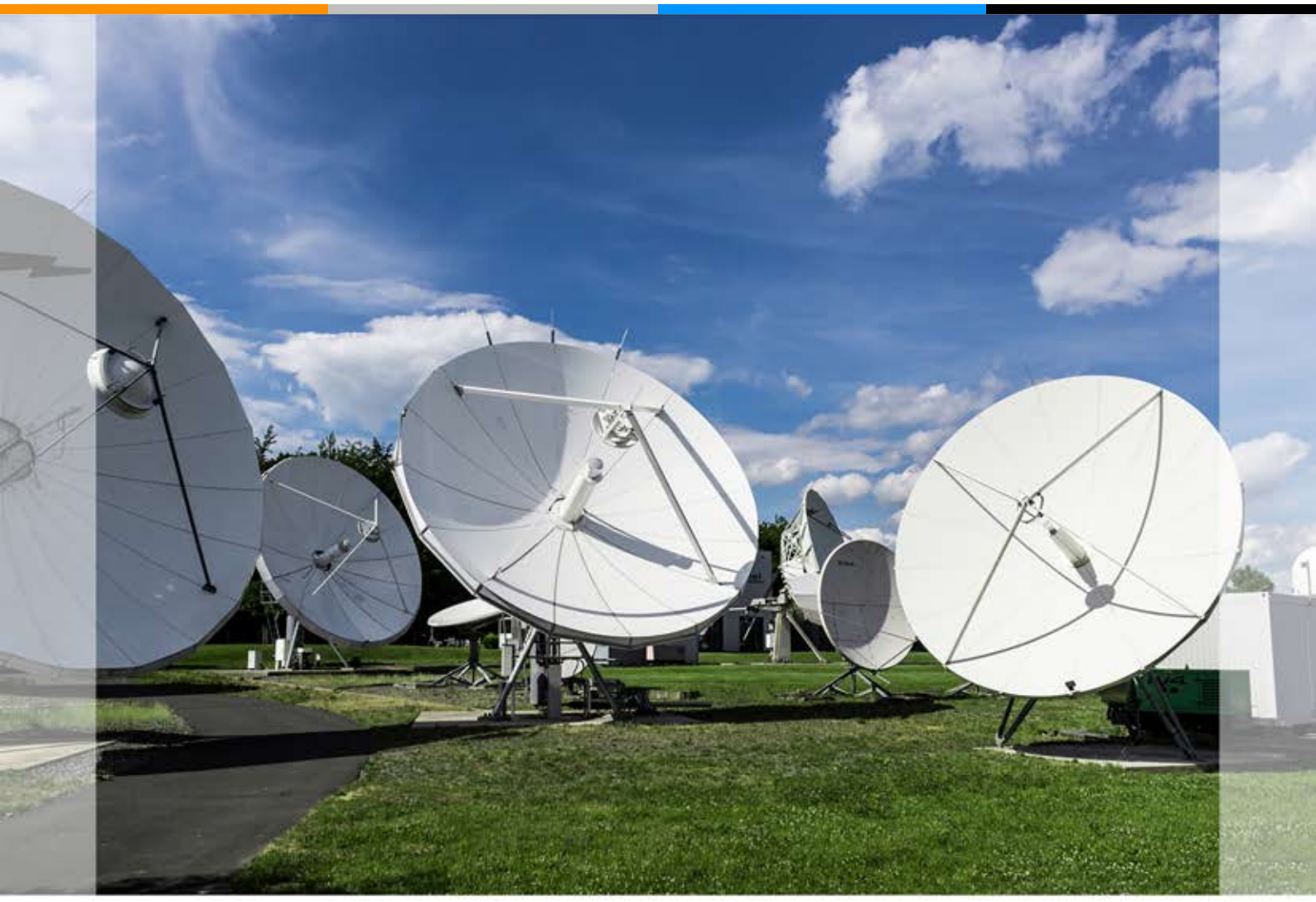


RLNC*2019

16–18 апреля 2019 г.

Сборник трудов
XXV Международной научно-технической конференции
«Радиолокация, навигация, связь»,
посвященной 160-летию со дня рождения А.С. Попова.

Том 3

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

АО «КОНЦЕРН «СОЗВЕЗДИЕ»

РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ

Сборник трудов
XXV Международной научно-технической конференции
(г. Воронеж, 16–18 апреля 2019 г.)

Т о м 3

Воронеж
Издательский дом ВГУ
2019

УДК 621.37
ББК 32
Р15

Радиолокация, навигация, связь : сборник трудов XXV Международной научно-технической конференции (г. Воронеж, 16–18 апреля 2019 г.) : в 6 т. / Воронежский государственный университет ; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж : Издательский дом ВГУ, 2019.
Р15
ISBN 978-5-9273-2774-4

Т. 3. – 2019. – 463 с.
ISBN 978-5-9273-2777-5

В сборник вошли материалы XXV Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2019), посвященной 160-летию со дня рождения А. С. Попова. Основной целью конференции является организация взаимодействия научных и научно-технических коллективов для обмена опытом и новыми творческими успехами в области передачи и обработки информации, радиолокации, навигации, современных электронных систем и др. Достижение этой цели способствует внедрению перспективных разработок, имеющих практическое значение для дальнейшего развития промышленности, экономики и научно-технического потенциала России, а также развитию творческого потенциала талантливой молодежи, привлечению ее к решению наиболее актуальных производственных, технических и научных задач.

УДК 621.37
ББК 32

© Воронежский государственный университет, 2019
© АО «Концерн «Созвездие», 2019
© Оформление. Издательский дом ВГУ, 2019

ISBN 978-5-9273-2777-5 (т. 3)
ISBN 978-5-9273-2774-4

СОДЕРЖАНИЕ

Том 1

Пленарные доклады

ВОЛНОВОДНЫЕ БРЭГГОВСКИЕ СТРУКТУРЫ СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА – НОВЫЙ ТИП ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ СТРУКТУР ДЛЯ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ
Д. В. Пономарев, А. В. Скрипаль, Д. А. Усанов. 1

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА И МАТЕРИАЛЫ В ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ АКУСТОЭЛЕКТРОНИКЕ: СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ
А. С. Багдасарян, Ю. В. Гуляев.....12

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ РАДАРА С СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ АНТЕННЫ
К. В. Андреев, А. А. Воронин, Д. Ю. Карасев, А. Н. Леухин, А. А. Петухов. 26

НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И СВЯЗИ
В. И. Борисов. 35

НАУЧНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ В ИНТЕРЕСАХ ЦИФРОВОЙ ТРАНСФОРМАЦИИ ОБЩЕСТВА В РАМКАХ РЕАЛИЗАЦИИ ПРИОРИТЕТОВ НАУЧНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО РАЗВИТИЯ РОССИИ
А. А. Зацаринный.....43

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

МЕТОД ЗАЩИТЫ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ЛИНИЙ СВЯЗИ В СЕТЯХ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
А. В. Бесков, М. Л. Вотинов, А. Ю. Живодерников, Ю. В. Ковайкин.....53

АНАЛИЗ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ, ИСПОЛЬЗУЕМОЙ В СЕТЯХ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
М. А. Гудков, О. С. Лаута, С. М. Одоевский. 58

АНАЛИЗ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЯХ
В. Д. Ле, В. И. Парфенов. 63

АНАЛИЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СХЕМ ЗАХВАТА СИГНАЛОВ С ППРЧ
В. Е. Прохоров. 71

АНАЛИЗ СВЯЗНОСТИ АБОНЕНТОВ ДЕКАМЕТРОВОЙ РАДИОСЕТИ С РОКАДНЫМИ СВЯЗЯМИ ВНУТРИ И МЕЖДУ БАЗОВЫМИ СЕГМЕНТАМИ
А. А. Коробков, И. В. Реджепов, В. Е. Тоискин. 86

АНАЛИЗ СЕТЕЙ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ С ТОЧКИ ЗРЕНИЯ УГРОЗ БЕЗОПАСНОСТИ ИНФОРМАЦИИ
А. А. Курило, О. М. Лепешкин, А. С. Шуравин. 90

ВЕРБАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ ЦЕЛЕВОЙ КОМПЬЮТЕРНОЙ АТАКИ
Д. А. Иванов, М. А. Коцыняк, А. Ю. Талденко. 94

ВОЗДЕЙСТВИЕ МОДИФИЦИРОВАННОГО ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА НА ПРИЕМНИК С ВХОДНЫМ ПОЛОСОВЫМ ФИЛЬТРОМ
И. Н. Маснев, Г. С. Нахмансон. 99

ВОЗМОЖНОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ МНОГОАГЕНТНОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ ВНЕДРЕНИЯ И АТАК
Т. В. Арутюнян, Д. А. Кошелев. 106

ВОЗМОЖНОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ ОБЛАЧНЫХ И ТУМАННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ ДЛЯ МОНИТОРИНГА СОСТОЯНИЯ ЗДОРОВЬЯ ВОЕННОСЛУЖАЩИХ
Д. А. Кошелев, Т. В. Тимченко. 114

ВЫСОКОСКОРОСТНОЕ УСТРОЙСТВО ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ С ИНТЕРФЕЙСОМ 100GB ETHERNET
А. А. Гармаш, Е. А. Гузняева, Н. И. Каргин, В. А. Клоков, Е. Б. Рослый. 124

ЗОНДИРОВАНИЕ КАНАЛА И АДАПТИВНАЯ КОРРЕКЦИЯ СИГНАЛОВ В ПРОЦЕССЕ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ПО КВ КАНАЛУ
В. В. Егоров, М. Л. Маслаков. 136

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ ДЕКОДЕРА ПО АЛГОРИТМУ С ПРОВОКАЦИЕЙ СТЕРТОГО ЭЛЕМЕНТА
М. А. Дамдам. 142

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СЕГМЕНТА СЕТИ ОПЕРАТИВНОЙ СВЯЗИ ФИКСИРОВАННОЙ ТОПОЛОГИИ
А. А. Гладких, С. Д. Данилов, Р. В. Климов. 147

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТОВ КВАНТОВАНИЯ ПРИ ОБРАБОТКЕ СИГНАЛОВ В ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЕ ПЕРЕДАЧИ
Т. М. Печень, Я. В. Поздняков, А. В. Сугако. 152

ИТЕРАТИВНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ КОДОВЫХ КОМБИНАЦИЙ БЛОКОВЫХ КОДОВ
А. С. Аль-Месри. 160

К ВОПРОСУ О КВАЛИМЕТРИЧЕСКОМ ОЦЕНИВАНИИ ХАОТИЧЕСКИ ФУНКЦИОНИРУЮЩЕЙ СИСТЕМЫ
И. В. Дементьев, В. Ф. Свердел, Д. Ю. Чаркин. 166

КОНЦЕПТУАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЯ КВАЗИИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫМ ДЕКОДЕРОМ ПРИ ОБРАБОТКЕ ИНФОРМАЦИИ В КАНАЛЕ СВЯЗИ С НЕИЗВЕСТНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ
Е. К. Карпухина, С. М. Наместников, Н. Ю. Чилихин. 177

КОРРЕЛОГРАММНАЯ ОЦЕНКА СПЕКТРА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОКОННОГО СГЛАЖИВАНИЯ И БИНАРНОГО СТОХАСТИЧЕСКОГО КВАНТОВАНИЯ ПО УРОВНЮ НЕПРЕРЫВНЫХ СИГНАЛОВ
А. В. Машков, В. Н. Якимов. 183

ЛЕКСИКОГРАФИЧЕСКАЯ КОГНИТИВНАЯ КАРТА ДЕКОДЕРА С НАВИГАЦИЕЙ
А. В. Борщевский, А. А. Гладких, Н. А. Пчелин. 192

МЕТОД ВЫЧИСЛЕНИЯ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ АВТОКОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ БИНАРНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ОСНОВАННЫЙ НА АЛГОРИТМЕ ФАКТОРИЗАЦИИ МНОГОЧЛЕНОВ В GF(2)
В. И. Безродный, А. Н. Леухин. 199

МЕТОДИКА ИССЛЕДОВАНИЯ ИНТЕРФЕЙСОВ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ПОДСИСТЕМ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСАХ
И. Н. Малышева, Ю. А. Плахотнюк. 205

МЕТОДИКА ПРОВЕРКИ ОБЪЕКТНО-ОРИЕНТИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ НА НАЛИЧИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ НЕСАНКЦИОНИРОВАННОГО ДОСТУПА
Т. Ю. Алмаев, О. М. Лепешкин. 210

МЕТОДЫ ГЕНЕРИРОВАНИЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ЧАСТОТ СИГНАЛА С ППРЧ
Е. В. Григорьев. 217

МИНИМИЗАЦИЯ ИСПОЛЬЗУЕМЫХ РЕСУРСОВ ПЛИС ПРИ ОБНАРУЖЕНИИ СИГНАЛОВ НА ФОНЕ МОЩНЫХ ПОМЕХ
А. Г. Студеникин. 230

МОДЕЛИРОВАНИЕ АППАРАТНОГО ОКРУЖЕНИЯ РАДИОКАНАЛОВ УПРАВЛЕНИЯ
И. Н. Малышева, Ю. А. Плахотнюк, В. Ф. Свердел. 239

МОДЕЛЬ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЦЕЛЕВЫХ КОМПЬЮТЕРНЫХ АТАК НА КИБЕРФИЗИЧЕСКУЮ СИСТЕМУ
Т. В. Белякова, О. С. Лаута, Е. А. Хохлачева. 247

МОДЕЛЬ СИГНАЛОВ В РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЕ
И. А. Пилипенко, О. А. Сафарьян, И. А. Сахаров.....252

МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ ВЫЯВЛЕНИЯ ДЕСТРУКТИВНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ В ЛВС
А. В. Бесков, М. Л. Вотинов, А. В. Дидиченко, Д. Г. Дубовой, Ю. В. Ковайкин, А. В. Уйманов. 257

О СТРУКТУРЕ УЗКОПОЛОСНЫХ ШУМОВ
А. Г. Ильин, В. С. Юнусова. 263

ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛА НЕИЗВЕСТНОЙ ФОРМЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕЙРОННОЙ СЕТИ
Ю. Э. Корчагин, А. О. Липатов, М. А. Смолина.....270

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ГРАНИЦ ДИАПАЗОНА РАБОЧИХ ЧАСТОТ РЛС С ЛИНЕЙНО-ЧАСТОТНО МОДУЛИРОВАННЫМИ СИГНАЛАМИ
А. А. Веселков, В. П. Лихачев, В. В. Семенов. 278

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ МОДЕЛИ НЕЛИНЕЙНОГО ЭЛЕМЕНТА НА ОСНОВЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ РЕАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ
М. А. Евсеев. 284

ОПТИМИЗАЦИЯ СПЕКТРА ШПС ДЛЯ РАДИОКАНАЛОВ, ФУНКЦИОНИРУЮЩИХ В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ СТРУКТУРНЫХ И СОСРЕДОТОЧЕННЫХ ПОМЕХ
А. В. Сезин.....290

ОСОБЕННОСТИ МОДЕЛИРОВАНИЯ ПРОЦЕССА ОБСЛУЖИВАНИЯ МУЛЬТИМЕДИЙНОГО ТРАФИКА НА ОСНОВЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРЕТО
А. В. Бусыгин, А. К. Кочешков, С. М. Одоевский. 295

ОТ ПРОТОКОЛА РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КЛЮЧЕЙ ДИФФИ-ХЕЛЛМАНА К ПОЛНОСТЬЮ ХЕШИРОВАННОМУ ПРОТОКОЛУ МЕНЕЗИСА-КЬЮ-ВАНСТОУНА
Б. Н. Воронков. 303

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ В АВТОКОРРЕЛЯЦИОННОМ ПРИЕМНИКЕ
А. А. Веселков, В. П. Лихачев, Н. Ч. Нхан. 309

ОЦЕНКА ВРЕМЕННОГО ПОЛОЖЕНИЯ СИГНАЛА ПО СЖАТЫМ ДАННЫМ НА ОСНОВЕ ТЕОРИИ COMPRESSIVE SENSING
Д. Ю. Голованов, В. И. Парфенов. 315

ОЦЕНКА ЗАЩИЩЕННОСТИ УЗЛА СВЯЗИ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В УСЛОВИЯХ ДЕСТРУКТИВНЫХ ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА ОСНОВЕ ВЕРОЯТНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ВЫПОЛНЕНИЯ РЕГЛАМЕНТА БЕЗОПАСНОСТИ
М. О. Лепешкин, Р. К. Шостак, А. С. Шуравин. 326

ОЦЕНКА СВОЕВРЕМЕННОСТИ ДОСТАВКИ ЦЕЛЕВЫХ СООБЩЕНИЙ В ВИРТУАЛЬНОМ СОЕДИНЕНИИ ДЕКАМЕТРОВОЙ РАДИОСЕТИ
Е. А. Киселева, М. А. Лягин, В. Е. Тоискин. 331

ОЧИСТКА ЗАШУМЛЕННЫХ СИГНАЛОВ МЕТОДОМ ДИСКРЕТНОЙ ВЕЙВЛЕТ-ФИЛЬТРАЦИИ
И. С. Киреев, М. Г. Уланский. 337

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ СИСТЕМ НАБЛЮДЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ СЦЕН НА ОСНОВЕ ПРИНЦИПА ДОМИНАНТНОЙ ИНФОРМАЦИИ
А. И. Бобровский, А. В. Морозов, А. К. Цыцулин. 342

ПЕРЕСТАНОВОЧНОЕ ДЕКОДИРОВАНИЕ НЕДВОИЧНЫХ КОДОВ В СИСТЕМЕ КОГЕРЕНТНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ
Д. В. Ганин, Г. М. Тамразян. 350

ПИРАМИДАЛЬНАЯ ФОРМА ПОСТРОЕНИЯ МНОГОСКОРОСТНОГО АДАПТИВНОГО ФИЛЬТРА
А. Ю. Линович. 356

ПОВЫШЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА СИГНАЛА СВОБОДНОГО ОТ ГАРМОНИК ДЛЯ ГЕНЕРАТОРОВ С ЧИСЛОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ
И. Е. Кащенко. 368

ПОВЫШЕНИЕ СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В КАНАЛАХ С ЗАМИРАНИЯМИ
Л. И. Аверина, А. Ю. Лафицкий, Ю. Н. Прибытков. 375

ПОГРАНИЧНЫЕ АНОМАЛИИ В ЗАДАЧАХ ПРИЕМА СИГНАЛОВ
А. В. Зюльков. 382

ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ВИРТУАЛЬНЫХ МОДЕЛЕЙ В СПЕЦИАЛИЗИРОВАННОМ КОМПЛЕКСЕ
И. Н. Малышева, Ю. А. Плахотнюк, В. В. Погожев, В. А. Середа. 386

ПРИМЕНЕНИЕ КОГНИТИВНОЙ МЕТАФОРЫ ПРИ ПОСТРОЕНИИ СИСТЕМ «РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ» С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ЛИНИЙ СВЯЗИ
А. А. Гладких, А. В. Меновщиков. 393

ПРИМЕНЕНИЕ ПЕРЕСТАНОВОЧНОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ НЕДВОИЧНЫХ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ КОДОВ ДЛЯ ЗАШУМЛЕНИЯ КАНАЛОВ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ
С. В. Шахтанов. 398

ПРИМЕНЕНИЕ ЭНТРОПИЙНОГО ПОДХОДА ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА В МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ СЕТЯХ С ТИПОВЫМИ ПРОТОКОЛАМИ НА БАЗЕ КОНЕЧНЫХ МАРКОВСКИХ ЦЕПЕЙ
А. А. Коробков, М. А. Лягин, В. Е. Тоискин. 407

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ КОРПОРАТИВНОЙ СЕТИ В УСЛОВИЯХ ИНФОРМАЦИОННОГО КОНФЛИКТА
А. В. Веденеев..... 414

ПРОБЛЕМЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПРИОРИТЕТНОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ РАЗНОРОДНОГО ТРАФИКА В СЕТИ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
Л. В. Воробьёв, В. Н. Обердерфер..... 423

Том 2

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

ПРОХОЖДЕНИЕ В СЕТИ СВЯЗИ ПОТОКОВОГО ТРАФИКА С ДВУМЯ И БОЛЕЕ ОПЕРАТОРАМИ, ИМЕЮЩЕГО ПРИОРИТЕТНЫЙ КЛАСС
А. А. Сенокососов, Е. Н. Чапурин, Д. А. Чепрасов. 1

РАБОТА ДЕКОДЕРА НА ОСНОВЕ ЛЕКСИКОГРАФИЧЕСКОГО ПОДХОДА
Б. А. Саид..... 6

РАЗРАБОТКА ПРАВИЛ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО СИНТЕЗА ПКМЦ, ОПИСЫВАЮЩЕЙ ПРОЦЕСС ДОСТАВКИ МНОГОПАКЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ В ДЕКАМЕТРОВОЙ РАДИОСЕТИ
Е. А. Киселева, М. А. Лягин, В. Е. Тоискин. 10

РАНГОВЫЙ КРИТЕРИЙ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛА ЛЧМ-ИОНОЗОНДА
А. Е. Недопекин. 17

РАСЧЕТ ЖИВУЧЕСТИ УЗЛА СВЯЗИ СЕТИ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
Г. В. Бурло..... 24

РАСШИРЕНИЕ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ ЦИФРОВЫХ ПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ С ПОМОЩЬЮ ВРЕМЕННОГО УПЛОТНЕНИЯ СИГНАЛОВ
Г. В. Никонова, А. С. Фатеева. 31

СИСТЕМНЫЙ ПОДХОД К ЭФФЕКТИВНОМУ ОБЕСПЕЧЕНИЮ БЕЗОПАСНОСТИ УПРАВЛЕНИЯ РОБОТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ
Т. В. Белякова, Э. А. Бударин, И. В. Карасев. 40

СОВМЕСТНОЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ВЕЛИЧИНЫ И ПОЛОЖЕНИЯ АБСОЛЮТНОГО МАКСИМУМА РЕАЛИЗАЦИИ СТАЦИОНАРНОГО ГАУССОВСКОГО СЛУЧАЙНОГО ПРОЦЕССА
А. В. Зюльков. 45

СОКРАЩЕНИЕ ПАМЯТИ ВЫЧИСЛЕНИЙ ЛОГАРИФМОВ НАД ПОЛЯМИ ГАЛУА GF(P^2M)
В. В. Квашенников. 51

СПОСОБ ПЕРЕЗАПИСИ БИНАРНОЙ ИНФОРМАЦИИ В ИЗМЕРИТЕЛЬНО-ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ
В. Е. Крехов, Е. В. Крехов, И. В. Крехов. 57

СПОСОБ ФОРМИРОВАНИЯ ШИФРКЛЮЧЕЙ ДЛЯ СКЗИ СЕТЕЙ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
А. В. Бесков. 69

СПОСОБЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В ЦАР
Н. А. Кунаева, В. И. Парфенов. 74

СРАВНЕНИЕ СОЗВЕЗДИЙ МНОГОПОЗИЦИОННЫХ ВИДОВ ЛИНЕЙНОЙ МОДУЛЯЦИИ ПО ВЕРОЯТНОСТИ ОШИБКИ НА СИМВОЛ И НА БИТ
Ю. В. Алышев, М. Б. Мещерякова, Б. И. Николаев. 86

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ПЕРВОГО И ВТОРОГО ПОРЯДКОВ ДЛЯ ОБУЧЕНИЯ ГЛУБОКИХ ИНС
А. Б. Муравник. 96

УЯЗВИМЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ В КОРПОРАТИВНОЙ СЕТИ В УСЛОВИЯХ ИНФОРМАЦИОННОГО КОНФЛИКТА
А. В. Веденеев. 102

ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ ПРОЦЕССА ВОЗДЕЙСТВИЯ ЦЕЛЕВОЙ КОМПЬЮТЕРНОЙ АТАКИ
Т. В. Белякова, М. А. Гудков, Н. В. Сидоров. 108

ХАРАКТЕРИСТИКИ ОЦЕНКИ ДЛИТЕЛЬНОСТИ РАДИОСИГНАЛА С НЕИЗВЕСТНЫМИ ФОРМОЙ ОГИБАЮЩЕЙ, АМПЛИТУДОЙ И НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ
К. С. Калашников, Ю. Э. Корчагин, М. В. Трифонов. 112

ХАРАКТЕРИСТИКИ ОЦЕНОК ЗАДЕРЖКИ СИГНАЛА, ИСКАЖЕННОГО МОДУЛИРУЮЩЕЙ ПОМЕХОЙ, ПРИ СОВМЕСТНОМ РАЗЛИЧЕНИИ – ОЦЕНИВАНИИ СИГНАЛОВ ПО ВРЕМЕНИ ПРИХОДА
А. В. Захаров, В. К. Маршаков..... 123

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ОБНАРУЖИТЕЛЯ НАВИГАЦИОННОГО СИГНАЛА ПРИ НАЛИЧИИ АДДИТИВНОГО БЕЛОГО ГАУССОВСКОГО ШУМА
В. И. Костылев, Ю. С. Левицкая. 138

Секция 2. Распознавание и обработка изображений.

АЛГОРИТМ РАСПОЗНАВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ НА ОСНОВЕ ГРАДИЕНТНОГО СОВМЕЩЕНИЯ ОБЪЕКТА С ЭТАЛОНОМ
Д. Ю. Дронов, С. А. Карпов, Е. А. Самойлин, К. Е. Скугоров. 150

АППРОКСИМАЦИЯ ПОЛИГОНОВ РАСПОЗНАВАЕМОГО ОБРАЗА ПОЛИНОМИАЛЬНЫМИ СПЛАЙНАМИ
Л. П. Коротких, А. В. Лубенцов. 157

ВЫДЕЛЕНИЕ ОБЪЕКТОВ ПО ЗАШУМЛЕННЫМ И СМАЗАННЫМ СНИМКАМ МЕТОДОМ ГИСТОГРАММНОГО АНАЛИЗА
А. А. Васильченко, Г. А. Коптелов, Д. В. Савкин. 163

КОМПЛЕКСИРОВАНИЕ МНОГОПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ НА ОСНОВЕ ПЕРЕНОСА ГРАДИЕНТОВ И ЦВЕТОВОГО СИНТЕЗА
В. С. Конов, В. В. Шипко. 172

О НЕКОТОРЫХ СПОСОБАХ ОЦЕНКИ АНИЗОТРОПИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ
О. А. Машарова, Ю. С. Радченко. 181

ПРИМЕНЕНИЕ ЛЕСТНИЧНОГО СПОСОБА ШИФРОВАНИЯ ПРИ СКРЫТИИ ИНФОРМАЦИИ В ИЗОБРАЖЕНИИ
А. В. Бесков, М. Л. Вотинов, Ю. В. Ковайкин, А. В. Уйманов. 190

ПРОЦЕДУРА ИТЕРАЦИОННОГО МАСШТАБИРОВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ С АДАПТИВНОЙ ФИЛЬТРАЦИЕЙ
И. Ю. Давыдов, Д. В. Климов, Р. В. Климов, Н. В. Маркеева..... 198

РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ КЛАССИФИКАЦИИ ОБЪЕКТОВ НАБЛЮДЕНИЯ ПО ПОЛЯРИЗАЦИОННЫМ ПРИЗНАКАМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МОДЕЛИ РАСЧЕТА ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ МАТРИЦ РАССЕЯНИЯ
И. В. Зимин, А. А. Копылов, Е. Г. Паринов. 202

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

ВАРИАНТЫ РЕАЛИЗАЦИИ СХЕМ ЧАСТОТНО-ФАЗОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ В УСЛОВИЯХ МНОГОЛУЧЕВОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ СИГНАЛА
Д. В. Мокринский, А. А. Парфентьев, В. А. Цимбал. 212

ВЫРАВНИВАНИЕ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО СИГНАЛУ И ПОМЕХЕ ПРИ ПОВЫШЕННОЙ УДЕЛЬНОЙ СКОРОСТИ МАНИПУЛЯЦИИ
Е. О. Хабаров. 218

ЗАВИСИМОСТЬ ВЕРОЯТНОСТИ СВЯЗИ В ДЕКАМЕТРОВОЙ РАДИОЛИНИИ С ДИФФУЗНОЙ МНОГОЛУЧЕВОСТЬЮ ОТ ВЫБОРА РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ
Д. П. Киселев, В. П. Пашинцев, М. А. Сенокосов, А. Д. Скорик. 227

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ЗАЩИЩЕННОСТИ МОБИЛЬНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЕЙ
И. Я. Львович, Я. Е. Львович, Ю. П. Преображенский, А. П. Преображенский, О. Н. Чопоров. 239

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПОДСИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ В ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ РАДИОКАНАЛАХ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ
Д. С. Махов, О. А. Финько. 245

МЕТОД БЫСТРОЙ ПЕРЕДАЧИ МНОГОРАЗРЯДНОГО ЦИФРОВОГО ВИДЕО С НАНО БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ
Е. П. Петров, Е. Д. Ржаникова, Н. Л. Харина. 258

МЕТОДИКА ОПТИМИЗАЦИИ ХАРАКТЕРИСТИК ДЕЙСТВУЮЩЕЙ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ ПРИ УВЕЛИЧЕНИИ ЕЕ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ ПОСРЕДСТВОМ СТРУКТУРНОГО РАСШИРЕНИЯ
Ю. А. Тамм. 267

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ МИНИМАЛЬНО НЕОБХОДИМЫХ УСЛОВИЙ ДЛЯ РАСШИРЕНИЯ ТРАНСПОРТНОГО ЯДРА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ В ПРОЦЕССЕ ЕЕ РАЗВИТИЯ
Ю. А. Тамм. 271

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ХАРАКТЕРИСТИК ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА МЕЖДУ АБОНЕНТАМИ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ
С. Е. Потапов. 275

МЕТОДИКА ПОСТРОЕНИЯ КОМПЛЕКСОВ АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫХ СРЕДСТВ НА ОСНОВЕ РЕСУРСОСБЕРЕГАЮЩИХ ТЕХНОЛОГИЙ
В. И. Курносов, А. В. Шестаков. 281

