12) and (13) are bounded on real axis. Therefore solution (10) of equation (9) is stable. It is very interesting to note that after substitution of formulae (8) into expression for phase in exponential multiplier in formula (10) one can find that:

$$q \cdot (z + \rho \cdot y) = \frac{q}{q_*} \cdot \frac{\omega \cdot x - k \cdot t}{\sqrt{\omega^2 - k^2}} \quad . \qquad (16)$$

Further let us perform for our frame of reference the next Galilei transformation:

$$x' = x - \frac{\omega}{k} \cdot t, \quad t' = t \quad . \qquad (17)$$

Combining formulae (10), (16) and (17) it can be established that in the frame of reference (17) solution (10) can be presented as standing wave modulated by plane wave travelling with velocity $2q_*$ in the direction opposite to the direction of propagation of the solitary wave (4).

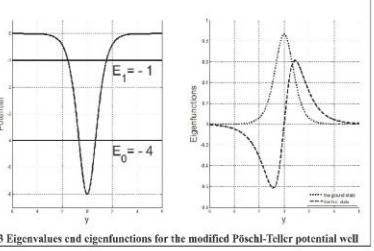


Fig.3 Eigenvalues and eigenfunctions for the modified Pöschl-Teller potential well

On the other hand the Hamiltonian (11) is known to possess by discrete spectrum of eigenvalues too [5]. In order to deal with discrete spectrum one ought to find the solution of equation (9) in the next form:

$$\Psi(y,z) = \exp\left[\lambda \cdot (z + \rho \cdot y)\right] \cdot \psi(y) \quad . \qquad (18)$$

Inserting expression (18) into equation (9) we establish that unknown function $\psi(y)$ ought to obey to the following equation:

$$-\frac{d^2\psi}{dy^2} - \frac{6}{ch^2 y} \cdot \psi = \left(-1 - \frac{\lambda^2}{q_*^2}\right) \cdot \psi \quad , \qquad (19)$$

For this shape of potential of the stationary Schrödinger equation (19) there are only two discrete eigenvalues [5]:

$$-1 - \frac{q^2}{q_*^2} = -(n-2)^2, n = 0,1 \quad . \qquad (20)$$

This physical situation is clarified by Fig. 3.

At first let us consider the second level of energy (20) when $n = 1$. In this situation normed eigenfunction is equal to [5]:

$$\psi_1(y) = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{sh y}{ch^2 y} \quad , \qquad (21)$$

and $\lambda = 0$ therefore in this case there are no dependence of solution (18) on z and expression (18) coincides with formula (21).

At last the normed ground state:

$$\psi_0(y) = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{1}{ch^2 y} \qquad (22)$$

corresponds to $q = \pm\sqrt{3} \cdot q_*$ hence for $n = 0$:

$$\Psi_0(x,t) = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \exp\left[\pm\sqrt{3} \cdot \frac{\omega \cdot x - k \cdot t}{\sqrt{\omega^2 - k^2}}\right] \cdot ch^{-2}\left[\frac{k \cdot x - \omega \cdot t}{\sqrt{\omega^2 - k^2}}\right] . \qquad (23)$$

Plot of function (23) for $\omega = 2$ and $k = 1$ is presented on Fig. 4.

It is easy to check that for expression (23) there are no regions of spatiotemporal stability in the space of parameters

$$\{(\omega, k): \ |\omega| > k > 0\}.$$

It means that the solitary wave (4) is unstable under the action of small perturbations (see Fig. 4).

ACKNOWLEDGMENT

The authors prepared this article during working on the project "Leading Talents of Guangdong Province", № 00201502 (2016-2020) in the JiNan University (China, Guangzhou).

Fig. 4. The development of spatio-temporal instability under the propagation of the solitary wave of charge

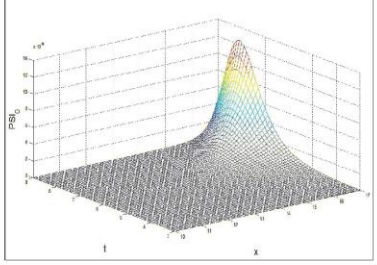


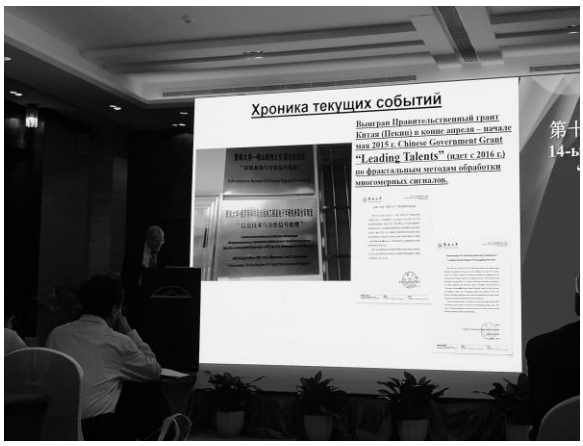
Рис. 8. Постер доклада № 6 [6].

Некоторые фото из кулуаров Международного XIV Китайско-Российского симпозиума «Новые материалы и технологии» приведены на рисунке 9.

(*а*) – Перед открытием Симпозиума.

(*б*) – Часть панорамного фото.

(*в*) – Начало дня пленарных докладов.



(*г*) – Мое пленарное выступление.

(*д*) – 6 стендов с нашими докладами.

(*е*) – Перекур… (декабрь 2017 г.).

Рис. 9. Китайско-Российский симпозиум «Новые материалы и технологии», 2017.

4. Отрицательный и фрактальный конденсаторы

Перейдем к краткому изложению результатов исследований в работах [1 – 6]. С конца прошлого века интенсивные исследовательские работы проводятся во всем мире в рамках нового междисциплинарного научного направления, содержащегося в объединении активных диэлектрических материалов с технологиями производства микроэлектроники. Это направление, названное «интегрированными сегнетоэлектриками», дает возможность создавать новое поколение электронных устройств на основе нелинейных эффектов в таких соединениях.

В данный момент возникает *новая наноэлектроника*, что особенно заметно в иностранных работах. Мощный толчок к исследованиям интегральных сегнетоэлектриков был сделан путем обнаружения двухслойной сегнетоэлектрической системы, обладающей термодинамически устойчивой *отрицательной емкостью* при комнатной температуре. Эту систему мы будем называть **NC-конденсатором**.

Первые экспериментальные наблюдения термодинамического стабильного эффекта отрицательной емкости в бислойном наноразмерном сегнетоэлектрическом цирконате-титанате свинца $Pb(Zr_{0.2}Ti_{0.8})O_3$ и параэлектрическом титанате стронция $SrTiO_3$ при комнатной температуре были представлены в 2011. У первого образца NC-конденсатора толщина слоев ферроэлектрика Pb $(Zr_{0.2}Ti_{0.8})O_3$ и диэлектрика $SrTiO_3$ были равны 28 нм и 48 нм соответственно. У другого образца NC-конденсатора толщина слоев ферроэлектрика $BaTiO_3$ и диэлектрика $SrTiO_3$ составляли соответственно 50 нм и 25 нм (опубликовано в 2014 г.).

Зависимость напряжения от заряда q на NC-конденсаторе имеет вид:

$$U_{NC} = -\alpha \cdot q + \beta \cdot q^3 \,. \qquad (1)$$

Параметры α, β в формуле (1) считаются положительными. Эти параметры зависят как от физических свойств материалов, образующих сегнетоэлектрический бислой в NC-конденсаторе, так и от геометрии NC-конденсатора (плоский, цилиндрический, сферический). Существенной особенностью NC-конденсаторов является чередование линейных и кубических выражений в (1). Эта особенность обеспечивает существование т. н. “гомоклинической восьмерки” на фазовой плоскости колебательного контура с NC-конденсатором. Но хорошо известно, что наличие гомоклинической петли на фазовой плоскости в рассматриваемой системе свидетельствует о возможности существования в системе динамического хаоса. Ряд современных схем передачи данных используют динамический хаос. И в настоящее время существует значительный интерес к этим схемам, поскольку хаотические сигналы являются естественным широкополосным сигналом. Нелинейная система, генерирующая хаотический сигнал, является важнейшей составляющей системы передачи данных этого типа. Развитие материаловедения приводит к прогрессивному расширению разнообразия таких систем [1 – 7].

Исследование приложений NC-конденсаторов в различных радиотехнических устройствах обязательно сыграет заметную роль в развитии интегрированных

сегнетоэлектриков, но это направление в мировой литературе пока оставлено без должного внимания.

Мы начали эти исследования в 2015 г. с изучения динамических режимов колебательного контура с NC-конденсатором. За это время нашим коллективом (Москва + Нижний Новгород) опубликовано более 20 тезисов докладов и примерно десяток статей на русском и английском языках по радиотехнике и физике схем с отрицательными NC-конденсаторами.

(Ранее автор придумал фрактальный конденсатор [8, 9], теперь очередь отрицательного конденсатора - исследование радиотехнических схем с таким NC-конденсатором и т.д.

За свои пионерские работы по фракталам 12 декабря 2017 г., находясь в Китае, по результатам выборов тайным электронным голосованием я был избран в Европе в члены Международного совета конференций по хаосу – CMSIM. Там всего 5 человек.).

В работе [1] рассмотрено воздействие случайного сигнала на колебательный контур с сегнетоэлектрическим конденсатором с отрицательной емкостью. В работе [2] приведено решение уравнения Фоккера-Планка-Колмогорова для сегнетоэлектрического конденсатора с отрицательной емкостью с помощью метода рядов Красовского. Методы, развитые в [2], могут быть применены для описания электрических цепей с другими нелинейными элементами: обратно смещенным *p-n* переходом, реальным контактом Джозефсона и т.д. Поэтому в работе [3] рассказано о реакции *p-n* перехода на некоторые сверхширокополосные сигналы, где плотность тока можно представить, как результат дробного дифференцирования. Генераторы хаотических электрических колебаний на основе ферроэлектрического конденсатора с отрицательной емкостью и их расчет представлены в [4]. Исследование устойчивости уединенной волны заряда в безграничной линии передачи с сегнетоэлектрическими конденсаторами с отрицательной емкостью проведено в работе [6] в предположении, что в соответствии со статьей [3] электрический заряд NC-конденсатора в точке в каждый момент времени подчиняется нелинейному уравнению Клейна-Гордона-Фока [10 - 12]. В работе [5] на основе уравнения Кардара-Паризи-Цванга исследована нелинейная динамика фракталов с цилиндрической образующей на поверхности твердого тела. Фрактальные начальные профили описываются нигде не дифференцируемыми функциями, такими как функция Вейерштрасса [13].

5. Заключение

Результаты, изложенные в данной работе, могут служить теоретическим обоснованием для ряда ключевых фрагментов систем проектирования приборов на новых физических принципах.

В данной работе представлен краткий обзор избранных докладов по современным проблемам новых материалов и современных технологий по сборнику полных текстов докладов Международного Китайско-Российского симпозиума «Новые материалы и технологии». Симпозиум проходил под эгидой Российской академии наук и Академии наук Китая. Симпозиум состоялся в Китае в городе Санья на острове Хайнань в ноябре –

декабре 2017 г. Цель Симпозиума: Развитие двусторонних научных и научно-технических связей, направленных на создание новых материалов и технологий. Внедрение научных разработок. Привлечение молодых ученых к научным исследованиям в области новых материалов и технологий.

Настоящее исследование продолжает авторский цикл работ по обоснованию применения теории фракталов, физического скейлинга и дробных операторов в вопросах радиофизики и радиолокации, начатых автором впервые в СССР в ИРЭ АН СССР в конце 70-х годов XX века.

6. Благодарности

Эта работа была частично поддержана проектом Международного научно-технического центра № 0847.2 (2000–2005, США), Российским фондом фундаментальных исследований (проекты №№ 05-07-90349, 07-07-07005, 07-07-12054, 07-08-00637, 11-07-00203, 18-08-01356-а), а также частично поддержана проектом "Ведущие таланты провинции Гуандун", № 00201502 (2016–2020) в университете ЦзиНань (Китай, Гуанчжоу).

Литература

1. Potapov A.A., Rassadin A.E., Tronov A.A. Action of Random Signal on Oscillatory Circuit with Ferroelectric Negative Capacitance. // Proc. 14th Sino - Russia Symposium on Advanced Materials and Technologies / Ed. Mingxing Jia (Sanya, Hainan Province, China: November 28 - December 1, 2017). Beijing: Metallurgical Industry Press (China, http://www.cnmip.com.cn), 2017. - P. 473-477.
2. Potapov A.A., Rakut I.V., Rassadin A.E., Tronov A.A. On Solution of Fokker-Planck-Kolmogorov Equation for a Ferroelectric Capacitor with a Negative Capacitance by Means of the Krasovsky Series Expansion Method. // Proc. 14th Sino - Russia Symposium on Advanced Materials and Technologies / Ed. Mingxing Jia (Sanya, Hainan Province, China: November 28 - December 1, 2017). Beijing: Metallurgical Industry Press (China, http://www.cnmip.com.cn), 2017. - P. 478-483.
3. Potapov A.A., Rassadin A.E., Stepanov A.V., Tronov A.A. On Transient Response of p-n Junction on Some Ultrawideband Signals. // Proc. 14th Sino - Russia Symposium on Advanced Materials and Technologies / Ed. Mingxing Jia (Sanya, Hainan Province, China: November 28 - December 1, 2017). Beijing: Metallurgical Industry Press (China, http://www.cnmip.com.cn), 2017. - P. 484-486.
4. Potapov A.A., Rassadin A.E., Tronov A.A. Generators of Chaotic Electrical Oscillations on Basis of Ferroelectric Capacitor with a Negative Capacitance // Proc. 14th Sino - Russia Symposium on Advanced Materials and Technologies. / Ed. Mingxing Jia (Sanya, Hainan Province, China: November 28 - December 1, 2017). Beijing: Metallurgical Industry Press (China, http://www.cnmip.com.cn), 2017. - P. 487-490.
5. Potapov A.A., Rassadin A.E., Stepanov A.V., Tronov A.A. Nonlinear Dynamics of Fractals with Cylindrical Generatrix on Surface of Solid State // Proc. 14th Sino - Russia Symposium on Advanced Materials and Technologies. / Ed. Mingxing Jia (Sanya, Hainan Province, China: November 28 - December 1, 2017). Beijing: Metallurgical Industry Press (China, http://www.cnmip.com.cn), 2017. - P. 491-493.
6. Potapov A.A., Rakut I.V., Rassadin A.E. Investigation of Stability of Solitary Charge Wave in Infinite Transmission Line with Ferroelectric Capacitors with a Negative Capacitance // Proc. 14th Sino - Russia Symposium on Advanced Materials and Technologies. / Ed. Mingxing Jia (Sanya, Hainan Province, China: November 28 - December 1, 2017). Beijing: Metallurgical Industry Press (China, http://www.cnmip.com.cn), 2017. - P. 494-498.
7. Potapov A.A., Potapov Alexey A., Potapov V.A. Fractal Radioelement's, Devices and Fractal Systems for Radar and Telecommunications // Proc. 14th Sino - Russia Symposium on Advanced