МЕТОДИКА РАЗРАБОТКИ ШАБЛОНОВ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ РАЦИОНАЛЬНОГО ПРОСТРАНСТВЕННОГО РАЗМЕЩЕНИЯ РАДИОИЗЛУЧАЮЩИХ ЭЛЕМЕНТОВ РАДИОЦЕНТРА ПОДВИЖНОГО УЗЛА СВЯЗИ НА МЕСТНОСТИ
С. В. Козлов, К. Г. Чупраков. 293

МЕТОДИКА СИСТЕМНОГО АНАЛИЗА ПРОБЛЕМЫ СИНТЕЗА СТРУКТУРЫ И ПАРАМЕТРОВ ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ ПО ТРЕБОВАНИЯМ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ СКРЫТНОСТИ И ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ
В. П. Пашинцев, В. А. Цимбал, А. Ф. Чипига. 305

МОДЕЛИРОВАНИЕ АСУ С ДИСКРЕТНЫМ ПИД-РЕГУЛЯТОРОМ И ВЕРОЯТНОСТНЫМ КАНАЛОМ СВЯЗИ С БПЛА
А. А. Журавлев, М. Н. Ивлиев, С. В. Куцов, С. Ю. Панов. 312

МОДЕЛЬ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЦЕЛЕВЫХ КОМПЬЮТЕРНЫХ АТАК НА КИБЕРФИЗИЧЕСКУЮ СИСТЕМУ
Т. В. Белякова, О. С. Лаута, Е. А. Хохлачева. 320

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ СЕТЕЙ СВЯЗИ
Ю. С. Ионенков. 325

О ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПРИЕМА СИГНАЛОВ С МНОГОПОЗИЦИОННОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ В МНОГОЛУЧЕВОМ КАНАЛЕ СВЯЗИ
Ч. Т. До, Г. В. Куликов, З. В. Нгуен. 334

ОПТИМАЛЬНЫЕ АЛГОРИТМЫ РАЗДЕЛЕНИЯ ЛИНЕЙНО ЗАВИСИМЫХ СИГНАЛОВ И ИХ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ В ПЕРЕНАСЫЩЕННЫХ СИСТЕМАХ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ
Д. Л. Бураченко, Е. В. Лебеда, Н. В. Савищенко, А. К. Скворцов. 342

ОРГАНИЧЕСКИ НАДЁЖНЫЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СЕТЕЙ СВЯЗИ
А. В. Мержвинский, Б. М. Попов. 351

ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ ЭЛЕМЕНТОВ ДОПОЛНИТЕЛЬНОГО УЧАСТКА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ ПРИ ЕЕ СТРУКТУРНОМ РАСШИРЕНИИ
Н. Ф. Бух-Винер, Ю. А. Тамм. 357

ОЦЕНКА КАНАЛА РАСПРОСТРАНЕНИЯ СИГНАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРЕДСКАЗАНИЯ НА ОСНОВЕ АЛГОРИТМА ARIMA
А. Ю. Савинков. 361

ОЦЕНКА УСТОЙЧИВОСТИ НАЗЕМНЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ СВЯЗИ
А. Н. Гнездилов, А. С. Щеголеватых. 367

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА СИГНАЛЬНЫХ КОНСТРУКЦИЙ В КАНАЛЕ СВЯЗИ С ЗАМИРАНИЯМИ, ОПИСЫВАЕМЫМИ ДВУХЛУЧЕВОЙ МОДЕЛЬЮ
Д. Л. Бураченко, Е. В. Лебеда, Н. В. Савищенко, А. К. Скворцов. 382

ПРИМЕНЕНИЕ ЛОГИКО-ВЕРОЯТНОСТНОГО МЕТОДА ДЛЯ ОЦЕНКИ СВЯЗНОСТИ РАДИАЛЬНО-УЗЛОВОЙ СЕТИ СВЯЗИ С РОКАДНЫМИ И ПЕРЕКРЕСТНЫМИ СВЯЗЯМИ
К. И. Гвозд, И. В. Реджепов. 393

ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ КОРРЕКТИРУЮЩЕГО КОДИРОВАНИЯ НА ОСНОВЕ АЛГОРИТМА БОУЗА-ЧОУДХУРИ-ХОКВИНГЕМА
И. С. Киреев, М. Г. Уланский. 402

СИСТЕМА OFDM-QPSK ДЛЯ КАНАЛА С ПАМЯТЬЮ
В. Г. Карташевский, Е. С. Семенов. 413

СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ В СИСТЕМАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ С ШИРОКОПОЛОСНЫМИ СИГНАЛАМИ
А. Н. Асосков, И. И. Малышев, А. И. Мордовин. 423

Том 3

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

ФАЗОВЫЕ МЕТОДЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ИОНОСФЕРНОЙ ЗАДЕРЖКИ В ОДНОЧАСТОТНОЙ И ДВУХЧАСТОТНОЙ АППАРАТУРЕ, РАБОТАЮЩЕЙ ПО СИГНАЛАМ ГНСС
А. В. Гребенников, К. А. Куличков, Н. С. Куличкова. 1

ЦИФРОВАЯ ЛИНЕАРИЗАЦИЯ ПЕРЕДАЮЩЕГО ТРАКТА ПРИ ДВУХПОЛОСНОЙ ПЕРЕДАЧЕ ДАННЫХ С УЧЕТОМ КВАДРАТУРНОГО ДИСБАЛАНСА
Л. И. Аверина, О. В. Бугров. 7

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ГРАНИЦ ПРИМЕНИМОСТИ ГИПОТЕЗЫ О БЛОКАХ
А. В. Борисенков, Д. В. Суханов. 15

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ СВОЙСТВ ТРОПОСФЕРНОГО КАНАЛА СВЯЗИ НА ОСНОВЕ РАЗЛИЧНЫХ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ
Л. И. Аверина, А. С. Малев, Д. Ю. Чаркин, Е. В. Аверина. 19

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

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА ФОРМИРОВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЯ ДЛЯ ЭФФЕКТИВНОГО ПОДАВЛЕНИЯ ШУМА В ПАССИВНЫХ СИСТЕМАХ ПЕРСОНАЛЬНОГО ДОСМОТРА
А. В. Журавлев. 28

ПАССИВНОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ И СОПРОВОЖДЕНИЕ ОБЪЕКТОВ В СИСТЕМАХ БЛИЖНЕГО ЗОНДИРОВАНИЯ
С. М. Гудков, В. К. Клочко, Х. К. Нгуен. 41

СИНТЕЗ ЭЛЕМЕНТОВ ТРОИЧНОЙ ЛОГИКИ НА ОСНОВЕ ОБЪЕМНОГО МНОГОКАНАЛЬНОГО ОРГАНИЧЕСКОГО RGB ДИОДА
А. М. Бобрешов, Е. В. Золотухин, А. Г. Кошелев. 51

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

АВТОФОКУСИРОВКА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ МЕТОДОМ ОПТИМИЗАЦИИ СУРРОГАТНЫХ КВАДРАТИЧНЫХ ФУНКЦИЙ КАЧЕСТВА
А. А. Монаков.....68

АДАПТИВНАЯ ПОСЛЕДЕТЕКТОРНАЯ МЕЖДУПЕРИОДНАЯ ОБРАБОТКА В СЛЕДЯЩЕЙ АМПЛИТУДНОЙ МОНОИМПУЛЬСНОЙ РЛС
Н. А. Файзулин, И. Е. Чухломин. 82

АЛГОРИТМЫ ОЦЕНИВАНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ В ОБЗОРНЫХ РЛС С МНОГОКАНАЛЬНЫМИ ПРИЕМНЫМИ СИСТЕМАМИ
Х. Т. Ву, С. В. Козлов. 102

БОРТОВАЯ РАДИОЛОКАЦИОННАЯ СИСТЕМА БЕЗОПАСНОЙ ПОСАДКИ ВЕРТОЛЁТА
А. П. Климова, А. А. Комаров. 116

ДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ИСТРЕБИТЕЛЯ F-22 RAPTOR
Д. В. Амбросов, В. А. Кузнецов. 126

ЗАГОРИЗОНТНАЯ РАДИОЛОКАЦИЯ В МЕТРОВОМ (УКВ) ДИАПАЗОНЕ РАДИОВОЛН
В. А. Алебастров, В. А. Борсоев, В. В. Борсоева, Э. И. Шустов.....138

КОМБИНИРОВАНИЕ КООРДИНАТ В ПРОСТРАНСТВЕ ИЗМЕРЕНИЙ. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ДАННЫЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ НА УКВ РЛС
Б. И. Всеволод, И. П. Назаренко, С. М. Савельев, А. И. Стучилин, Э. И. Шустов, А. В. Щербинко. 141

КОНСТРУКЦИЯ ТЕРМИНАЛА ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ KU- ДИАПАЗОНА
М. А. Донских, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, И. В. Попов, К. С. Сафонов. 153

МАКЕТ МАЛОГАБАРИТНОЙ ПРОГРАММНО-ОПРЕДЕЛЯЕМОЙ РЛС С СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ АНТЕННЫ НА МУЛЬТИКОПТЕРЕ
А. В. Дмитриев, Д. С. Жарков, А. С. Половинкина, И. М. Ярцев. 164

МЕТОД ОПТИМИЗАЦИИ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕННЫХ РЕШЕТОК КОМПЕНСАЦИОННЫХ КАНАЛОВ ИНТЕГРИРОВАННЫХ В РАСКРЫВ КРУГЛОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ПРОХОДНОГО ТИПА
Р. В. Калашников, А. М. Лаврентьев. 181

МЕТОДИКА ВЫБОРА ТИПА ВЕСОВОЙ ОБРАБОТКИ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩЕЙ СНИЖЕНИЕ УРОВНЯ ПОРОГА ДЛЯ ЗОНДИРУЮЩЕГО КВАЗИНЕПРЕРЫВНОГО СИГНАЛА С ЛЧМ ПРИ ЗАДАННОЙ ВЕРОЯТНОСТИ ЛОЖНОЙ ТРЕВОГИ
С. А. Зайцев, А. М. Лаврентьев. 191

МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЯ ШУМОВЫХ ПАРАМЕТРОВ АФАР
В. И. Гриднев..... 201

МНОГОПОЗИЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ НАБЛЮДЕНИЯ И ПОСАДКИ ВОЕННОГО АЭРОДРОМА
Е. С. Перевозов. 210

НАКОПЛЕНИЕ СИГНАЛОВ ОТ ЦЕЛЕЙ В ДВУХПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ПРИ ЛОКАЦИИ «НА ПРОСВЕТ»
В. А. Гребенник, А. И. Назаров, И. В. Перцев, А. Б. Силантьев, Д. Д. Узденов. 216

О ПЕРСПЕКТИВАХ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ НЕКОТОРЫХ СОВРЕМЕННЫХ ДОСТИЖЕНИЙ ИОНОСФЕРНОГО РАДИОЗОНДИРОВАНИЯ ПРИ ВОССОЗДАНИИ ЗГ РЛС ЭШЕЛОНА СПРН
А. О. Щирый. 226

ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛОВ СО СЛУЧАЙНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ПРАВИЛ НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ
В. С. Костенников, Г. С. Нахмансон, А. О. Шмойлов. 235

ОБРАБОТКА СИГНАЛА В РАДИОЛОКАТОРЕ ПОДПОВЕРХНОСТНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ПОЛОТНА
К. Н. Чугай. 240

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТРЕБУЕМЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ ПОДПОВЕРХНОСТНОГО РАДИОЛОКАТОРА НА ОСНОВЕ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА ПРИ ИМПУЛЬСНОМ МЕТОДЕ ЗОНДИРОВАНИЯ
Р. А. Воробьев, Д. А. Черепанов..... 245

ОСОБЕННОСТИ ОЦЕНИВАНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ В РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СРЕДСТВАХ С КОНИЧЕСКИМ СКАНИРОВАНИЕМ И ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ АКТИВНЫХ ШУМОВЫХ ПОМЕХ
Х. Т. Ву, С. В. Козлов, А. Н. Мороз. 253

ОТОЖДЕСТВЛЕНИЕ ПЕЛЕНГОВ В УГЛОМЕРНЫХ СИСТЕМАХ НА ОСНОВЕ ПРИНЦИПА ДЕЦЕНТРАЛИЗАЦИИ
Ю. Г. Булычев, А. Г. Кондрашов, А. А. Мозоль. 261

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ПРЯМОЛИНЕЙНЫХ ТРАЕКТОРИЙ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ ПРИ ВТОРИЧНОЙ ОБРАБОТКЕ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ
Д. С. Акиньшин, Г. С. Нахмансон. 273

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ МЕЖОБЗОРНОГО НАКОПЛЕНИЯ ПРИНЯТЫХ СИГНАЛОВ
В. А. Белокуров. 279

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ СО СЛУЧАЙНОЙ ВОБУЛЯЦИЕЙ ПЕРИОДА ПОВТОРЕНИЯ ИМПУЛЬСОВ В УСЛОВИЯХ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕНИЯ
В. В. Родионов. 284

ПОСТРОЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ ВЫСОКОГО РАЗРЕШЕНИЯ МИНИМАЛЬНЫМИ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫМИ РЕСУРСАМИ НА БОРТУ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА
Е. П. Петров, Н. Л. Харина. 294

ПРИМЕНЕНИЕ МАЛОГО КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА «АИСТ-2Д» ДЛЯ ЭКСПЕРИМЕНТОВ ПО БИСТАТИЧЕСКОЙ ИНТЕРФЕРОМЕТРИИ В Р-ДИАПАЗОНЕ
О. В. Горячкин, Д. В. Лучин, И. В. Маслов. 305

ПРИНЦИП ПОСТРОЕНИЯ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ АЭРОКОСМИЧЕСКОГО БАЗИРОВАНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СИГНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ РНС
С. Ю. Сысуев, А. А. Филиппов. 311

РАДИОЛОКАЦИОННОЕ ИЗОБРАЖЕНИЕ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ОБЪЕКТОВ
К. В. Татаренков. 318

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ МОДИФИЦИРОВАННОЙ ЛИНЗЫ РОТМАНА В КАЧЕСТВЕ ДИАГРАММООБРАЗУЮЩЕЙ СХЕМЫ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ
Л. А. Овчаренко, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, И. В. Попов, Ф. С. Сафонов... 323

СПОСОБ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ И УГЛОВОЙ ОРИЕНТАЦИИ БОРТОВОЙ ПЕЛЕНГАТОРНОЙ АНТЕННЫ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ РАДИОПЕЛЕНГОВАНИЯ РАДИООРИЕНТИРОВ
А. Д. Виноградов, Л. А. Минин, Е. Ю. Морозов, С. Н. Ушаков..... 337

СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ И ОЦЕНИВАНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ЦЕЛЕЙ В ОБЗОРНЫХ РЛС С МНОГОКАНАЛЬНЫМИ ПРИЕМНЫМИ СИСТЕМАМИ
Х. Т. Ву, С. В. Козлов. 345

СТАТИСТИЧЕСКИЙ ЭКВИВАЛЕНТ РАДИОЛОКАЦИОННОГО КАДРА ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ
М. Ю. Нестеров..... 356

ТРЕБОВАНИЯ К БОРТОВОМУ КОМПЛЕКСУ УПРАВЛЕНИЯ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА В ЧАСТИ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ С РАДИОЛОКАТОРОМ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ
Е. Г. Спиридонов, А. В. Унковский. 361

ФОРМИРОВАНИЕ МАТРИЦЫ МНОГООБЗОРНЫХ НАБЛЮДЕНИЙ В СИСТЕМЕ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ ПРИ РЕАЛИЗАЦИИ АЛГОРИТМА ХАФА
А. В. Голубев, Ж. С. Олим, А. Б. Силантьев, К. А. Фернанду. 367

ФУНКЦИЯ ОСЛАБЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ, РАСПРОСТРАНЯЮЩЕЙСЯ ВДОЛЬ ПЛОСКОЙ ГРАНИЦЫ РАЗДЕЛА ДВУХ СРЕД, В УРАВНЕНИИ ДАЛЬНОСТИ РАДИОЛОКАТОРА
А. А. Бархоткин, А. И. Кошелев, А. М. Парменов..... 376

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

АДАПТАЦИЯ КАДРОВОЙ ЧАСТОТЫ В СИСТЕМАХ ОРБИТАЛЬНОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ
А. И. Бобровский, Д. Л. Горшанов, А. В. Девяткин, А. В. Морозов, В. А. Павлов, А. К. Цыцулин. 390

АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ ВОС СИГНАЛОВ
А. В. Алышев, П. Д. Коратаев, В. А. Миронов, В. В. Неровный. 395

ВАРИАНТЫ РЕАЛИЗАЦИИ ИТЕРАЦИОННОГО АЛГОРИТМА НЬЮТОНА-РАФСОНА В ДАЛЬНОМЕРНОЙ СИСТЕМЕ КООРДИНАТОМЕТРИИ
А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов. 403

ДИНАМИЧЕСКОЕ ОЦЕНИВАНИЕ КООРДИНАТ ГРУППЫ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ
К. К. Васильев, Л. Ю. Королев. 412

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ УСТРОЙСТВА ВТОРИЧНОЙ ОБРАБОТКИ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ
П. Д. Коратаев, В. В. Неровный, А. В. Савин. 419

ИНФОРМАЦИОННО-АЛГОРИТМИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ИНЕРЦИАЛЬНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ
В. В. Барановский, М. В. Барановский. 424

Том 4

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

ИССЛЕДОВАНИЕ ТОЧНОСТИ НАВИГАЦИОННЫХ ОПРЕДЕЛЕНИЙ В ПОМЕЩЕНИИ ПО СИГНАЛАМ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЙ ЛОКАЛЬНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ
Д. В. Царегородцев, А. А. Чугунов. 1

КОМБИНИРОВАННЫЙ АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ КООРДИНАТ В МНОГОПОЗИЦИОННОЙ ДАЛЬНОМЕРНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ
А. А. Монаков..... 8

МАКСИМАЛЬНО ПРАВДОПОДОБНЫЙ АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ И УГЛОВОЙ ОРИЕНТАЦИИ БОРТОВОЙ ПЕЛЕНГАТОРНОЙ АНТЕННЫ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ РАДИОПЕЛЕНГОВАНИЯ РЕПЕРНЫХ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ
А. Д. Виноградов, А. Ю. Востров, И. С. Дмитриев.....17

МЕТОДОЛОГИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ПОСТРОЕНИЮ МЕТОДОЛОГИИ ФОРМИРОВАНИЯ ТРЕБОВАНИЙ К СИСТЕМЕ НАВИГАЦИОННО-ВРЕМЕННОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПОЛЕТОВ ВОЕННОЙ АВИАЦИИ
А. В. Коровин.....33

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ГИБРИДНЫМ ПРИВОДОМ МЕХАТРОННОЙ СИСТЕМЫ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ КИНЕМАТИКИ
В. В. Кузнецов. 37

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КООРДИНАТ ВОЗДУШНОГО СУДНА В ПОЛУАКТИВНОЙ СИСТЕМЕ МУЛЬТИЛАТЕРАЦИИ С СИНХРОНИЗАЦИЕЙ ПРИЕМНЫХ ПОЗИЦИЙ ПО ЗАПРОСНОМУ СИГНАЛУ
Н. С. Волков, В. В. Кирюшкин, А. М. Медведев. 46

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ СОВМЕСТНОЙ РАБОТЫ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ МОРСКОГО БАЗИРОВАНИЯ ЗА СЧЁТ КОМПЛЕКСНОЙ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ
А. Ю. Былдин, В. Н. Жураковский. 55

ПОСТРОЕНИЕ РАДИОИЗОБРАЖЕНИЯ МАЛОРАЗМЕРНОЙ ЦЕЛИ С ПОМОЩЬЮ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ
А. М. Бобрешов, А. С. Жабин, А. В. Киселев, М. Ю. Селин, Г. К. Усков. 60

ПРИМЕНЕНИЕ СРЕДСТВ ДИНАМИЧЕСКОГО ПРОГРАММИРОВАНИЯ В ПРОЦЕССЕ НАВЕДЕНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА.
Л. П. Вечканов, А. С. Гуторов, А. Е. Кукин, А. Н. Пифтанкин, М. Н. Суетин. 65

ПРОБЛЕМЫ ИНТЕГРАЦИИ МАГНИТНЫХ ДАТЧИКОВ В НАВИГАЦИОННУЮ СИСТЕМУ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ МАЛОГО КЛАССА
Д. Д. Ишутин, Д. А. Ишутин, Д. В. Степанов. 81

ПРОЯВЛЕНИЕ ИНТЕНСИВНЫХ ВНУТРЕННИХ ВОЛН НА ИНТЕРФЕРОГРАММАХ ПРИНИМАЕМЫХ СИГНАЛОВ В МЕЛКОМ МОРЕ
Е. С. Казначеева, В. М. Кузькин, Г. А. Ляхов, С. А. Переселков, Д. Ю. Просовецкий. 87

РЕАЛИЗАЦИЯ ГОЛОГРАФИЧЕСКОГО МЕТОДА ЛОКАЛИЗАЦИИ ИСТОЧНИКА ЗВУКА В ОТСУТСТВИЕ ИНФОРМАЦИИ О ПЕРЕДАТОЧНОЙ ФУНКЦИИ ВОЛНОВОДА
Е. С. Казначеева, Г. Н. Кузнецов, В. М. Кузькин, Г. А. Ляхов, С. А. Переселков. 97

РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ЗАВИСИМОСТИ ОШИБОК ИЗМЕРЕНИЯ ПСЕВДОДАЛЬНОСТЕЙ ДО НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВ ПРИ ОДНОВРЕМЕННЫХ ИЗМЕРЕНИЯХ ДВУМЯ РАЗНЕСЕННЫМИ В ПРОСТРАНСТВЕ ПРИЕМНИКАМИ
А. В. Коровин, Д. И. Савин. 107

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ НАВЕДЕНИЯ НА ДВИЖУЩУЮСЯ ЦЕЛЬ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОБЪЕДИНЕННОГО ПРИНЦИПА МАКСИМУМА
Ю. О. Жуков, А. А. Костоглотов, А. А. Кузнецов, С. В. Лазаренко. 113

СРЫВ В СИСТЕМЕ СЛЕЖЕНИЯ ЗА ФАЗОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГНСС ПРИ РАБОТЕ В РАЙОНЕ РАЗМЕЩЕНИЯ ЛОКАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ
Н. Д. Голомазов, В. А. Миронов, В. В. Неровный, В. В. Цитиридис. 118

ТОЧНОСТЬ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГНСС В ЗОНЕ РАЗМЕЩЕНИЯ ЛНС
Н. Д. Голомазов, В. А. Миронов, В. В. Неровный, В. В. Цитиридис. 126

Секция 7. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы. Теория фракталов.

АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ КОРОТКОИМПУЛЬСНЫХ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ
Д. В. Костин, В. Д. Лукьянчиков, М. И. Паршин, А. А. Чаплыгин. 134

АНАЛИЗ ОСОБЕННОСТЕЙ ВИДА ГЛАДКИХ ФУНКЦИЙ ДЛЯ ВЫБОРА ФОРМЫ ИМПУЛЬСА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА
С. Ю. Иванов, А. А. Смирнова. 144

ВОЛНОВЫЕ ПРОЦЕССЫ ВО ФРАКТАЛЬНОЙ СРЕДЕ
А. В. Костин. 154

ГИПЕРБОЛИЧЕСКИЙ ХАОС В СВЯЗАННЫХ ВЧ-ГЕНЕРАТОРАХ
С. П. Кузнецов, Е. П. Селезнев, Н. В. Станкевич. 158

КВАЗИПРАВДОПОДОБНЫЙ АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ ФАЗЫ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО КВАЗИРАДИОСИГНАЛА С НЕИЗВЕСТНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ
М. С. Войнаровская, Ю. Э. Корчагин, К. Д. Титов. 165

ОЦЕНКА ДАЛЬНОСТИ И СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В СИСТЕМАХ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЙ РАДИОСВЯЗИ
С. Н. Разиньков, О. Э. Разинькова. 175

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИЕМА ПАЧКИ СШП ИМПУЛЬСОВ
А. В. Андриянов. 185

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ ПЕРСПЕКТИВНЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ СО СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫМИ СИГНАЛАМИ
Т. В. Попова, П. А. Трифонов. 191

РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ ВЫСОКОТОЧНОГО МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ ИСТОЧНИКА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА НА ОСНОВЕ МНОГОПОЗИЦИОННОГО ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕНИ ПРИХОДА
Т. В. Попова, П. А. Трифонов. 204

ТЕКСТУРЫ, ФРАКТАЛЫ, ДРОБНЫЕ ОПЕРАТОРЫ И МЕТОДЫ НЕЛИНЕЙНОЙ ДИНАМИКИ В РАДИОФИЗИКЕ И РАДИОЛОКАЦИИ: 40 ЛЕТ НАУЧНЫХ РАЗРАБОТОК
А. А. Потапов. 214

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ХАОС В НЕАВТОНОМНОМ ОСЦИЛЛЯТОРЕ С УПРАВЛЯЕМОЙ ЧАСТОТОЙ ВОЗДЕЙСТВИЯ
Д. А. Крылосова, Е. П. Селезнев, Н. В. Станкевич. 243

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

АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОННОЙ КОМПОНЕНТНОЙ БАЗЫ, ИСПОЛЬЗУЕМОЙ ПРИ ПОСТРОЕНИИ ЦИФРОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК
А. С. Артюх, Н. В. Поваренкин, Н. К. Третьяков. 247

АНТЕННА МОБИЛЬНОГО КОНТРОЛЬНОГО УСТРОЙСТВА СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОННОГО МОНИТОРИНГА ПОДКОНТРОЛЬНЫХ ЛИЦ
О. А. Андреева..... 260

БИКОНИЧЕСКАЯ АНТЕННА С НЕОДНОРОДНЫМ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ЗАПОЛНЕНИЕМ ДЛЯ СИСТЕМ РАДИОПЕЛЕНГАЦИИ
А. М. Бобрешов, Е. А. Маркова, К. В. Смусева, Г. К. Усков. 267

ВАРИАНТ ПОДАВИТЕЛЯ SIC LATTICE REDUCTION ДЛЯ СХЕМЫ V-BLAST MIMO
Е. В. Гончаров. 272

ВЛИЯНИЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ДАННЫХ В СИСТЕМЕ ФОРМИРОВАНИЯ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ НА ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ
Н. О. Левенков, Ж. В. Шапошникова. 279

ВЫЧИСЛЕНИЕ МНОЖИТЕЛЯ ОСЛАБЛЕНИЯ НАД ИМПЕДАНСНЫМ ЦИЛИНДРИЧЕСКИМ СЕГМЕНТОМ МЕТОДОМ ИНТЕГРАЛЬНОГО УРАВНЕНИЯ
В. В. Ахияров. 287

ДИФРАКЦИЯ ПЛОСКОЙ ВОЛНЫ НА ИМПЕДАНСНОМ И ПОЛУПРОЗРАЧНОМ ЭКРАНЕ ПРИ Е-ПОЛЯРИЗАЦИИ ПАДАЮЩЕГО ПОЛЯ
В. В. Ахияров. 295

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПЛАНАРНЫХ МЕТАСТРУКТУР С КИРАЛЬНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ РАЗЛИЧНОЙ ФОРМЫ
В. М. Баннов, Д. С. Клюев, А. М. Нещерет, О. В. Осипов. 305

МЕТОД КОНСТРУКТИВНОГО СИНТЕЗА ДВУХЗЕРКАЛЬНОЙ ГИБРИДНОЙ ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ
С. В. Землянский, Д. С. Махов, С. Е. Мищенко, В. В. Шацкий..... 315

МЕТОД СИНТЕЗА РАЗРЕЖЕННОЙ ИЗЛУЧАЮЩЕЙ СИСТЕМЫ АФАР С ЗАДАННЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ ЗАПОЛНЕНИЯ НА ОСНОВЕ ГЕНЕТИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА
В. В. Задорожный, Л. И. Стрельченко, С. А. Стрельченко. 330

МЕТОД СНИЖЕНИЯ ДИФРАКЦИОННЫХ ЛЕПЕСТКОВ В ПЛОСКОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКЕ С НЕЭКВИДИСТАНТНЫМ РАЗМЕЩЕНИЕМ ФАЗОВЫХ ЦЕНТРОВ ГРУПП ПОДРЕШЕТОК
В. В. Задорожный, С. Е. Мищенко. 340

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК РАССЕЯНИЯ РАДИОВОЛН НА ОБЪЕКТАХ В ВИДЕ УСЕЧЁННЫХ КОНУСОВ
А. А. Афонин, В. А. Тимофеев. 350

НАКЛОННОЕ ЗОНДИРОВАНИЕ ИОНОСФЕРЫ В УСЛОВИЯХ МАГНИТНОЙ АКТИВНОСТИ В СЕНТЯБРЕ 2017 Г.
Ф. И. Выборнов, А. В. Першин, В. П. Урядов. 361

НЕЙРОСЕТЕВОЙ ПОДХОД К РЕШЕНИЮ ЗАДАЧ КОНСТРУКТИВНОГО СИНТЕЗА АКТИВНЫХ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК
А. А. Безуглов, Д. Ю. Елисеев, А. В. Литвинов, С. Е. Мищенко, В. В. Шацкий. 369

НЕКОТОРЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ПРИ РАСПРОСТРАНЕНИИ ПОЛЯРИЗОВАННОГО СИГНАЛА ЧЕРЕЗ МАГНИТОАКТИВНЫЕ СРЕДЫ
А. Д. Кононов, А. А. Кононов, В. К. Маршаков. 381

ОГРАНИЧЕНИЯ НА ЭНЕРГИЮ ИЗЛУЧЕНИЯ В АНТЕННЕ МОЩНОГО СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНОГО ГЕНЕРАТОРА В РЕЖИМЕ ФОРМИРОВАНИЯ ИМПУЛЬСНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ
А. А. Волков, П. А. Трифонов. 393