Materials and Technologies. / Ed. Mingxing Jia (Sanya, Hainan Province, China: November 28 - December 1, 2017). Beijing: Metallurgical Industry Press (China, http://www.cnmip.com.cn), 2017. - P. 499-506.
8. Потапов А.А., Потапов А.А. (мл.), Потапов В.А. Фрактальный конденсатор, дробные операторы и фрактальные импедансы. // Нелинейный мир, 2006, Т. 4, № 4-5. - С. 172-187.
9. Potapov Alexander, Potapov Victor. Fractal Radioelement's, Devices and Systems for Radar and Future Telecommunications: Antennas, Capacitor, Memristor, Smart 2D Frequency-Selective Surfaces, Labyrinths and Other Fractal Metamaterials. // Materials, Methods & Technologies, 2017, Vol. 11. - P. 492-512.
10. Kostromina O., Potapov A., Rakut I., Rassadin A., Tronov A. On nonstationary regimes in electric circuits with ferroelectric negative capacitance. // Proc. of the Int. Siberian Conf. Control and Communications SIBCON-2017 (Kazakhstan, Astana, June 29 – 30, 2017). Astana, Tomsk: S. Seifullin Kazakh Agrotechnical University, 2017. - DOI: 10.1109/SIBCON.2017.7998521 (http://ieee.tpu.ru/proceedings/papers/3ed315.pdf). - 3 p.
11. Kostromina O.S., Potapov A.A., Rakut I.V., Rassadin A.E. Total harmonic distorsions in an oscillatory circuit with a ferroelectric capacitor with negative capacitance. // Eurasian Physical Technical Journal, 2017, Vol. 14, No. 2(28). - P. 14-21.
12. Костромина О.С., Потапов А.А., Ракуть И.В., Рассадин А.Э. Колебания в однородной цепочке с сегнетоэлектрическими конденсаторами с отрицательной емкостью. // Ученые записки Физического факультета Московского университета (УЗФФ), 2017, № 6. - С. 1760703–1 - 1760703–6.
13. Kulikov D.A., Potapov A.A., Rassadin A.E., and Stepanov A.V. Model for growth of fractal solid state surface and possibility of its verification by means of atomic force microscopy. // IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng., 2017, Vol. 256, № 012026. - https://doi.org/10.1088/1757-899X/256/1/012026. - 10 p.

REFERENCES

1. Potapov A.A., Rassadin A.E., Tronov A.A. Action of Random Signal on Oscillatory Circuit with Ferroelectric Negative Capacitance. // Proc. 14th Sino - Russia Symposium on Advanced Materials and Technologies / Ed. Mingxing Jia (Sanya, Hainan Province, China: November 28 - December 1, 2017). Beijing: Metallurgical Industry Press (China, http://www.cnmip.com.cn), 2017. - P. 473-477.
2. Potapov A.A., Rakut I.V., Rassadin A.E., Tronov A.A. On Solution of Fokker-Planck-Kolmogorov Equation for a Ferroelectric Capacitor with a Negative Capacitance by Means of the Krasovsky Series Expansion Method. // Proc. 14th Sino - Russia Symposium on Advanced Materials and Technologies / Ed. Mingxing Jia (Sanya, Hainan Province, China: November 28 - December 1, 2017). Beijing: Metallurgical Industry Press (China, http://www.cnmip.com.cn), 2017. - P. 478-483.
3. Potapov A.A., Rassadin A.E., Stepanov A.V., Tronov A.A. On Transient Response of p-n Junction on Some Ultrawideband Signals. // Proc. 14th Sino - Russia Symposium on Advanced Materials and Technologies / Ed. Mingxing Jia (Sanya, Hainan Province, China: November 28 - December 1, 2017). Beijing: Metallurgical Industry Press (China, http://www.cnmip.com.cn), 2017. - P. 484-486.
4. Potapov A.A., Rassadin A.E., Tronov A.A. Generators of Chaotic Electrical Oscillations on Basis of Ferroelectric Capacitor with a Negative Capacitance // Proc. 14th Sino - Russia Symposium on Advanced Materials and Technologies. / Ed. Mingxing Jia (Sanya, Hainan Province, China: November 28 - December 1, 2017). Beijing: Metallurgical Industry Press (China, http://www.cnmip.com.cn), 2017. - P. 487-490.
5. Potapov A.A., Rassadin A.E., Stepanov A.V., Tronov A.A. Nonlinear Dynamics of Fractals with Cylindrical Generatrix on Surface of Solid State // Proc. 14th Sino - Russia Symposium on Advanced Materials and Technologies. / Ed. Mingxing Jia (Sanya, Hainan Province, China: November 28 - December 1, 2017). Beijing: Metallurgical Industry Press (China, http://www.cnmip.com.cn), 2017. - P. 491-493.

6. Potapov A.A., Rakut I.V., Rassadin A.E. Investigation of Stability of Solitary Charge Wave in Infinite Transmission Line with Ferroelectric Capacitors with a Negative Capacitance // Proc. 14th Sino - Russia Symposium on Advanced Materials and Technologies. / Ed. Mingxing Jia (Sanya, Hainan Province, China: November 28 - December 1, 2017). Beijing: Metallurgical Industry Press (China, http://www.cnmip.com.cn), 2017. - P. 494-498.
7. Potapov A.A., Potapov Alexey A., Potapov V.A. Fractal Radioelement's, Devices and Fractal Systems for Radar and Telecommunications // Proc. 14th Sino - Russia Symposium on Advanced Materials and Technologies. / Ed. Mingxing Jia (Sanya, Hainan Province, China: November 28 - December 1, 2017). Beijing: Metallurgical Industry Press (China, http://www.cnmip.com.cn), 2017. - P. 499-506.
8. Potapov A.A., Potapov A.A. (Jr), Potapov V.A. Fraktal'nyy kondensator, drobnyye operatory i fraktal'nyye impedansy [The Fractal Capacitor, Fractal Operators, and Fractal Impedances]. // Nelineynyy mir [Nonlinear world], 2006, Vol. 4, No 4-5. - P. 172-187.
9. Potapov Alexander, Potapov Victor. Fractal Radioelement's, Devices and Systems for Radar and Future Telecommunications: Antennas, Capacitor, Memristor, Smart 2D Frequency-Selective Surfaces, Labyrinths and Other Fractal Metamaterials. // Materials, Methods & Technologies, 2017, Vol. 11. - P. 492-512.
10. Kostromina O., Potapov A., Rakut I., Rassadin A., Tronov A. On nonstationary regimes in electric circuits with ferroelectric negative capacitance. // Proc. of the Int. Siberian Conf. Control and Communications SIBCON-2017 (Kazakhstan, Astana, June 29 – 30, 2017). Astana, Tomsk: S. Seifullin Kazakh Agrotechnical University, 2017. - DOI: 10.1109/SIBCON.2017.7998521 (http://ieee.tpu.ru/proceedings/papers/3ed315.pdf). - 3 p.
11. Kostromina O.S., Potapov A.A., Rakut I.V., Rassadin A.E. Total harmonic distorsions in an oscillatory circuit with a ferroelectric capacitor with negative capacitance. // Eurasian Physical Technical Journal, 2017, Vol. 14, No. 2(28). - P. 14-21.
12. Kostromina O., Potapov A., Rakut I., Rassadin A. Колебания в однородной цепочке с сегнетоэлектрическими конденсаторами с отрицательной емкостью [Oscillations in homogeneous circuit with ferroelectric capacitors with a negative capacitance]. // Uchenyye zapiski Fizicheskogo fakul'teta Moskovskogo universiteta [Memoirs of the Faculty of Physics, Lomonosov Moscow State University], 2017, No 6. - P. 1760703–1 - 1760703–6.
13. Kulikov D.A., Potapov A.A., Rassadin A.E., and Stepanov A.V. Model for growth of fractal solid state surface and possibility of its verification by means of atomic force microscopy. // IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng., 2017, Vol. 256, № 012026. - https://doi.org/10.1088/1757-899X/256/1/012026. - 10 p.

ШИРОКОПОЛОСНАЯ МОДЕЛЬ РАСЧЁТА ДИФРАКЦИОННОЙ КАРТИНЫ ИЗОТРОПНОГО АКУСТООПТИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

А. М. Бобрешов[1], И. С. Коровченко[1], А. В. Олейников[1], К. А. Прохоров[1]

[1]Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Воронежский государственный университет» (ФГБОУ ВО «ВГУ»), Воронеж, Россия

Аннотация. В докладе описаны теоретические методы описания акустооптического взаимодействия. Рассмотрен способ формирования упругой волны пьезоэлектрическим элементом. Осуществлён уход от узкополосного приближения с целью снятия ограничений на полосу сигнала. Предложен метод моделирования отклика всей среды на основе элементарной ячейки. В практической части проведено сравнение результатов работы модели и экспериментальных данных

Ключевые слова: акустооптика, дифракция Брэгга, интегральная модель, акустооптическая ячейка, пьезоэлемент, изотропная дифракция, расчёт параметров акустооптической ячейки, определение параметров пьезоэлемента, широкополосный сигнал.

BROADBAND MODEL OF CALCULATION OF THE DIFFRACTION PICTURE OF ISOTROPIC ACOUSTOPTICAL TRANSDUCER

A. M. Bobreshov[1], I. S. Korovchenko[1], A. V. Oleynikov[1], K. A. Prohorov[1]

[1]Federal State Budget Educational Institution of Higher Education "Voronezh State University" ("VSU" FGBOU VO), Voronezh, Russia

Abstract. The report describes theoretical methods for describing acoustooptic interaction. A method of forming an elastic wave by a piezoelectric element is considered. A departure from the narrow-band approximation was carried out in order to remove restrictions on the signal band. A method for modeling the response of the entire medium on the basis of a unit cell is proposed. In practical part, the results of the model created in the MATLAB environment and experimental data are compared, as well as checking for the discrepancy between the results of the model of the entire cell and calculations based on the elementary block. An analysis of some piezoelements was carried out using the realized model.

Keywords: acoustooptics, Bragg diffraction, integrated model, acousto-optic cell, piezoelectric element, isotropic diffraction, calculation of acousto-optic cell parameters, determination of piezoelement parameters, broadband signal.

1. Введение

При решении задач акустооптического взаимодействия пучков, имеющих сложную пространственно-временную структуру, весьма продуктивным является спектральный метод. Основой для его применения является тот факт, что АОВ при обычных условиях эксперимента является линейным по свету. Особенно впечатляющие результаты спектральный метод дает в приближении малой эффективности дифракции, когда АОВ становится линейным также и по акустическому полю. Однако, в случае работы с широкополосными сигналами требуется внести некоторые уточнения.

Необходимо уйти от условий, ограничивающих формулы узкополосным приближением. Для этого мы воспользуемся одним из фундаментальных подходов к описанию аксустооптического взаимодействия – методом интегральных уравнений.

2. Особенности предлагаемой модели

При рассмотрении моделей мы будем ограничиваться описанием основного характера взаимодействия когерентного света с упругими волнами. Метод дифференциальных уравнений основан на уравнениях Максвелла для немагнитной непроводящей среды, диэлектрическая проницаемость ε которой предполагается функцией координат и времени. Применять этот метод расчёта можно только для светового пучка с бесконечной апертурой. Однако, требованием бесконечной апертуры можно пренебречь, если предположить, что электрическое поле дифрагированной света наблюдается в точке, достаточно близкой к звуковому столбу, вследствие чего дифракционные эффекты, обусловленные конечной апертурой, пренебрежимо малы, что соответствует точке наблюдения, лежащей в картине ближнего поля.

В основу метода интегральных уравнений положена формула, полученная при решении задачи об излучении электромагнитного поля системой осциллирующих диполей. Данный подход используется при расчётах картины дальнего поля.

Для создание некоторой общей модели, которая была бы применима для обоих случаев, потребовались следующие условия. Во-первых, была выбрана интегральная модель по причине более простой реализации её в программном коде, в отличие от дифференциальной. Стоит также отметить, что использование узкополосного приближения делает невозможным использование конечных результатов, полученных в литературе [1, 2] при анализе широкополосных сигналов. Всё это приводит нас к необходимости рассматривать всю модель в целом несколько с других позиций, чем это было сделано ранее.

Рассмотрение начнём с формулы, положенной в основу метода интегральных уравнений. Если амплитуда и фаза плотности индуцированного дипольного момента от координат и времени задаётся вектором $\vec{P}(\vec{r},t)$, то электрического поле дифрагированной световой волны можно описать выражением

$$\vec{E}\left(\overrightarrow{r'},t\right)=\int_V \frac{[[\vec{P}(\vec{r},t)\times\overrightarrow{k'}]\times\overrightarrow{k'}]}{n^2}\frac{\exp(-ik'|\overrightarrow{r'}-\vec{r}|)}{|\overrightarrow{r'}-\vec{r}|}dV,$$

где $k'-$ волновое число дифрагированной волны, $n-$ показатель преломления среды для необыкновенного луча.

В общем случае связь между плотностью индуцированного дипольного момента и напряженностью порождающего её электрического поля, через электрическую восприимчивость:

$$P_i=\chi_{ij}E_j=\frac{1}{4\pi}\left(\Sigma_{ij}-\delta_{ij}\right)E_j.$$

Однако, записывая связь между плотностью индуцированного дипольного момента и напряженностью порождающего её электрического поля, через электрическую восприимчивость, мы не станем делать приближение о гармоничности упругой волны,

возбуждаемой в среде. Представляется необходимым найти способ расчёта изменения показателя преломления для такого случая.

Упрощённо акустооптическое взаимодействие можно описать следующим образом: акустическая волна вызывает пространственное изменение плотности среды, которому соответствует изменение показателя преломления. Пространственное изменение показателя преломления в некоторый заданный момент времени образует фазовую решетку, вызывающая дифракцию падающего пучка в одном (дифракция Брэгга) или более (дифракция Раммана-Ната) направлениях.

Известна формула, описывающая упругооптическое взаимодействие[3]

$$\Delta(\frac{1}{n^2})_{i,j} = \sum_{k,l} p_{ijkl} e_{kl}.$$

где e_{kl} – компоненты тензора деформации в декартовых координатах; p_{ijkl} – фотоупругие или упругооптические постоянные по деформации; $(\frac{1}{n^2})_{i,j}$ – параметры эллипсоида оптических показателей преломления. Симметрия кристалла определяет, какие компоненты тензора p_{ijkl} не равны нулю. В общем случае отличными от нуля компонентами тензора фотоупругих постоянных являются те же ненулевые компоненты, что и у тензора модулей упругости, однако матрица фотоупругих постоянных несимметрична относительно главной диагонали.