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ АНТЕНН
И. Н. Медведев. 400

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ АНТЕННЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ РАДИОСТАНЦИЙ МЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА
И. Ю. Хлопушин, А. А. Цветнов. 404

ОЦЕНКА МЕТОДА РАСЧЁТА ИПХ ДЛЯ АНАЛИЗА ИМПУЛЬСНОГО ПОЛЯ КРУГЛОЙ ПЛОСКОЙ АПЕРТУРЫ
А. М. Бобрешов, Н. И. Кащеев, В. Е. Копытин, Н. А. Лысенко, С. П. Скулкин, Н. С. Скулкина, Г. К. Усков. 409

ОЦЕНКА НАВОДИМОГО В НАГРУЗКЕ ВИБРАТОРА НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ ПРИЕМЕ ВИДЕОИМПУЛЬСОВ
А. П. Алимов, Р. В. Антипенский, А. А. Волков. 417

ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ПЕЛЕНГАЦИИ ПО АЗИМУТУ ИЛИ УГЛУ МЕСТА ПЛОСКИМИ АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ НЕСИММЕТРИЧНОЙ ФОРМЫ
Ю. Б. Нечаев, И. В. Пешков. 423

Том 5

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

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ СО СПЕЦИАЛЬНОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ
И. А. Кирпичева, А. В. Останков..... 1

ПЕЛЕНГАЦИЯ ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА НА ФОНЕ МОЩНОЙ ПОМЕХИ В МНОГОКАНАЛЬНОЙ ПРИЕМНОЙ СИСТЕМЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АНСАМБЛЯ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ
С. В. Козлов, К. В. Ле. 8

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ МАКСИМАЛЬНЫХ ПРИМЕНИМЫХ ЧАСТОТ МОДОВ 1F2 И 2F2 В ГОРИЗОНТАЛЬНО-НЕОДНОРОДНОЙ ИОНОСФЕРЕ
KH. PH. Kieu, GI. MI. Nguyen, HU. HO. Nguyen, А. А. Амелин. 15

ПРИМЕНЕНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ЗАПОЛНЕНИЯ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ФОРМОЙ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ
А. М. Бобрешов, Н. С. Сбитнев, К. В. Смусева, Г. К. Усков. 24

ПРИМЕНЕНИЕ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ ВИВАЛЬДИ ПРИ ПОДПОВЕРХНОСТНОМ РАДИОЛОКАЦИОННОМ ЗОНДИРОВАНИИ МАТЕРИАЛЬНЫХ СРЕД И ОБЪЕКТОВ
Е. Л. Шошин. 31

РАДИОФИЗИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ФРОНТА СВЕРХЗВУКОВОЙ УДАРНОЙ ВОЛНЫ В ПЛАЗМЕ СПУСКАЕМОГО АППАРАТА
Е. Н. Злыднев, В. И. Тамбовцев, В. К. Усачев. 39

РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН НАД МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ, ПОКРЫТОЙ СЛОЕМ ЛЬДА
В. В. Ахияров..... 48

СИНТЕЗ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СТРУКТУР С КОНТРОЛИРУЕМОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТЬЮ МЕТОДОМ ТРЕХМЕРНОЙ ПЕЧАТИ
А. М. Бобрешов, П. А. Кретов, М. П. Ряполов, Е. А. Сбродов, К. В. Смусева, Г. К. Усков. 54

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ЛУЧОМ АКТИВНОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ
А. С. Артюх, Н. В. Поваренкин. 61

СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ ОШИБОК ПЕЛЕНГА, ВОЗНИКАЮЩИХ В СИСТЕМЕ АНТЕННА-ОБТЕКАТЕЛЬ, ДЛЯ РАДАРОВ С ФАР НА БАЗЕ КОМПАКТНОГО ПОЛИГОНА.
А. Е. Дорофеев, И. Е. Макушкин. 74

ТОНКОПРОВОЛОЧНЫЕ ИЗЛУЧАЮЩИЕ СТРУКТУРЫ С ЗЕРКАЛЬНО-ПОВОРОТНОЙ СИММЕТРИЕЙ
Д. А. Куприянов, А. Г. Майоров, С. В. Морозов, Д. П. Табаков. 82

УГЛОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МОДУЛЯ КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ Е-ПОЛЯРИЗАЦИИ ОТ НЕОДНОРОДНОГО СЛОЯ ДИЭЛЕКТРИКА
Я. М. Кузнецов, Д. Н. Панин. 89

ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗЛУЧЕНИЯ АНТЕНН С ПОДЛОЖКАМИ НА ОСНОВЕ БИАНИЗОТРОПНЫХ КИРАЛЬНЫХ МЕТАМАТЕРИАЛОВ
Д. С. Клюев, А. М. Нещерет, О. В. Осипов, Ю. В. Соколова.....98

ШИРОКОПОЛОСНАЯ КОМБИНИРОВАННАЯ АНТЕННА
А. М. Бобрешов, Д. П. Кондратьев, С. Е. Нескородов, Г. К. Усков.....104

ЩЕЛЕВАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА НА П-ВОЛНОВОДЕ
Г. Ф. Заргано, В. В. Земляков, А. О. Пелевин.....109

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ОДНОПОЗИЦИОННОГО МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В КВ ДИАПАЗОНЕ
Г. Г. Вертоградов, В. Г. Вертоградов, Е. Г. Чайка. 116

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

АЗИМУТАЛЬНОЕ ПЕЛЕНГОВАНИЕ НАЗЕМНЫХ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ С ПОМОЩЬЮ ЭКВИДИСТАНТНОЙ КОЛЬЦЕВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ, РАСПОЛОЖЕННОЙ НА ЛЕТАТЕЛЬНОМ АППАРАТЕ
Е. С. Артемова, М. П. Сличенко. 134

АЛГОРИТМ РАЗДЕЛЕНИЯ ПЕРВИЧНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ И ФИЛЬТРАЦИИ КООРДИНАТ МАНЕВРИРУЮЩИХ ОБЪЕКТОВ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОСИСТЕМОЙ В ТРЕХМЕРНОМ ПРОСТРАНСТВЕ ПО ЧАСТОТНО-УГЛОМЕРНЫМ ИЗМЕРЕНИЯМ
Э. А. Кирсанов, С. А. Колесников. 145

ВЕРОЯТНОСТЬ ОШИБОЧНОГО ПРИЕМА БИТА В КАНАЛЕ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С ДВОИЧНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ НА ФОНЕ ХАОТИЧЕСКОЙ ИМПУЛЬСНОЙ ПОМЕХИ С ПОСТОЯННОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ И СЛУЧАЙНОЙ ФАЗОЙ РАДИОИМПУЛЬСА
В. В. Михалёв, А. В. Петров..... 155

ДЕВИАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ РАЗВИТИЯ СОБЫТИЙ В СЕТИ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ ПОД ВОЗДЕЙСТВИЕМ ВНЕШНИХ ФАКТОРОВ
А. С. Дубонос, С. И. Кузнецов, А. А. Куренков, Д. Н. Михайлец. 163

ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАТУХАНИЯ НА ВОДОК В ТОКОПРОВОДЯЩЕЙ ЛИНИИ ВБЛИЗИ ПОГЛОЩАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ
А. В. Усков. 167

ОБНАРУЖЕНИЕ И ПЕЛЕНГОВАНИЕ ДВИЖУЩИХСЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ
М. Л. Артемов, О. В. Афанасьев, О. А. Машарова. 172

ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СТАНДАРТА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ IEEE 802.11N
О. Н. Завалишина, А. О. Липатов, К. Д. Титов. 183

ПОСТРОЕНИЕ МЕАНДР-ФИЛЬТРОВ ПОДСИСТЕМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТЫ СРЕДСТВ РАДИОМОНИТОРИНГА НА ОСНОВЕ СУБДИСКРЕТИЗАЦИИ СИГНАЛОВ
П. А. Глинка, С. В. Козлов. 194

ТЕХНОЛОГИЯ СИНТЕЗА КОНТЕЙНЕРНЫХ СРЕДСТВ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕНИЯ ГРУППОВОЙ ЗАЩИТЫ КОРАБЕЛЬНОГО ВЕРТОЛЕТА
С. А. Мочалов, Д. Н. Швыряев. 199

УЛЬТРАЗВУК В ОФИСНОЙ СВЯЗИ: СЛУЖЕБНЫЕ КАНАЛЫ И ПОДАВЛЕНИЕ ДИКТОФОНОВ
Г. Д. Асяев, В. Н. Багаев, Б. Б. Саидов. 207

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

АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ АВИАЦИОННЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ РАЗНЕСЕННОГО ПРИЕМА ИХ СИГНАЛОВ
Г. А. Газарбекьян, А. А. Строцев, М. В. Шаповалов. 212

АЛГОРИТМ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА КАСКАДНО-ВКЛЮЧЁННЫХ СОГЛАСУЮЩИХ СМЕШАННЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ АВТОГЕНЕРАТОРОВ НА АКТИВНЫХ ДВУХПОЛЮСНЫХ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ
А. А. Головков, В. А. Головков. 225

АНАЛИЗ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ MIMO СИСТЕМЫ СВЯЗИ С УЧЕТОМ ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ КАНАЛОВ ПРИЕМНОГО ТРАКТА
М. В. Грачев, Ю. Н. Паршин. 242

АНОДНЫЕ АЛЮМООКСИДНЫЕ СТРУКТУРЫ СО ВСТРОЕННОЙ СИСТЕМОЙ АЛЮМИНИЕВЫХ МЕЖСОЕДИНЕНИЙ ДЛЯ СВЧ-ПРИМЕНЕНИЙ
Д. Л. Шиманович. 249

ВЛИЯНИЕ НЕЛИНЕЙНОСТИ ЧАСТОТНО-ФАЗОВОГО ДЕТЕКТОРА НА СПЕКТР ПОМЕХ В СИСТЕМЕ АВТОПОДСТРОЙКИ С ДРОБНЫМ ДЕЛИТЕЛЕМ ЧАСТОТЫ
А. В. Леньшин, М. В. Матуразов, Т. В. Матуразова, С. А. Попов, Е. В. Шаталов.... 254

ВОЗМОЖНОСТИ МОДЕРНИЗАЦИИ СИСТЕМ ТРАНКИНГОВОЙ РАДИОСВЯЗИ С ПОМОЩЬЮ ДИАГРАММООБРАЗУЮЩИХ МАТРИЦ
С. А. Литвинов, А. А. Парамонов, С. И. Струков. 265

ВОЗМОЖНОСТЬ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МИКРОВОЛНОВОЙ ПЕЧИ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭФФЕКТА РАДИОЗВУКА
И. Л. Железняк, В. И. Тамбовцев, С. Ю. Федосеев. 276

ИЗМЕРЕНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ
А. Ф. Васильев, В. Д. Захарченко. 280

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АКУСТООПТИЧЕСКОЙ ЯЧЕЙКИ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ
А. М. Бобрешов, И. С. Коровченко, А. В. Олейников, К. А. Прохоров..... 285

ИССЛЕДОВАНИЕ ОСОБЕННОСТЕЙ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ ДИОДА С НАКОПЛЕНИЕМ ЗАРЯДА ПРИ ЕГО ИМПУЛЬСНОЙ НАКАЧКЕ
А. М. Бобрешов, А. Ю. Горяинова, А. С. Жабин, В. А. Степкин, Г. К. Усков. 291

ЛАБОРАТОРНЫЙ КОМПЛЕКС «УНИВЕРСАЛЬНАЯ ПРОГРАММНО-ОПРЕДЕЛЯЕМАЯ РАДИОСИСТЕМА»
О. В. Бойко, Д. В. Журавлев, М. А. Сиваш. 297

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ БИФУРКАЦИОННЫХ ПРОЦЕССОВ В ИСН
А. А. Вороной, А. А. Кузьменко, Д. Л. Мясников. 302

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ТРАЕКТОРИЙ ПОЛЕТА БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА В ИНТЕРЕСАХ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ РАДИОМОНИТОРИНГА
А. В. Богословский, М. И. Крутов, А. В. Усков. 311

МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ НА ОСНОВЕ КОМБИНИРОВАНИЯ ФАЗОВОГО И РАЗНОСТНО-ДОПЛЕРОВСКОГО СПОСОБОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ПОДВИЖНЫМ И ОДИНОЧНЫМ СРЕДСТВОМ РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ
С. В. Клинков, И. В. Коликов, В. В. Уткин. 319

МЕТОД ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ
А. А. Головков, В. А. Головков. 326

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ФАЗОВЫХ ШУМОВ СИНТЕЗАТОРА С ДРОБНЫМ ДЕЛЕНИЕМ ЧАСТОТЫ В СИСТЕМЕ АВТОПОДСТРОЙКИ
А. Н. Голубинский, А. В. Леньшин, М. В. Матуразов, В. Н. Тихомиров..... 337

МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ АСТАТИЧЕСКОЙ ПО ФАЗЕ СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ДЛЯ ЦИФРОВЫХ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ
А. В. Леньшин, М. В. Матуразов, Т. В. Матуразова, Е. В. Шаталов..... 347

МЕТОДИКА РАСЧЕТА РАДИОПЕРЕДАТЧИКА СИГНАЛОВ ПОДВИЖНЫХ УСТРОЙСТВ
М. Ю. Петровский, Т. М. Печень, Я. В. Трофимик..... 357

НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В РАДИОЛИНИИ БЛИЖНЕГО ДЕЙСТВИЯ СВЧ-ДИАПАЗОНА
В. М. Артюшенко, В. И. Воловач..... 364

ОПРЕДЕЛЕНИЕ СПЕКТРА ШУМОВ ПОМЕХ ДРОБНОСТИ В НЕПРЕРЫВНОЙ НЕЛИНЕЙНОЙ МОДЕЛИ СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ
А. В. Леньшин, М. В. Матуразов, Т. В. Матуразова, Е. В. Шаталов..... 372

ОПТИМИЗАЦИЯ КОНСТРУКЦИИ РЕЗОНАТОРА-ТЕРМОСТАТА ДЛЯ УМЕНЬШЕНИЯ ВРЕМЕНИ УСТАНОВЛЕНИЯ ЧАСТОТЫ ПРЕЦИЗИОННОГО КВАРЦЕВОГО ГЕНЕРАТОРА
В. И. Карагусов. 380

ОСОБЕННОСТИ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ СЛОЖНЫХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ
И. М. Косачев, К. Н. Чугай. 387

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МОДУЛЯТОРОВ ДЛЯ ВАРИАНТОВ ВКЛЮЧЕНИЯ СОГЛАСУЮЩИХ СМЕШАННЫХ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКОВ МЕЖДУ ИСТОЧНИКОМ СИГНАЛА И НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТЬЮ
А. А. Головков, В. А. Головков. 393

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В СИНТЕЗАТОРАХ С БЫСТРОЙ НАСТРОЙКОЙ ЧАСТОТЫ
А. Н. Голубинский, А. В. Леньшин, М. В. Матуразов, В. Н. Тихомиров. 413

ПОВЫШЕНИЕ ЭКСПЛУАТАЦИОННОЙ НАДЕЖНОСТИ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ АФАР
Н. А. Кушнерев, М. В. Родин. 422

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ МОДУЛИРОВАННОГО РАДИОСИГНАЛА В АКТИВНОМ ДИЭЛЕКТРИКЕ
И. Л. Железняк, В. И. Тамбовцев, С. Ю. Федосеев. 433

Том 6

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

ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СПЕКТРА СИГНАЛА В АКТИВНОМ НЕЛИНЕЙНОМ ЭЛЕМЕНТЕ С КУБИЧЕСКОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ
Б. Б. Саидов, И. С. Следнев, В. И. Тамбовцев. 1

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЛИНЕЙНОЙ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ ДЛЯ УМЕНЬШЕНИЯ ДЛИТЕЛЬНОСТИ СВЕРХКОРОТКОГО ИМПУЛЬСНОГО СИГНАЛА
А. М. Бобрешов, А. С. Жабин, А. А. Жидков, Г. К. Усков. 7

ПРОБЛЕМА УСТОЙЧИВОСТИ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО КОНТУРА
Н. Д. Бирюк, А. Ю. Кривцов, О. С. Хорпяков. 14

РАДИОСТАНЦИЯ СВЧ ДИАПАЗОНА
О. В. Бойко, А. В. Володько, В. А. Мальцев, М. А. Сиваш. 25

РАЗВИТИЕ СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ КОМПЛЕКСОВ АВИАЦИОННЫХ ПОЛИГОНОВ ГОСУДАРСТВЕННОЙ АВИАЦИИ
А. Р. Бестугин, И. А. Киршина, В. П. Рачков, А. Д. Филин. 30

РАЗРАБОТКА КОМПАКТНЫХ СООСНЫХ КОАКСИАЛЬНО-ВОЛНОВОДНЫХ ПЕРЕХОДОВ ДЛЯ ВОЛНОВОДОВ НЕСТАНДАРТНОГО СЕЧЕНИЯ
Б. М. Кац, В. П. Мещанов, К. А. Саяпин. 40

РАСЧЕТ ПАРАЗИТНОГО ОТКЛОНЕНИЯ ЧАСТОТЫ И ФАЗЫ ИСТОЧНИКА СИГНАЛОВ ИЗ СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ МОЩНОСТИ ФАЗОВОГО ШУМА
А. В. Чадин.....45

РЕАЛИЗАЦИЯ ПЛАНАРНОГО ЭЛЕМЕНТА ТОПОЛОГИИ МИКРОПОЛОСКОВОГО УСТРОЙСТВА ПО ЗАДАННОЙ ЕМКОСТИ В СХЕМЕ ЗАМЕЩЕНИЯ
В. А. Мельник, А. В. Останков, Н. Н. Щетинин.....50

РЕКОНФИГУРИРУЕМАЯ В ПРОСТРАНСТВЕ ОПТИЧЕСКАЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА НА БАЗЕ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ
К. А. Бедин, А. А. Васильченко, Д. В. Савкин.....56

СИСТЕМА РАДИОСВЯЗИ НА ОСНОВЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ УОЛША
А. Н. Асосков, Ю. В. Левченко, И. И. Малышев, И. Н. Малышева, А. И. Мордовин, Ю. А. Плахотнюк.....62

СЛОЖЕНИЕ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ С ПОМОЩЬЮ СУММАТОРА КОНСТРУКЦИИ УИЛКИНСОНА
А. М. Бобрешов, А. Е. Елфимов, А. С. Жабин, Г. К. Усков. 69

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ И ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ СТАЦИОНАРНЫХ СТАНЦИЙ ТРОПОСФЕРНОЙ СВЯЗИ ОТЕЧЕСТВЕННОГО И ЗАРУБЕЖНОГО ПРОИЗВОДСТВА
А. В. Войнов, Н. Н. Плотников. 74

ТЕХНИКА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН В СОВРЕМЕННЫХ СИСТЕМАХ РАДИОЧАСТОТНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ И МОНИТОРИНГА РАЗЛИЧНЫХ ОБЪЕКТОВ
А. С. Багдасарян, В. И. Николаев. 79

УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ Х-ДИАПАЗОНА НА ОСНОВЕ НИТРИДГАЛЛИЕВОГО ТРАНЗИСТОРА
Н. И. Каргин, Ю. А. Порохонько, А. В. Слепенков, С. А. Шостаченко..... 90

ЧИСЛЕННОЕ ВОССТАНОВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ СФЕРЫ В ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ НА СВЧ
К. М. Зейде. 94

ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКОЕ ФОРМИРОВАНИЕ AL-AL2O3-NI-CU-СТРУКТУР ДЛЯ МИКРОПОЛОСКОВЫХ СВЧ-ЛИНИЙ
Д. Л. Шиманович. 101

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ И ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ РАДИОЛИНИИ БЛИЖНЕГО ДЕЙСТВИЯ СВЧ-ДИАПАЗОНА
В. М. Артюшенко, В. И. Воловач..... 106

Секция 11. Радиотехнический мониторинг Земли.

ОПТИМАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В МНОГОПОЗИЦИОННЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ
О. В. Горячкин..... 115

ПРИМЕНЕНИЕ СРЕДСТВ ПОДПОВЕРХНОСТНОГО РАДИОЛОКАЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ИНЖЕНЕРНОЙ ГЕОЛОГИИ НА ТЕРРИТОРИИ ТЮМЕНСКОЙ ОБЛАСТИ
Е. Л. Шошин. 124

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ ИОНОСФЕРЫ ЗЕМЛИ МЕТОДОМ НАКЛОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ
С. В. Литвинов, Д. С. Мудрик..... 134

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

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ АНАЛИЗ И ТЕСТИРОВАНИЕ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ УСТРОЙСТВ
И. Н. Малышева, Ю. А. Плахотнюк, В. В. Погожев, В. А. Середа. 145

АДАПТИВНАЯ ОБРАБОТКА ПИЛОТАЖНО-НАВИГАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ
С. К. Киселев, Е. И. Степнова..... 150

АЛГОРИТМ ВЫБОРА АРХИТЕКТУРЫ ПОЛНОСВЯЗНОЙ СЕТИ В ЗАДАЧАХ РАСПОЗНАВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ НА ОСНОВЕ СВЕРТОЧНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ
А. Н. Голубинский, А. А. Толстых..... 156

АНАЛИЗ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ СЕТЯМИ СВЯЗИ
А. В. Бусыгин, А. Ю. Живодерников, Ю. В. Ковайкин, П. В. Лебедев. 164

АРХИТЕКТУРА СЕТИ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ НА ОСНОВЕ ЭТАЛОННОЙ МОДЕЛИ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ОТКРЫТЫХ СИСТЕМ
А. В. Бесков, М. А. Коцыняк, О. С. Лаута, А. В. Мамай, И. Р. Муртазин..... 173

БЛОКЧЕЙНЫ ЦИФРОВОЙ ЭКОНОМИКИ НА БАЗЕ СИСТЕМЫ СИТУАЦИОННЫХ ЦЕНТРОВ И ЦЕНТРАЛИЗОВАННОГО КОНСЕНСУСА
А. А. Грушо, А. А. Зацаринный, Е. Е. Тимонина..... 183

ГИПЕРКОНВЕРГЕНТНАЯ ГИПЕРСИНЕРГЕТИЧЕСКАЯ АГРЕГИРОВАННАЯ НЕЙРОМОРФНАЯ РАДИОПЛАТФОРМА - КАК БУДУЩЕЕ РАДИОСВЯЗИ
С. В. Карамов..... 192

ИНВЕРСНО-ПРЯМОЙ НЕЙРОКОНТРОЛЛЕР ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ПОРОГА РЕШАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА ИСТОЧНИКА ИНФОРМАЦИИ В ИНФОКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ
А. Н. Голубинский, Н. М. Рябков. 198

ИНТЕЛЛЕКТУАЛИЗАЦИЯ ПРОЦЕССА ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЯ ПРИ АНАЛИЗЕ И СИНТЕЗЕ СТРУКТУРЫ СЛОЖНОЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЕЕ СТРУКТУРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК
В. В. Алексеев.....205

ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ ГОСУДАРСТВЕННОГО УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОСФЕРНОЙ БЕЗОПАСНОСТЬЮ РЕГИОНА
В. Г. Бурлов, М. О. Лепешкин..... 216

КЛАССИФИКАЦИЯ УРОВНЯ ФОРМИРОВАНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ
А. Н. Голубинский, М. Н. Данильченко, К. В. Пядухова, Н. М. Рябков. 222

КОМПОЗИЦИОННАЯ ОНТОЛОГИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПРОЦЕССА ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЯ В СИСТЕМАХ ВОЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ
Д. В. Котов, А. А. Молявко..... 230

КОНТРОЛЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА ГРАДИЕНТА ИЗМЕНЕНИЯ ИХ СОСТОЯНИЙ
И. А. Елфимов, М. П. Ляхненко, К. В. Цыганков, А. А. Чурсина.....236

МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ СТРУКТУРНОЙ УСТОЙЧИВОСТИ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИХ СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК
А. М. Межуев, Д. Л. Стуров. 242

МЕТОДИКА ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ НА ПЛИС АЛГОРИТМОВ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ РАДИОКОНТРОЛЯ
М. И. Спажакин, А. Б. Токарев..... 248

МЕТОДИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ОЦЕНКЕ УСТОЙЧИВОСТИ ПОДСИСТЕМЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЕДИНОГО ВРЕМЕНИ В АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ ТЕЛЕКОММУНИАЦИОННОЙ СЕТЬЮ СВЯЗИ
М. И. Бабкова, К. А. Смирнов. 256

МЕТОДИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ОЦЕНКЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ СВЯЗЬЮ ПРИ ОГРАНИЧЕНИИ РЕСУРСА В РЕЖИМЕ ИНФОРМАЦИОННОГО КОНФЛИКТА
К. В. Пядухова, Н. Н. Толстых. 270

МЕТОДОЛОГИЧЕСКИЙ ПОДХОД К МОДЕЛИРОВАНИЮ ОРГАНИЗАЦИОННЫХ СТРУКТУР СИСТЕМ ОПЕРАТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ СЕТЯМИ СВЯЗИ
А. В. Боговик, О. А. Кривов. 283

МЕТОДЫ И ПРИНЦИПЫ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ И ОПТИМИЗАЦИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ
А. В. Боговик, О. А. Кривов. 289

МОДЕЛИ И МЕТОДЫ СИНТЕЗА И КООРДИНАЦИИ СПЕЦИАЛЬНЫХ СИСТЕМ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ
М. В. Павловский. 304

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ КОРРЕКЦИИ ПАРАМЕТРОВ КОНФЛИКТНЫХ КОМПОНЕНТОВ ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ
М. П. Иванкин, В. В. Сафронов, В. Ф. Свердел, Н. Н. Толстых. 315

МОДЕЛЬ ГРУППОВОЙ АТАКИ АВТОНОМНЫМИ БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ
А. В. Мефедов. 321

МОДЕЛЬ ОЦЕНКИ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ СИСТЕМЫ В АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ АППАРАТА НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ
А. Ф. Латыпова. 327

ОБОБЩЁННАЯ ОРТОГОНАЛИЗАЦИЯ ГРАМА-ШМИДТА И ПОДАВЛЕНИЕ ВЗАИМНЫХ ПОМЕХ В СЕТЯХ КОГНИТИВНОГО РАДИО
С. В. Карамов, А. В. Харин. 335

ОБОСНОВАНИЕ КОНЦЕПТУАЛЬНОГО ОБЛИКА АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СВЯЗЬЮ СИСТЕМ СВЯЗИ
В. С. Артамонов, А. В. Винниченко. 341

ОСНОВЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ БЕЗОПАСНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ КОМПЛЕКСОВ ГЕОИНФОРМАЦИОННОЙ ПОДДЕРЖКИ ПРОЦЕССОВ УПРАВЛЕНИЯ СВЯЗЬЮ
В. С. Артамонов, А. Н. Буренин, В. А. Васильев. 352

ОСНОВЫ СИСТЕМНОГО ПОДХОДА К ОРГАНИЗАЦИИ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ СОВРЕМЕННЫМИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫМИ СЕТЯМИ
В. С. Артамонов, А. Н. Буренин. 365

ОЦЕНКА ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ КЛАСТЕРНОЙ MESH-СЕТИ НА ОСНОВЕ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ В СРЕДЕ ANYLOGIC
М. В. Богатырев, А. А. Ерыгин, С. А. Житенев, А. М. Сепкин. 375

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ПО ПОКАЗАТЕЛЮ ОПЕРАТИВНОСТЬ С УЧЕТОМ ОГРАНИЧЕННОЙ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ И НАДЕЖНОСТИ ТРАКТОВ УПРАВЛЕНИЯ
Ф. П. Астапенко, М. В. Богатырев, А. А. Ерыгин, С. А. Житенев, В. П. Пустовит. .. 382

ПОВЫШЕНИЕ НАДЕЖНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СИСТЕМ ЦИФРОВОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ ПАССАЖИРОВ НА БАЗЕ АЛГОРИТМА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО КОДИРОВАНИЯ С ЭЛЕМЕНТАМИ КОГНИТИВНОЙ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ
А. К. Волков, А. К. Волков, А. А. Гладких. 388

ПОДХОДЫ К МАШИННОМУ ОБУЧЕНИЮ В КОГНИТИВНОМ РАДИО
Е. А. Балашова, С. В. Карамов..... 394

ПРОГНОЗИРОВАНИЕ И ЭКСТРАПОЛЯЦИЯ МПЧ ПО ДАННЫМ НАКЛОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ИОНОСФЕРЫ В ЕВРОАЗИАТСКОМ РЕГИОНЕ
Ф. И. Выборнов, А. В. Першин, В. П. Урядов. 403

ПРОЦЕССНЫЙ ПОДХОД В УПРАВЛЕНИИ СИСТЕМАМИ ТЕХНОСФЕРНОЙ БЕЗОПАСНОСТИ РЕГИОНА
В. Г. Бурлов, М. О. Лепешкин..... 414

СИСТЕМЫ СИТУАЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ В КОНТЕКСТЕ ИНФОРМАЦИОННОГО КОНФЛИКТА
М. П. Иванкин, В. В. Сафронов, В. Ф. Свердел, Н. Н. Толстых..... 420

СПОСОБ ДИАГНОСТИРОВАНИЯ ОСНОВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ПРИЁМО-ПЕРЕДАЮЩЕЙ АППАРАТУРЫ СЕТЕЙ СВЯЗИ
А. Н. Кривоногов, Л. Ю. Лобанова, С. Е. Потапов, А. А. Потапова, М. В. Сагиров, В. В. Храмогин. 425

ФАЗОВЫЕ МЕТОДЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ИОНОСФЕРНОЙ ЗАДЕРЖКИ В ОДНОЧАСТОТНОЙ И ДВУХЧАСТОТНОЙ АППАРАТУРЕ РАБОТАЮЩЕЙ ПО СИГНАЛАМ ГНСС

Н. С. Куличкова, К. А. Куличков, А. В. Гребенников

АО «НПП «Радиосвязь», Красноярск, Россия

Аннотация. В данном докладе рассматриваются методы уменьшения погрешности, связанной с задержкой навигационного сигнала при прохождении от космического аппарата до навигационной аппаратуры потребителя через ионосферу Земли. Представлены результаты практического применения двух методов, предназначенных для использования в одночастотной и двухчастотной приемной аппаратуре.

Ключевые слова: ГНСС; псевдодальность; ионосферная задержка; одночастотный метод; двухчастотный метод.

PHASE METHODS FOR DETERMINING THE IONOSPHERIC DELAY IN SINGLE-FREQUENCY AND DUAL-FREQUENCY EQUIPMENT OPERATING BY GNSS SIGNALS

N. S. Kulichkova, K. A. Kulichkov, A. V. Grebennikov

JSC «SPE «Radiosviaz», Krasnoyarsk, Russia

Abstract. In this article, methods are considered to reduce the error, associated with the delay of navigation signal as it passes from navigation satellite to navigation equipment consumer through the Earth ionosphere. The results of practical application of two methods intended for use in single-frequency and dual-frequency receiving equipment are presented.

Keywords: GNSS; pseudorange; ionospheric delay; single-frequency method; dual-frequency method.

1. Введение

Расширение сферы применения современных глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) требует повышения точности навигационных измерений. Погрешность определения координат и времени зависит от погрешности измерения псевдодальностей по сигналам ГНСС. Погрешность измерения псевдодальностей навигационной аппаратурой потребителя (НАП) обусловлена множеством факторов, наиболее весомыми из них являются погрешности эфемеридно-временного обеспечения, задержка сигнала в ионосфере и тропосфере, многолучевое распространение сигнала. Существенный вклад по имеющимся оценкам в погрешность измерения навигационной аппаратуры потребителя (НАП) ГНСС псевдодальностей вносит задержка сигнала в ионосфере, обусловленная интегральной электронной концентрацией (ИЭК) вдоль пути распространение сигнала.

Стандартным методом определения ионосферной задержки считается использование разности кодовых псевдодальностей на диапазонах L1 и L2, при этом данный метод имеет ряд недостатков:

– кодовая псевдодальность имеет большую случайную погрешность в том числе за счет влияния многолучевости, что приводит к увеличению случайной погрешности определения ионосферной задержки и, соответственно, координат;

– для корректного использования метода необходима калибровка разности задержек в трактах приемника в диапазонах L1 и L2, (что является достаточно трудоемким процессом), а также передающих трактах НКА [1];

– невозможность использования в одночастотной НАП.

Решением проблемы определения ионосферной задержки для одночастотной НАП стало использование моделей, основанных на предоставлении данных о состоянии вертикальной задержки сигнала в ионосфере. К таким моделям можно отнести модель ионосферы GPS (Klobuchar), IRI-2016, NeQuick2 и данные аналитического центра IGS. Использование указанных моделей также имеет недостатки, например, модель ионосферы Klobuchar имеет недостаточно частое обновление коэффициентов, что приводит к существенному расхождению текущего состояния ионосферы от предсказанного, а модели IRI-2016, NeQuick2 и IGS передают полученные данные через интернет ресурс, что усложняет использование в реальном времени.

Альтернативные методы определения ионосферной задержки, использующие результаты измерений по реальным навигационным сигналам, не имеют вышеперечисленных недостатков и позволяют в реальном масштабе времени определить значение ионосферной задержки для каждого спутника, чтобы уменьшить ее влияние на погрешность определения координат.

2. Одночастотный метод определения ионосферной погрешности

Одночастотный метод определения задержки сигнала в ионосфере, разработанный в лаборатории GPS Стенфордского университета (США) в 1992 г., является одним из первых методов, в котором используется разность кодовой и фазовой псевдодальностей [2]. Метод имеет большую вычислительную сложность так как подвержен влиянию срывов слежения за фазовой псевдодальностью, что приводит к формированию нового вектора состояния фильтра Калмана. Данный факт снижает быстродействие и устойчивость работы, уменьшает скорость сходимости алгоритма, реализующего рассматриваемый метод.

В Красноярском государственном техническом университете в 2003 году был разработан альтернативный одночастотный метод, основанный на применении в расчетах разности изменений кодовой и фазовой псевдодальностей, а также однослойной модели ионосферы [3]. Алгоритм определения ионосферной задержки в данном методе разбивается на два этапа.

На первом этапе рассчитывается вертикальная задержка (угол места НКА = 90^0) сигнала в ионосфере по каждому НКА, с последующим нахождением среднего значения I_v по имеющемуся набору спутников (1).

$$I_{vj}(k) = \frac{\Delta r_j(k) - \Delta\varphi_j(k)}{2 \cdot \Delta Ob\left(\gamma_j(k)\right)}, \qquad (1)$$

где $\Delta r_j(k)$ – приращение кодовой псевдодальности; $\Delta\varphi_j(k)$ – приращение фазовой псевдодальности; $\Delta Ob(\gamma_j(k))$ – приращение отображающей функции; $\gamma_j(k)$ – угол места НКА; $j = 1...\ N$ – номер спутника; k – дискретное время.

На втором этапе производится пересчет вертикальной задержки в наклонную (угол места НКА < 90^0) (2) с использованием отображающей функции (3).

$$I_j(k) = I_v \cdot Ob\left(\gamma_j(k)\right), \tag{2}$$

$$Ob\left(\gamma_j(k)\right) = \frac{I_j(k)}{I_v(k)} = \frac{1}{\sqrt{1-\left(\frac{R}{R+h}\cos\gamma_j(k)\right)^2}}, \tag{3}$$

где R – радиус Земли; h – высота слоя ионосферы.

Использование разности приращений кодовой и фазовой псевдодальностей позволило значительно уменьшить вычислительную сложность метода оценки задержки сигнала в ионосфере по сравнению с ранее разработанным [2].

3. Двухчастотный фазовый метод определения ионосферной погрешности

В двухчастотной НАП для оценки ионосферных задержек можно использовать разности не кодовых, а разности фазовых псевдодальностей.

Опираясь на одночастотный метод определения ионосферной задержки, предусматривающий оценку вертикальной ионосферной задержки и ее пересчет в наклонную через отображающую функцию, был разработан двухчастотный фазовый метод, основанный на разности приращений фазовых псевдодальностей на диапазонах L1 и L2 [4]. Алгоритм определения ионосферной задержки разделяется на три этапа.

На первом этапе рассчитывается вертикальная задержка сигнала в ионосфере (4).

$$I_{vj}(k) = \frac{\Delta\varphi_{1j}(k) - \Delta\varphi_{2j}(k)}{(\mu-1)\cdot\Delta Ob\left(\gamma_j(k)\right)}, \tag{4}$$

где $\Delta\varphi_{1j}(k)$ – приращение фазовой псевдодальности диапазона L1; $\Delta\varphi_{2j}(k)$ – приращение фазовой псевдодальности диапазона L2; μ – отношение квадратов несущих частот на диапазонах L1 и L2.

На втором этапе рассчитывается значения изменения ионосферной задержки (5) для каждого спутника.

$$I_{dj}(k) = \int\left((\mu-1)^{-1}\cdot\left(\Delta\varphi_{1j}(k) - \Delta\varphi_{2j}(k)\right)\right)dk. \tag{5}$$

На третьем этапе рассчитывается значение ионосферной задержки для каждого спутника (6).

$$I_j(k) = I_v \cdot Ob\left(\gamma_j(1)\right) + I_{dj}, \tag{6}$$

где $I_v \cdot Ob(\gamma_j(1))$ – оценка начального значения ионосферной задержки, сформированная по значению угла места спутника на начальном слежении за сигналом НКА.

Преимущество метода заключается в том, что для нахождения ионосферной задержки не требуется калибровка аппаратуры, кроме того использование фазовых псевдодальностей обуславливает малую (единицы сантиметров) случайную погрешность определения значений ионосферной задержки.

4. Практическое сравнение методов

Для сравнения эффективности представленных методов, был проведен суточный эксперимент на навигационной аппаратуре с антенным модулем, расположенным в точке с известными координатами. На рисунке 1 и рисунке 2 представлены результаты оценки ионосферной задержки по двум НКА ГЛОНАСС.

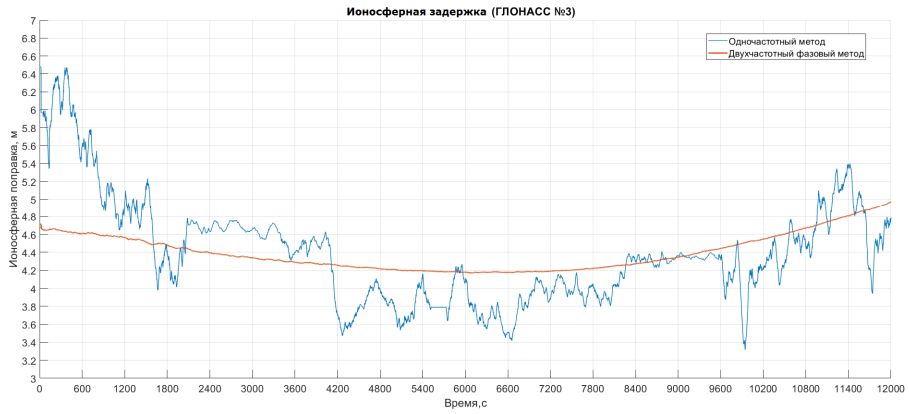


Рис.1. Ионосферные задержки для НКА ГЛОНАСС №3

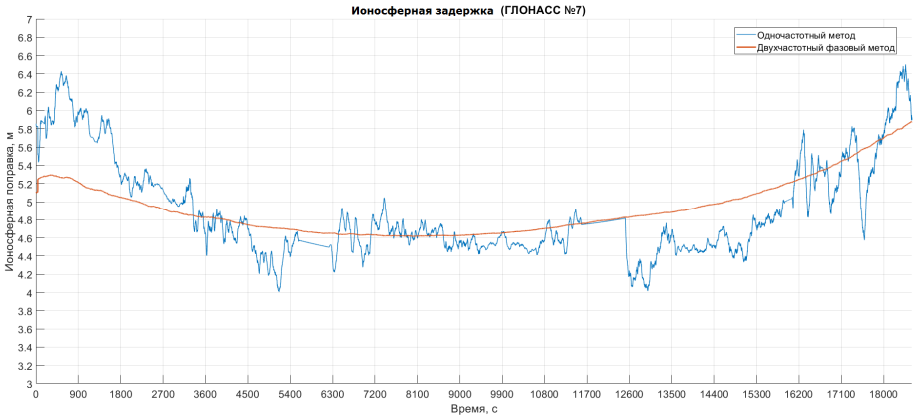


Рис.2. Ионосферные задержки для НКА ГЛОНАСС №7

Сравнение показывает, что ионосферная задержка, рассчитанная по одночастотному методу, имеет среднеквадратичное отклонение (СКО) примерно 1 м, а СКО ионосферной поправки двухчастотного фазового метода не превышает 2 см.

Был проведен расчет погрешности определения координат с использованием поправок полученных по результатам оценки ионосферной задержки одночастотным и двухчастотным фазовым методами.

Для более точной оценки погрешности рассчитанных координат кроме коррекции ионосферной задержки, была реализована коррекция тропосферной и инструментальной задержки [5], а также использованы оценки точных эфемерид ГЛОНАСС, полученных от аналитического центра IGS (EMX) в формате SP3.

Результат оценки погрешности координат в ТЦСК по НКА ГЛОНАСС, представлен в таблице 1.

Таблица 1. Погрешность определения координат в ТЦСК

Статистические характеристики погрешности	Методы определения ионосферной задержки		
	Без ионосферной коррекции	Одночастотный метод	Двухчастотный фазовый метод
МО координаты Юг, м	0,90	0,85	0,53
СКО координаты Юг, м	0,52	0,59	0,72
МО координаты Восток, м	0,55	0,52	0,31
СКО координаты Восток, м	0,64	0,55	0,77
МО координаты Высота, м	1,53	0,17	0,15
СКО координаты Высота, м	1,05	1,26	1,15

5. Заключение

В статье были рассмотрены методы уменьшения ионосферной задержки как в одночастотной, так и в двухчастотной аппаратуре. Сравнение полученных ионосферных задержек показывает, что результат расчёта поправки с использованием двухчастотного фазового метода имеет меньшее СКО не превышающее 2 см. Анализ погрешности определения координат показывает, что представленные методы уменьшают ионосферную задержку и смещают среднее значение (МО) погрешности определения координат к истинному. Наилучшее определение ионосферной задержки показал фазовый двухчастотный метод, но отличие от одночастотного для многих считается незначительным. Так как фазовый двухчастотный метод является недавно разработанным методом, требуется продолжения исследований и усовершенствование данного метода.

Литература

1. Куличкова Н. С., Куличков К. А., Гребенников А. В. Результаты сравнения методов определения ионосферной погрешности сигналов ГЛОНАСС // Сборник научных трудов XX Всероссийской научно-технической конференции молодых ученных и студентов с международным участием «Современные проблемы радиоэлектроники», 2017. – С. 129–133.

2. Nisner P., Trethewey M. GPS Ionospheric determinations using L1 only // proceedings of the 5th International conference on “Differential Satellite Navigation Systems”, Additional Volume, St. Petersburg, Russia, May, 1996.
3. Казанцев М. Ю. Уменьшение погрешности навигационных измерений в одночастотной аппаратуре потребителя систем ГЛОНАСС и GPS за счет учета влияния ионосферы: дис. …канд. техн. наук: 05.12.04. - Красноярск, 2003. - С. 146.
4. Куличкова Н. С., Куличков К. А., Гребенников А. В. Исследование варианта реализации метода коррекции ионосферной погрешности ГНСС по фазовым измерениям в различных частотных диапазонах // Международный научно-технический журнал «Успехи современной радиоэлектроники», 2017, №12. – С. 53–57.
5. Куличкова Н. С., Куличков К. А., Гребенников А. В. Результаты оценки инструментальной задержки определения беззапросной дальности по сигналам ГЛОНАСС и GPS // Международный научно-технический журнал «Успехи современной радиоэлектроники», 2018, №12. – С. 49–52.

REFERENCES

1. Kulickova, N. S., Kulichkov K. A., Grebennikov A. V. Results of comparison of methods for determining the ionospheric error of GLONASS signals // Collection of scientific papers XX all-Russian Scientific and Technical Conference of young scientists and students with international participation «Modern problems of radio electronics», 2017. – Pp. 129–133.
2. Nisner P., Trethewey M. GPS Ionospheric determinations using L1 only // proceedings of the 5th International conference on “Differential Satellite Navigation Systems”, Additional Volume, St. Petersburg, Russia, May, 1996.
3. Kazantsev M. Y. Reduce error navigation measurements in single-frequency equipment of the consumer GLONASS and GPS systems by taking into account the influence of the ionosphere: dissertation …PhD: 05.12.14. – Krasnoyarsk, 2003. – 146 p.
4. Kulichkova, N. S., Kulichkov K. A., Grebennikov A. V. Research of the implementation of the method of correction ionospheric error of GNSS by phase measurements in different frequency ranges // International scientific and technical journal «Advances in modern electronics», 2017, №12. – Pp. 53–57.
5. Kulichkova. N. S., Kulichkov K. A., Grebennikov A. V. Results of the evaluation of the instrumental delay in determining the request-free range from GLONASS and GPS signals // International scientific and technical journal «Advances in modern electronics», 2018, №12. – Pp. 49–52.

ЦИФРОВАЯ ЛИНЕАРИЗАЦИЯ ПЕРЕДАЮЩЕГО ТРАКТА ПРИ ДВУХПОЛОСНОЙ ПЕРЕДАЧЕ ДАННЫХ С УЧЁТОМ КВАДРАТУРНОГО ДИСБАЛАНСА

Л. И. Аверина, О. В. Бугров

Воронежский государственный университет, Воронеж, Россия

Аннотация. Рассмотрен механизм цифровой коррекции передающего тракта для системы двухполосной параллельной передачи данных при наличии в нём аналогового квадратурного модулятора с искажениями. Выведены аналитические соотношения для двухполосной полиномиальной модели корректора с учетом квадратурных искажений модулятора. Построены модели на основе различных нейронных сетей для линеаризации рассматриваемого передающего тракта. Проведён сравнительный анализ корректоров, построенных на основе различных моделей.

Ключевые слова: усилитель мощности, параллельная двухполосная передача данных, метод цифровых предыскажений, квадратурный дисбаланс, нейронные сети.

DIGITAL LINEARIZATION OF DUAL-BAND TRANSMISSION PATH IN PRESENCE OF I/Q IMBALANCE

L. I. Averina, O. V. Bugrov

Voronezh State University, Voronezh, Russia

Abstract. Mechanizm of digital predistortions for concurrent dual-band transmission in presence of analog modulator with I/Q imbalance is considered. Analytical relations for dual-band polynomial model of predistorter with considering I/Q imbalance are derived. Models based on neural networks for linearization of concerned transmission path are built. A comparison of different predistorters is carried out.

Keywords: power amplifier, dual-band systems, digital predistortion, I/Q imbalance, neyral networks.

1. Введение

В связи с заметным развитием систем беспроводной передачи данных базовые станции поддерживают различные стандарты для удовлетворения растущих требований пользователей. Один из способов обеспечивать все большую скорость передачи данных – повышение эффективности передатчика в ограниченном частотном диапазоне. Усилитель мощности (УМ) является основным потребителем энергии в передающем тракте, поэтому для повышения эффективности работы всего тракта УМ работает в нелинейном режиме. При нелинейном режиме работы усилителя возникают заметные нелинейные искажения, которые следует скомпенсировать. Один из широко используемых способов компенсации – метод цифровых предыскажений. Этот вопрос широко исследован в литературе [1, 2].

В настоящее время используется многополосная передача данных. Многополосный УМ обладает более сложным нелинейным поведением. Вдобавок к внутриполосному излучению, как в случае однополосного УМ, добавляются межполосные спектральные составляющие в выходном сигнале. Для таких передающих систем существуют соответствующие модели корректоров, например, двухполосная

полиномиальная модель корректора с памятью, которая учитывает межполосные взаимодействия внутри усилителя [3].

К сожалению, корректоры такого типа не учитывают несовершенства модулятора, которые приводят к квадратурному дисбалансу и смещению гетеродина [4]. Для краткости в работе мы будем называть их квадратурными искажениями.

В работе рассмотрены некоторые виды цифровых корректоров, применяемых для компенсации нелинейных искажений в двухполосных системах передачи данных, показаны результаты работы таких корректоров в условиях квадратурного дисбаланса и смещения локального осциллятора. Также предложена архитектура корректора на основе нейронных сетей, позволяющего бороться и с нелинейностью усилителя, и с несовершенствами модулятора.

2. Модели корректоров для линеаризации двухполосной системы передачи данных

На рисунке 1 приведена упрощенная схема коррекции двухполосной передающей системы.

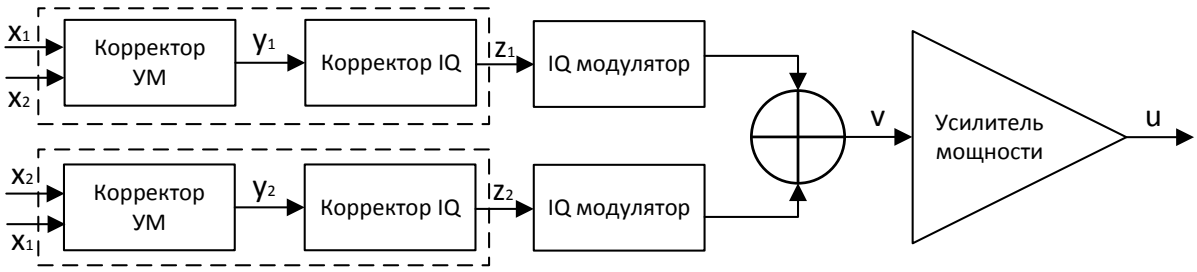


Рис. 1. Блок-схема параллельной двухполосной системы передачи данных с цифровыми предыскажениями

Корректор искажений, вносимых УМ, работает по следующим формулам [6]:

$$\dot{y}_1(n) = \sum_{k=0}^{K-1}\sum_{r=0}^{k}\sum_{m=0}^{M} \dot{h}^1_{krm}\dot{x}_1(n-m)\,|\,\dot{x}_1(n-m)\,|^{k-r}\,|\,\dot{x}_2(n-m)\,|^{r}, \qquad (1)$$

$$\dot{y}_2(n) = \sum_{k=0}^{K-1}\sum_{r=0}^{k}\sum_{m=0}^{M} \dot{h}^2_{krm}\dot{x}_2(n-m)\,|\,\dot{x}_2(n-m)\,|^{k-r}\,|\,\dot{x}_1(n-m)\,|^{r}, \qquad (2)$$

где $\dot{h}^1_{krm}$, $\dot{h}^2_{krm}$ - коэффициенты корректора, рассчитанные при идентификации, $\dot{x}_1(n)$, $\dot{x}_2(n)$ – отсчёты комплексных огибающие исходных сигналов каждой полосы, $\dot{y}_1(n)$, $\dot{y}_2(n)$ – отсчёты комплексных огибающих предыскажённых сигналов каждой полосы, K – степень нелинейности модели корректора, M – глубина памяти модели корректора.

На рисунке 2 приведена схема коррекции квадратурных искажений [7]:

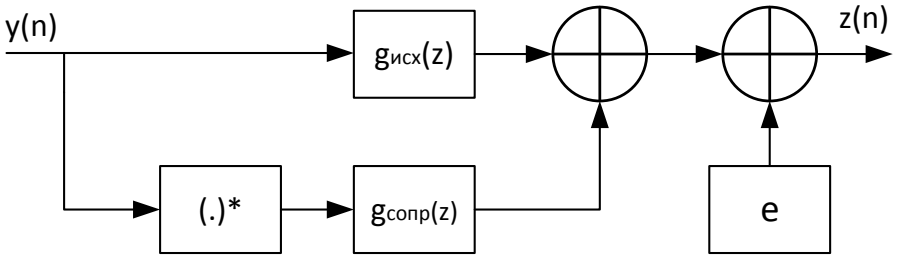


Рис. 2. Блок-схема коррекции квадратурных искажений

Сигнал на выходе IQ корректора для первой полосы можно описать следующей формулой:

$$\dot{z}_1(n) = \sum_{d=0}^{D} \{\dot{g}_{исх,1}(d)\dot{y}_1(n-d) + \dot{g}_{сопр,1}(d)\dot{y}_1^*(n-d)\} + \dot{e}_1, \qquad (3)$$

где $\dot{g}_{исх,1}(d)$ и $\dot{g}_{сопр,1}(d)$ коэффициенты фильтра для исходного и комплексно-сопряженного сигнала соответственно, а $\dot{e}_1$ - коэффициенты для коррекции сдвига гетеродина, D – глубина памяти. Аналогичным образом работает IQ корректор для второй полосы двухполосного сигнала.

Видно, что модели корректора усилителя и корректора модулятора позволяют создать общую одноблочную модель, которую можно идентифицировать методом наименьших квадратов. Добавив в формулы (1) и (2) соотношение (3), можно получить модель двухполосного цифрового одноблочного корректора, который позволяет линеаризовать и квадратурные искажения, и искажения, внесенные усилителем мощности. Такой корректор изображен на рисунке 1 пунктиром. Он работает по следующим формулам:

$$\begin{aligned}\dot{z}_1(n) &= \sum_{k=0}^{K_1-1}\sum_{r=0}^{k}\sum_{m=0}^{M} \dot{h}_{krm}^1 \dot{x}_1(n-m)\,|\,\dot{x}_1(n-m)\,|^{k-r}\,|\,\dot{x}_2(n-m)\,|^r \\ &+ \sum_{k=0}^{K_2-1}\sum_{r=0}^{k}\sum_{m=0}^{M} \dot{g}_{krm}^1 \dot{x}_1^*(n-m)\,|\,\dot{x}_1(n-m)\,|^{k-r}\,|\,\dot{x}_2(n-m)\,|^r + \dot{e}_1,\end{aligned} \qquad (4)$$

$$\begin{aligned}\dot{z}_2(n) &= \sum_{k=0}^{K_1-1}\sum_{r=0}^{k}\sum_{m=0}^{M} \dot{h}_{krm}^2 \dot{x}_2(n-m)\,|\,\dot{x}_2(n-m)\,|^{k-r}\,|\,\dot{x}_1(n-m)\,|^r \\ &+ \sum_{k=0}^{K_2-1}\sum_{r=0}^{k}\sum_{m=0}^{M} \dot{g}_{krm}^2 \dot{x}_2^*(n-m)\,|\,\dot{x}_2(n-m)\,|^{k-r}\,|\,\dot{x}_1(n-m)\,|^r + \dot{e}_2,\end{aligned} \qquad (5)$$

Степень нелинейности K_2 для второго слагаемого в каждом уравнении можно взять меньше, чем K_1, так как, как правило, коэффициенты g_{krm} оказывают меньшее влияние на эффективность работы всего корректора.

Из соотношений (4) и (5) видно, что данная модель при больших значениях степени нелинейности и глубины памяти будет содержать значительное число параметров, которые достаточно точно сложно идентифицировать. Поэтому в работе для линеаризации передающего двухполосного тракта с квадратурными искажениями строились также модели корректоров на основе нейронных сетей. В работе рассматривались 2 нейронные сети: многослойный персептрон и рекуррентная нейронная сеть [5]. Необходимо отметить, что для каждой полосы строится своя нейронная сеть. На рисунках 3 и 4 приведены примеры сетей для одной полосы.

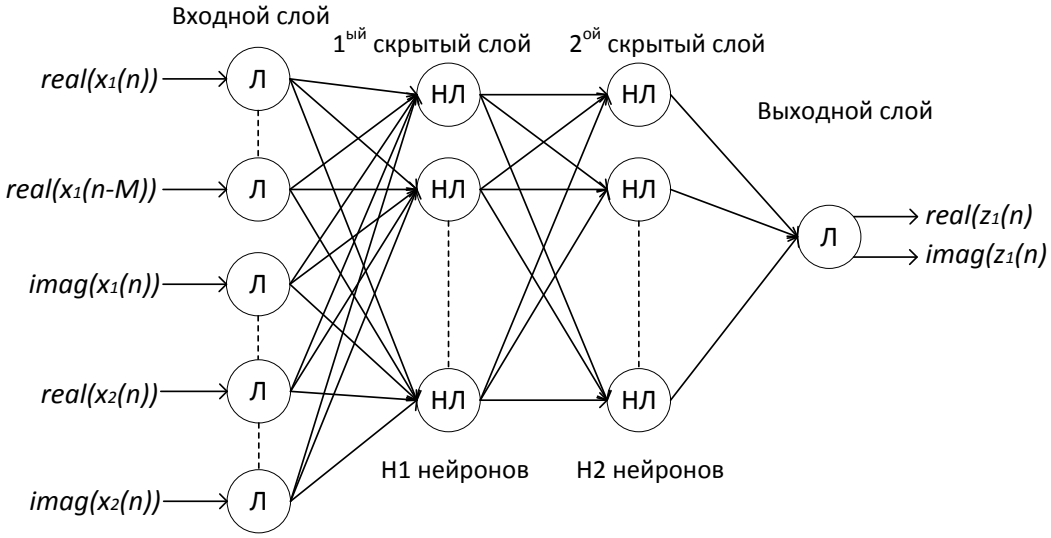


Рис. 3. Схема многослойного персептрона

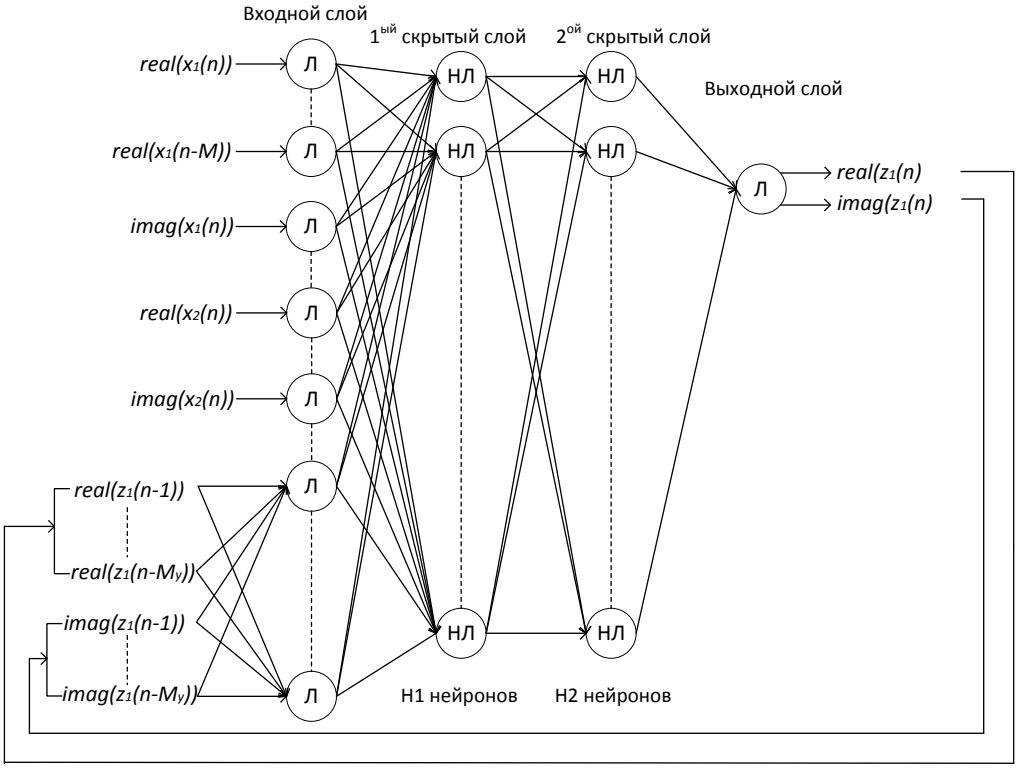


Рис. 4. Схема рекуррентной нейронной сети

Здесь введены следующие обозначения: Л – линейный нейрон, НЛ – нелинейный нейрон.