Эллипсоид показателей преломления в отсутствие деформации в произвольной декартовой системе координат может быть записана в виде

$$\sum_{i,j} \left(\frac{1}{n^2}\right)_{ij} x_i x_j = 1 \; i,j = 1,2,3.$$

Эта формула является удобным математическим представлением, описывающим поведение света при его распространении через оптически анизотропную среду, и позволяет определить два показателя преломления, соответствующие произвольному направлению распространения. Для заданного направления распространения векторы поляризации необыкновенного и обыкновенного лучей совпадают с большой и малой осями эллипса показателей преломления, который находится в плоскости, проходящей через центр эллипсоида и перпендикулярной волновому вектору $\vec{k}$. Длина большой и малой полуосей эллипса равна показателю преломления для соответствующей поляризации.

При наличии деформации, вызванных упругой волной, эллипсоид показателей преломления изменяется и принимает вид

$$\sum_{i,j}(\left(\frac{1}{n^2}\right)_{ij} + \Delta\left(\frac{1}{n^2}\right)_{ij})x_i x_j = 1.$$

Необходимо связать изменение компоненты тензора диэлектрической проницаемости с соответствующим изменением параметров эллипсоида оптических показателей преломления. Оно имеет вид

$$(n^2)_{ij} = \varepsilon_{ij}.$$

В результате дифференцирования обратных величин

$$\delta(\frac{1}{n^2})_{ij} = \delta(\varepsilon^{-1})_{ij}.$$

Соотношение между компонентами ε и ε^{-1} в свою очередь находим из уравнения, которому по определению удовлетворяет тензор диэлектрической проницаемости

$$\sum_k \varepsilon_{ik}(\varepsilon^{-1})_{kj} = \delta_{ij}.$$

Дифференцируя это уравнение и умножая справа на ε_{jl}, получаем

$$\delta\varepsilon_{il} = \sum_{k,j} -\varepsilon^0_{ik}\delta(\varepsilon^{-1})_{kj}\,\varepsilon^0_{jl}.$$

Таким образом, используя выражение (2.1) и (2.4), можно найти соотношение между упругой деформацией, вызванной звуковой волной, и изменением диэлектрической проницаемости:

$$\delta\varepsilon_{il} = \sum_{k,j,m,n} -\varepsilon^0_{ik}\varepsilon^0_{jl}p_{kjmn}e_{mn}.$$

С помощью этих формул мы сможем определить изменение показателя преломления, при распространении в среде акустической волны.

Следующий интересный момент — это определение тензора деформации среды, а также пьезоэлемента для случая широкополосного сигнала. В общей теории деформации рассчитываются исходя из решения двух уравнений, связывающих различные параметры птезоэлементов:

$$T_\alpha = c^E_{\alpha\beta}S_\beta - e_{i\alpha}E_i,\ i,j = 1,2,3,$$
$$D_i = \varepsilon^S_{ij}E_j + e_{i\alpha}S_\alpha,\ i,j = 1,\dots,6.$$

Эти уравнения определяют механическое напряжение и электрическую индукцию как функции независимых переменных – деформации и электрического поля. В большей части литературы при решение подобной системы подстановка представляет из себя синусоидальное колебание, что при расчётах деформации, вызванной широкополосным сигналом, не позволительно. В связи с этим решение требуется производить во временной области конечных разностей.

Ещё одним не маловажным изменением является выбор координатных осей. В стандартном методе интегральных уравнений предполагается, что координатная ось направлена вдоль направления дифрагированного луча. Однако, так как нам неизвестны параметры принимаемого сигнала, невозможно заранее определить направления дифрагировавших лучей. В связи с этим предлагается использовать в качестве главных осей те же оси, что и при падения светового пучка на акустооптическую ячейку. Это приводит к изменению формул

$$\vec{K} = [K, 0, 0],$$
$$\vec{k} = [-ksin\theta, 0, kcos\theta],$$
$$\vec{k'} = [k'sin\theta, 0, k'cos\theta],$$
$$\Delta k_x = K - ksin\theta - k'sin\theta \approx (K - 2ksin\theta),$$
$$\Delta k_z = kcos\theta - k'cos\theta \approx 0.$$

Таким образом система координат расположена таким образом, что её центр совпадает с геометрическим центром акустооптической ячейки.

.

3. Метод ускоренного численного расчёта и сравнение результатов

Общее уравнение, даже со всеми подстановками, необходимо брать числено. Рассмотрим алгоритм, при помощи которого рассчитывается этот интеграл. В модели считается, что световой пучок падает под углом Брэгга к оси Oz, при этом на ось Oy происходит нормальное падение. Кроме того, фронт волны в точках, имеющих одинаковые координаты y, представляется однородным. Расчёт дифракционной картины производится путём разбиения среды на точки и вычисление интенсивности светового пучка в конкретной точке выходной плоскости. Сделанное до этого предположение о нормальности падения луча на ось Oy, позволяет нам производить вычисление значение диэлектрической проницаемости среды от слоя к слою. Это позволяет не производить перерасчёт изменения показателя преломления, а переносить данные об изменении диэлектрической проницаемости от слоя к слою. Но несмотря на наши приближения, модель требует значительных вычислительных мощностей. Для ускорения расчётов был создан и реализован метод позволяющий вычислить дифракционную картину от всей акустооптической ячейки через элементарный блок, параметры которого определяются длиной волны оптического излучения и периодом акустического сигнала.

На рис. 1 изображена акустооптическая ячейка, разбитая на элементарные блоки. Из рисунка видно, что каждую точку дифракционной картины акустооптической ячейки можно представить как сумму точек дифракционной картины элементарного блока (рис. 2). Произведём преобразование области взаимодействия

$$\vec{E}\left(\overrightarrow{r'},t\right)=\int_{\sum V_i}\frac{[[\vec{P}(\vec{r},t)\times\overrightarrow{k'}]\times\overrightarrow{k'}]}{n^2}\frac{\exp(-ik'|\overrightarrow{r'}-\vec{r}|)}{|\overrightarrow{r'}-\vec{r}|}dV, \quad (1)$$

где $V_i -$ это совокупность координат точек составляющих i-ю элементарную ячейку в составе исходной акустооптической ячейки.

Произведём рассмотрение некоторой произвольной элементарной ячейки, расположение центра которой определяется радиус-вектором $\vec{R}$, проведённым из начала координат. Вычислим вклад этой ячейки:

$$\vec{E}\left(\overrightarrow{r'},t\right)=\int_{V_R}\frac{[[\vec{P}(\vec{r},t)\times\overrightarrow{k'}]\times\overrightarrow{k'}]}{n^2}\frac{\exp(-ik'|\overrightarrow{r'}-\vec{r}|)}{|\overrightarrow{r'}-\vec{r}|}dV,$$

Очевидно, что координаты в области интегрирования можно также записать через область элементарной ячейки V_0 следующим образом

$$V_R=V_0+\overrightarrow{R},$$

произведём замену переменных, так как dV аналогично $d\vec{r}$, то новая переменная интегрирования $\overrightarrow{r''}=\vec{r}-\vec{R}$, имеет дифференциал $d\overrightarrow{r''}=d\vec{r}$, тогда интеграл примет вид

$$\vec{E}_i\left(\overrightarrow{r'},t\right)=\int_{V_0}\frac{[[\vec{P}(\vec{r}-\vec{R},t)\times\overrightarrow{k'}]\times\overrightarrow{k'}]}{n^2}\frac{\exp(-ik'|\overrightarrow{r'}-\vec{r}+\vec{R}|)}{|\overrightarrow{r'}-\vec{r}+\vec{R}|}dV, \quad (2)$$

Здесь следует сделать ещё одно предположение, для возможности обобщения. Будем считать, что если каждую ячейку поместить центром в начало координат, то в пределах каждой элементарной ячейки, амплитуда и фаза плотности индуцированного дипольного момента зависит от координат и времени одинаково.

$$\vec{P}\left(\vec{r}-\vec{R},t\right)=\vec{P}(\vec{r}_0,t)$$

Тогда (2) примет вид

$$\vec{E}_i\left(\overrightarrow{r'},t\right)=\int_{V_0}\frac{[[\vec{P}(\vec{r}_0,t)\times\overrightarrow{k'}]\times\overrightarrow{k'}]}{n^2}\frac{\exp(-ik'|\overrightarrow{r'}-\vec{r}+\vec{R}|)}{|\overrightarrow{r'}-\vec{r}+\vec{R}|}dV, \tag{3}$$

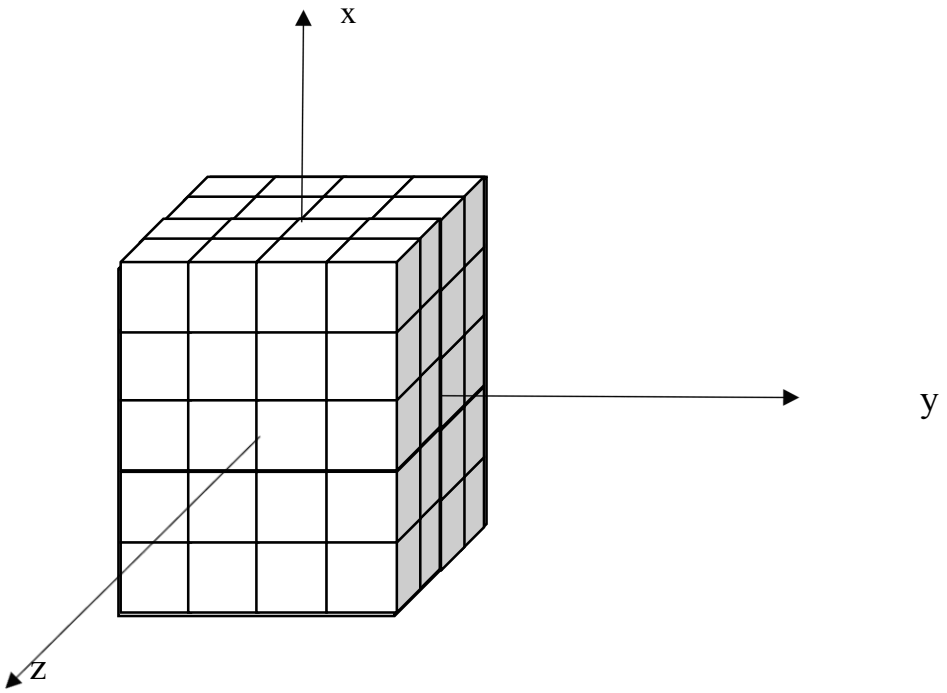


Рис. 1. Разбиение акустооптической ячейки

Видно, что в правой части интеграл представляет из себя ни что иное, как электрическое поле в точке дифракционной картины с координатами $\overrightarrow{r'}+\vec{R}$. Известно, что интеграл по сумме интервалов равен сумме интегралов от каждого в отдельности.

$$\vec{E}\left(\overrightarrow{r'},t\right)=\sum_i\int_{V_i}\frac{[[\vec{P}(\vec{r},t)\times\overrightarrow{k'}]\times\overrightarrow{k'}]}{n^2}\frac{\exp(-ik'|\overrightarrow{r'}-\vec{r}|)}{|\overrightarrow{r'}-\vec{r}|}dV, \tag{4}$$

Используя формулу (3) формула (4) примет вид:

$$\vec{E}\left(\overrightarrow{r'},t\right)=\sum_i\int_{V_0}\frac{[[\vec{P}(\vec{r}_0,t)\times\overrightarrow{k'}]\times\overrightarrow{k'}]}{n^2}\frac{\exp(-ik'|\overrightarrow{r'}-\vec{r}+\vec{R}_i|)}{|\overrightarrow{r'}-\vec{r}+\vec{R}_i|}dV,$$

$$\vec{E}\left(\overrightarrow{r'},t\right)=\sum_i\vec{E}\left(\overrightarrow{r'}+\vec{R}_i,t\right). \tag{5}$$

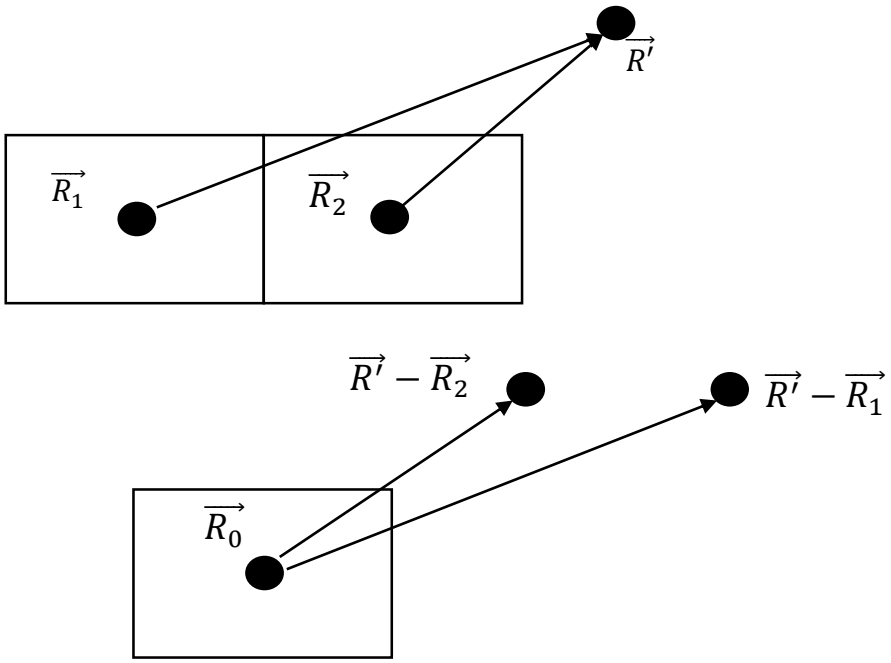


Рис. 2. Представление нескольких блоков через один

Ззначение поля в точке выходной плоскости для ячейки целиком можно представить как сумму точек в выходной плоскости для элементарной ячейки. Однако, ограничение, накладываемое на амплитуду и фазу плотности индуцированного дипольного момента, делают невозможным анализ отклика акустооптической ячейки на сигнал, который не полностью заполнил апертуру, по формуле (5). В таком случае будет необходимо разделить область взаимодействия на несколько частей и производить подсчёт для каждой области раздельно, а затем суммировать.