3. Критерии оценки степени линеаризации передающего тракта

Для оценки эффективности работы различных корректоров будем использовать параметры *ACPR* и *EVM*.

ACPR описывает уровень внеполосных излучений сигнала и определяется соотношением:

$$ACPR = 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{P_{сос.кан.}}{P_{осн.кан.}}\right) \tag{7}$$

где $P_{осн.кан.}$ – средняя мощность сигнала в основном канале, $P_{сос.кан.}$ – средняя мощность сигнала в соседнем канале. Данная величина учитывает как нелинейные, так и усилительные свойства системы.

EVM показывает, как изменяется положение точек модуляции на диаграмме созвездия при возникновении нелинейных искажений:

$$EVM = \frac{\sum_i \sqrt{(I_{вх}(i) - I_{вых}(i))^2 + (Q_{вх}(i) - Q_{вых}(i))^2}}{\sum_i \sqrt{I_{вх}{}^2(i) + Q_{вх}{}^2(i)}} \cdot 100\% \tag{8}$$

где $I_{вх}$, $I_{вых}$, $Q_{вх}$, $Q_{вых}$ – квадратуры сигнального созвездия на входе и выходе системы.

4. Сравнительный анализ корректоров, построенных на основе различных моделей

Для проведения сравнительного анализа эффективности функционирования корректоров на основе различных моделей было проведено компьютерное моделирование. Вначале генерировались два сигнала QAM16, каждый их которых подвергался квадратурным искажениям (параметры для каждой полосы приведены в таблице 1), переносился на свою несущую частоту, сигналы смешивались и подавались на модель УМ, состоящую из безынерционного нелинейного блока и КИХ-фильтра. Безынерционной нелинейный блок описывался соотношением:

$$\begin{aligned} \dot{u}(n) &= ((8.00335 - 4.61157i) \cdot \arctan(2.26895 \,|\, \dot{v}(n) \,|) \\ &+ (-3.77167 + 12.03758i) \cdot \arctan(0.8234 \,|\, \dot{v}(n) \,|)) \cdot e^{i \angle \dot{v}(n)}. \end{aligned} \tag{6}$$

Таблица 1. Параметры квадратурного дисбаланса

Полоса	1	2
Дисбаланс амплитуд	0,26	0,83
Дисбаланс фаз	5	3
Смещение в канале I	0,01	0,02
Смещение в канале Q	0,02	0,03

С УМ сигнал разделялся на две полосы и подавался на блок идентификации цифрового корректора. После этого исходные сигналы подавались на блок внесения цифровых предыскажений, потом вносились квадратурные искажения, сигналы переносились на несущие частоты, смешивались, подавались на усилитель. Для выходного сигнала рассчитывались критерии *EVM* и *ACPR*.

При проведения сравнительного анализа использовались следующие модели цифровых корректоров:

1. Двухполосная полиномиальная модель с памятью (соотношения (1) и (2)) со степенью нелинейности $K = 5$, глубиной памяти $M = 3$.

2. Двухполосная полиномиальная модель с памятью и учетом квадратурных искажений (соотношения (4) и (5)) со степенями нелинейности $K_1 = 5$, $K_2 = 3$, глубиной памяти $M = 3$.

3. Многослойный персептрон с количеством нейронов в первом скрытом слое H1 = 6, во втором слое H2 = 5.

4. Рекуррентная нейронная сеть с H1 = 6, H2 = 4.

Коэффициенты полиномиальных моделей 1 и 2 определялись с помощью метода наименьших квадратов. Нейронные сети обучались по алгоритму Левенберга-Марквардта. Компьютерный эксперимент проводился на четырех различных длинах обучающей последовательности – это количество отсчетов сигналов доступных блоку идентификации для расчета коэффициентов корректора.

Результаты моделирования представлены в таблице 2.

Таблица 2. Результаты моделирования

Сигнал	Параметр	Полоса 1				Полоса 2				
Исходный сигнал	ACPR3	-53,59				-54,31				
Сигнал после УМ	ACPR3	-25,86				-25,96				
	EVM	21,09				12,33				
Длина обучающей последовательности		120		500		2000		5000		Количество коэффициентов
Корректор	Параметр	П. 1	П. 2	П. 1	П. 2	П. 1	П. 2	П. 1	П. 2	-
Модель 1	ACPR3	-29,08	-32,04	-35,54	-35,09	-36,76	-36,69	-36,59	-36,71	18
	EVM	6,71	5,21	5,62	4,61	5,36	4,25	5,33	4,28	
Модель 2	ACPR3	-29,09	-32,00	-35,38	-35,02	-36,63	-36,69	-36,52	-36,68	28
	EVM	6,85	4,92	5,64	4,64	5,38	4,28	5,34	4,28	
Модель 3	ACPR3	-27,76	-29,07	-28,76	-29,11	-25,36	-33,98	-39,46	-39,10	125
	EVM	8,81	8,42	6,63	6,75	8,90	3,32	0,72	1,04	
Модель 4	ACPR3	-24,78	-26,29	-38,53	-37,65	-39,36	-38,29	-39,33	-39,51	140
	EVM	10,27	12,16	0,87	1,27	0,85	1,14	0,82	0,80	

Здесь в качестве параметра *ACPR3* указано худшее из значений критерия *ACPR* в соседнем левом и соседнем правом канале.

По результатам моделирования можно сделать вывод, что модели на основе нейронных сетей (3 и 4) добиваются удовлетворительных результатов корректирования

при длине обучающей последовательности в 500 отсчетов и лучше справляются с коррекцией в присутствии квадратурного дисбаланса. Относительно сигнала с выхода усилителя, модели 3 и 4 линеаризуют сигнал по критерию *ACPR* на 11 дБ, по *EVM* на 20% для полосы 1 и 11% для полосы 2. Выигрыш нейронных сетей по сравнению с полиномиальными моделями (1 и 2) составляет по *EVM* – 3,5%, по *ACPR* – 2,5 дБ. Однако видно, что корректоры на основе нейронных сетей требуют большого количества параметров, а значит и больших вычислительных ресурсов.

5. Заключение

В работе показано, что для цифровой линеаризации передающего тракта с учётом квадратурного дисбаланса при двухполосной параллельной передаче данных можно использовать одноблочный корректор на основе полиномиальной модели. Для идентификации модели такого корректора можно использовать метод наименьших квадратов. Также показано, что в качестве моделей корректоров можно использовать нейронные сети, которые при моделировании показали свою значительную эффективность. Однако данные структуры из-за большого количества параметров обладают высокой вычислительной сложностью и требуют применения сложных алгоритмов обучения.

6. Литература

1. Ghannouchi, F. Behavioral modelling and predistortion of wideband wireless transmitters / F.Ghannouchi, O.Hammi, M.Helaoui. – Wiley, 2015. – 253 p.
2. Аверина Л.И. Повышение линейности передающего тракта методом цифровых предыскажений / Л.И. Аверина, А.М. Бобрешов, В.Д. Шутов // Нелинейный мир. – 2013. - №10. - С.720-727.
3. Аверина Л.И. Цифровая линеаризация усилителя мощности при параллельной двухполосной передаче данных / Л.И. Аверина, А.О. Кузнецов, О.В. Бугров // Радиолокация, навигация, связь: 24-я Международная научно-техническая конференция, г. Воронеж, 17-19 апр. 2018 г. — Воронеж, 2018 .— Т. 2. - С. 282-289.
4. Аверина Л.И. Компенсация частотно-зависимого дисбаланса в аналоговых квадратурных модуляторах / Л.И. Аверина, С.С. Лавлинский // Теория и техника радиосвязи. - 2015. - №3. - С. 62-69.
5. Аверина Л.И. Цифровые корректоры на основе нейронных сетей для линеаризации усилителей мощности / Л.И. Аверина, О.В. Бугров // Вестник ВГУ. Серия: Физика. Математика. – 2017. – № 1. – С.5-14.
6. Bassam S. 2-D Digital predistortion (2-D-DPD) architecture for concurrent dual-band transmitters / S. A. Bassam, M. Helaoui, and F. M. Ghannouchi, // IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 59, no. 10, pp.2547-2553, Oct. 2011.
7. Li. L. A Pruning Method of Joint 2D Digital Predistortion Model for Nonlinearity and I/Q Imperfections in Concurrent Dual-Band Transmitters /L. Li, F. Liu, G. Yang, H. Wang // 2014 IEEE/ACIS 13th International Conference on Computer and Information Science (ICIS) – 2014.

7. References

1. Ghannouchi, F. Behavioral modelling and predistortion of wideband wireless transmitters / F.Ghannouchi, O.Hammi, M.Helaoui. – Wiley, 2015. – 253 p.
2. Averina L.I. Increasing the linearity of the transmission path by digital predistortions / Averina L.I., Bobreshov A.M., Shutov V.D. // Nonlinear world, 2013, No. 10.– Pp. 720-727

3. Averina L.I. Digital predistortion for concurrent dual-band power amplifier / Averina L.I., Kuznetsov A.O., Bugrov O.V. // The 24th International Scientific and Technical Conference "Radiolocation. Navigation. Communication" (RLNC-2018), Voronezh, 2018. – vol. 2, p. 282-289.
4. Averina L.I. Frequency-dependent imbalance compensation in analog quadrature modulators / L.I. Averina, S.S. Lavlinsky // Radio Communication Theory and Technology. – 2015. – No. 3. – P.62-69.
5. Averina L.I. Digital predistorters based on neural networks for linearization of power amplifiers / Averina L.I., Bugrov O.V. // Vestnik VSU. Series: Physics. Mathematics. – 2017. – No. 1. – P.5-14.
6. Bassam S. 2-D Digital predistortion (2-D-DPD) architecture for concurrent dual-band transmitters / S. A. Bassam, M. Helaoui, and F. M. Ghannouchi, // IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 59, no. 10, pp.2547-2553, Oct. 2011.
7. Li. L. A Pruning Method of Joint 2D Digital Predistortion Model for Nonlinearity and I/Q Imperfections in Concurrent Dual-Band Transmitters /L. Li, F. Liu, G. Yang, H. Wang // 2014 IEEE/ACIS 13th International Conference on Computer and Information Science (ICIS) – 2014.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ГРАНИЦ ПРИМЕНИМОСТИ ГИПОТЕЗЫ О БЛОКАХ

А. В. Борисенков[1], Д. В. Суханов[1]

[1]ПГУТИ, Самара, Россия

Аннотация. В докладе приводятся сведения о новом алгоритме синтеза минимаксных последовательностей с наименьшим максимальным боковым выбросом апериодической АКФ. Приведена эмпирическая оценка основных параметров алгоритма.

Ключевые слова: минимаксные последовательности; гипотеза о блоках; количество единиц; разбиение на натуральные слагаемые; рельеф корреляционной функции; уровень боковых лепестков.

AN EXPERIMENTAL EVALUATION OF VALIDITY BOUNDS FOR THE HYPOTHESIS ABOUT THE BLOCKS

A. V. Borisenkov[1], D. V. Sukhanov[1]

[1]PSUTI, Samara, Russia

Abstract. The datas about a new algorithm for synthesis of sequences with minimal maximal sidelobe of an aperiodic autocorrelation function was shown in this paper. The empirical estimation of essential parameters of the algorithm is got.

Keywords: minimax sequences; hypothesis about the blocks; quantity of ones; partitioning to natural addendum; relief of correlation function; sidelobe level.

1. Введение

В радиолокации для зондирующих сигналов, а также в системах связи и телеметрии для синхросигналов, – нашли широкое применение сигналы, созданные на основе кодовых последовательностей, обладающих псевдошумовыми свойствами. В работах [1÷5] представлены некоторые методики поиска таких последовательностей (кодов) и полученные результаты. Проблему, казалось бы, решает полный перебор по всем последовательностям заданной длины. Однако, несмотря на прогресс в характеристиках вычислительной техники, достигнутый к настоящему времени, при экспоненциальном возрастании времени вычисления для больших длин (от 64-х и выше) остаётся актуальной проблема поиска не только глобально оптимальных кодов, но и кодов с локально минимальным уровнем максимального бокового лепестка апериодической АКФ (ААКФ). Современные методы поиска таких кодов используют известное соотношение между максимумами ААКФ и периодических АКФ (ПАКФ) [1, 4] и содержат 2 этапа, на 1-м из которых строятся для заданной длины N коды с «хорошими» ПАКФ. На 2-м этапе поиска из полученного множества отбираются коды, обладающие минимальным максимумом бокового лепестка ААКФ $\alpha = \min$ (минимаксные последовательности). Традиционные подходы для поиска кодов на 1-м этапе методики основываются, например, на свойствах разностных множеств, сбалансированных на n уровней [6].

2. Идея предлагаемого алгоритма

На начальном этапе исследования полным перебором найдены все минимаксные последовательности вплоть до $N \le 63$. Начиная с $N = 64$, перебор становится затруднительным, в связи с чем возникает задача его сократить. Для этого предлагается использовать необходимые условия существования кодов с n – уровневыми ПАКФ [1], а также гипотезу о количестве блоков в «хороших» последовательностях [7]. Гипотеза заключается в том, что количество блоков β в «хорошей» последовательности (количество блоков с одинаковыми символами подряд) связано с длиной последовательности соотношением $\beta = (N+1)/2$. В таблице 1 приводятся сведения о количестве блоков в наиболее известных рекордных последовательностях.

Таблица 1. Гипотеза о блоках

Последовательность, (α)	Длина N	К-во блоков β	$(N+1)/2$
Код Баркера, (1)	13	7	7
[10], (2)	28	15	14,5
М-последовательность, (4)	31	16	16
[10], (3)	46	23	23,5
[2], (3)	48	25	24,5
[9], (3)	51	26	26
Характеристический код, (4)	52	26	26,5
М-последовательность, (6)	63	32	32
Код Лежандра, (5)	67	35	34
[11], (6)	88	46	44,5
[11], (7)	100	54	50,5
М-последовательность, (8)	127	64	64
Код Лежандра, (7)	127	64	64
Код Лежандра, (11)	251	126	126
Код Лежандра, (12)	257	129	129

В работах [8, 9] приведён алгоритм, в котором число блоков перебирается в пределах от $N/2 - \Delta\beta$ до $N/2 + \Delta\beta$. Кроме того, в цикле перебирается число единиц в последовательности K^+. Далее K^+, а также число минус единиц в последовательности $K^- = N - K^+$ представляется в виде суммы натуральных слагаемых в количествах $n(K^+)$ и $n(K^-)$ соответственно, из условий $n(K^+) + n(K^-) = \beta$, $n(K^+) = n(K^-) - 1$. Для этого используется алгоритм посещения всех разбиений целого числа на сумму заданного числа натуральных слагаемых из [12].

3. Полученные результаты

Так как пока что остаётся открытым вопрос о существовании кода длины $N = 64$ с $\alpha = 3$ (или, возможно, даже с $\alpha = 2$), то сосредоточим основное внимание на

последовательностях с $N = 4x, x = \overline{1, 2, \ldots}$. В таблице 2 приведены основные свойства найденных перебором рекордных последовательностей.

Таблица 2. Результаты экспериментальной проверки гипотезы о блоках

N , (α)	Гипотеза	β	K^+	Рельеф
28, (2)	14,5	$13 \div 16$	$10 \div 14$	[-4; 0; 4]
32, (3)	16,5	$15 \div 18$	$11 \div 16$	[-4; 0; 4], [-4; 0]
36, (3)	18,5	$17 \div 20$	$14 \div 18$	[-4; 0; 4] , [-4; 0]
40, (3)	20,5	$19 \div 22$	$15 \div 19$	[-4; 0; 4] , [0; 4]
44, (3)	22,5	$21 \div 24$	$17 \div 20$, 22	[-4; 0; 4]
48, (3)	24,5	$23 \div 26$	$19 \div 21$, 24	[-4; 0; 4]
51, (3)	26	26	$22 \div 23$	[-5; -1; 3]

4. Заключение

Результаты, приведённые в таблице 2, могут быть использованы для обоснованного выбора предельных значений итераторов при синтезе минимаксных последовательностей с наименьшим максимальным уровнем боковых лепестков апериодической АКФ.

Литература

1. Свердлик М. Б. Оптимальные дискретные сигналы. М.: «Сов. радио», 1975. - 200 с.
2. Алышев Ю. В., Борисенков А. В. Псевдослучайные последовательности с корреляционной функцией почти игольчатой формы // «Информатика, радиотехника, связь». Сборник трудов учёных Поволжья (Материалы НТК ПГАТИ), Самара, 2001, №6.
3. Гантмахер В. Е., Быстров Н. Е., Чеботарёв Д. В. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка. СПб.: Наука и техника, 2005. - 400 с.
4. Ипатов В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. М.: Техносфера, 2007. - 488 с.
5. Гантмахер В. Е., Кравцов С. Ю. Анализ и синтез двоичных последовательностей, сформированных на основе одного класса биквадратичных вычетов по простому модулю // Сборник докладов 18-й МНТК «Радиолокация, навигация и связь», Воронеж, 2012, Т. 1. – С. 46-53.
6. Холл М. Комбинаторика. М.: Мир, 1970. - 424 с.
7. Варакин Л. Е. Теория систем сигналов. М.: «Сов. радио», 1978. - 304 с.
8. Суханов Д. В. О последовательностях с хорошими апериодическими корреляционными свойствами. // Материалы XXV Российской НТК профессорско-преподавательского состава, научных сотрудников и аспирантов ПГУТИ, Самара, 2018. - С. 12.
9. Борисенков А. В., Суханов Д. В. Новый алгоритм поиска двоичных последовательностей с хорошими корреляционными свойствами // Материалы XVI МНТК «Физика и технические приложения волновых процессов-2018», Миасс, 10-14 сентября 2018. – С. 23-24.
10. Cohen, M., Fox, M. R., and Baden, J. M. «Minimum peak sidelobe compression codes», in Proceedings of the IEEE International Radar Conference, 7-10 May 1990, Arlington, VA, IEEE, 1990. – 633-639 p.
11. Deng, X., and Fan, P. «New binary sequences with good aperiodic autocorrelation obtained by evolutionary algorithm», IEEE Commun. Lett., Vol, 3, 1999. – 288-290 p.
12. Кнут, Д. Э. Искусство программирования, том 4, А. Комбинаторные алгоритмы, часть 1. Пер. с англ. М.: ООО «И.Д. Вильямс», 2013. - 960 с.

REFERENCES

1. Sverdlic, M. B. Optimalnye diskretnye signaly. Moscow: Sov. radio, 2001. – 200 p.
2. Alyshev Yu. V., Borisenkov A. V., Psevdosluchainye posledovatelnosti s korrelyacionnoi funcciei pochti igolchatoi firmy. // «Informatika, radiotehnika, svyas». Sbornic trudov uchenyh Povolzhya (Materialy NTK PRATI): Samara, 2001, No. 6.
3. Gantmaher V. E., Bystrov N. E., Chebotaryov D. V. Shumopodobnye signaly. Analis, sintez, obrabotka. SPb.: Nauka I tehnika, 2005. - 400 p.
4. Ipatov V. P. Shirokopolosnye sistemy i kodovoe razdelenie signalov. Principy i prolozeniya. M.: Tehnosfira, 2007. - 488 p.
5. Gantmaher V. E., Kravcov S. Yu. Analis i sintez dvoichnyh posledovatelnostei, sformirivannyh na osnove odnogo klassa bikvadratichnyh vychetov po prostomu modulu // Sbornik dokladov 18-i MNTK «Radiolokaciya, navigaciya i svyaz», Voronez, 2012, Vol. 1. – 46-53 p.
6. Holl M. Kombinatorika. M.: Mir, 1970. - 424 p.
7. Varakin L. E. Teoriya sistem signalov. M.: «Sov. radio», 1978. - 304 p.
8. Suhanov D. V. O posledovatelnostyah s horoshimi aperiodicheskimi korrelyacionnymi svoistvami. // Materialy XXV Rossiyskoi NTK professorsko-prepodavatelskogo sostava, nauchnyh sotrudnikov i aspirantov PGUTI, Samara, 2018. – 12 p.
9. Borisenkov A. V., Suhanov D. V. Novyi algoritm poiska dvoichnyh posledovatelnostei s horoshimi korrelyacionnymi svoistvami // Matyerialy XVI MNTK «Fizika i tehnicheskie prilozeniya volnovyh processov-2018», Miass, 10-14 sentyabrya 2018. – 23-24 pp.
10. Cohen, M., Fox, M. R., and Baden, J. M. «Minimum peak sidelobe compression codes», in Proceedings of the IEEE International Radar Conference, 7-10 May 1990, Arlington, VA, IEEE, 1990. – 633-639 p.
11. Deng, X., and Fan, P. «New binary sequences with good aperiodic autocorrelation obtained by evolutionary algorithm», IEEE Commun. Lett., Vol, 3, 1999. – 288-290 p.
12. Knut, D. E. Iskusstvo programmirovaniya, vol. 4, A. Kombinatornye algoritmy, part 1. Per. s angl. M.: OOO «I.D. Vilyams», 2013. - 960 p.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ СВОЙСТВ ТРОПОСФЕРНОГО КАНАЛА СВЯЗИ НА ОСНОВЕ РАЗЛИЧНЫХ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ

Л. И. Аверина, А. С. Малев, Д. Ю. Чаркин, Е. В. Аверина

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Предложены зондирующие сигналы для получения характеристик тропосферного канала связи, а также методы их обработки при малой энергетике зондирующей системы. Проведены экспериментальные измерения с целью исследования свойств тропосферного канала связи на различных трассах и в разные временные интервалы. На основе компьютерной обработки экспериментальных результатов получены импульсные и амплитудно-частотные характеристики тропосферного канала.

Ключевые слова: загоризонтная тропосферная связь, зондирующие сигналы, импульсная характеристика, амплитудно-частотная характеристика.

EXPERIMENTAL STUDY OF THE PROPERTIES OF THE TROPOSPHERIC COMMUNICATION CHANNEL BASED ON VARIOUS PROBING SIGNALS

L. I. Averina, A. S. Malev, D. Yu. Charkin, E. V. Averina

JSC "Concern "Sozvezdie", Voronezh, Russia

Abstract. Probe signals are proposed to obtain the characteristics of the tropospheric communication channel, as well as methods for their processing with a small energy of the probing system. Experimental measurements have been carried out in order to study the properties of the tropospheric communication channel on various paths and at different time intervals. On the basis of computer processing of the obtained results, pulse and amplitude-frequency characteristics of the tropospheric channel are obtained.

Keywords: tropospheric communication channel, probe signals, pulse characteristic, amplitude-frequency characteristic.

1. Введение

Несмотря на широкое применение спутниковых средств в сетях и системах связи во многих странах широкое распространение получила радиосвязь, основанная на дальнем тропосферном распространении волн [1]. В основе построения тропосферных линий связи (ТЛС) лежит два механизма распространения радиоволн: режим дифракционного распространения радиоволн на коротких расстояниях; режим рассеяния радиоволн на неоднородностях тропосферы на расстояниях более 70 км. К основным достоинствам ТЛС следует отнести: неподверженность влиянию электромагнитным импульсам; возможность организации связи в труднодоступных районах севера, горных местностях и где использование спутниковых систем не представляется возможным; малые габаритные размеры, позволяющие создавать мобильные станции с малым временем развертывания, не требующие высокого подъема антенн и наличия открытого горизонта в направлении трансляции. В сетях специального назначения преимуществом ТЛС перед спутниковыми является более высокая

живучесть в условиях вооруженных конфликтов и/или антитеррористических мероприятий, когда средствами радиоэлектронной борьбы будет подавлены другие виды радиосвязи.

При тропосферном распространении в точку приема приходит большое число отраженных радиоволн (многолучевое распространение), в результате чего создаются специфические искажения сигнала. Чтобы их избежать или хотя бы нивелировать, при проектировании тропосферной системы связи необходимо знать такие параметры канала, как интервалы временной и частотной корреляции. Поэтому в данной работе рассматриваются подходы к выбору зондирующих сигналов и методы их обработки для исследования свойств тропосферного канала связи, а также приводятся результаты, полученные на основе обработки экспериментально измеренных данных.

2. Физические процессы, происходящие при дальнем тропосферном распространении

Дальнее тропосферное распространение радиоволн обусловлено электрической неоднородностью атмосферы, которая проявляется различным образом: в виде монотонного убывания средних значений коэффициента преломления с высотой, в виде слоистых неоднородностей коэффициента преломления и, наконец, в виде локальных неоднородностей турбулентного происхождения. Приближённо тропосферу можно представить в виде среды, в которой находятся непрерывно изменяющие свою форму и перемещающиеся в пространстве тела различных размеров, коэффициент преломления которых незначительно отличается от коэффициента преломления окружающего воздуха. Каждое такое тело вызывает либо рассеяние, либо отражение распространяющихся в этой среде радиоволн. Переизлучённая энергия радиоволн достигает тех точек на земной поверхности, из которых указанные тела будут «видны». Результирующее поле в месте приёма определяется сложением энергии радиоволн, переизлучённой всеми «видимыми» из передающего и приёмного пунктов телами. Таким образом, в переизлучении радиоволн участвует некоторый определённый объём тропосферы [2].

Замирания, то есть непрерывные колебания уровня принимаемого сигнала, являются одной из основных закономерностей дальнего тропосферного распространения. Быстрые замирания, наблюдающиеся в течение сравнительно коротких периодов, вызываются многолучёвостью. Они проявляются вследствие сложения в месте приёма множества лучей, приходящих от различных рассеивающих или отражающих неоднородностей тропосферы. Переизлучённые компоненты сигнала распространяются в тропосфере по различным путям и, следовательно, имеют различное запаздывание. При изменении частоты передатчика изменяются фазы всех переизлучённых компонент сигнала, соответственно изменится амплитуда и фаза суммарного сигнала на входе приёмника. Таким образом, вследствие многолучевого распространения радиоволн в тропосфере сигнал на входе приёмника имеет различные амплитуду и фазу на разных частотах. Кроме того, изменение фазы в общем случае не пропорционально изменению частоты. Следовательно, участок распространения

радиоволн в тропосфере можно рассматривать как некоторый линейный четырёхполюсник с неравномерной амплитудно-частотной и нелинейной фазо-частотной характеристиками [3]. Интенсивность и расположение неоднородностей в тропосфере непрерывно изменяются во времени случайным образом, соответственно, изменяются амплитуды и время запаздывания отдельных компонент многолучевого сигнала. Поэтому форма амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристик (АЧХ) участка тропосферной линии также непрерывно и случайно изменяются.

При передаче по тропосферным линиям модулированных сигналов неравномерность амплитудно-частотной и нелинейность фазовой характеристик вызывают искажения сигналов. Поскольку форма частотных характеристик участка непрерывно изменяется, то величина и характер этих искажений также изменяется случайным образом [4]. При неправильно спроектированной тропосферной системе связи искажения сигналов из-за многолучёвости распространения могут быть значительными. Поэтому анализ частотных характеристик участка тропосферной линии имеет большое практическое значение.

3. Условия проведения натурного эксперимента и типы зондирующих сигналов

Натурный эксперимент по оценке характеристик тропосферного канала проводился в два различных дня на различных трассах в декабре месяце – наихудшем по условиям распространения. Две машины релейной связи были расположены на расстоянии 73-75 км. Рабочая несущая частота была выбрана 5,6 ГГц. Затухания на трассах составляли 205-215 дБ. Ширина луча – около 3 градусов.

В качестве зондирующих были выбраны сигналы с полосой 28 МГц, частотой дискретизации 56 МГц следующих типов:

1) QPSK-сигнал длиной 0,725 мс, сгенерированный на случайной последовательности, который предназначался как для проведения начальной синхронизации пакета, так и для оценки импульсной характеристики канала;

2) последовательность 20 одинаковых сигналов разделённых 500 нулями, представляющих собой многочастотный сигнал (количество поднесущих гармонических сигналов - 32, сдвиг по частоте - 0,875 МГц) длиной 0,128 мс. В частотной области сигнал модулировался последовательностью Задова-Чу, которая позволяет значительно уменьшить его пик-фактор (1,2 дБ). Данный сигнал предназначался для оценки частотной характеристики канала;

3) OFDM-символ (512 ортогональных поднесущих с элементами последовательности Задова-Чу, сдвиг по частоте - 0,05479..МГц) длиной 2,39 мс, который предназначался для оценки частотной характеристики канала.

Все сигналы разделены 500 нулями, длина всего зондирующего пакета составила 5,89 мс. Выбор зондирующих сигналов с большой базой был обусловлен наличием малой энергетики у зондирующей системы. Так при первом измерении отношение сигнал/шум принимаемого пакета составляло -15 дБ, а при втором от -10 дБ до -20 дБ.

Результаты измерений были записаны в 10 файлов, длиной 100 мс, с интервалом 5 с. В каждом файле поместилось 16 зондирующих пакетов.

4. Результаты обработки экспериментальных измерений

Сначала по многочастотному сигналу (анализ фазы каждой частотной составляющей) определялась разница несущих частот передатчика и приёмника. Для первого эксперимента она составила 910 Гц, для второго – 1035 Гц. Далее вся цифровая обработка осуществлялась с учётом частотного рассогласования.