На рис. 3 изображена дифракционная картина, полученная при облучении кристалла ниобата лития лазерным пучком с длиной волны 655 нм, при этом сама ячейка располагалась на расстоянии 155см от экрана, управляющая частота ровнялась 66 МГц. Наша расчётная модель в качестве выходных параметров выдаёт значения интенсивности дифракционной картины в зависимости от координаты. Очевидно, что для сравнения данных нам необходимо изменить аргумент по оси абсцисс на рис. 3. При помощи нашего измерительного комплекса это сделать достаточно просто. Рассчитывая угол дифракции (угол Брэгга) и зная, согласно [1, 4, 5], что угол отклонения луча соответствует удвоенному углу Брэгга, используя элементарные тригонометрические преобразования мы получаем рис. 4.

Из сравнения рис. 4 и рис. 5 очевидно, что дифракционная картина, полученная при помощи модели, почти полностью совпадает с той, что мы получили на эксперименте. Видно, что совпадает как расположение максимумов, так и энергетические соотношения имеют одинаковый порядок.

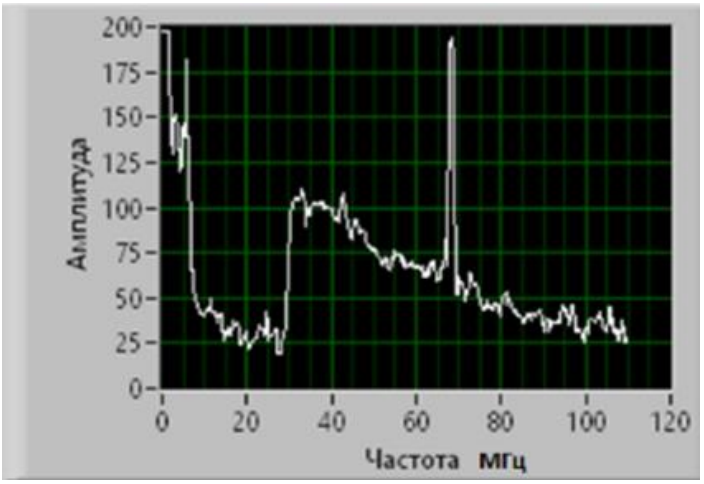


Рис. 3. Значение интенсивности в зависимости от управляющей частоты

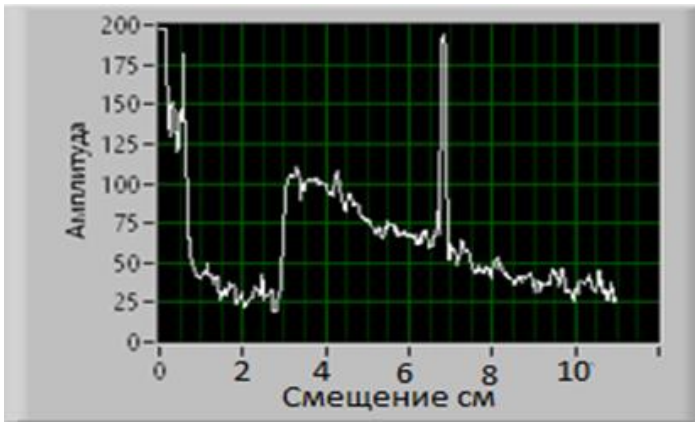


Рис. 4. Значение интенсивности в зависимости от смещения

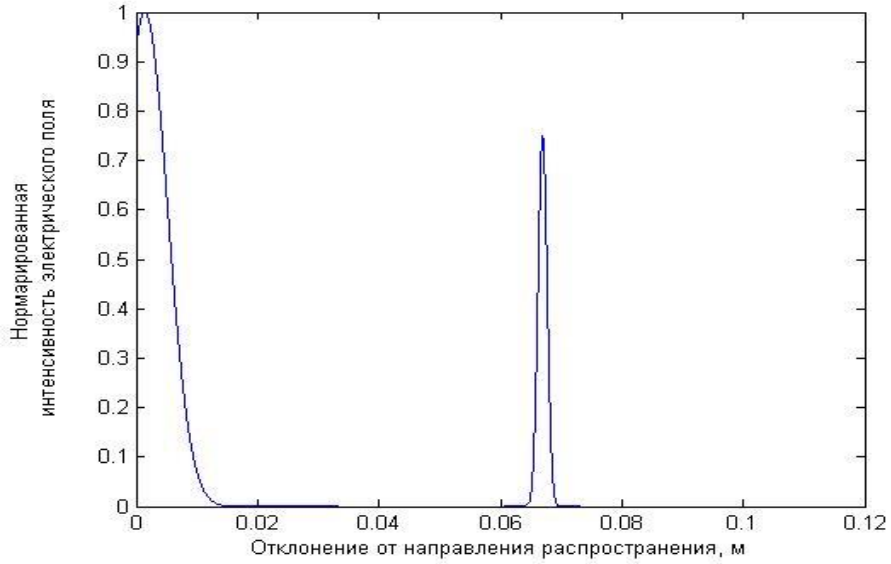


Рис. 5. Расчётная модель с параметрами эксперимента

4. Заключение

В данной работе рассмотрены возможности моделирования акустооптической ячейки для случая, когда кристалл является изотропным. Известно, что в таком случае, в отличие от анизотропии, его параметры не зависят от углов распространения, что приводит к ещё большему упрощению задачи. Однако, именно случай анизотропной дифракции представляется наиболее интересным для обработки широкополосных сигналов, так как при этом обеспечивается необходимая нам ширина полосы. В случае анизотропная дифракции угловая селективность акустооптического взаимодействия становится менее строгой, так в среде начинает распространяться расходящийся пучок как акустических, так и оптических волн. Это приводит к удовлетворению условия Брэгга для различных частот при одном и том же угле падения. Однако чрезмерная расходимость приведёт лишь к ухудшению параметров акустооптической ячейки.

5. Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта РФФИ №16-07-01238А.

Литература

1. Мезон В. П. Физическая акустика: Принципы и методы Том 7 / –Научное издание, т.7, 1970. –430 с.
2. Балакший В. И. Оптическая обработка информации / – М : МГУ, 1987. – 142 с.
3. Дьелесан Э. Упругие волны в твердых телах. Применение для обработки сигналов //–М : Наука, 1982. – 424 с.
4. Корпел А. Акустооптика /– М : Мир, 1993. – 238 с.
5. Кулаков С. В. Акустооптические устройства спектрального и корреляционного анализа сигналов /– Л : Наука, 1978. – 144 с.

References

1. Mason W. P. Physical Acoustics: Principles and Methods //– Acad. Press, volume 7, 1970. –430 c..
2. Balakshii V.I., Optical processing of information. M.: MSU, 1987. – 142 p.
3. D’elsan, E.,. Elastic waves in solids. Application for signal processing / M: Science, 1982 — 424 c.
4. Korpel A. Acoustooptic / M:Mir, 1993 — 238 p.
5. Kulakov S. V. Akustoopticheskie ustrojstva spectralnogo i korreliacionogo analyza signalov / L.:Science? 1978 — 144 p.

ШИРОКОПОЛОСНЫЕ СФОКУСИРОВАННЫЕ АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ В ЗАДАЧАХ РАДИОСВЯЗИ И МИКРОВОЛНОВЫХ ТЕХНОЛОГИЯХ

Д. А. Веденькин[1], Ю. Е. Седельников[1]

[1]Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева – КАИ (КНИТУ-КАИ), Казань, Россия

Аннотация. В настоящее время активно развиваются методы и средства фокусировки когерентного электромагнитного излучения в ограниченной области пространства. Использование в этих целях широкополосных и сверхширокополосных сигналов обещает повышение потенциала радиосвязи и улучшение технических и эксплуатационных характеристик микроволновых технологических и диагностических комплексов. Рассмотрению некоторых аспектов реализации широкополосного сфокусированного излучения и основных задач и посвящена данная работа

Ключевые слова: широкополосные сигналы, сверхширокополосные сигналы, сфокусированные антенные системы, радиосвязь, микроволновые комплексы, диагностические комплексы.

ULTRA-WIDEBAND FOCUSED ANTENNA SYSTEMS AND ITS APPLICATIONS IN RADIO COMMUNICATIONS AND MICROWAVE TECHNOLOGIES

D. A. Vedenkin[1], Y. E. Sedelnikov[1]

[1]Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev (KNRTU-KAI), Kazan, Russia

Abstract. Methods and tools for focusing coherent electromagnetic radiation in a limited region of space are actively develop nowadays. Use these methods to focusing broadband and ultra-wideband signals promises to increase radio communications and improve the technical and operational characteristics of microwave technology and diagnostic systems. Main aim of this article is analyzing properties of broadband and ultra-wideband electromagnetic radiation and discussing main tasks of its using.

Keywords: broadband signals, ultra-wideband signals, focusing antenna systems, radio communications, microwave technologies, diagnostic systems.

1. Введение

К настоящему времени проведено значительное число исследований свойств сфокусированных антенн и практических разработок систем и устройств, опирающихся на принципы сфокусированных апертур. В апертурной теории антенн используется представление поля излучения антенны, как суперпозиции полей элементарных источников, характеризуемых их типом и амплитудно-фазовым пространственным распределением. Поле излучения антенны конечных размеров представляет собой суперпозицию неоднородных сферических волн, излучаемых элементами антенны. В поле элементарного электрического источника выделяют две зоны: ближнюю зону (зону реактивного поля), соответствующую малым расстояниям до точки наблюдения и дальнюю зону, в которой поле имеет вид неоднородной сферической волны. Область пространства, заключенная между границами ближней и дальней зон, обычно называют

промежуточной зоной, в которой можно выделить две области: примыкающая к границе ближней зоны и к границе дальней зоны. Для ряда приложений представляет интерес электромагнитное поле в ближней промежуточной зоне, называемой в литературе [1], зоной ближнего излученного поля.

2. Структура сфокусированного электромагнитного поля

Электромагнитное поле в зоне ближнего излученного поля существенно отличается от случая дальней зоны и характеризуется специфической векторной структурой. Рассмотрим линейную антенну, образованную элементарным электрическим источником, ориентированным вдоль апертуры, рис. 1.

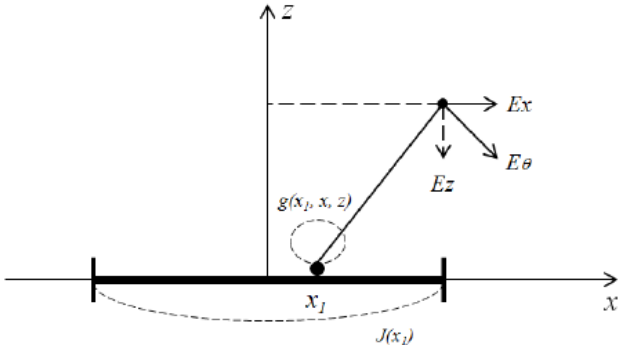


Рис. 1. К определению векторной структуры электромагнитного поля

В соответствии с выражением, определяющим значение напряженности электрического поля в среде без потерь:

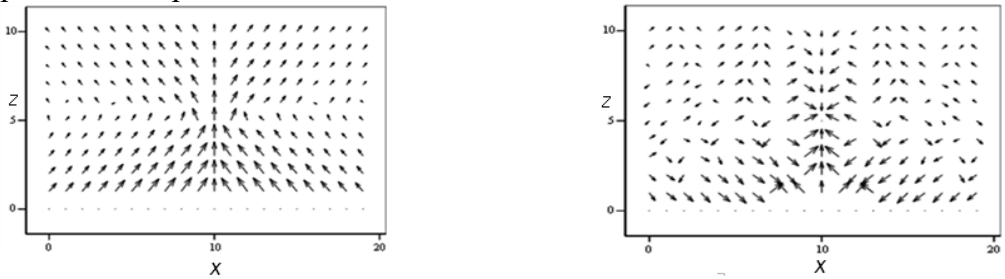
$$\dot{\vec{E}}(x,y) = \int_{-L/2}^{L/2} \vec{g}(x',x,y) \cdot \dot{J}(x') \cdot \frac{exp\left(-jkr(x',x,y)\right)}{r(x',x,y)}\, dx \qquad (1)$$

получим выражения, полностью определяющие векторную структуру напряженности электрического поля

$$\dot{E}_x(x,z) = \int_{-L/2}^{L/2} \dot{J}(x') \cdot |g(x',x,z)| \cdot \frac{exp\left(-jkr(x',x,z)\right)}{r(x',x,z)} \cdot \frac{z}{\sqrt{z^2+(x-x')^2}}\, dx' \qquad (2)$$

$$\dot{E}_z(x,z) = \int_{-L/2}^{L/2} \dot{J}(x') \cdot |g(x',x,z)| \cdot \frac{exp\left(-jkr(x',x,z)\right)}{r(x',x,z)} \cdot \frac{(x-x')}{\sqrt{z^2+(x-x')^2}}\, dx'. \qquad (3)$$

Пространственное распределение вектора Пойнтинга линейной сфокусированной антенны приведено на рис. 2.



а) *Re*П б) *Im*П

Рис. 2. Пространственное распределение вектора Пойнтинга линейной сфокусированной антенны длиной 20λ, точка фокусировки на расстоянии 5λ.

Расчетные зависимости, типа приведенных, высвечивают ряд особенностей процесса переноса энергии для антенны, сфокусированной в зоне ближнего излученного поля:

1. движение энергии происходит от апертуры в направлении точки фокуса с последующим расхождением в пространстве (любопытно отметить, что вид картина расчетных значений напряженности электрического и магнитного полей, полностью соответствует геометро-оптическим представлениям в виде лучей, направленны в точку фокусировки);
2. зависимость мнимой части вектора Пойнтинга имеет более сложный характер. Во-первых, имеет место колебательный процесс в обоих направлениях – вдоль и поперек апертуры. Во-вторых, картина распределения вектора $Im\Pi$ содержит чередующиеся участки с различными мгновенными значениями направления колебаний. Это, в частности, означает наличие ограниченных «очагов» колебательного процесса. Наиболее существенным является то, что колебательное движения энергии имеет место не только в направлении вдоль апертуры, но и в поперечном направлении, что идет вразрез с распространенным мнением о характере этого процесса, как имеющего место только вдоль апертуры.

Свойства плоских разреженных когерентных сфокусированных антенных решеток рассмотрены в работах [2-5]. Размеры области фокусировки, созданной с помощью объемных антенных решеток приведены в работе [6].

Особое место в принципах реализации сфокусированных апертур занимает использование широкополосных сигналов и отличительным свойством их использования является наличие частотных изменений характеристик излучения и приема. Для радиоустройств относительно узкополосных этими изменениями в полосе частот, соответствующих спектру радиосигнала можно пренебречь. По этой причине такие показатели как диаграмма направленности антенны, коэффициент направленного действия и др. считаются постоянными в полосе частот сигнала и, соответственно, вводятся для монохроматического сигнала. Для антенн сверхширокополосных радиоустройств эти изменения могут быть столь значительными, что пренебрегать ими невозможно и приходится изначально считаться с наличием заметной частотной зависимости характеристик направленности: $F(\theta, \varphi, f)$. В этих условиях становится невозможным определить направленные свойства антенны в отрыве не только от спектрального состава излучаемого радиосигнала, но и способа его обработки в приемной аппаратуре. Поэтому само определение диаграммы направленности антенны в составе сверхширокополосных радиоустройств неоднозначным. Более того, считается, что в этих условиях может иметь место несовпадение диаграмм направленности в режимах передачи и приема.