Первым обрабатывался многочастотный сигнал с 32 поднесущими. Для увеличения отношения сигнал/шум каждая поднесущая сигнала фильтровалась цифровым КИХ фильтром с полосой 2кГц. Причём помимо поднесущих сигнала, содержащих полезную составляющую, фильтровались поднесущие, содержащие только шумовую составляющую, чтобы оценить уровень шума (8 шумовых между двумя полезными). Длина накопления для получения оценки частотной характеристики канала выбиралась из условия: максимальный уровень шумовой поднесущей должен быть не больше минимального уровня полезной поднесущей. В результате исследований было установлено, что усреднение необходимо производить по всей длине многочастотного сигнала, сшив отдельные разделённые символы. Причём, как было в дальнейшем установлено, за этот промежуток времени (2,775мс) канал не изменялся. Усреднение полезных и шумовых поднесущих производилось с учётом их фазы. На рис.1 приведён пример полученного спектра отфильтрованного многочастотного сигнала из одного зондирующего пакета. На рис.2 показан двумерный спектр сигнала полученный для каждого зондирующего пакета (их оказалось 16) из одного записанного файла, длиной 100мс. Видно, что информационные составляющие сигнала изменяются незначительно, поэтому канал на этом промежутке времени можно считать стационарным.

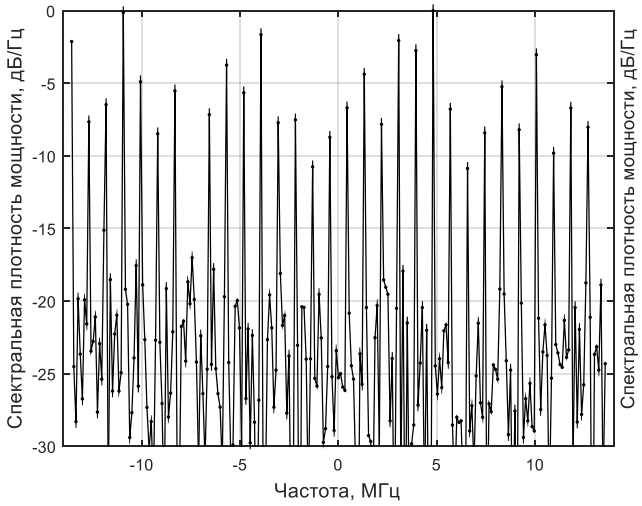


Рис. 1. Спектральная плотность мощности многочастотного отфильтрованного сигнала

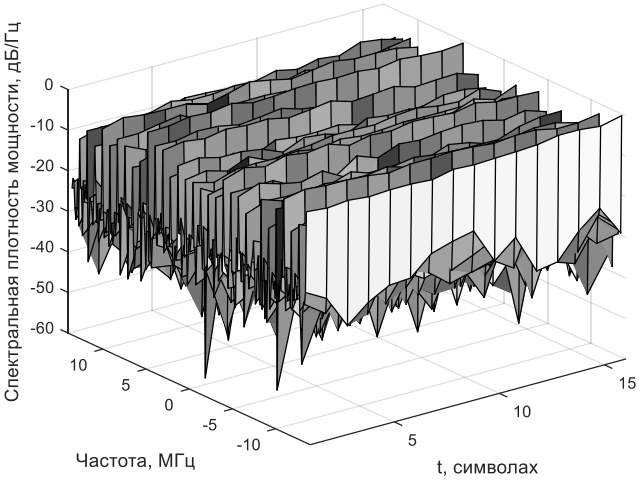


Рис. 2. Двумерная спектральная плотность мощности многочастотного отфильтрованного сигнала

Затем обрабатывался OFDM-символ с 512 значимыми поднесущими с элементами последовательности Задова-Чу длиной 2,39мс. Сначала обработка сигнала проводилась аналогичной выше фильтрацией. При этом было установлено, что максимальный уровень шумов превышают лишь некоторые частотные компоненты сигнала. Поэтому далее проводилась фильтрация и усреднение сигнала без учёта фазы частотных компонент (рис.3), а также было проведено сглаживание амплитудно-частотной характеристики канала с помощью алгоритма «следящего среднего» с длиной окна 8 (рис.3 толстая кривая). Аналогичной обработке подверглись остальные 15 OFDM-символов из записанного файла и построены двумерные спектры с применением сглаживания (рис.4). Здесь также прослеживается тенденция к сохранению амплитудно-частотной характеристики, что подтверждает стационарность канала на промежутке времени записи.

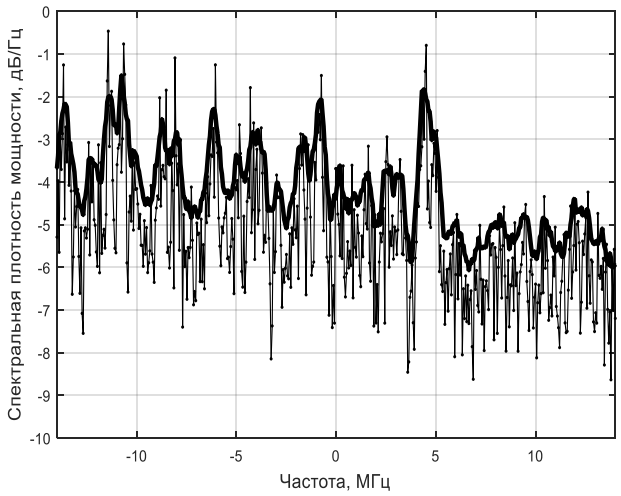


Рис. 3. Спектральная плотность мощности отфильтрованного OFDM-сигнала

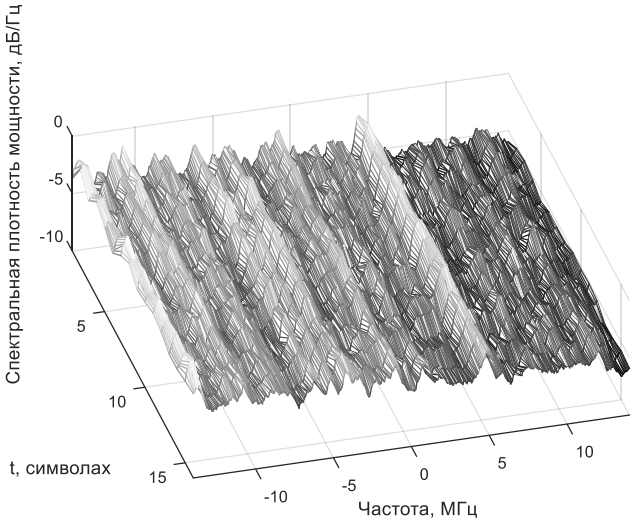


Рис. 4. Двумерная спектральная плотность мощности отфильтрованного OFDM-сигнала

На основе проведённых выше исследований был сделан вывод о возможности усреднения сигналов на промежутке записи файла (100мс). Для этого все 16 сигналов одного типа из одного файла были сшиты с учётом фазы и найдены их спектры, а многочастотный сигнал также был отфильтрован. На рис.5 приведены амплитудно-частотные характеристики канала, полученные на основе обработки различных сшитых сигналов: серая кривая – на основе многочастотного сигнала с 32 поднесущими, светло-серая – на основе OFDM-символов, чёрная – на основе OFDM-сигнала сглаженная и ограниченная. Во-первых, видно, что характеристики, полученные на основе обработки различных зондирующих сигналов совпадают. Во-вторых, характеристика канала обладает довольно частыми узкими частотными замираниями различной глубины (от 7 до 25дБ).

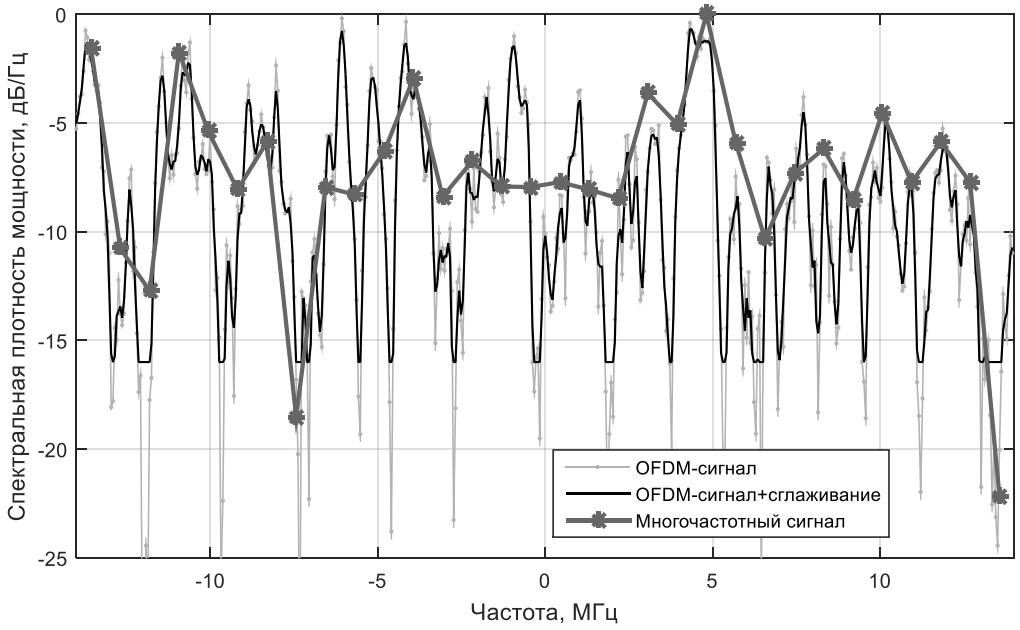


Рис. 5. Амплитудно-частотная характеристика канала, полученная на основе различных сигналов

И, наконец, проводился анализ характеристики канала на основе QPSK-сигнала. Для уменьшения шумов корреляционной функции и основываясь на стационарности канала на интервале записи были сшиты все QPSK-сигналы, записанные в одном файле. На рис.6 приведена полученная корреляционная характеристика для такого сигнала. Видно, что в импульсной характеристике присутствует один главный луч и много лучей, с интервалом задержки до 4мкс. Это говорит, что канал можно считать райсовским. И, наконец, из усреднённой корреляционной характеристики была найдена амплитудно-частотная характеристика канала (преобразование Фурье). На рис.7 приведены АЧХ канала, найденные из OFDM-сигнала (чёрная кривая) и QPSK-сигнала (серая кривая). Видно достаточно хорошее сходство характеристик, что подтверждает достоверность результатов, полученных при обработке различных зондирующих сигналов. Следует отметить, что сходство характеристик было получено при использовании непрерывной корреляционной характеристики канала, а не представление её в виде суммы отдельно задержанных лучей. То есть считалось, что присутствуют лучи на каждом отсчёте задержки, длиной 0,1786 нс. Это подтверждает

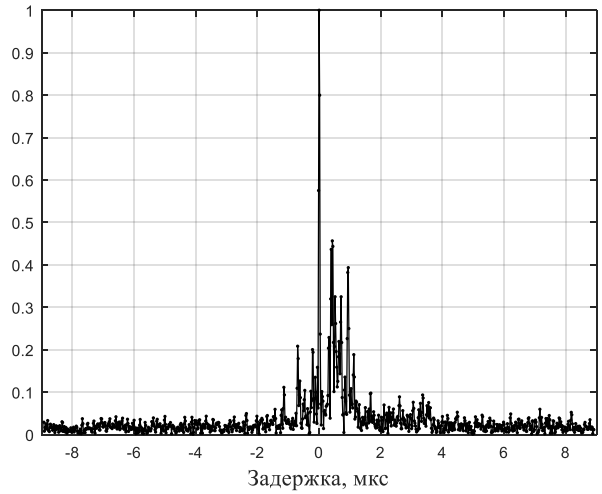


Рис. 6. Корреляционная характеристика, полученная для QPSK-сигнала

теорию о непрерывности импульсной характеристики тропосферного канала распространения.

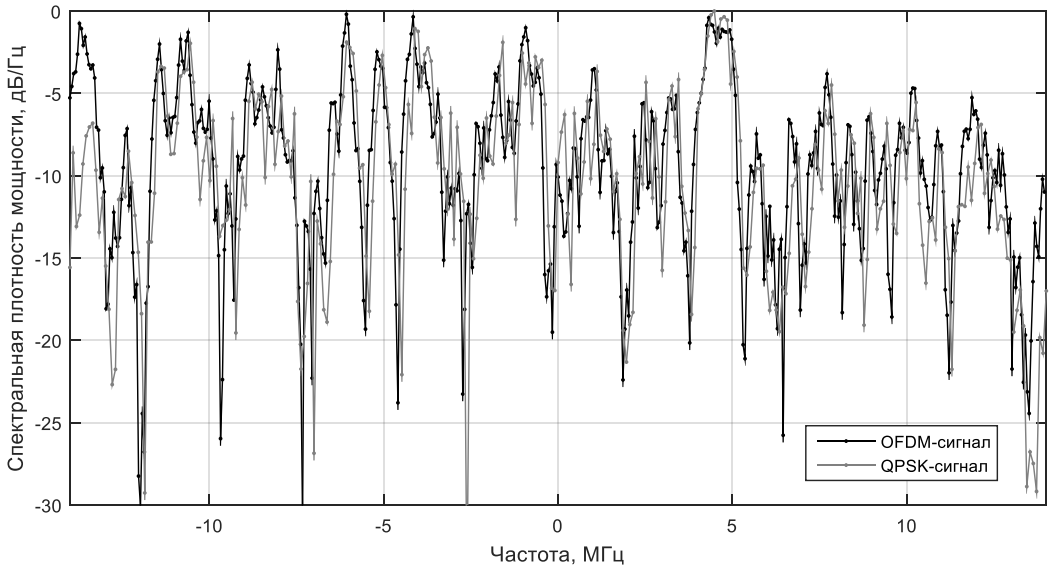


Рис. 7. Амплитудно-частотная характеристика канала, полученная на основе различных сигналов

Аналогичным способом обрабатывались данные из других файлов, записанных с интервалом 5с. Здесь также наблюдалась стационарность канала на протяжении времени записи, однако временной корреляции с предыдущими файлами практически не существовало. АЧХ канала также обладали частыми узкими частотными замираниями различной глубины. При расчёте интервала частотной корреляции было получено значение порядка 300 КГц.

Представленные выше результаты соответствуют измерениям, полученным на одной трассе. Аналогичное зондирование тропосферного канала было проведено при выезде на другую трассу в другой временной промежуток (через неделю). Здесь была проведена аналогичная обработка принятых зондирующих сигналов. В данном случае АЧХ канала также оставалась стационарной в пределах интервала записи одного файла (100 мс). При этом она испытывала редкие, но широкие по частоте замирания глубиной от 2 до 15 дБ. От файла к файлу вид характеристики также значительно изменялся. На рис.8 представлено изменение АЧХ канала в пределах 15 с. При этом интервал частотной корреляции изменялся от 1,5 МГц до 6 МГц.

5. Заключение

В работе предложены зондирующие сигналы для получения характеристик тропосферного канала связи, а также методы их обработки при малой энергетике зондирующей системы. Проведены экспериментальные измерения с целью исследования свойств тропосферного канала связи на различных трассах и в разные временные интервалы. На основе компьютерной обработки полученных результатов для исследуемой системы установлено следующее. Во-первых, импульсная характеристика

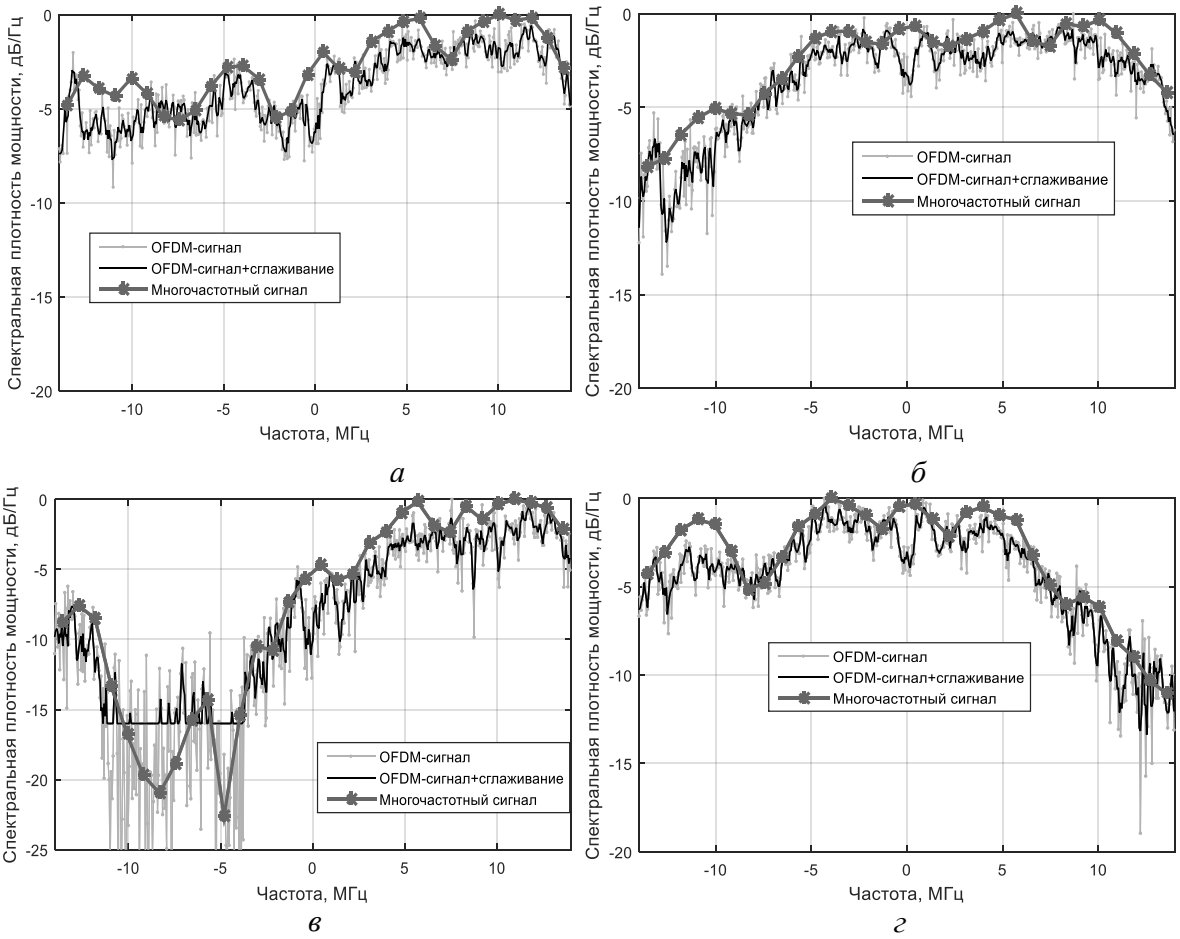


Рис. 8. Амплитудно-частотные характеристики канала, полученная на основе различных сигналов в различные моменты времени

тропосферного канала связи имеет непрерывный характер, причём её длина может составлять более 4 мкс. Во-вторых, интервал временной корреляции канала составляет более 100 мс. (Возможно это обусловлено незначительной длиной трассы.) В-третьих, поведение амплитудно-частотной характеристики канала значительно зависит как от типа трассы, так и от времени измерения. При этом она может испытывать как частые узкие глубокие частотные замирания, так и менее глубокие замирания в широком частотном диапазоне. Все эти свойства канала необходимо учитывать при построении загоризонтных систем тропосферной связи.

Литература

1. Мацков А. А., Серов В. В., Чернобельский Л. И. Перспективы использования линий загоризонтной связи. // Электросвязь, 2006, №8. – С. 33–37.
2. Гусятинский И. А. Дальняя тропосферная радиосвязь. М.: Связь, 1968. - 524с.
3. Давыденко Ю. И. Дальняя тропосферная связь. М.: Военное издательство, 1968. – 212с.
4. Аверина Л. И., Аверина Е. В., Шапошников А. В. Применение сигналов с частотным мультиплексированием для загоризонтной тропосферной системы связи. // Сборник трудов X Всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь», г. Москва, 2016. - С.142-146.

REFERENCES

1. Matskov A. A., Serov V. V., Chernobelsky L. I. Prospects for Use of Beyond-Line-of-Sight Communication Lines. // Telecommunication, 2006, No. 8. - Pp. 33-37.
2. Gusyatinsky I. A. Long-range Troposcatter Radio Communication. M.: Communication, 1968. – 524p.
3. Davidenko Yu. I. Far Troposcatter Communication. M.: Military publishing house, 1968. – 212 p.
4. Averina L. I., Averina E. V., Shaposhnikov A. V. Application of signals with frequency multiplexing for Troposcatter Beyond-Line-of-Sight Communication System. // Collection of works of the All-Russian Scientific and Technical Conference «Radiolocation and Radio Communication», Moscow, 2016. – Pp.142-146.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА ФОРМИРОВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЯ ДЛЯ ЭФФЕКТИВНОГО ПОДАВЛЕНИЯ ШУМА В ПАССИВНЫХ СИСТЕМАХ ПЕРСОНАЛЬНОГО ДОСМОТРА

А. В. Журавлев

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

Аннотация. В докладе рассмотрены способы увеличения чувствительности в пассивных системах персонального досмотра, основанные на интегрировании последовательных кадров. Рассмотрены несколько методов машинного зрения, которые могут быть использованы для слежения за движущимся объектом для интегрирования даже сильно отличающихся кадров. Представлены результаты экспериментов с использованием метода машинного зрения DensePose, основанного на использовании искусственных нейросетей. С помощью метода DensePose находятся сегментация движущегося объекта и текстурные UV-координаты на кадрах для модели поверхности тела человека, которые используются в изложенном методе интегрирования кадров. На основе полученных результатов перечислены выявленные недостатки предложенного метода и обозначены направления для дальнейших исследований.

Ключевые слова: радиометр; система досмотра; обработка изображений; синтетическое изображение; обработка видео; обнаружение скрытых предметов.

STUDY OF A COMPUTATIONAL IMAGING METHOD FOR EFFECTIVE NOISE SUPPRESSION IN PASSIVE PERSONNEL SCREENING SYSTEMS

A. V. Zhuravlev

Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russia

Abstract. The report discusses approaches to increase sensitivity in passive personell screening systems, based on the integration of sequential frames. Several methods of machine vision are considered, which can be used to track moving subjects to integrate even very different frames. The results of experiments using the machine vision method DensePose, based on the use of artificial neural networks, are presented. Using DensePose, the segmentation of a moving subject and textural UV-coordinates are found on frames for the surface model of the human body, which are used in the described frame integration method. On the basis of obtained results, the shortcomings of the proposed method are identified and listed. The directions of further research are suggested.

Keywords: radiometer; personnel screening system; image processing; computational imaging; video processing; concealed object detection.

1. Введение

В настоящее время в системах безопасности для обнаружения посторонних предметов под одеждой человека (включая взрывные устройства, контрабанду и др.) разрабатываются системы досмотра людей с использованием излучения в миллиметровом и терагерцовом диапазонах волн. Среди наиболее известных компаний, занимающихся разработкой пассивных систем досмотра, можно перечислить: Millivision [1], Brijot [2], MC2-Technologies [3] и Thruvision [4]. Для увеличения производительности досмотровых систем разработчики стремятся к тому, чтобы

быстродействие системы позволяло формировать изображение с кадровой частотой от нескольких герц. Увеличение быстродействия этих и подобных систем наталкивается на два противоречивых требования. С одной стороны, система досмотра должна формировать изображение достаточно быстро, обеспечивая максимальную производительность. С другой стороны, система досмотра должна иметь высокую чувствительность и обеспечивать высокий контраст скрытых предметов, что достигается увеличением времени накопления сигнала. Увеличение чувствительности досмотровой системы особенно важно, если она является пассивной и используется в помещении. В таких условиях контраст посторонних предметов, скрытых на теле человека под одеждой, весьма низок. В современных системах досмотра время накопления сигнала ограничено величиной, обратной частоте кадров, что для систем досмотра в движении не превышает одной десятой доли секунды. Частоту кадров выбирают такой, чтобы возможное движение досматриваемого лица не сказывалось на получаемых изображениях. Часто в системах досмотра используются RGB-видеокамеры, изображение которых используют для наложения изображения, получаемого в собственном излучении досматриваемого лица в виде дополнительного слоя. В настоящее время для уменьшения шума используют следующие методы: осуществляют усреднение по нескольким соседним пикселям изображения, получая менее зашумленное изображение, ухудшая при этом разрешение кадра; используют несколько последовательных кадров для накопления сигнала, в случае, когда досматриваемый остается неподвижным [5]). Использование зашумленных изображений увеличивает вероятность ложных тревог системы досмотра, что ограничивает ее использование для автоматизированного досмотра лиц в местах массового скопления и передвижения.

В докладе предлагается основанный на использовании машинного зрения метод, с помощью которого чувствительность системы досмотра может быть увеличена за счет использования дополнительного канала видимого диапазона, который присутствует в современных системах досмотра. Метод основан на эффективном увеличении времени накопления сигнала: от величины, обратной частоте формирования кадра, до времени нахождения досматриваемого лица на нескольких кадрах. При этом предполагается, что положение и ориентация досматриваемого лица и его частей тела меняется на последовательности кадров от одного кадра к другому, например, в результате естественного перемещения шагом. Суть метода заключается в извлечении траектории движения человека и его частей тела на последовательности кадров в канале видимого излучения и использовании этой информации для интегрирования зашумленных кадров в используемом диапазоне собственного излучения. В результате обработки последовательности кадров должно получиться синтетическое изображение досматриваемого лица с меньшим уровнем шума, которое может быть преобразовано к любой его позе на последовательности кадров.

2. Базовые методы машинного зрения

Методы машинного зрения, которые могут быть использованы для эффективного увеличения времени накопления в двухканальной системе досмотра, характеризуются в англоязычной литературе ключевым словом non-rigid object reconstruction. Эти методы разработаны для слежения за деформируемыми объектами с изменяемой формой для получения трехмерных моделей и являются развитием метода KinectFusion [6], в котором с использованием RGB-D видеосенсора Microsoft Kinect осуществляется построение трехмерной модели статической сцены в реальном времени. Выходными данными RGB-D видеосенсоров типа Microsoft Kinect и других являются цветное изображение сцены зондирования в трехкомпонентном представлении RGB, а также карта глубина сцены зондирования. Данные о глубине являются зашумленными с многочисленными разрывами, из-за чего непосредственное восстановление поверхности с фотографической детализацией путем простой фильтрации не дает хороших результатов. С целью получения детализированных моделей поверхности в методе KinectFusion и следующих за ним методов используется накопление регистрируемого сигнала с целью уменьшения шума. Конечной задачей является построение детализированной трехмерной модели регистрируемой сцены. В некоторых методах к трехмерной модели может привязываться также текстура.

На рисунке 1 показан результат обработки последовательности кадров и карт глубины с использованием метода KinectFusion [6]. Данные были получены от неподвижного человека при перемещении видеосенсора вручную.

Рис. 1. Результат восстановления поверхности по нескольким кадрам с использованием метода KinectFusion (слева-направо): карта нормалей к поверхности, полученной по одному кадру; карта нормалей к результату обработки нескольких кадров; полученная поверхность с затенением по методу Фонга.

Как видно на рисунке 1, обработка нескольких кадров позволяет восстановить трехмерную модель поверхности статического объекта с хорошей детализацией. Высокое пространственное разрешение восстановленной модели получается, не смотря на значительно зашумленные исходные данные, которые получаются с использованием устройства потребительского класса. Следует отметить, что восстановление поверхности статического объекта происходит без какой-либо предварительной подготовки регистрируемого объекта, а все вычисления происходят в реальном времени с использованием графического ускорителя.

Метод KinectFusion получил развитие в методе DynamicFusion [7], в котором происходит реконструкция сцены с подвижными и деформируемыми объектами в реальном времени с использованием данных RGB-D видеосенсора. Реконструкция геометрии наблюдаемой сцены происходит путем вычисления 6-мерного поля движений, которое преобразует восстанавливаемую геометрию поверхности в геометрию, наблюдаемую на текущем кадре. Так же как и в методе KinectFusion, детализированные модели поверхности с уменьшенным уровнем шума получаются в реальном времени. В методе DynamicFusion так же не требуется какая-либо подготовка наблюдаемой динамической сцены, за счет чего метод может быть использован для широкого диапазона движущихся объектов и наблюдаемых сцен.

Иллюстрация работы метода DynamicFusion приведена на рисунке 2, где показан результат обработки последовательности кадров, полученных в течение 20 секунд. Как видно по приведенным изображениям, не смотря на сложный характер движения человека, поверхность головы и плеч восстанавливается без видимых артефактов с высокой детализацией, в результате первоначальная зашумленная модель поверхности становится более полной, гладкой и непрерывной по мере накопления кадров.

Рис. 2. Реконструкция динамической сцены с помощью метода DynamicFusion, полученная при движении человека и камеры.

В методе DynamicFusion используется объемное разреженное поле деформаций, с помощью которого наблюдаемая поверхность, задаваемая неявно с помощью функции TSDF (truncated signed distance function) [8], преобразуется в наблюдаемую в текущий момент динамическую сцену. Метод DynamicFusion состоит из трех этапов, применяемых к каждому новому кадру:

1. Вычисление поля деформаций, преобразующих восстанавливаемую модель поверхности в наблюдаемую поверхность.
2. Интегрирование наблюдаемой поверхности с восстанавливаемой моделью поверхности.
3. Обновление поля деформаций в соответствии с текущей картой глубины наблюдаемой сцены.

В методе VolumeDeform [9], предназначенном для реконструкции деформируемой поверхности, так же как и в методе DynamicFusion, используется неявное представление регистрируемой поверхности с использованием функции TSDF. Деформация наблюдаемой сцены представляется, в отличие от метода DynamicFusion, плотным полем преобразований на той же сетке, на которой задается восстанавливаемая поверхность. Для дополнительной стабилизации алгоритма нахождения межкадровых соответствий движущейся деформируемой поверхности в методе VolumDeform

используются не только пространственные, но и текстурные особенности, в то время как в алгоритме DynamicFusion используются только пространственные особенности.