3. Режимы передачи и приёма

Режим передачи. При излучении антенной сверхширокополосного радиосигнала со спектром $G(f)$ напряженность электрического поля, излучаемого антенной в направлении (θ, φ) можно представить как:

$$E(\theta, \varphi, f) = F(\theta, \varphi, f)G(f) \quad (4)$$

Чтобы оценить интегральный эффект необходимо знать, каким именно образом используется энергии электромагнитного поля (4), для чего уже недостаточно информации об антенне. В зависимости от целей применения понятие, ДН наполняется различным смыслом. В ряде случаев, в частности в микроволновых технологиях, результирующий эффект можно оценивать энергией излучаемого сигнала в направлении (θ, φ):

$$\left|F_{\text{СШП}}{}^{\text{ПРДэн}}(\theta,\varphi,f)\right|^2 = \int_{f_0-\Delta f}^{f_0+\Delta f} |F(\theta,\varphi,f)G(f)|^2 df \quad (5)$$

где f_0 и $2\Delta f$ - средняя частота и полоса частот излучаемого сигнала

При радиоприеме мощность принимаемого сверхширокополосного сигнала может рассматриваться как результат осуществления линейной фильтрации с частотной характеристикой приемного устройства $K(f)$. ДН антенны в режиме передачи в этом случае определяется как:

$$\left|F_{\text{СШП}}{}^{\text{ПРДсиг}}\right|^2 = \left|\int_{f_0-\Delta f}^{f_0+\Delta f} F(\theta,\varphi,f)G(f)K(f)df\right|^2 \quad (6)$$

Отличие ДН в формах (5) и (6) очевидно. Хорошо просматривается и другой факт: направленные свойства антенны в режиме передачи в известной мере зависят от свойств приемного устройства.

Режим приема. ЭДС, наведенная в антенне сверхширокополосным излучением со спектром $G(f)$, а, следовательно, и ДН в режиме приема, можно представить величиной $F(\theta,\varphi,f)G(f)$[1]. Линейный приемник осуществляет функцию взвешенного суммирования амплитуд колебаний в полосе $[f_0-\Delta f, f_0+\Delta f]$ с частотной характеристикой $K_{\text{пр}}(f)$ и ДН в режиме приема может определяться мощностью результирующего принятого сигнала:

$$\left|F_{\text{СШП}}{}^{\text{ПРМсиг}}\right|^2 = \left|\int_{f_0-\Delta f}^{f_0+\Delta f} F(\theta,\varphi,f)G(f)K_{\text{пр}}(f)df\right|^2 \quad (7)$$

Сравнение представлений диаграмм направленности (5) – (7) наглядно демонстрирует известный факт, который трактуется как отличие, в общем случае, ДН антенн по сверхширокополосному сигналу в режимах приема и передачи. [7] Для рассмотрения более строгих формулировок категорий «диаграмма направленности антенны», «коэффициент усиления», а также дополнительных свойств антенн в составе сверхширокополосных радиосредств для случая дальней зоны можно обратиться к работе [8].

4. Заключение

Практические варианты применения широкополосных сфокусированных антенных систем весьма разнообразны и включают в себя задачи постановки помех пунктам радиосвязи [9], организации перспективных ложных авиационных целей [10], проведения ближнепольных антенных измерений, повышения эффективности функционирования микроволновых технологических комплексов [11] и т.п. Способы формирования и методы оценки сфокусированного поля в микроволновой технике также рассматриваются в [12].

[1] Говоря строго здесь должны вводиться в рассмотрение величины действующей высоты приемной антенны рассматриваться ли, с некоторыми оговорками эффективной площади приемной антенны.

5. Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках базовой части Государственного Задания 8.6872.2017/8.9.

Литература

1. Антенны, сфокусированные в зоне ближнего излученного поля: монография / под общ. ред. Ю.Е. Седельникова, Н.А. Тестоедова // Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. -Красноярск, -2015. -308 с.
2. Веденькин, Д.А. Активные сфокусированные антенные решетки для радиотехнических средств малоразмерных летательных аппаратов / Д.А. Веденькин, Ю.Е. Седельников // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. -2008. -т.11, № 4. -с.40-46
3. Веденькин, Д.А. Параметры разреженных сфокусированных антенных решеток / Д.А. Веденькин, Ю.Е. Седельников // Наука и бизнес: пути развития. -2013. -№ 10 (28). -С. 56-59.
4. Веденькин, Д.А. Сфокусированные антенные решетки на базе беспилотных летательных аппаратов / Д.А. Веденькин, Ю.Е. Седельников // Глобальный научный потенциал. -2013. -№ 10 (31). -С.86-88.
5. Веденькин, Д.А. Сфокусированные антенны для систем радиосвязи с группой малоразмерных летательных аппаратов / Д.А. Веденькин // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. -2007. -Т.10, № 5. -С. 36-38.
6. Веденькин, Д.А. Свойства объемных случайных антенных решеток, сфокусированных в зоне ближнего излученного поля / Д.А. Веденькин, Ю.Е. Седельников, А.Р. Насыбуллин, Н.В. Рябова, В.А. Иванов // Современная наука: актуальные проблемы теории и практики. Серия: Естественные и технические науки. -2015. -№ 12. С. 30-34.
7. Седельников, Ю.Е. Антенные решетки, сфокусированные по широкополосному сигналу / Ю.Е. Седельников, Д.А. Веденькин // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. -2015. –Т.18, №3-1, -С.23-30.
8. Булатов М.М., Овчаров А.П., Седельников Ю.Е. Характеристики направленности антенн сверхширокополосных радиосредств// Вестник МарГТУ. Йошкар-Ола: 2011. №1. С. 13-24.
9. Пат. U1 113019 RU МПК G01S 7/38 Система постановки помех мобильным пунктам радиосвязи со сверхширокополосными сигналами / Ю.Е. Седельников, Д.А. Веденькин, С.В. Васильев; заявитель КНИТУ-КАИ; заявка 12.01.201, опубл. 27.01.2012.
10. Пат. U1 118073 RU МПК G01S 7/38 Устройство для имитации отраженных сигналов радиолокационной станции / Ю.Е. Седельников, Д.А. Веденькин, Д.Х. Булатов; заявитель КНИТУ-КАИ; заявка 12.01.2011, опубл. 10.07.2012.
11. Г.А. Морозов, О.Г. Морозов, Ю.Е. Седельников, Н.Е. Стахова, В.В. Степанов Низкоинтенсивные СВЧ-технологии (проблемы и реализации) / Под ред. Г.А. Морозова и Ю.Е. Седельникова // -М.: «Радиотехника», 2003. -112 с.: ил.
12. Митрохин, В.Н. Способы формирования и методы оценки сфокусированного поля в микроволновой технике / В.Н. Митрохин, Э.О. Можаров // Антенны. -2015. –№3 (214). –С. 39-46.

References

1. Antenny, sfokusirovannye v zone blizhnego izluchennogo polya: monografiya / pod obshch. red. Yu.E. Sedel'nikova, N.A. Testoedova // Sib. gos. aerokosmich. un-t. -Krasnoyarsk, -2015. -308 s.
2. Veden'kin, D.A. Aktivnye sfokusirovannye antennye reshetki dlya radiotekhnicheskikh sredstv malorazmernykh letatel'nykh apparatov / D.A. Veden'kin, Yu.E. Sedel'nikov // Fizika volnovykh protsessov i radiotekhnicheskie sistemy. -2008. -t.11, № 4. -s.40-46
3. Veden'kin, D.A. Parametry razrezhennykh sfokusirovannykh antennykh reshetok / D.A. Veden'kin, Yu.E. Sedel'nikov // Nauka i biznes: puti razvitiya. -2013. -№ 10 (28). -S. 56-59.
4. Veden'kin, D.A. Sfokusirovannye antennye reshetki na baze bespilotnykh letatel'nykh apparatov / D.A. Veden'kin, Yu.E. Sedel'nikov // Global'nyi nauchnyi potentsial. -2013. -№ 10 (31). -S.86-88.

5. Veden'kin, D.A. Sfokusirovannye antenny dlya sistem radiosvyazi s gruppoi malorazmernykh letatel'nykh apparatov / D.A. Veden'kin // Fizika volnovykh protsessov i radiotekhnicheskie sistemy. -2007. -T.10, № 5. -S. 36-38.
6. Veden'kin, D.A. Svoistva ob"emnykh sluchainykh antennykh reshetok, sfokusirovannykh v zone blizhnego izluchennogo polya / D.A. Veden'kin, Yu.E. Sedel'nikov, A.R. Nasy-bullin, N.V. Ryabova, V.A. Ivanov // Sovremennaya nauka: aktual'nye problemy teorii i praktiki. Seriya: Estestvennye i tekhnicheskie nauki. -2015. -№ 12. S. 30-34.
7. Sedel'nikov, Yu.E. Antennye reshetki, sfokusirovannye po shirokopolosnomu signalu / Yu.E. Sedel'nikov, D.A. Veden'kin // Fizika volnovykh protsessov i radiotekhnicheskie sistemy. -2015. – T.18, №3-1, -S.23-30.
8. Bulatov M.M., Ovcharov A.P., Sedel'nikov Yu.E. Kharakteristiki napravlennosti antenn sverkhshirokopolosnykh radiosredstv// Vestnik MarGTU. Ioshkar-Ola: 2011. №1. S. 13-24.
9. Pat. U1 113019 RU MPK G01S 7/38 Sistema postanovki pomekh mobil'nym punktam radiosvyazi so sverkhshirokopolosnymi signalami / Yu.E. Sedel'nikov, D.A. Ve-den'kin, S.V. Vasil'ev; zayavitel' KNITU-KAI; zayavka 12.01.201, opubl. 27.01.2012.
10. Pat. U1 118073 RU MPK G01S 7/38 Ustroistvo dlya imitatsii otrazhennykh sig-nalov radiolokatsionnoi stantsii / Yu.E. Sedel'nikov, D.A. Veden'kin, D.Kh. Bulatov; zayavi-tel' KNITU-KAI; zayavka 12.01.2011, opubl. 10.07.2012.
11. G.A. Morozov, O.G. Morozov, Yu.E. Sedel'nikov, N.E. Stakhova, V.V. Stepanov Nizkointensivnye SVCh-tekhnologii (problemy i realizatsii) / Pod red. G.A. Morozova i Yu.E. Sedel'nikova // -M.: «Radiotekhnika», 2003. -112 s.: il.
12. Mitrokhin, V.N. Sposoby formirovaniya i metody otsenki sfokusirovannogo polya v mikrovolnovoi tekhnike / V.N. Mitrokhin, E.O. Mozharov // Antenny. -2015. –№3 (214). –S. 39-46.

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ НЕИЗВЕСТНОЙ ФОРМЫ

П.А.Трифонов[1], А.А.Тимошенко[2]

[1]Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия
[2]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. Проведены исследования влияния отклонения принятой модели от действительной формы принимаемого сверхширокополосного сигнала (СШПС) с неизвестными временными параметрами на эффективность обнаружения.

Ключевые слова: сверхширокополосные сигналы, радиоэлектронная разведка.

THE EFFICIENCY OF DETECTION OF ULTRAWIDEBAND SIGNALS OF UNKNOWN FORM

P.A. Trifonov[1], A.A. Timoshenko[2]

[1]Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia
[2]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. The influence of deviation of the accepted model from the actual form of received ultrawideband signal with unknown time parameters on the detection efficiency is studied.

Keywords: ultrawideband signals, radio-electronic intelligence.

ВВЕДЕНИЕ

В последнее время значительное внимание уделяется применению сверхкоротких (субнонасекундных) импульсов в радиолокации, радионавигации, связи и т.п. Об этом свидетельствуют работы [1-4] и др. Короткоимпульсные сигналы представляют собой частный случай сверхширокополосных сигналов (СШПС), использование которых имеет свою специфику и позволяет в принципе расширить возможности радиолокации. В [3] рассмотрена совместная оценка времени прихода и периода повторения последовательности СШПС на фоне гауссовского белого шума. Однако в ряде задач радиоэлектронной разведки [5] необходимо не только оценить время прихода и период повторения, но предварительно обнаружить последовательность СШПС с неизвестными временем прихода и периодом повторения. Кроме того, в отличии от задачи, рассмотренной в [3], в реальных условиях, кроме гауссовского белого шума часто действуют преднамеренные помехи, которые можно интерпретировать как гауссовский узкополосный процесс.

АЛГОРИТМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ НЕИЗВЕСТНОЙ ФОРМЫ

На практике, в большинстве случаев, форма принимаемого сигнал неизвестна или известна неточно, поэтому рассмотрим алгоритм квазиправдоподобного обнаружения последовательности СШПС с неизвестной формой**,** с неизвестными временем при-

хода и периодом повторения при наличии как гауссовского белого шума (ГБШ), так и гауссовской узкополосной помехи (ГУП).

Последовательность СШПС можно записать в виде [1]:

$$s_N(t,\lambda_0,\theta_0)=\sum_{k=0}^{N-1} s[t-\lambda_0-(k-\mu)\theta_0], \tag{1}$$

где λ_0 - время прихода последовательности, θ_0 - период повторения, параметр μ определяет точку последовательности, с которой связано её время прихода λ_0. Так, при $\mu=0$ величина λ_0 представляет собой время прихода первого импульса последовательности, при $\mu=(N-1)/2$ - время прихода середины последовательности, а при $\mu=N-1$ - время прихода последнего импульса последовательности. Функция $s(t)$ описывает форму одного СШПС последовательности (1). Обозначим: Ω_1 - минимальная частота, а Ω_2 - максимальная частота спектра сигнала $s(t)$, $\omega_s=(\Omega_1+\Omega_2)/2$ - средняя частота. Показатель широкополосности запишется как [2] $\eta=\Omega_s/\omega_s$, где $\Omega_s=\Omega_2-\Omega_1$ - полоса частот сигнала $s(t)$. При $\eta\geq 0,2..0,5$ сигнал $s(t)$ является сверхширокополосным [1, 2].

Пусть на интервале времени $[0;T]$ в случае наличия сигнала наблюдается реализация

$$x(t)=s_N(t,\lambda_0,\theta_0)+n(t)+\xi(t), \tag{2}$$

а в случае отсутствия сигнала

$$x(t)=n(t)+\xi(t). \tag{3}$$

Здесь $n(t)$ - центрированный ГБШ с односторонней спектральной плотностью N_0, $\xi(t)$ - центрированная ГУП, которая обладает корреляционной функцией $B_\xi(\tau)=<\xi(t)\xi(t+\tau)>$ и спектральной плотностью

$$G_\xi(\omega)=\int_{-\infty}^{\infty} B_\xi(\tau)\exp(-j\omega\tau)d\tau. \tag{4}$$

Процессы $n(t)$ и $\xi(t)$ предполагаются статистически независимыми.

Полагаем, что скважность последовательности (1) достаточно велика, так, что отдельные СШПС не перекрываются. Будем считать, что $\lambda_0\in[\lambda_{\min};\lambda_{\max}]$, $\theta_0\in[\theta_{\min};\theta_{\max}]$, а длины априорных интервалов возможных значений времени прихода и периода следования обозначим $\Lambda=\lambda_{\max}-\lambda_{\min}$, $\Theta=\theta_{\max}-\theta_{\min}$. Считаем, что $\Lambda<\theta_{\min}$ и $0<\lambda_{\min}<\lambda_{\max}+N\theta_{\max}<T$.

При воздействии только ГБШ логарифм функционала отношения правдоподобия (ФОП) можно записать в виде [4]:

$$L(\lambda,\theta)=\frac{2}{N_0}\sum_{k=0}^{N-1}\int_0^T x(t)s[t-\lambda-(k-\mu)\theta]dt. \tag{5}$$

Эту функцию необходимо формировать для всех возможных значений времени прихода $\lambda \in [\lambda_{\min}; \lambda_{\max}]$ и периода следования $\theta \in [\theta_{\min}; \theta_{\max}]$.

Поскольку значения времени прихода λ и периода повторения θ неизвестны, для того, чтобы исключить их влияние на процесс обнаружения, необходимо заменить неизвестные истинные значения на их оценки максимального правдоподобия. Таким образом, при наличии только ГБШ, получаемый обнаружитель максимального правдоподобия вырабатывает величину [7, 8]

$$L = \sup_{\lambda,\theta} L(\lambda, \theta),\ \theta \in [\theta_{\min}; \theta_{\max}],\ \lambda \in [\lambda_{\min}; \lambda_{\max}].$$

Решение о наличии сигнала принимается при

$$L > h.$$

Если $L < h$, принимается решение о том, что сигнал отсутствует, где h - порог обнаружения.

В формуле (5) $s(\cdot)$ – опорный сигнал, форма которого при оптимальном приеме совпадает с формой принимаемого сигнала. В большинстве практических случаях форма принимаемого сигнал неизвестна или известна неточно, поэтому для обнаружения СШПС будем использовать квазиправдоподобный приемник, который синтезируется для некоторого ожидаемого сигнала $s_1(\cdot)$, причем в общем случае $s_1(t) \neq s(t)$.

При воздействии только ГБШ квазиправдоподобный приемник будет вырабатывать функцию, на основе значений которой принимается решение об отсутствии или наличии сигнала:

$$L_1(\lambda, \theta) = \frac{2}{N_0} \sum_{k=0}^{N-1} \int_0^T x(t) s_1[t - \lambda - (k - \mu)\theta] dt. \qquad (6)$$

Таким образом, при наличии только ГБШ, получаемый обнаружитель формирует величину [7, 8]

$$L_1 = \sup_{\lambda,\theta} L_1(\lambda, \theta),\ \theta \in [\theta_{\min}; \theta_{\max}],\ \lambda \in [\lambda_{\min}; \lambda_{\max}]. \qquad (7)$$

Решение о наличии сигнала принимается при

$$L_1 > h. \qquad (8)$$

Если $L_1 < h$, принимается решение о том, что сигнал отсутствует, где h - порог обнаружения.

АППАРАТУРНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ОБНАРУЖИТЕЛЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ НЕИЗВЕСТНОЙ ФОРМЫ

Для аппаратурной реализации обнаружителя СШПС необходимо вырабатывать функцию $L_1(\lambda, \theta)$ (6) для всех возможных значений $\lambda \in [\lambda_{\min}; \lambda_{\max}]$ с шагом $\Delta\lambda_i$ и $\theta \in [\theta_{\min}; \theta_{\max}]$ с шагом $\Delta\Omega_i$. Поскольку λ представляет собой временное положение последовательности СШПС, можно, используя фильтровую реализацию, получить функцию $L_1(\lambda, \theta_i)$ как непрерывную функцию λ. Тогда обнаружитель должен содержать n каналов с различными значениями θ_i, в каждом из которых будет вырабаты-

ваться $L_1(\lambda,\theta_i)$ как непрерывная функция λ. Получить функцию $L_1(\lambda,\theta_i)$ можно с помощью схемы, представленной на рис. 1.

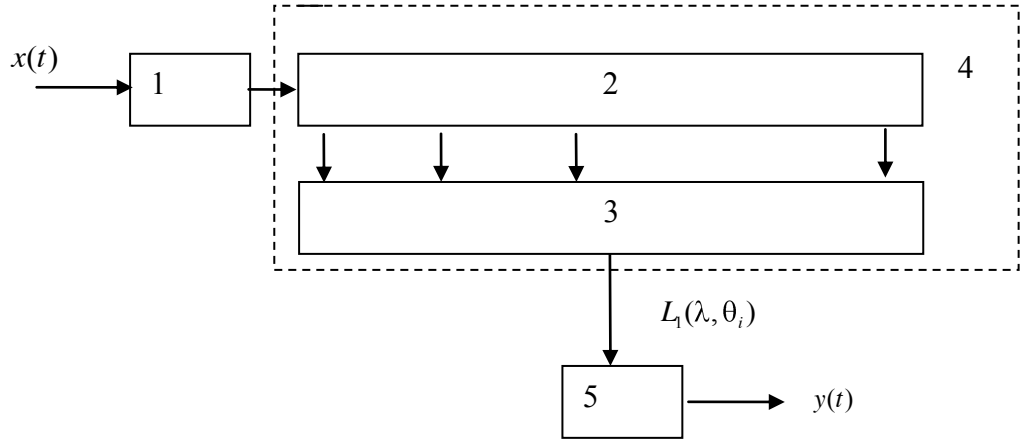


Рис. 1. Схема получения функции $L_1(\lambda,\theta_i)$

Здесь обозначено: 1 – линейный фильтр с импульсной переходной функцией (ИПФ) $H(t)$, 2 – устройство задержки с $N-2$ отводами через время θ, 3 – сумматор. Устройство задержки 2 и сумматор 3 образуют гребенчатый фильтр 4 с ИПФ $h_1(t)=\sum_{k=0}^{N-1}\delta(t-k\theta)$, а ИПФ всего устройства

$$h(t)=\int_{-\infty}^{\infty}H(y)h_1(t-y)dy=\sum_{k=0}^{N-1}H(t-k\theta). \tag{9}$$

Покажем, что устройство на рис.1 вырабатывает функцию

$$L_1(t,\theta)=\frac{2}{N_0}\sum_{k=0}^{N-1}\int_0^T x(y)s_1[t_0-t+y+(k-\mu)\theta]dy. \tag{10}$$

Вычисляя свертку реализации наблюдаемых данных $x(t)$ (2) и ИПФ (9), для выходного сигнала гребенчатого фильтра, изображенного на рис. 1, получаем выражение

$$y(t)=\int_{-\infty}^{\infty}x(y)h(t-y)dy=\sum_{k=0}^{N-1}\int_{-\infty}^{\infty}x(t)H(t-y-k\theta)dy. \tag{11}$$

Если блок 1 представляет собой фильтр, согласованный с сигналом $s_1(t)$, который в общем случае не соответствует принимаемому сигналу $s(t)$, то следует положить [1]

$$H(t)=2s_1(t_0-t)/N_0, \tag{12}$$

где t_0 - задержка сигнала, величина которой обычно выбирается большей, чем его длительность. Подставляя (12) в (11), имеем сигнал на выходе фильтра:

$$y(t)=\frac{2}{N_0}\sum_{k=0}^{N-1}\int_{-\infty}^{\infty}x(y)s_1(t_0-t+y+k\theta)dy.$$

Выбирая здесь

$$t=t_0+(N-1-\mu)\theta+\lambda, \tag{13}$$

приходим к выражению для сигнала на выходе квазиправдоподобного приемника (6). В блоке 5 на рис. 1 определяется величина абсолютного максимума L_1 выходного сигнала фильтра 4 на интервале

$$[T_1;T_2], \tag{14}$$

где $T_1 = t_0 + (N-1-\mu)\theta + \Lambda_1$, $T_2 = t_0 + (N-1-\mu)\theta + \Lambda_2$. Следовательно, блок 5 может быть реализован как пиковый детектор, в котором определяется наибольший максимум сигнала $y(t)$ на интервале (14). Далее строится такой же канал и в нем определяется наибольший максимум сигнала $y(t)$ при θ_{i+1} из интервала $[\theta_{\min};\theta_{\max}]$. В решающем устройстве сигналы на выходе каждого канала сравниваются между собой и находится канал с наибольшим значением. Сигнал на выходе этого канала сравнивается с порогом h и выносится решение о наличии или его отсутствии в реализации наблюдаемых данных (2). В идеале число каналов должно быть бесконечным, однако на практике используют число каналов исходя из требований, предъявляемых к эффективности обнаружения и степени простоты аппаратурной реализации алгоритма обнаружения.

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ НЕИЗВЕСТНОЙ ФОРМЫ

Эффективность обнаружения последовательности СШПС можно характеризовать величинами вероятности ложной тревоги α_1 и вероятности пропуска сигнала β_1 [8].

Найдем вероятность ложной тревоги, используя алгоритм (8) при наличии ГУП. Реализация наблюдаемых данных при отсутствии сигнала имеет вид (3). Подставив (3) в (6), получим:

$$L_1(\lambda,\theta) = N_1(\lambda,\theta) = \frac{2}{N_0}\sum_{k=0}^{N-1}\int_0^T [n(t)+\xi(t)]s_1[t-(k-\mu)\theta-\lambda]dt\,. \tag{15}$$

Здесь $N_1(\lambda,\theta)$ - шумовая функция на выходе приемника максимального правдоподобия. Шумовая функция (15) представляет собой линейное преобразование гауссовского случайного процесса, следовательно является гауссовским случайным полем. Среднее значение этого поля $< N_1(\lambda,\theta) >= 0$, а корреляционная функция запишется как:

$$\begin{aligned} &B_1(\lambda_1,\theta_1,\lambda_2,\theta_2) =< N_1(\lambda_1,\theta_1)N_1(\lambda_2,\theta_2) >= \\ &= \sum_{k=0}^{N-1}\sum_{n=0}^{N-1}\left\{\frac{2}{N_0}\int_0^T s_1[t-(k-\mu)\theta_1-\lambda_1]s_1[t-(k-\mu)\theta_2-\lambda_2]dt + \frac{4}{N_0^2}\int_0^T\int_0^T B_\xi(t_2-t_1)\times\right. \\ &\left.\times s_1[t_1-(k-\mu)\theta_1-\lambda_1]s_1[t_2-(k-\mu)\theta_2-\lambda_2]dt_1dt_2\right. = \sum_{k=0}^{N-1}\sum_{n=0}^{N-1} B_{1N}[\lambda_1,(k-\mu)\theta_1,\lambda_2,(n-\mu)\theta_2]. \end{aligned} \tag{16}$$

Здесь:

$$\begin{aligned} &B_{1N}(\lambda_1,\theta_1,\lambda_2,\theta_2) = \frac{2}{N_0}\int_0^T s_1(t-\theta_1-\lambda_1)s_1(t-\theta_2-\lambda_2)dt + \frac{4}{N_0^2}\int_0^T\int_0^T B_\xi(t_2-t_1)\times \\ &\times s_1(t_1-\theta_1-\lambda_1)s_1(t_2-\theta_2-\lambda_2)dt_1dt_2. \end{aligned} \tag{17}$$

Рассмотрим свойства функции (17). Обозначим τ_s - длительность СШПС $s_1(t)$, так что $s_1(\pm\tau_s)\approx 0$, тогда $B_{1N}(\lambda_1,\theta_1,\lambda_2,\theta_2)\approx 0$ при $|\lambda_2-\lambda_1+\theta_2-\theta_1|>\tau_s$. Пусть минимальная скважность последовательности (1) достаточно велика, то есть:

$$\tau_s << \theta_{\min}, \tag{18}$$

а также

$$\Lambda < \theta_{\min},\ \Theta << \theta_{\min}. \tag{19}$$

Тогда $B_{1N}[\lambda_1,(k-\mu)\theta_1,\lambda_2,(n-\mu)\theta_2]\approx 0$ при $k\neq n$ и $B_{1N}[\lambda_1,(k-\mu)\theta_1,\lambda_2,(n-\mu)\theta_2]=$ $= B_{1N}[\lambda_1,(k-\mu)\theta_1,\lambda_2,(k-\mu)\theta_2]$ при $k=n$. Таким образом (16) принимает вид:

$$B_1(\lambda_1,\theta_1,\lambda_2,\theta_2)=\sum_{k=0}^{N-1}B_{1H}[\lambda_2-\lambda_1+(k-\mu)(\theta_2-\theta_1)], \tag{20}$$

где

$$B_{1H}(\eta)=\frac{2}{N_0}\int_0^T s_1(t)s_1(t-\eta)dt+\frac{4}{N_0^2}\int_0^T\int_0^T B_\xi(t_2-t_1-\eta)s_1(t_1)s_1(t_2)dt_1dt_2. \tag{21}$$

Согласно (20), (21) при выполнении (18), (19) случайное поле (15) является однородным.

В соответствии с [8] выражение для вероятности ложной тревоги запишется как:

$$\alpha=P[\sup N_1(\lambda,\theta)>h]=1-F_{1N}(h),\ \lambda\in[\lambda_{\min};\lambda_{\max}],\ \theta\in[\theta_{\min};\theta_{\max}]. \tag{22}$$

Здесь $F_{1N}(h)=P[\sup N_1(\lambda,\theta)<h]$, $\lambda\in[\lambda_{\min};\lambda_{\max}]$, $\theta\in[\theta_{\min};\theta_{\max}]$. Очевидно, $F_{1N}(h)$ представляет собой функцию распределения величины абсолютного максимума шумовой функции $N_1(\lambda,\theta)$ (15). Точное выражение для функции $F_{1N}(h)$ получить не удается. Однако в [8] для случайного однородного гауссовского поля найдена аппроксимация функции распределения его абсолютных максимумов. Точность этой аппроксимации возрастает с увеличением порога h и длин Λ и Θ априорных интервалов возможных значений времени прихода и периода следования СШПС. Используя результаты [8], можно аппроксимировать функцию распределения абсолютного максимума случайного поля (15) выражением вида:

$$F_{1N}(h)\approx\begin{cases}\exp\left\{-\dfrac{\xi_1 h}{(2\pi)^{3/2}\sigma_{1L}}\exp\left[-\dfrac{h^2}{2\sigma_{1L}^2}\right]\right\}, & h>\sigma_{1L}\\ 0, & h<\sigma_{1L}\end{cases}.$$

Здесь

$$\sigma_{1L}^2=B_1(\lambda,\theta,\lambda,\theta)=N\sigma_{1N}^2 \tag{23}$$

- дисперсия шумовой функции (15),

$$\sigma_{1N}^2=B_{1N}(\lambda,\theta,\lambda,\theta), \tag{24}$$

$$\xi_1=\Lambda\Theta\sqrt{\det\mathbf{B}_1} \tag{25}$$

-приведенная площадь области возможных значений времени прихода и периода следования.