В методе VolumeDeform к вновь полученным данным применяется алгоритм Marching Cubes [10] для извлечения деформированной поверхности в виде сетки, которая затем используется для нахождения соответствий по глубине с восстанавливаемой поверхностью. Для нахождения соответствий с учетом текстурных особенностей применяется дескриптор SIFT [11]. С использованием найденных соответствий происходит оптимальное вычисление поля деформаций, после чего наблюдаемый кадр интегрируется с восстанавливаемой моделью поверхности.

Результат использования метода VolumeDeform для последовательности кадров с движущимся человеком показан на рисунке 3, где видно, как по мере получения новых кадров происходит значительное уменьшение шума на восстанавливаемой модели поверхности тела человека. На приведенном рисунке показана восстановленная модель поверхности тела движущегося человека, полученная с использованием предыдущих кадров и наложенная на текущий кадр RGB-изображения.

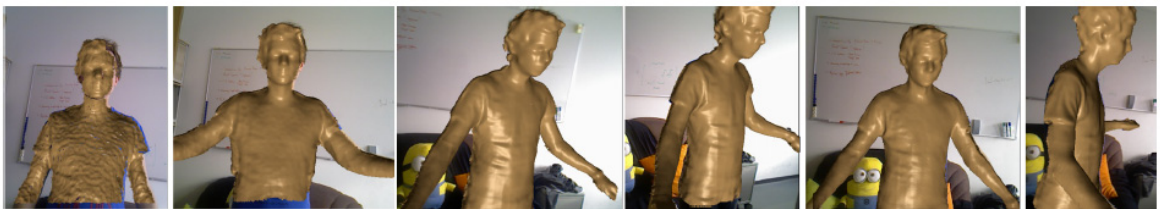


Рис. 3. Восстановление модели поверхности движущегося человека методом VolumeDeform.

Рассмотренные методы построения модели поверхности деформируемого тела с использованием данных RGB-D видеосенсора позволяют достичь существенной ее детализации, не смотря на наличие шума в канале глубины. Описанные свойства методов могут быть использованы для увеличения эффективного времени накопления сигнала в системах досмотра. При этом данные, получаемые в канале собственного излучения наблюдаемого объекта должны накапливаться одновременно с другими данными и привязываться к восстанавливаемой модели деформируемой поверхности в виде текстуры. Необходимым условием применения описанных методов является возможность одновременной регистрации карты глубины сцены зондирования для возможности пересчета точек регистрируемой сцены из системы координат, связанной с одной камерой, в систему координат другой камеры, включая ту, которая формирует изображение в канале собственного излучения объекта.

Другим подходом, который может быть использован для решения сформулированной задачи, может быть подход, основанный на использовании искусственных нейронных сетей. Отличительной особенностью нейросетевых методов является возможность использования неполных данных, затрудняющих применение алгоритмических методов. Так, метод машинного зрения DensePose [12], основанный на использовании нейросетей, позволяет находить соответствие между пикселями изображения на фотографиях людей и точками на обобщенной модели поверхности тела человека в виде текстурных UV-координат, широко используемых в компьютерной

графике. Для обучения нейросети DensePose использовалась специально созданная для этой цели база, состоящая из более чем 50 тысяч размеченных вручную изображений. При разметке базы изображений учитывалось то, что люди могли быть в свободной одежде и о положении частей тела под такой одеждой можно было догадываться по положению видимых участков тела человека. Таким образом, обученная нейросеть могла «домысливать» положение фрагментов тела, закрытых свободной одеждой по другим фрагментам тела человека.

Нейросеть DensePose решает следующие задачи: сегментирует с точностью до пикселя людей на изображении, определяет с такой же точностью принадлежность видимой части тела человека соответствующему фрагменту текстуры и находит локальные текстурные координаты пикселя.

Кроме метода DensePose, задача нахождения соответствий пикселей между изображением человека и моделью поверхности его тела решается в ряде других работ [13–17]. Из-за того что во всех этих работах используются обычные изображения (без информации о глубине наблюдаемой сцены) погрешность определения соответствия 3D модели достаточно велика. Все перечисленные методы, основанные на использовании сверточных нейронных сетей, в качестве модели поверхности тела человека используют параметрическую модель тела человека SMPL [18] с открытым исходным кодом.

В следующем разделе с использованием метода DensePose исследуется возможность увеличения времени накопления сигнала с использованием последовательности кадров.

3. Эксперименты и результаты

Исходные экспериментальные данные получались с использованием RGB-D видеосенсора Intel Realsense D435. Устройство размещалось в коридоре, по которому ходили случайные люди. Осуществлялись регистрация и запись в файл всех доступных каналов: RGB, инфракрасного и карты глубины наблюдаемой сцены. В приведенном ниже эксперименте, однако, использовались данные только ИК-канала устройства, которые искусственно зашумлялись. Извлечение текстурных координат происходило с использованием незашумленных изображений, используя метод DensePose, а интегрирование данных происходило с использованием зашумленных кадров. Поскольку в экспериментах использовались кадры, полученные с помощью одной и той же камеры, одни и те же индексы пикселей на исходном из зашумленном кадрах соответствовали одним и тем же точкам наблюдаемой сцены.

Для оценки возможности использования метода DensePose и аналогичных методов для увеличения времени накопления сигнала осуществлялось покадровое нахождение движущегося человека, сегментация частей тела и нахождение UV-координат на изображениях ИК-канала.

На рисунке 4 показаны три кадра с порядковыми номерами 1, 14 и 29 из видеозаписи, состоящей из 32 кадров. Наблюдаемое виньетирование на кадрах происходит из-за включенного ИК-проектора устройства Realsense. ИК-проектор создает структурный подсвет сцены, заметный на ИК-изображениях в виде

разбросанных по кадру ярких точек, и используется для вычисления карты глубины внутри устройства. Разрешение показанных изображений намеренно ухудшено в области лица идущего человека.

Рис. 4. Примеры исходных кадров с порядковыми номерами 1, 14 и 29 из видеозаписи, состоящей из 32 кадров.

Результат применения метода DensePose к кадрам видеозаписи показан в таблице 1 с использованием трех кадров, показанных ранее. Первый ряд изображений содержит результат сегментации изображения по фрагментам текстуры, соответствующих различным участкам модели поверхности тела человека. Средний и нижний ряд изображений в таблице 1 содержит параметрические UV-координаты текстур для модели поверхности тела человека. На 29-м кадре в таблице 1 можно заметить, как нейросеть ошибочно распознала болтающийся рукав куртки, которую идущий нес в руках, как правую кисть руки.

Таблица 1. Результат применения метода DensePose к кадрам видеозаписи

	Кадр 1	Кадр 14	Кадр 29
Сегментация фрагментов текстуры			
U-координаты			
V-координаты			

Результат извлечения 24 фрагментов текстуры для различных участков поверхности тела движущегося человека на кадре 1 (рисунок 4) показан на рисунке 5, где текстуры представлены в виде изображений размером 256×256 пикселей, тогда как размер исходных изображений составлял 640×480 пикселей. Таким образом, значение каждой из UV-координат изменялось от 0 до 255. Текстуры были получены следующим образом. В качестве значения пикселя текстуры с координатами (u,v) выбиралось значение пикселя изображения кадра 1 на рисунке 4, который имел аналогичные координаты (u,v) в результате применения метода DensePose (кадр 1 в таблице 1). Из-за того, что для изображений текстур было выбрано более высокое разрешение по сравнению с разрешением исходного изображения, для извлекаемых текстур, показанных на рисунке 5, использовалась дополнительно линейная интерполяция.

Представление текстуры с использованием интерполяции приводит к артефактам, которые возникают в вогнутых областях текстур, в которых изначально отсутствуют данные. Линейная интерполяция имело место во всех областях, которые дополняют область определения данных до выпуклой области. Для получения синтетического изображения с низким уровнем шума в результате усреднения последовательности изображений, каждое из которых имеет высокий уровень шума, необходимо суммировать фрагменты текстур, не создавая подобных артефактов. На рисунке 5 можно заметить яркие пятна, возникающие из-за структурного подсвета, создаваемого ИК-проектором. Разрешение текстуры для области лица намеренно ухудшено.

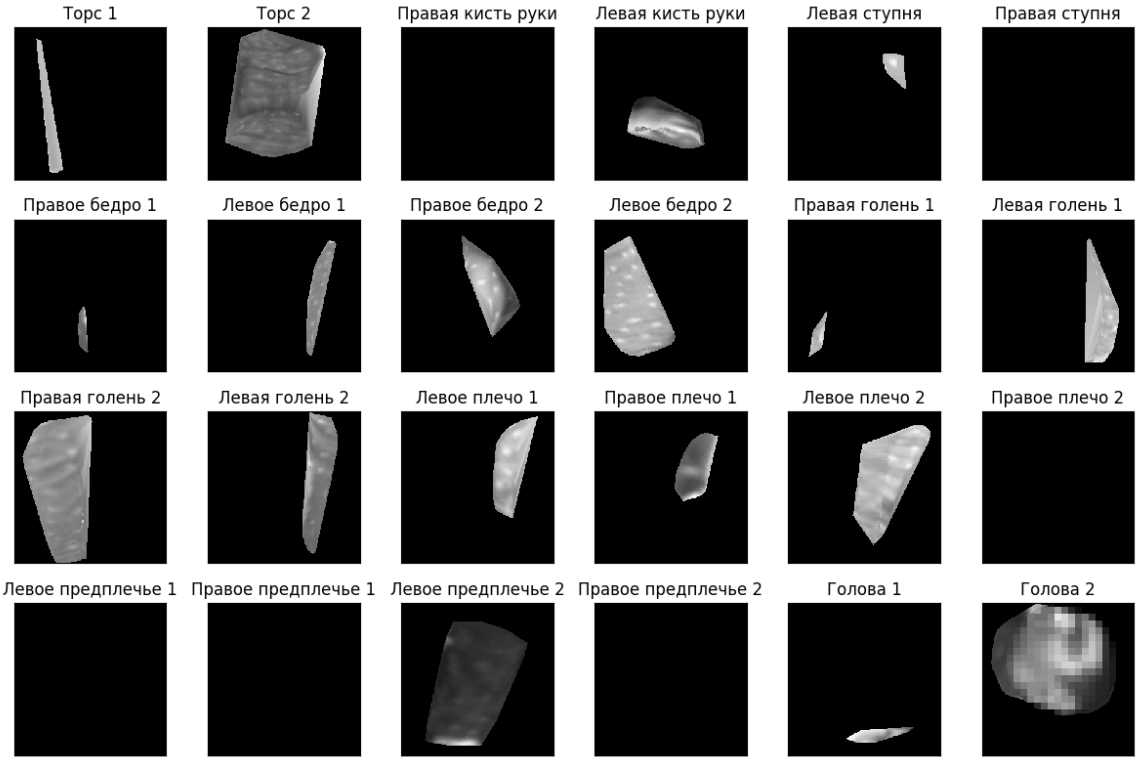


Рис. 5. Фрагменты текстуры, извлеченные по кадру 1 движущегося человека после применения линейной интерполяции. Разрешение текстуры «Голова 2» намеренно ухудшено.

Используя сегментацию людей на изображениях, которая получается с использованием метода DensePose, для достижения эффекта увеличенного времени накоплении сигнала от испытуемых в движении, был использован способ усреднения по извлекаемым от кадра к кадру текстурам, когда интерполяция использовалась только на последнем этапе после накопления данных. Накопление данных происходило в соответствии с выражением

$$S_N(u,v) = \frac{N(u,v)-1}{N(u,v)} S_{N-1}(u,v) + \frac{a_N(u,v)}{N(u,v)}, \quad (1)$$

где $S_N(u,v) = \frac{1}{N(u,v)} \sum_{i=1}^{N} a_i(u,v)$ — среднее арифметическое N значений интенсивности пикселей, имеющих текстурные координаты (u,v) на последовательности кадров; $a_N(u,v)$ — значение интенсивности на текущем кадре в точке, имеющей текстурные координаты (u,v).

Результат применения выражения (1) к последовательности из 32 кадров, наложенный на кадры 1, 14 и 29, показан на рисунке 6. Перед наложением текстур применялась линейная интерполяция для тех точек, в которые не попало ни одного значения в результате интегрирования кадров с использованием выражения (1).

Рис. 6. Наложение текстуры, полученной в результате накопления сигнала по 32 кадрам видеозаписи, на кадры 1, 14 и 29 (слева-направо).

Эксперименты с накоплением сигнала с использованием зашумленных изображений происходили с использованием имеющихся данных ИК-диапазона. К исходным ИК-изображениям искусственно добавлялся некоррелированный шум с гауссовым распределением с нулевым средним и среднеквадратичным отклонением σ. При этом нахождение UV-координат происходило по исходным незашумленным изображениям, а накопление сигнала происходило с использованием зашумленных изображений, используя соответствие между пикселями с одинаковыми индексами на исходных и зашумленных изображениях.

Пример 1-го исходного кадра видеопоследовательности и его версии с добавлением гауссового шума со среднеквадратичным отклонением σ=30 показан на рисунке 7.

Рис. 7. Пример исходного и зашумленного гауссовым шумом с параметром σ=30 кадра видеопоследовательности.

На рисунке 8 показаны увеличенные фрагменты изображений, среди которых имеются изображения, полученные с помощью накопления сигнала описанным методом по 32 зашумленным кадрам видеопоследовательности. Для сравнения приводятся изображения, полученные с применением медианного фильтра размером 3×3 к первому зашумленному кадру, а также к изображению, полученному с использованием накопления сигнала.

а) б) в) г) д)

Рис. 8. Результат накопления и переноса текстуры на 1-й кадр видеопоследовательности:
а) исходное изображение; б) результат применения гауссового шума с параметром σ=30;
в) результат применения медианного фильтра размером 3×3 к зашумленному кадру;
г) результат переноса текстуры, полученной накоплением сигнала, на исходное изображение;
д) результат применения аналогичного медианного фильтра размером 3×3 на изображение, полученное за счет накопления сигнала.

В ходе проведенных описанных экспериментов были получены следующие результаты. Предложенный способ накопления сигнала, в котором использовался метод DensePose, позволяет получить изображение с визуально меньшим уровнем шума, но за счет ухудшения разрешения изображений и появления артефактов, которые имеют несколько причин возникновения. Одной из причин появления артефактов является представление текстуры поверхности тела человека в виде фрагментов. Границы этих фрагментов являются областями на изображении, в которых UV-координаты находятся методом DensePose с наименьшей устойчивостью от кадра к кадру. Переменная

освещенность поверхности тела человека при движении, которая не учитывается при интегрированнии кадров, приводит к тому, что наблюдаемые контрастные особенности на изображении человека, заметные на отдельных незашумленных кадрах, значительно ослабевают при интегрировании не только зашумленных, но и исходных кадров. Использованная в ходе экспериментов линейная интерполяция текстур была выбрана неудачно, поскольку при накоплении текстуры, заданной на более мелкой по сравнению с изображением сетке, остается значительное количество инициализированных нулями данных. Использование дополнительной медианной фильтрации с накопленными данными позволяет незначительно улучшить наблюдаемый результат. Выявленные недостатки метода, полученные с использованием искусственно зашумленных изображений, получаемых единственной камерой, могут быть распространены на данные, полученные с использованием двух каналов, один из которых имеет высокий уровень характерного шума.

4. Заключение

В представленном докладе о методе формирования изображений в пассивной персональной системе досмотра, результатом которого является уменьшение шума на изображениях в результате накопления сигнала, был рассмотрен нейросетевой метод DensePose, позволяющий извлекать текстурные координаты, соответствующие используемой модели поверхности тела человека, на фотографических изображениях людей. Попытка использовать выход такой нейросети для улучшения изображения текстуры по последовательности зашумленных кадров описанным способом оказалась неудовлетворительной в силу выявленных и перечисленных недостатков.

Решение поставленной в проекте задачи с использованием одной только нейросети могло бы быть найдено при наличии достаточного массива данных для обучения, в котором были бы представлены исходные данные и желаемый результат, которые были бы, соответственно, входом и выходом для нейросети. Например, в качестве входных данных могла бы быть последовательность зашумленных изображений, а в качестве результата — несколько изображений испытуемого в показательных позах, на которых уровень шума был бы достаточно низким. Для генерации массива данных требуемого объема можно было бы использовать численное моделирование, в котором используется адекватная численная модель устройства, формирующего изображение в диапазоне собственного излучения наблюдаемого объекта. Используя обозначенный подход, наличие каких-либо других устройств, например, видеокамеры, было бы не обязательным, а архитектура нейросети могла бы учитывать физические особенности формирования изображений и динамику движения.

Приведенные в докладе методы машинного зрения DynamicFusion и VolumeDeform, использующие классический алгоритмический подход, могут показать лучший результат в рассматриваемой задаче, чем метод DensePose. В этих методах используется неявное представление поверхности в виде функции TSDF, которая задается в пространстве и не имеет искусственных границ, как текстурные фрагменты в методе DensePose, являющиеся неустойчивыми областями при нахождении текстурных

координат на последовательности кадров. Использование объемного представления в виде функции TSDF может учесть такие особенности решаемой задачи, как расположение скрытых объектов на некоторой глубине по отношению к наблюдаемой поверхности движущегося объекта. При этом, вычисляемое поле преобразований, которое совмещает наблюдаемый кадр и восстанавливаемую модель поверхности, может быть использовано и для преобразования областей, расположенных на некоторой глубине, где расположены скрытые предметы, изображение которых в канале собственного излучения имеет высокий уровень шума. Обозначенная в докладе проблема переменных условий освещения наблюдаемого движущегося объекта, может иметь место и при наблюдении за объектом в диапазоне собственного излучения. Для учета этого эффекта, по всей видимости, потребуется использовать модель освещения наблюдаемой сцены, чтобы в результате накопления кадров контраст скрытых под одеждой предметов не уменьшался. Развитие метода формирования изображений в обозначенных направлениях может способствовать получению наилучшего результата.

5. Благодарности

Работа поддержана грантом РФФИ №17-07-00163.

Литература

1. Millivision Technologies [Электронный ресурс]. (http://www.millivision.com/). Проверено 26.02.2019.
2. Brijot [Электронный ресурс]. (http://brijot.com/). Проверено 26.02.2019.
3. MC2 Technologies [Электронный ресурс]. (https://www.mc2-technologies.com/). Проверено 26.02.2019.
4. Thruvision [Электронный ресурс]. (http://thruvision.com/). Проверено 26.02.2019.
5. Пат. US20120026336 США, МПК G01S13/887, G01V8/005. Method and system of enhanced integration of millimeter wave imagery / I. Koren, L. Turzanski; заявитель Brijot Imaging Systems Inc. ; заявл. 29.07.10 ; опубл. 02.02.12 ; приоритет 29.07.10.
6. R. A. Newcombe et al., “KinectFusion: Real-time dense surface mapping and tracking,” in 2011 10th IEEE International Symposium on Mixed and Augmented Reality, 2011, pp. 127–136.
7. R. A. Newcombe, D. Fox, and S. M. Seitz, “DynamicFusion: Reconstruction and tracking of non-rigid scenes in real-time,” in 2015 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR), 2015, pp. 343–352.
8. B.L. Curless, “New Methods for Surface Reconstruction from Range Images,” PhD thesis, Stanford University, 1997.
9. M. Innmann, M. Zollhöfer, M. Nießner, C. Theobalt, and M. Stamminger, “VolumeDeform: Real-time Volumetric Non-rigid Reconstruction,” in Proceedings of the European Conference on Computer Vision (ECCV), 2016.
10. Lorensen,W., Cline, H.: Marching cubes: A high resolution 3D surface construction algorithm. Proc. SIGGRAPH 21(4) (1987) 163–169.
11. Lowe, D.G.: Distinctive image features from scale-invariant keypoints. IJCV 60 (2004) 91–110.
12. R. A. Güler, N. Neverova, and I. Kokkinos, “DensePose: Dense Human Pose Estimation In The Wild,” arXiv:1802.00434 [cs], Feb. 2018.
13. R. A. Güler, G. Trigeorgis, E. Antonakos, P. Snape, S. Zafeiriou, and I. Kokkinos, “DenseReg: Fully Convolutional Dense Shape Regression In-the-Wild,” arXiv:1612.01202 [cs], Dec. 2016.
14. T.-Y. Lin, P. Dollár, R. Girshick, K. He, B. Hariharan, and S. Belongie, “Feature Pyramid Networks for Object Detection,” Dec. 2016.
15. A. Kanazawa, M. J. Black, D. W. Jacobs, and J. Malik, “End-to-end Recovery of Human Shape and Pose,” in Computer Vision and Pattern Regognition (CVPR), 2018.

16. H.-Y. F. Tung, H.-W. Tung, E. Yumer, and K. Fragkiadaki, “Self-supervised Learning of Motion Capture,” arXiv:1712.01337 [cs], Dec. 2017.
17. G. Pavlakos, L. Zhu, X. Zhou, and K. Daniilidis, “Learning to Estimate 3D Human Pose and Shape from a Single Color Image,” in CVPR, 2018.
18. M. Loper, N. Mahmood, J. Romero, G. Pons-Moll, and M. J. Black, “SMPL: A Skinned Multi-person Linear Model,” ACM Trans. Graph., vol. 34, no. 6, pp. 248:1–248:16, Oct. 2015.

REFERENCES

1. Millivision Technologies. (http://www.millivision.com/). Accessed 26.02.2019.
2. Brijot. (http://brijot.com/). Accessed 26.02.2019.
3. MC2 Technologies. (https://www.mc2-technologies.com/). Accessed 26.02.2019.
4. Thruvision. (http://thruvision.com/). Accessed 26.02.2019.
5. Patent US20120026336 USA, IPC G01S13/887, G01V8/005. Method and system of enhanced integration of millimeter wave imagery / I. Koren, L. Turzanski; Assignee Brijot Imaging Systems Inc. ; Filing Date: 29.07.10 ; Published: 02.02.12 ; Priority from: 29.07.10.
6. R. A. Newcombe et al., “KinectFusion: Real-time dense surface mapping and tracking,” in 2011 10th IEEE International Symposium on Mixed and Augmented Reality, 2011, pp. 127–136.
7. R. A. Newcombe, D. Fox, and S. M. Seitz, “DynamicFusion: Reconstruction and tracking of non-rigid scenes in real-time,” in 2015 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR), 2015, pp. 343–352.
8. B.L. Curless, “New Methods for Surface Reconstruction from Range Images,” PhD thesis, Stanford University, 1997.
9. M. Innmann, M. Zollhöfer, M. Nießner, C. Theobalt, and M. Stamminger, “VolumeDeform: Real-time Volumetric Non-rigid Reconstruction,” in Proceedings of the European Conference on Computer Vision (ECCV), 2016.
10. Lorensen,W., Cline, H.: Marching cubes: A high resolution 3D surface construction algorithm. Proc. SIGGRAPH 21(4) (1987) 163–169.
11. Lowe, D.G.: Distinctive image features from scale-invariant keypoints. IJCV 60 (2004) 91–110.
12. R. A. Güler, N. Neverova, and I. Kokkinos, “DensePose: Dense Human Pose Estimation In The Wild,” arXiv:1802.00434 [cs], Feb. 2018.
13. R. A. Güler, G. Trigeorgis, E. Antonakos, P. Snape, S. Zafeiriou, and I. Kokkinos, “DenseReg: Fully Convolutional Dense Shape Regression In-the-Wild,” arXiv:1612.01202 [cs], Dec. 2016.
14. T.-Y. Lin, P. Dollár, R. Girshick, K. He, B. Hariharan, and S. Belongie, “Feature Pyramid Networks for Object Detection,” Dec. 2016.
15. A. Kanazawa, M. J. Black, D. W. Jacobs, and J. Malik, “End-to-end Recovery of Human Shape and Pose,” in Computer Vision and Pattern Regognition (CVPR), 2018.
16. H.-Y. F. Tung, H.-W. Tung, E. Yumer, and K. Fragkiadaki, “Self-supervised Learning of Motion Capture,” arXiv:1712.01337 [cs], Dec. 2017.
17. G. Pavlakos, L. Zhu, X. Zhou, and K. Daniilidis, “Learning to Estimate 3D Human Pose and Shape from a Single Color Image,” in CVPR, 2018.
18. M. Loper, N. Mahmood, J. Romero, G. Pons-Moll, and M. J. Black, “SMPL: A Skinned Multi-person Linear Model,” ACM Trans. Graph., vol. 34, no. 6, pp. 248:1–248:16, Oct. 2015.

ПАССИВНОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ И СОПРОВОЖДЕНИЕ ОБЪЕКТОВ В СИСТЕМАХ БЛИЖНЕГО ЗОНДИРОВАНИЯ

В. К. Клочко, С. М. Гудков, К. Х. Нгуен

Рязанский государственный радиотехнический университет (РГРТУ), Рязань, Россия

Аннотация. Для пассивных систем ближнего зондирования решается задача обнаружения, оценивания пространственных координат и траекторных параметров движения нескольких малоразмерных объектов. Решение основано на матричной форме записи систем уравнений связи координат объектов в сопряженных парах с учетом моментов времени фиксации угловых координат объектов. Предложены алгоритмы обнаружения и траекторного сопровождения объектов в отдельных периодах наблюдения и в последовательности периодов. Проведено аналитическое исследование свойств решений и моделирование алгоритмов, выявлены условия их применимости.

Ключевые слова: сканирующие приемники, миллиметровый диапазон, оценивание пространственных координат, обнаружение объектов, траекторное сопровождение.

PASSIVE OBJECTS TRACKING IN SYSTEMS OF NEAR SOUNDING

V. K. Klochko, S. M. Gudkov, C. H. Nguyen

Ryazan State Radio Engineering University (RSREU), Ryazan, Russia

Abstract. For the passive systems of near sounding the problem of detection, estimation of spatial coordinates and trajectory parameters of several movement small-sized objects is solved. The solution is based on matrix form of equations systems of objects coordinates communication in the interfaced couples taking into account time points of objects angular data fixing. Algorithms of objects detection and it's trajectory maintenance in the separate periods of observation and in the sequence of periods are offered. The analytical research of properties of solutions and modeling of algorithms is conducted, conditions of their applicability are revealed.

Keywords: the scanning receivers, millimetric range, estimation of spatial coordinates, detection of objects, trajectory maintenance.

1. Введение

Пассивные малогабаритные (мобильные) системы наблюдения за объектами ближнего зондирования миллиметрового (радиолокационного) диапазона длин волн [1] обладают преимуществом скрытности по сравнению с активными системами. В отличие от пассивных оптических систем [2] видимого и инфракрасного диапазонов длин волн они позволяют формировать радиояркостное изображение объектов независимо от метеоусловий. Для этого традиционно используются антенны с узкой диаграммой направленности (до 1°), сканирующие пространство зоны обзора по угловым координатам азимута и угла места. В последнее время уделяется внимание и антенным решеткам [3]. Однако из-за большого времени накопления сигнала (от 0,1 до 1 с) слежение за движущимися объектами сопровождается большими динамическими ошибками.

Целью работы является разработка математического обеспечения для существующих пассивных систем наблюдения за малоразмерными движущимися объектами, позволяющего повысить вероятность обнаружения всех объектов за счет учета динамики объектов при оценивании их пространственных координат.

Предлагаемые математические решения универсальны: они применимы как для антенных, так и для оптических систем, синхронизированных по периоду наблюдения, например, при комплексировании данных, полученных в разных частотных диапазонах.

2. Постановка задачи и алгебраический подход к ее решению

Пассивная система (антенная или оптическая) состоит из n пространственно распределенных и взаимно ориентированных приемников, которые наблюдают m малоразмерных (точечных) движущихся объектов в последовательности N периодов наблюдения, каждый длительностью T с. В антенной системе каждый k-й приемник ($k = \overline{1,n}$) фиксирует угловые координаты j-х предполагаемых объектов ($j = \overline{1,m_k}$, в общем случае $m_k \neq m$) в i-х периодах наблюдения ($i = \overline{1,N}$). Это координаты азимута $\varphi_k(i,j)$ и угла места $\theta_k(i,j)$ положения линии визирования антенны, при котором мощность принимаемого сигнала соответствует наличию объекта. При этом формируются орты векторов направлений на предполагаемые объекты $a_k(i,j)$, $k = \overline{1,n}$, $i = \overline{1,N}$, $j = \overline{1,m_k}$, в местных k-х прямоугольных системах координат $\{O_k, x_k, y_k, z_k\}$:

$$a_k = (x_k, y_k, z_k)^\tau = (\cos\theta_k \sin\varphi_k, \sin\theta_k, \cos\theta_k \cos\varphi_k)^\tau, \qquad (1)$$

где τ – символ транспонирования; оси $O_k z_k$ и $O_k x_k$ расположены в горизонтальной плоскости (ось $O_k z_k$ направлена в сторону объектов), ось $O_k y_k$ – перпендикулярно $O_k z_k$ и $O_k x_k$; угол φ_k отсчитывается от оси $O_k z_k$ в горизонтальной плоскости, угол θ_k – от плоскости $O_k x_k z_k$.

Фиксируются моменты времени $t_k(i,j)$ формирования ортов $a_k(i,j)$, причем эти моменты в i-м периоде различаются по j и k. Различие по j в k-м приемнике обусловлено сканированием антенны, различие по k – различной ориентацией приемников.

В оптической системе изображение объекта наблюдается в кадре изображения каждого k-го приемника в прямоугольных координатах x_k, y_k. Орт вектора направления на объект фиксируется в системе координат $\{O_k, X_k, Y_k, Z_k\}$, расположенной относительно центра оптической линзы, и определяется как [4]:

$$a_k = (X_k, Y_k, Z_k)^\tau = (1/\sqrt{x_k^2 + y_k^2 + f_k^2})(-x_k, -y_k, f_k)^\tau, \qquad (2)$$

где f_k – фокусное расстояние линзы в k-м приемнике.