Величина ξ_1 (25) определяет количество некоррелированных отсчетов поля $N_1(\lambda,\theta)$ (15) в области $[\lambda_{\min};\lambda_{\max}]\times[\theta_{\min};\theta_{\max}]$. В (25) матрица:

$$\mathbf{B_1}=\left\|\begin{matrix}\dfrac{\partial^2 b_1(\lambda_1,\theta_1,\lambda_2,\theta_2)}{\partial\lambda_1\partial\lambda_2} & \dfrac{\partial^2 b_1(\lambda_1,\theta_1,\lambda_2,\theta_2)}{\partial\lambda_1\partial\theta_2}\\ \dfrac{\partial^2 b_1(\lambda_1,\theta_1,\lambda_2,\theta_2)}{\partial\theta_1\partial\lambda_2} & \dfrac{\partial^2 b_1(\lambda_1,\theta_1,\lambda_2,\theta_2)}{\partial\theta_1\partial\theta_2}\end{matrix}\right\|_{\substack{\lambda_1=\lambda_2\\ \theta_1=\theta_2}}, \tag{26}$$

где

$$b_1(\lambda_1,\theta_1,\lambda_2,\theta_2)=B_1(\lambda_1,\theta_1,\lambda_2,\theta_2)/\sigma_{1L}^2 \tag{27}$$

- коэффициент корреляции шумовой функции (15). Подставляя функцию (20) в (27) и выполняя дифференцирование в (26), получаем, что $\det\mathbf{B_1}=(N^2-1)d_1^4/12$, где

$$d_1^2=\sigma_{1N}^{-2}\left[\partial^2 B_{1N}(\lambda_1,\theta_1,\lambda_2,\theta_2)/\partial\lambda_1\partial\lambda_2\right]_{\lambda_1=\lambda_2,\theta_1=\theta_2}. \tag{28}$$

Здесь $B_{1N}(\lambda_1,\theta_1,\lambda_2,\theta_2)$ определяется из (17). Обозначим:

$$\nu_1=\Lambda\Theta d_1^2, \tag{29}$$

тогда (25) перепишется в виде:

$$\xi_1=\nu_1\sqrt{(N^2-1)/3}/2. \tag{30}$$

Соответственно вероятность ложной тревоги (22) можно записать как:

$$\alpha_1\approx\begin{cases}1-\exp\left\{-\dfrac{\nu_1 h}{4\pi\sigma_{1N}}\sqrt{\dfrac{N^2-1}{6\pi N}}\exp\left[-\dfrac{h^2}{2N\sigma_{1N}^2}\right]\right\}, & h>\sigma_{1N}\sqrt{N}\\ 1, \quad h<\sigma_{1N}\sqrt{N}.\end{cases} \tag{31}$$

Для расчета параметров, определяющих величину вероятности ложной тревоги, используем спектральное представление. Спектр ожидаемого СШПС, для которого синтезирован приемник (6) в последовательности (1), обозначим $S_1(j\omega)=\int_{-\infty}^{\infty}s_1(t)\exp(-j\omega t)dt$. Тогда параметр (25) перепишется в виде:

$$\sigma_{1N}^2=\frac{1}{2\pi}\left[\frac{2}{N_0}\int_{-\infty}^{\infty}\left|S_1(j\omega)\right|^2 d\omega+\frac{4}{N_0^2}\int_{-\infty}^{\infty}G_\xi(\omega)\left|S_1(j\omega)\right|^2 d\omega\right]. \tag{32}$$

Здесь $G_\xi(\omega)$ - спектральная плотность ГУП (4). Используя спектральное представление, перепишем параметр (28)

$$d_1^2=\frac{\int_{-\infty}^{\infty}\omega^2\left|S_1(j\omega)\right|^2 d\omega+\frac{2}{N_0}\int_{-\infty}^{\infty}\omega^2 G_\xi(\omega)\left|S_1(j\omega)\right|^2 d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty}\left|S_1(j\omega)\right|^2 d\omega+\frac{2}{N_0}\int_{-\infty}^{\infty}G_\xi(\omega)\left|S_1(j\omega)\right|^2 d\omega}. \tag{33}$$

Соответственно в (29) параметр ν_1 выразится как:

$$\nu_1 = \Lambda\Theta \frac{\int\limits_{-\infty}^{\infty} \omega^2 \left|S_1(j\omega)\right|^2 d\omega + \frac{2}{N_0} \int\limits_{-\infty}^{\infty} \omega^2 G_\xi(\omega) \left|S_1(j\omega)\right|^2 d\omega}{\int\limits_{-\infty}^{\infty} \left|S_1(j\omega)\right|^2 d\omega + \frac{2}{N_0} \int\limits_{-\infty}^{\infty} G_\xi(\omega) \left|S_1(j\omega)\right|^2 d\omega}. \qquad (34)$$

Анализируя (33), (34), видим, что интенсивность опорного сигнала $s_1(t)$ не влияет на эффективность обнаружения, а влияет только форма его спектра.

При отсутствии ГУП ($G_\xi(\omega) \equiv 0$) параметр (32) будет иметь вид: $\sigma^2_{1Nm} = (1/2\pi N_0) \int\limits_{-\infty}^{\infty} \left|S_1(j\omega)\right|^2 d\omega$, а (33) и (34) перепишутся следующим образом: $d^2_{1n} = \int\limits_{-\infty}^{\infty} \omega^2 \left|S_1(j\omega)\right|^2 d\omega \Big/ \int\limits_{-\infty}^{\infty} \left|S_1(j\omega)\right|^2 d\omega$ и $\nu_{1n} = \Lambda\Theta \int\limits_{-\infty}^{\infty} \omega^2 \left|S_1(j\omega)\right|^2 d\omega \Big/ \int\limits_{-\infty}^{\infty} \left|S_1(j\omega)\right|^2 d\omega$. Таким образом, вероятность ложной тревоги (24) при отсутствии ГУП можно записать как:

$$\alpha_{1n} \approx \begin{cases} 1 - \exp\left\{ -\dfrac{\nu_{1n} h}{4\pi\sigma_{1Nm}} \sqrt{\dfrac{N^2-1}{6\pi N}} \exp\left[-\dfrac{h^2}{2N\sigma^2_{1Nm}} \right] \right\}, & h > \sigma_{1Nm}\sqrt{N} \\ 1, \quad h < \sigma_{1Nm}\sqrt{N}. \end{cases} \qquad (35)$$

Обозначим отношение дисперсий шумовой функции (23) при наличии и отсутствии ГУП:

$$\chi_1 = \sigma^2_{1L} / \sigma^2_{Ln} = \sigma^2_{1N} / \sigma^2_{1Nm} = 1 + 2 \int\limits_{-\infty}^{\infty} G_\xi(\omega) \left|S_1(j\omega)\right|^2 d\omega / N_0 \int\limits_{-\infty}^{\infty} \left|S_1(j\omega)\right|^2 d\omega, \qquad (36)$$

или $\sigma^2_N = \sigma^2_{1Nm}\chi_1$ и $\sigma^2_L = N\sigma^2_{1Nm}/\chi_1$. Здесь χ_1 показывает, во сколько раз увеличивается дисперсия шумовой функции (15) вследствие воздействия ГУП. Обозначим:

$$\psi_1 = 1 + 2 \int\limits_{-\infty}^{\infty} \omega^2 G_\xi(\omega) \left|S_1(j\omega)\right|^2 d\omega / N_0 \int\limits_{-\infty}^{\infty} \omega^2 \left|S_1(j\omega)\right|^2 d\omega, \qquad (37)$$

соответственно параметр (28) можно переписать $d^2_1 = d^2_{1n}\psi_1/\chi_1$. При отсутствии ГУП величина (30) запишется как: $\xi_{1n} = \nu_{1n}\sqrt{(N^2-1)/3}/2$, где $\nu_{1n} = \Lambda\Theta d^2_{1n}$ - приведенная площадь области возможных значений времени прихода и периода повторения в отсутствии ГУП. Очевидно, $\xi_1 = \xi_{1n}\psi_1/\chi_1$, то есть коэффициенты ψ_1 и χ_1 определяют влияние ГУП на вероятность ложной тревоги. Вследствие воздействия ГУП дисперсия шумовой функции (24) возрастает пропорционально χ_1. Параметр (34), определяющий согласно (30) приведенную площадь априорной области возможных значений времени прихода и периода следования последовательности (1), вследствие воздействия ГУП возрастает пропорционально ψ_1 и убывает обратно пропорционально χ_1.

Анализ полученных значений вероятности ложной тревоги для различных условий обнаружения несколько упрощается, если вероятность ложной тревоги достаточно мала, например, $\alpha, \alpha_n < 0{,}1$. В этом случае (24) и (28) можно представить в виде:

$$\alpha_1 \approx \frac{\nu_1 h}{4\pi\sigma_{1N}}\sqrt{\frac{N^2-1}{6\pi N}}\exp\left[-\frac{h^2}{2N\sigma_{1N}^2}\right] \tag{38}$$

-вероятность ложной тревоги при воздействии ГУП и ГБШ,

$$\alpha_{1n} \approx \frac{\nu_{1n} h}{4\pi\sigma_{1Nm}^2}\sqrt{\frac{N^2-1}{6\pi N}}\exp\left[-\frac{h^2}{2N\sigma_{1Nm}^2}\right] \tag{39}$$

-вероятность ложной тревоги при воздействии только ГБШ.

Параметр, определяющий увеличение вероятности ложной тревоги вследствие воздействия ГУП, согласно (38), (39), запишется как:

$$\kappa_{1\alpha} = \alpha_1 / \alpha_{1n} = \psi_1 \exp\left[h^2(\chi_1 - 1)/2N\sigma_{1Nm}^2\chi_1\right]/\chi_1^{3/2} \ . \tag{40}$$

Найдем теперь вероятность пропуска сигнала β_1. Положим, что сигнал присутствует на входе приемника. Тогда, в соответствии с определением [8]: $\beta_1 = P[\sup L_1(\lambda,\theta) < h]$, $\lambda \in [\lambda_{\min};\lambda_{\max}]$, $\theta \in [\theta_{\min};\theta_{\max}]$. Подставим реализацию наблюдаемых данных в случае наличия сигнала (2) в выражение для функции (6). Запишем (6) в виде суммы сигнальной и шумовой функции $L_1(\lambda,\theta) = S_1(\lambda,\lambda_0,\theta,\theta_0) + N_1(\lambda,\theta)$. Здесь

$$S_1(\lambda,\lambda_0,\theta,\theta_0) = \frac{2}{N_0}\sum_{k=0}^{N-1}\sum_{n=0}^{N-1}\int_{-\infty}^{\infty} s[t-(k-\mu)\theta_0-\lambda_0]s_1[t-(n-\mu)\theta-\lambda]dt$$

- сигнальная функция, а шумовая функция $N_1(\lambda,\theta)$ определяется из (15). Положим, что функция $S_1(\lambda,\lambda_0,\theta,\theta_0) = \frac{2}{N_0}\sum_{n=0}^{N-1}\int_{-\infty}^{\infty} s[t-(k-\mu)\theta_0-\lambda_0]s_1[t-(k-\mu)\theta-\lambda]dt$ обладает лишь одним существенным максимумом в априорной области возможных значений λ и θ, то есть $\max S_1(\lambda,\lambda_0,\theta,\theta_0) = S_1(\lambda_0,\lambda_0,\theta_0,\theta_0) = N\tilde{z}_1^2$, где $\tilde{z}_1^2 = \frac{2}{N_0}\int_{-\infty}^{\infty} s(t)s_1(t)dt$. Обозначим $\tilde{z}_1^2 = S^2(\lambda_0,\lambda_0,\theta_0,\theta_0)/\sigma_{1L}^2 = N\tilde{z}_1^4/\sigma_{1N}^2 = Nz_n^2R_s^2/\chi$- ОСШ при наличии ГУП, где $z_n^2 = \frac{2}{N_0}\int_{-\infty}^{\infty} s^2(t)dt$ – ОСШ при оптимальном приеме СШПС $s(t)$ на фоне ГБШ, а

$$R_s = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} s(t)s_1(t)dt}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} s^2(t)dt\int_{-\infty}^{\infty} s_1^2(t)dt}} \tag{41}$$

– коэффициент корреляции между опорным сигналом и принимаемым, который учитывает неоптимальность приема. Видно, что если $R_s = 1$, то $\tilde{z}_1^2$ – ОСШ при наличии ГУП для оптимального приемника (5).

При не слишком малом ОСШ приближенное выражение для вероятности пропуска сигнала можно записать как [8]:

$$\beta_1 \approx (1-\alpha)\,\Phi\left(h/\sigma_{1L} - \tilde{z}_1\right) \ ,$$

где $\Phi(x) = \int_{-\infty}^{x} \exp(-t^2/2)dt/\sqrt{2\pi}$ - интеграл вероятности [7]. Соответственно выражение для вероятности пропуска сигнала при отсутствии ГУП можно записать в виде:

$$\beta_{1n} \approx (1-\alpha_n)\,\Phi\ \ h/\tilde{z}_N - \tilde{z}_N\ \ ,$$

где $\tilde{z}_N^2 = Nz_n^2R_s^2$ - ОСШ для всей последовательности (1) при отсутствии ГУП. Очевидно $z_N^2 = \tilde{z}_1^2\chi_1/R_s^2$, или $\tilde{z}_1^2 = z_N^2R_s^2/\chi_1$. Таким образом, влияние ГУП на эффективность обнаружения описывается величинами χ_1 и $\kappa_{1\alpha}$. Параметр χ_1 (36) показывает во сколько раз уменьшилось ОСШ вследствие наличия ГУП, а параметр $\kappa_{1\alpha}$ (40) во сколько раз при этом увеличилась вероятность ложной тревоги.

Воспользуемся критерием Неймана-Пирсона. Положим, что вероятность ложной тревоги $\alpha_1 << 1$, тогда вероятность пропуска сигнала будет определяться ОСШ $\tilde{z}_1^2$, которое зависит от коэффициента корреляции R_s.

Если использовать фильтровую реализацию, то фильтр на рис. 1 должен иметь характеристику вида: $H_1(t) = cs_1(t_0 - t)$. Введем новую переменную $t' = t_0 - t$, тогда $t = t_0 - t'$. Подставляя $s_1(t)$ в (41), получим:

$$R_s = \frac{\max\limits_{t_0} \int_{-\infty}^{\infty} s(t)H(t_0 - t)dt}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} s^2(t)dt \int_{-\infty}^{\infty} H^2(t)dt}}, \qquad (42)$$

t_0 выбирается таким, чтобы числитель достигал максимума.

Запишем выражение для R_s (42) в спектральном представлении. Для этого выразим сигнал и характеристику фильтра (рис. 1) $s(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)e^{j\omega t}d\omega$, $H(t_0 - t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} H(j\omega)e^{j\omega(t_0 - t)}d\omega$ и подставим эти формулы в (42). Имеем:

$$R_s = \frac{\max\limits_{t_0} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)H(j\omega)e^{j\omega t_0}d\omega}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |S(j\omega)|^2 d\omega \int_{-\infty}^{\infty} |H(j\omega)|^2 d\omega}}. \qquad (43)$$

Выразим спектр сигнала $S(j\omega)$ и ИПФ фильтра $H(j\omega)$ через амплитудно-частотную и фазо-частотную характеристики: $S(j\omega) = |S(j\omega)|\exp[j\varphi_s(\omega)]$, $H(j\omega) = |H(j\omega)|\exp[j\varphi_H(\omega)]$. Тогда числитель (43) можно записать в виде:

$$\int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)H(j\omega)e^{j\omega t_0}\,d\omega = \int_{-\infty}^{\infty} \left|S(j\omega)\right|\left|H(j\omega)\right| \exp\ \ j[\varphi_s(\omega)+\varphi_H(\omega)+\omega t_0]\ \ d\omega =$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \left|S(j\omega)\right|\left|H(j\omega)\right| \cos[\varphi_s(\omega)+\varphi_H(\omega)+\omega t_0]\,d\omega\,.$$

Так как $\cos\ \varphi_s(\omega)+\varphi_H(\omega)+\omega t\ \le 1$, то максимальное значение числителя (43) будет достигаться при $\varphi_s(\omega)+\varphi_H(\omega)+\omega t_0 = 0$ и соответственно проигрыш при применении вместо согласованного фильтра с амплитудно-частотной характеристикой $\left|H(j\omega)\right|$ будет минимальным. То есть, предполагается, что у используемого фильтра при этом имеет место наилучшая фазо-частотная характеристика (соответствует оптимальному фильтру). Тогда (43) перепишется как:

$$R_s = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \left|S(j\omega)\right|\left|H(j\omega)\right| d\omega}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} \left|S(j\omega)\right|^2 d\omega \int_{-\infty}^{\infty} \left|H(j\omega)\right|^2 d\omega}}. \qquad (44)$$

Рассмотрим влияние незнания формы принимаемого сигнала на эффективность обнаружения для конкретной модели СШПС [6] – первой производной гауссова импульса $s(t) = -\frac{a\pi t}{2\tau^2}\exp(-\pi t^2/2\tau^2)$, где τ-длительность импульса. Спектр такого СШПС будет иметь вид: $S(j\omega) = j\tau\omega a\sqrt{2}\exp\left(-\frac{\omega^2\tau^2}{2\pi}\right)$. В качестве фильтра используем полосовой фильтр, пропускающий сигнал в диапазоне частот $[\Omega_1, \Omega_2]$. Подставляя спектр сигнала и характеристику полосового фильтра в (44), получаем

$$R_s = \frac{\int_{\Omega_1}^{\Omega_2} \left|S(\omega)\right| d\omega}{\sqrt{2\int_{-\infty}^{\infty} \left|S(\omega)\right|^2 d\omega \cdot\ \Omega_2 - \Omega_1}}. \qquad (45)$$

В случае, когда величина R_s приближается к 1, используемый фильтр по своим характеристикам соответствует оптимальному. Выполняя интегрирование в (45), имеем:

$$R_s = 2\frac{\exp(-\Omega_1^2\tau^2/2\pi) - \exp(-\Omega_2^2\tau^2/2\pi)}{\sqrt{\tau\ \ \Omega_2 - \Omega_1}}. \qquad (46)$$

Введем следующие обозначения: $\varphi = \frac{\tau\Omega_1}{2\pi}$ - нормированная на полосу частот сигнала минимальная частоту пропускания фильтра, $\mu = \frac{\tau(\Omega_2 - \Omega_1)}{2\pi}$ - нормированная полоса пропускания фильтра. Тогда (46) можно переписать как:

$$R_s = 2\frac{\exp(-2\pi\varphi^2) - \exp(-2\pi(\mu+\varphi)^2)}{\sqrt{2\pi\mu}}. \qquad (47)$$

Из этого выражения видно, что при обнаружении СШПС R_s зависит от минимальной частоты пропускания фильтра Ω_1, тогда как при приеме узкополосного сигнала [7], такой зависимости нет.

На рис.2 показаны зависимости R_s от μ для различных φ.

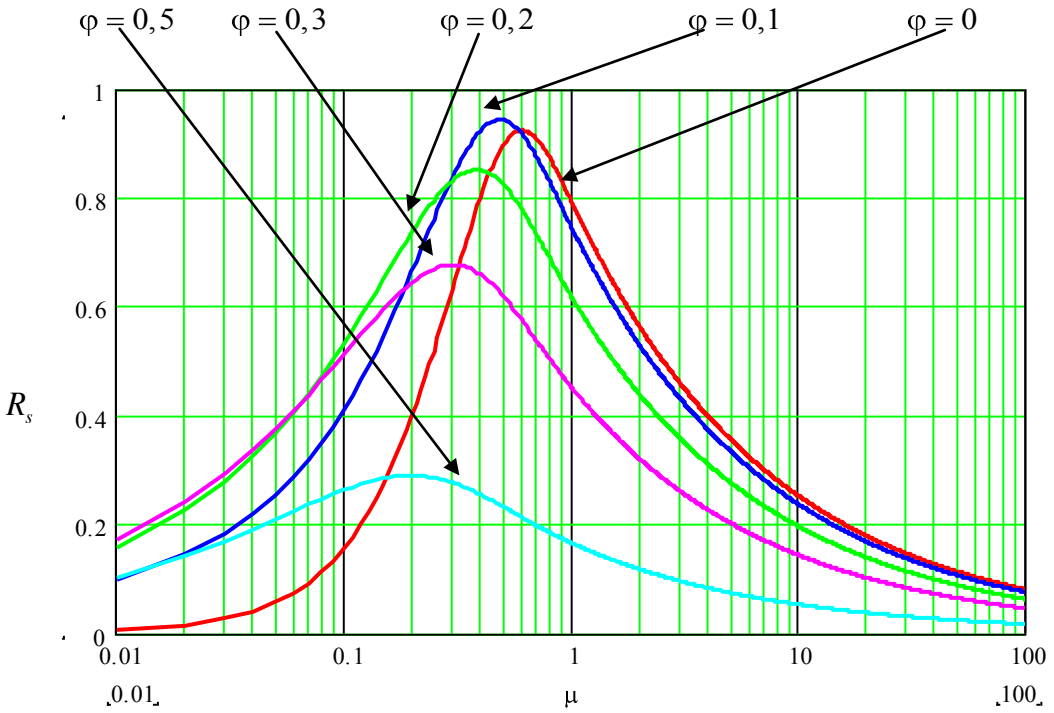


Рис. 2. Графики зависимости R_s от μ для различных φ.

Анализируя зависимости, представленные на рис. 2, можно сделать вывод, что при уменьшении полосы пропускания фильтра обнаружителя по сравнению с полосой СШПС ОСШ $\tilde{z}_1^2$ будет уменьшаться, соответственно вероятность пропуска сигнала будет расти. Вероятность пропуска сигнала возрастает и при несовпадении или не полном совпадении полос фильтра и СШПС. При увеличении полосы пропускания фильтра обнаружителя ОСШ возрастает вплоть до совпадения полос фильтр и сигнала. Дальнейшее увеличение полосы фильтра обнаружителя приведет к уменьшению ОСШ, так как фильтр кроме сигнала будет пропускать больше шума. Максимальное значение ОСШ достигается, когда полоса фильтра отстоит на 0,1 полосы сигнала от нижней частоты полосы СШПС ($\varphi = 0{,}1$). Это объясняется тем, что спектр сигнала колокольной формы в области нижней и верхней частот имеет малую интенсивность.

Для нахождения вероятности ложной тревоги выберем полосу фильтра так, чтобы ОСШ $\tilde{z}_1^2$ было максимальным и соответственно вероятность пропуска сигнала – минимальной. В этом случае вероятность ложной тревоги (38) будет определяться параметром ν_1 (34) и соответственно с его ростом возрастает, то есть увеличивается при расширении полосы пропускания фильтра обнаружителя.

Заключение

Проведенные исследования влияния несоответствия формы опорного и принимаемого СШПС с неизвестными параметрами на эффективность обнаружения позволяют оценить потери в эффективности обнаружения сигнала вследствие отклонения принятой модели от действительной формы принимаемого сигнала.

Литература

1. Трифонов А.П., Беспалова М.Б., Трифонов П.А. Сверхширокополосная совместная оценка дальности и скорости флуктуирующей цели. Радиоэлектроника, 2005.-№10.-с. 10-20 (Изв. вузов).
2. Радзиевский В.Г., Трифонов П.А. Модели сверхширокополосных сигналов. Радиотехника, 2006, № 6. – с. 112-118.
3. Трифонов А.П., Беспалова М.Б. Эффективность совместной оценки временного положения и периода следования импульсов при наличии неинформативных параметров. Радиотехника и электроника,– 1992– т. 37– №6– с. 1014-1023.
4. Астанин Л.Ю., Костылев А.А. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений. – М.: Радио и связь, 1989 – 192 с.
5. Радзиевский В.Г., Сирота А.А. Теоретические основы радиоэлектронной разведки. – М:. Радиотехника, 2004 – 384 с.
6. Бункин Б.В., Кашин В.А. Особенности, проблемы и перспективы субнаносекундных видеоимпульсных РЛС. Радиотехника. – 1995. – № 4-5. – с. 128-133.
7. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов - М.: Радио и связь 1985 – 295 с..
8. Теория обнаружения сигналов. П.С. Акимов, П.А. Бакут, В.А. Богданович и др.; под ред. П.А. Бакута. - М.: Радио и связь, 1984 – 440 с.
9. Градштейн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов сумм, рядов и произведений - М.: Наука 1971 – 1108 с.
10. Захаренко Г.А., Трифонов П.А. Влияние узкополосных помех на эффективность оценки параметров сверхширокополосных сигналов. Радиотехника, 2000, N9. – с. 52-58.

References

1. Trifonov A.P., Bespalova M.B., Trifonov P.A. Ultrawideband joint estimation of range and speed of fluctuating targets [Trifonov A.P., Bespalova M.B., Trifonov P.A. sverhshirokopolosnaya sovmestnaya ocenka dal’nosti I skorosti fluktuiruyush’ey celi]. Radionics, 2005.-№10.- p. 10-20.
2. Radziyevsky V.G., Trifonov P.A. Ultrawideband signal models [Radziyevskiy V.G., Trifonov P.A. Modeli sverhshirokopolosnyh signslov]. Radio Engineering, 2006, №6. – p. 112-118.
3. Trifonov A.P., Bespalova M.B. Efficiency of joint assessment of time position and pulse repetition period in the presence of uninformation parameters [Trifonov A.P., Bespalova M.B. Effektivnost’ sovmestnoy ocenki vremennogo polozheniya i perioda sledovaniya impul’sov pri nalichii neinformativnyh parametrov]. Radio engineering and electronics ,– 1992– p. 37– №6– p. 1014-1023.

4. Astanin L.U., Kostylev A.A. Basics of ultrawideband radar measurements [Astanin L.U., Kostylev A.A. Osnovy sverhshirokopolosnyh radiolokacionnyh izmereniy]. Radio and Communication, 1989 – 192 p.
5. Radziyevsky V.G., Sirota A.A. Theoretical foundations of radio-electronic intelligence [Radziyevsky V.G., Sirota A.A. Teoreticheskie osnovy radioelektronnoy razvedki]. – Moscow: Radio Engineering, 2004 – 384 p.
6. Bunkin B.V., Kashin V.A. Features, problems and perspectives of subnanosecondvideo impulse radar station [Bunkin B.V., Kashin V.A. Osobennosti, problem I perspectivy subnanosecundnyh videoimpul'snyh radiolokacionnyh stanciy]. Radio Engineering. – 1995. – № 4-5. – p. 128-133.
7. Tikhonov V.I. Optimal signal reception [Tikhonov V.I. Optimal'nyi priem signalov] – Moskow: Radio and Communication, 1985 – 295 p.
8. Akimov P.S., Bakut V.A., Bogdanovich etc., under the editorship Bakut P.A. The theory of signal detection [Akimov P.S., Bakut V.A., Bogdanovich etc., pod redakciey Bakut P.A. Teoriya obnaruzheniya signalov]. Radio and Communication, 1984 – 440 p.
9. Gradshtein I.S., Ryzhik I.M. Tables of integrals of sum, series and products [Gradshtein I.S., Ryzhik I.M. Tablicy integralov sum, ryadov I proizvedeniy]. – Moscow: Science 1971 – 1108 p.
10. Zakharenko G.A., Trifonov P.A. Influence of narrowband noise on the efficiency of evaluation of ultrawideband signal parameters [Zakharenko G.A., Trifonov P.A. Vliyanie uzkopolosnyh pomeh na effectivnost' ocenki parametrov sverhshirokopolosnyh signalov]. Radio Engineering, 2000, N9. – p. 52-58.

ISBN 978-5-9500319-3-9
ISBN 978-5-9500319-6-0

Сборник трудов

XXIV Международной научно-технической конференции
«РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ»

Том 3

Издательство «Научно-исследовательские публикации»
(ООО «ВЭЛБОРН»)

Юридический адрес: 394068, г. Воронеж, Московский пр-т, 98.

Адрес для направления корреспонденции: 394066, г. Воронеж, ж/м Задонье, квартал 9, д.14, ООО «ВЭЛБОРН»

Тел. +7 (930) 403-54-18

Контакты для справок по работе конференции:

Всю необходимую информацию
Вы можете найти на сайте конференции:
http://rlnc.ru

e-mail конференции:
info@rlnc.ru

ISBN 978-5-9500319-3-9

ISBN 978-5-9500319-6-0