В оптической системе отсутствуют сканирование и время накопления сигнала, что отличает ее от антенной системы высоким быстродействием формирования кадров изображения. При этом моменты времени по j (фиксации j-х объектов в кадре изображения) практически одинаковы. Однако для дальнейших построений различие

моментов времени по j необходимо. Физически различие $t_k(i, j)$ по j в оптической системе будет достигаться за счет формирования нескольких j-х кадров изображения в течение одного периода наблюдения. В каждом j-м кадре фиксируется один j-й орт $a_k(i, j)$ направления на j-й объект, что позволяет за счет учета времени фиксации $t_k(i, j)$ определять динамику движения всех объектов в течение одного периода наблюдения.

Задача заключается в нахождении пространственных координат всех объектов и траекторные параметры их движения. Решение задачи не зависит от формы (1) или (2) описания вектора a_k. Для нахождения в i-х периодах пространственных координат j-х объектов на основе наблюдений $a_k(i, j)$ в пространстве размещаются $(n - 1)$ стереопар приемников: 1-й приемник в паре с каждым k-м приемником ($k = \overline{2,n}$). Составляется система уравнений для $(n - 1)$ пар сопряженных векторов $a_1(i, j_1)$ и $a_k(i, j_k)$, где j_k – вектор k-го приемника, поставленный в соответствие j_1-му вектору 1-го приемника в смысле принадлежности одному и тому же объекту ($j_k \in \{1,2,...,m_k\}$, $k = \overline{1,n}$). В векторной форме систему уравнений представим следующим выражением [4]:

$$r_1(i, j_1)a_1(i, j_1) - P_k r_k(i, j_k)a_k(i, j_k) + \Delta M_{1,k}(i) - b_k = e_k,\ k = \overline{2,n}, \qquad (3)$$

где $r_k(i, j)$ – неизвестные наклонные дальности до j-х объектов; P_k – матрица поворота осей координат k-го приемника по отношению к 1-му приемнику, необходимая для пересчета координат вектора $a_k(i, j_k)$ в систему координат 1-го приемника; b_k – базовый вектор, соединяющий центры систем координат O_1 и O_k; e_k – вектор ошибок сопряжения из-за ошибок измерения координат векторов $a_k(i, j_k)$.

Динамические свойства объектов учитываются в (3) вектором $\Delta M_{1,k}$ изменения пространственных координат объектов $M_1(i, j_1) = r_1(i, j_1)a_1(i, j_1)$ за время $\Delta t_k(i) = t_k(i, j_k) - t_1(i, j_1)$ между двумя моментами фиксации ортов $a_1(i, j_1)$ и $a_k(i, j_k)$, $\Delta t_k(i) \le T$. Связь $\Delta M_{1,k}$ и $\Delta t_k(i)$ представлена одним из следующих равенств:

$$\Delta M_{1,k}(i) = V_1(i, j_1)\Delta t_k(i),\ \Delta M_{1,k}(i) = V_1(i, j_1)\Delta t_k(i) + V_1'(i, j_1)\Delta t_k^2(i)/2, \qquad (4)$$

где $V_1(i, j_1)$ – скорость изменения координат вектора $M_1(i, j_1)$; $V_1'(i, j_1)$ – ускорение.

При учете только скорости требуется минимально наличие 3-х приемников ($n = 3$) для определения трех дальностей и трех неизвестных координат вектора $V_1(i, j_1)$ из решения системы 6-ти уравнений (3) в координатной форме методом наименьших квадратов (МНК). При учете ускорения требуется минимально наличие 4-х приемников ($n = 4$) для определения четырех дальностей и шести неизвестных координат векторов $V_1(i, j_1)$ и $V_1'(i, j_1)$ из решения системы 12-ти уравнений (3) в координатной форме.

3. Оценивание параметров движущихся объектов

Проведем рассуждения для случая трех приемников ($n = 3$) и учтем в (3), (4) только скорость изменения координат. Представим (3) в следующей матричной форме:

$$AX - B = E \Leftrightarrow \begin{bmatrix} a_{1x} & -a'_{2x} & 0 & \Delta t_2 & 0 & 0 \\ a_{1y} & -a'_{2y} & 0 & 0 & \Delta t_2 & 0 \\ a_{1z} & -a'_{2z} & 0 & 0 & 0 & \Delta t_2 \\ a_{1x} & 0 & -a'_{3x} & \Delta t_3 & 0 & 0 \\ a_{1y} & 0 & -a'_{3y} & 0 & \Delta t_3 & 0 \\ a_{1z} & 0 & -a'_{3z} & 0 & 0 & \Delta t_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ v_{1x} \\ v_{1y} \\ v_{1z} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} b_{2x} \\ b_{2y} \\ b_{2z} \\ b_{3x} \\ b_{3y} \\ b_{3z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{2x} \\ e_{2y} \\ e_{2z} \\ e_{3x} \\ e_{3y} \\ e_{3z} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где $a'_k = P_k a_k = (a'_{kx}, a'_{ky}, a'_{kz})^T$, $k = 2, 3$ (символы i и j для удобства опущены).

По критерию минимума квадрата нормы ошибок сопряжения

$$\| E \|^2 = (AX - B)^{\tau}(AX - B), \quad (6)$$

находим вектор $\hat{X} = (\hat{r}_1, \hat{r}_2, \hat{r}_3, \hat{v}_{1x}, \hat{v}_{1y}, \hat{v}_{1z})^{\tau}$ МНК-оценок дальностей и скоростей:

$$\hat{X} = A^{+}B, \quad (7)$$

где A^{+} – псевдообратная матрица, которая для хорошо обусловленных матриц A имеет стандартный вид: $A^{+} = (A^{\tau}A)^{-1}A^{\tau}$. Для плохо обусловленных матриц A псевдообратную матрицу A^{+} целесообразно находить с помощью сингулярного разложения матрицы A, например, в среде MATLAB: $A^{+} = \text{pinv}(A, \delta)$, $\delta = 10^{-5}$.

4. Исследование точности оценок

Известно, что точность несмещенных МНК-оценок (7) характеризуется ковариационной матрицей $K_{\Delta X} = M[\Delta X \, \Delta X^{\tau}]$ ошибок оценивания $\Delta X = \hat{X} - X$ (M – символ математического ожидания), диагональные элементы которой представляют дисперсии ошибок оценок. Покажем пример ковариационных матриц $K_{\Delta X} = \sigma_e^2 (A^{\tau}A)^{-1}$, раскрытых для случаев $n = 2$ и $n = 3$ без учета скорости при $\Delta M_{1,k}(i) = 0$ в (3):

$$K_{\Delta X} = \frac{\sigma_e^2}{\sin^2 \alpha_k} \begin{bmatrix} 1 & \cos\alpha_k \\ \cos\alpha_k & 1 \end{bmatrix}, \; K_{\Delta X} = \frac{\sigma_e^2}{\sin^2\alpha + \sin^2\beta} \begin{bmatrix} 1 & \cos\alpha & \cos\beta \\ \cos\alpha & 1 + \sin^2\beta & \cos\alpha\cos\beta \\ \cos\beta & \cos\alpha\cos\beta & 1 + \sin^2\alpha \end{bmatrix}, \quad (8)$$

где α и β – углы между ортами a_1, a_2 и a_1, a_3; σ_e^2 – дисперсия ошибки сопряжения по отдельной координате

Из (8) видно, что точность оценок пространственных координат зависит от взаимного углового положения направляющих векторов (ортов), что позволяет выбирать правильное взаимное угловое положение приемников, близкое к ортогональному. Так, при $\alpha = 90^0$, $\beta = 90^0$ из (8) следует: $K_{\Delta X} = \sigma_e^2 \, \text{diag}(1, 1)$, $K_{\Delta X} = \sigma_e^2 \, \text{diag}(1/2, 1, 1)$.

В общем случае исследование ковариационной матрицы удается провести численным методом, например, в среде MATLAB: $K_{\Delta X} = \text{pinv}(A^{\tau}A, \delta)$, $\delta = 10^{-5}$.

В таблице 1 представлены диагональные элементы ковариационных матриц, усредненные по их числу, в зависимости от последовательного смещения ортов по азимуту на величину $\Delta\varphi$ при фиксированном угле места θ: для $n = 2$ – дисперсии

ошибок оценок дальностей (без учета скорости) $\Delta\hat{r}_1$ и $\Delta\hat{r}_2$; для n = 3 – дисперсии ошибок $\Delta\hat{r}_1, \Delta\hat{r}_2, \Delta\hat{r}_3$; для $n = 4$ – дисперсии ошибок $\Delta\hat{r}_1, \Delta\hat{r}_2, \Delta\hat{r}_3, \Delta\hat{r}_4$ при $\sigma_e = 1$.

Таблица 1. Дисперсии ошибок для оценок дальности

$(\theta, \Delta\varphi)$	$(0^0, 60^0)$	$(0^0, 90^0)$	$(30^0, 60^0)$	$(30^0, 90^0)$
$n = 2$	1,33	1,00	1,64	1,07
$n = 3$	1,00	1,33	0,96	0,93
$n = 4$	1,17	1,00	0,93	0,88

Из таблицы 1 видно, что увеличение n не приводит к заметному повышению точности оценок дальности при данных взаимных угловых положениях ортов.

В таблице 2 в условиях, аналогичных таблице 1, для оценок дальности и скорости представлены: для n = 3 – усредненные дисперсии ошибок оценок дальностей (с учетом скорости) $\Delta\hat{r}_1$, $\Delta\hat{r}_2$, $\Delta\hat{r}_3$ и скорости (по чертой) $\Delta\hat{v}_{1x}, \Delta\hat{v}_{1y}, \Delta\hat{v}_{1z}$; для n = 4 – дисперсии ошибок $\Delta\hat{r}_1$, $\Delta\hat{r}_2$, $\Delta\hat{r}_3$, $\Delta\hat{r}_4$ и $\Delta\hat{v}_{1x}, \Delta\hat{v}_{1y}, \Delta\hat{v}_{1z}$ (под чертой) при $\sigma_e = 1$ и одинаковых временных задержках: $\Delta t_2 = \Delta t_3 = \Delta t_4 = \Delta t = 1$ и 2 с.

Таблица 2. Дисперсии ошибок для оценок дальности и скорости

$(\theta, \Delta\varphi)$	$(0^0, 60^0)$	$(0^0, 90^0)$	$(30^0, 60^0)$	$(30^0, 90^0)$
$n = 3,\ \Delta t = 1$	1,83 / 0,89	1,42 / 0,58	2,25 / 1,07	1,48 / 0,72
$n = 4,\ \Delta t = 1$	1,29 / 0,39	1,40 / 0,49	1,32 / 0,46	1,22 / 0,43
$n = 4,\ \Delta t = 2$	1,26 / 0,12	1,38 / 0,14	1,30 / 0,13	1,20 / 0,12

Из таблицы 2 видно некоторое повышение точности с увеличением n и Δt.

Дополнительные исследования зависимости дисперсий ошибок от различных условий наблюдения показывают, что оценки дальностей без учета скорости ведут себя намного устойчивей по сравнению с оценками дальностей совместно со скоростью. Последние требуют подбора благоприятных условий наблюдения.

5. Обнаружение и траекторное сопровождение объектов

Обнаружение и траекторное сопровождение объектов осуществляется в системе ко-ординат первого приемника. Остальные приемники являются вспомогательными: они необходимы для оценивания пространственных координат $M_1(i, j) = r_1(i, j)a_1(i, j)$, $j = \overline{1, m}$, и скоростей изменения координат $V_1(i, j)$, $j = \overline{1, m}$, в i-х периодах наблюдения. При n = 3 в случае нескольких объектов (m > 1) невозможно путем перебора комбинаций векторов $a_1(i, j_1)$, $a_2(i, j_2)$, $a_3(i, j_3)$, $j_1 = \overline{1, m_1}$, $j_2 = \overline{1, m_2}$, $j_3 = \overline{1, m_3}$, установить принадлежность определенному объекту той или иной комбинации. Так как показатель (6) минимизируется для любой комбинации. Для выделения комбинаций векторов, принадлежащих объектам, предлагаются следующие алгоритмы.

Алгоритм 1 выделения комбинаций векторов в отдельном периоде основан на включении в рассмотрение четвертого приемника (n = 4) и сводится к следующему.

1. В отдельном *i*-м периоде для $n = 4$ рассматриваются перебором комбинации векторов $a_1(i, j_1)$, $a_2(i, j_2)$, $a_3(i, j_3)$, $a_4(i, j_4)$, $j_1 = \overline{1, m_1}$, $j_2 = \overline{1, m_2}$, $j_3 = \overline{1, m_3}$, $j_4 = \overline{1, m_4}$.

2. Каждая комбинация разделяется на две частично пересекающиеся группы:

$$a_1(i, j_1),\ a_2(i, j_2)\ a_3(i, j_3) \text{ и } a_1(i, j_1),\ a_2(i, j_2),\ a_4(i, j_4).$$

3. Для первой и второй группы в соответствии с (5), (7) вычисляются оценки координат и скоростей: $M_1^*(i, j_1)$, $V_1^*(i, j_1)$ и $M_1^{**}(i, j_1)$, $V_1^{**}(i, j_1)$.

4. Вычисляются экстраполированные положения на момент времени *iT* окончания *i*-го периода для каждой группы:

$$M_1^{Э*} = \mathrm{M}_1^*(i, j_1) + V_1^*(i, j_1)\Delta t_i,\ M_1^{Э**} = \mathrm{M}_1^{**}(i, j_1) + V_1^{**}(i, j_1)\Delta t_i,\ \Delta t_i = iT - t_1(i, j).$$

5. Вычисляется для каждой комбинации показатель *J* в виде нормы разности экстра-полированных векторов, который сравнивается с порогом γ допустимых динамических ошибок: $J = \| M_1^{Э*} - M_1^{Э**} \| \le \gamma$.

6. Из всех комбинаций, полученных в *i*-м периоде и прошедших через порог γ, выделяются $\hat{m}_i$ непересекающихся комбинаций в порядке увеличения показателей *J* ($\hat{m}_i$ – оценка числа объектов *m* в *i*-м периоде).

7. Для выделенных комбинаций вычисляются усредненные по двум группам оценки траекторных параметров $\hat{M}_1(i, j_1)$ и $\hat{V}_1(i, j_1)$, $j = \overline{1, \hat{m}_i}$, что обеспечивает некоторое повышение точности этих оценок.

Модификация алгоритма 1. При наличии только двух приемников ($n = 2$) алгоритм 1 модифицируются следующим образом для двух периодов ($N = 2$).

1. В первых двух периодах ($i = 1, 2$) для $n = 2$ рассматриваются перебором комбинации векторов $a_1(1, j_1)$, $a_2(1, j_2)$, $a_3(2, j_3)$, $a_4(2, j_4)$, $j_1 = \overline{1, m_1}$, $j_2 = \overline{1, m_2}$, $j_3 = \overline{1, m_3}$, $j_4 = \overline{1, m_4}$.

2. Каждая комбинация разделяется на две частично пересекающиеся группы:

$$a_1(1, j_1),\ a_2(1, j_2),\ a_3(2, j_3) \text{ и } a_1(1, j_1),\ a_2(1, j_2),\ a_4(2, j_4).$$

3-7. Последующие операции выполняются аналогично операциям пп. 1 – 7 алгоритма 1 с тем отличием, что $i = 2$.

Алгоритм 2 выделения векторов в последовательности периодов. Так как оценки $\hat{m}_i$ числа объектов, полученные в алгоритме 1 в разных *i*-х периодах ($i = \overline{1, N}$), в общем случае различные, то требуется дополнительная обработка результатов по совокупности *N* периодов с помощью следующего алгоритма, который реализуется для числа приемников $n \ge 3$.

1. В первом периоде ($i = 1$) фиксируются полученные на момент времени $t_1(1, j_1)$ оценки $M_1(1, j_1)$, $V_1(1, j_1)$, $j_1 = \overline{1, \hat{m}_1}$, и устанавливаются начальные значения показателей правдоподобия формируемых *k*-х последовательностей: $J(k) = 0$, $k = \overline{1, \hat{m}_1}$.

2. В последующих периодах ($i = \overline{2, N}$) фиксируются полученные на момент времени $t_1(i, j_i)$ оценки $M_1(i, j_i)$, $V_1(i, j_i)$, $j_i = \overline{1, \hat{m}_i}$.

3. Проверяется соответствие между оценками, полученными в предыдущем $(i-1)$ - м периоде, и оценками i-го периода вычислением показателя вида:

$$J_i = c_1 \| M_1^{\Э} - \mathrm{M}_1(i, j_i) \| + c_2 \| V_1(i-1, j_{i-1}) - V_1(i, j_i) \|,$$

где $M_1^{\Э} = \mathrm{M}_1(i-1, j_{i-1}) + V_1(i-1, j_{i-1})[t_1(i, j_i) - t_1(i-1, j_{i-1})]$ – экстраполированные на текущий период оценки координат; c_1 и c_2 – нормирующие множители.

4. Если выполняется неравенство $J_i \le \gamma$, то j_{i-1}-е и j_i-е оценки объединяются в одну k-ю последовательность, и запоминается суммарный показатель последовательности $J(k) = J(k-1) + J_i$, $k = \overline{1, n_i}$, где n_i – число сформированных в i-м периоде последовательностей.

5. Оценки $M_1(i, j_i)$, $V_1(i, j_i)$, не прошедшие через порог γ, фиксируются как начальные оценки в соответствии с п. 1.

6. Если к последовательности, сформированной в $(i-1)$-м периоде, не присоединена ни одна из оценок i-го периода, то для нее фиксируется пропуск и осуществляется экстраполяция на следующий период при допустимом числе пропусков.

7. По окончании указанных операций в N-м периоде из всех сформированных последовательностей выделяются $\hat{m}$ непересекающихся последовательностей ($\hat{m}$ – оценка числа объектов m) в порядке увеличения показателей $J(N)$, нормированных по числу присоединенных оценок. Оценки выделенных последовательностей могут дополнительно обрабатываться с целью уточнения траекторных параметров на основе более сложных динамических моделей. По уточненным траекторным параметрам осуществляется экстраполяция положений объектов при их сопровождении.

Алгоритм 3 выделения векторов в последовательности периодов. Зависимость оценок дальности и скорости (5), (7) от условий наблюдения приводит к необходимости нахождения оценок скорости в последовательности периодов наблюдения простым численным методом с некоторой потерей точности. Соответствующий алгоритм, обобщающий [5], сводится к следующему.

1. В первых двух периодах ($i = 1$ и 2) с помощью стереопар, образованных n приемниками ($n \ge 2$), находятся оценки векторов пространственных координат $M(1, j_1)$, $t(1, j_1)$, $j_1 = \overline{1, m_1}$, и $M(2, j_2)$, $t(2, j_2)$, $j_2 = \overline{1, m_2}$, решением системы уравнений (3) в матричной форме при неучтенном смещении: $\Delta M_1 = 0$.

2. Для каждой пары векторов $M(1, j_1)$ и $M(2, j_2)$ вычисляются оценки скорости на момент времени $t(2, j_2)$: $V(k_2) = (M(2, j_2) - M(1, j_1))/(t(2, j_2) - t(1, j_1))$. Устанавливаются начальные значения показателей правдоподобия формируемых k-х последовательностей: $J(k_2) = 0$, запоминаются моменты времени их образования: $T(k_2) = t(2, j_2)$ и векторы координат $M_k(k_2) = M(2, j_2)$, $k_2 = \overline{1, m_1 m_2}$.

3. В последующих периодах ($i = \overline{3, N}$) вновь образованные векторы $M(i, j_i)$, $t(i, j_i)$, $j_i = \overline{1, m_i}$, ставятся в соответствие k_{i-1}-м последовательностям,

сформированным в $(i-1)$-м периоде, и вычисляются экстраполированные координаты на моменты времени $t(i, j_i)$: $M^{Э}(\mathrm{k}) = \mathrm{M}(\mathrm{k_{i-1}}) + \mathrm{V}(\mathrm{k_{i-1}})(\mathrm{t(i, j_i)} - T(k_{i-1}))$.

4. Если $\Delta J = \| M(i, j_i) - M^{Э}(\mathrm{k}) \| \le \gamma$, где γ – порог допустимых отклонений, то k_{i-1}-я последовательность продолжается с новым номером k_i. В ее составе запоминаются ранее присоединенные векторы координат: $M_k(s, k_i) = M_k(s, k_{i-1})$, $s = \overline{1, i-1}$, и пересчитанный вектор оценок координат $\hat{M}(i, j_i)$: $M_k(i, k_i) = \hat{M}(i, j_i)$, где $\hat{M}(i, j_i)$ вычисляется решением системы (3) с учетом смещения $\Delta M_1 = V(k_{i-1})(t(i, j_i) - T(k_{i-1}))$. Также запоминаются: моменты времени $T(k_i) = t(i, j_i)$; векторы скорости $V(k_i) = (\hat{M}(i, j_i) - M_k(k_{i-1}))/(t(i, j_i) - T(k_{i-1}))$; текущие значения показателей $J(k_i) = J(k_{i-1}) + \Delta J$, $k_i = \overline{1, n_i}$; n_i – число последовательностей, образованных на i-м шаге.

5. Векторы $M(i, j_i)$, не прошедшие через порог γ, фиксируются и образуют пары с векторами $M(i+1, j_{i+1})$ в следующем периоде в соответствии с п. 1. Данные пары, начиная с $(i+1)$-го периода, обрабатываются в соответствии с п. 2 и далее.

6, 7. Операции пп. 6 и 7 не отличаются от соответствующих операций алгоритма 2.

6. Результаты моделирования работы алгоритмов

Работа алгоритма 1 моделировалась для $n = 4$ приемников, расположенных равномерно на окружности радиуса R = 50 м с ориентацией осей Oz в направлении центра окружности. Объекты в количестве $m = 1 - 3$ двигались внутри полусферы, стягиваемой окружностью, по линейному закону с близкими незначительно меняющимися траекториями путем изменения всех трех координат в дискретном времени. Приемники, имитирующие антенную систему с шириной диаграммы направленности (ДНА) в 1°, сканировали область нахождения объектов в пределах 30° по азимуту и углу места. Сканирование осуществлялось в построчном (телевизионном) режиме со смещением по угловым координатам на 0,3°. При минимальном угловом расстоянии между линиями визирования антенн и угловым положением движущихся объектов (в пределах ширины ДНА) фиксировались координаты ортов векторов направлений на объект и моменты времени их образования. Период сканирования составлял $T = 10$ с.

Результатом работы алгоритма 1 являлись векторы оценок траекторных параметров объектов $\hat{M}_1(j)$ и $\hat{V}_1(j)$, $j = \overline{1, \hat{m}}$, и оценка $\hat{m}$ числа объектов, найденные в одном периоде. Качество работы алгоритма оценивалось частотой обнаружения $\hat{P}_{об}(m)$ всех m моделируемых объектов и усредненным расстоянием $d = (1/\hat{m}) \sum_{j=1}^{\hat{m}} \| \hat{M}_1(j) - M_1(j) \|$ между найденными и моделируемыми положениями

объектов. Получены следующие значения $\hat{P}_{об}(m)$ в зависимости от m: $\hat{P}_{об}(1) = 1$, $\hat{P}_{об}(2) = 0{,}95$, $\hat{P}_{об}(3) = 0{,}90$.

Ошибка определения положения d принимала значения в интервале от 0,3 до 0,5 м со средним значением $d_{ср}$ = 0,4 м. Модификация алгоритма 1 проверялась на примере движения объектов в условиях моделирования алгоритма 1. При этом период T = 10 с разделялся на два полупериода длительностью $T_1 = 5$ с и $T_2 = 5$ с. Частота обнаружения объектов не опускалась ниже 0,95, а точность оценок положения повысилась в два раза: $d_{ср}$ = 0,2 м, $d \in$ (0,1 – 0,3 м). Это объясняется повышением точности оценок скорости за счет увеличения времени между фиксациями ортов в соседних полупериодах.

При моделировании алгоритма 2 период T = 10 с разделялся на 5 частей, каждая часть длительностью $T_i = 2$ с, $i = \overline{1,5}$. Результаты получались близкими к алгоритму 1 и его модификации.

Моделирование алгоритма 3 показало его большую устойчивость к изменению условий наблюдения в сравнении с алгоритмами 1 и 2. В благоприятных для алгоритмов 1 и 2 условиях наблюдения алгоритм 3 проигрывает им по точности примерно на 10%.

Алгоритм 3 сравнивался также с подобным ему альтернативным алгоритмом [5], не учитывающим смещение ΔM_1 при вычислении оценок дальностей. Выигрыш алгоритма 3 в точности оценок координат и вероятности обнаружения (при числе объектов $m > 3$) по сравнению с альтернативным алгоритмом составляет примерно 20%.

7. Заключение

В пассивных системах наблюдения учет динамических свойств объектов при вычислении оценок дальности и скорости дает определенный выигрыш в точности оценок пространственных координат и вероятности обнаружения всех объектов. Это достигается учетом смещения вектора координат за время фиксации угловых направлений на объекты в сопряженных парах приемников. Предложенные алгоритмы и их модификации позволяют учесть динамические свойства объектов на основе решения системы алгебраических уравнений с учетом моментов времени фиксации векторов направлений на объекты. Решение осуществляется за один или два периода наблюдения. Однако из-за неустойчивости процедур обращения матриц реализация алгоритмов требует определенных условий наблюдения, что не всегда возможно осуществить на практике. Предложен алгоритм, более устойчивый к изменению условий наблюдения, но несколько менее точный, в котором решение осуществляется в последовательности нескольких периодов наблюдения. Алгоритмы могут найти применение в существующих пассивных (антенных или оптических) системах наблюдения за объектами.

Литература

1. Пассивная радиолокация: методы обнаружения объектов / под ред. Р. П. Быстрова и А. В. Соколова. М.: Радиотехника, 2008. 320 с.

2. Цифровая обработка изображений в информационных системах: учеб. пособие / И. С. Грузман, В. С. Киричук и др. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2002. 352 с.
3. Гладун В. В. Система ближнего пассивного радиовидения 3-мм диапазона / Гладун В. В., Котов А. В., Криворучко В. И., Павлов Р. А., Пирогов Ю. А., Тищенко Д. А. // Журнал радио электроники. 2010. № 7. С. 1 – 13.
4. Клочко В. К., Гудков С. М. Пространственно-временная обработка изображений объектов в пассивной системе радиовидения // Автометрия. 2018. № 4. С. 35 – 42.
5. Клочко В. К., Гудков С. М. Алгоритм оценивания параметров изображений объектов по данным радиометрических наблюдений // Цифровая обработка сигналов. 2017. № 4. С. 20 – 22.

REFERENCES

1. Passive radar-location: methods of detection of objects / under the editorship of R. P. Bystrov and A. V. Sokolova. M.: Radio engineering, 2008. 320 p.
2. Digital image processing in information systems: studies. grant / I. S. Gruzman, V. S. Kirichuk, etc. Novosibirsk: NGTU publishing house, 2002. 352 p.
3. Gladun V. V. Sistema of near passive radiovision of 3-mm range / Gladun V. V., Kotov A. V., Krivoruchko V. I., Pavlov R. A., Pirogov Yu. A., Tyshchenko D. A. //Log of radio electronic engineers. 2010. No. 7. P. 1 – 13.
4. Klochko V. K., Gudkov S. M. Spatio-temporal image processing objects in the passive system of radiovision //Avtometriya. 2018. No. 4. P/ 35 – 42.
5. Klochko V. K., Gudkov S. M. Algoritm of estimation of parameters of images of objects according to radiometric observations // Digital signal processing. 2017. No. 4. P. 20 – 22.

СИНТЕЗ ЭЛЕМЕНТОВ ТРОИЧНОЙ ЛОГИКИ НА ОСНОВЕ ОБЪЕМНОГО МНОГОКАНАЛЬНОГО ОРГАНИЧЕСКОГО RGB ДИОДА

А.М. Бобрешов, Е.В.Золотухин, А.Г.Кошелев

Воронежский Государственный Университет (ВГУ), г.Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. Рассмотрен метод кодировки цветов с помощью троичной логики на основе многоканального объемного органического RGB диода, позволяющий выполнять несколько троичных операций одновременно. Кроме того, результат уже выполненной троичной операции после обработки фотодетекторами может поступать в виде напряжения на аноды других сегментов того же диода. За счет этого для реализации последовательности операций понадобится всего лишь один многоканальный излучающий элемент.

Ключевые слова: троичная логика, триттер, многоканальный светоизлучающий диод, троичный оптический процессор, RGB-воксел.

SYNTHESIS OF ELEMENTS OF FIGURATIVE LOGIC ON THE BASIS OF VOLUME MULTICHANNEL ORGANIC RGB THE DIODE

A.M.Bobreshov, E.V.Zolotuhin, A.G.Koshelev

The Voronezh State University (ВГУ), Voronezh, the Russian Federation

Abstract. The method of the coding of colours by means of figurative logic on the basis of multichannel volume organic RGB the diode is offered, allowing to carry out some figurative operations simultaneously. Besides, the result of already executed figurative operation after processing by photodetectors can arrive in the form of pressure on anodes of other segments of the same diode. At the expense of it for realisation of sequence of operations one radiating element is required only.

Keywords: the figurative logic, триттер, multichannel светоизлучающий the diode, the figurative optical processor, RGB-voksel.

1. Введение

Переход к цифровым методам и устройствам обработки, хранения и передачи видеоинформации, обусловленный, прежде всего, прогрессом в области создания новых технологий производства высокоэффективных изделий электронной техники, позволил значительно улучшить качество воспроизводимого изображения, увеличить число телевизионных программ, расширить диапазон исследований в области создания телевизоров и дисплеев нового поколения, включая трехмерные.

Однако наряду с повышением технически-экономических характеристик вышеупомянутых устройств существенно возрос и объем обрабатываемой и передаваемой ими информации. Например, для обработки и передачи трехмерных изображений, содержащих в глубину экрана сотни слайсов (слоев или кадров), использование традиционной двоичной системы счисления, становится малоэффективным. За последнее десятилетие для увеличения скорости вычислений и передачи информации, а также для цифровой и оптической реализации недвоичных арифметических операций применялись разные представления недвоичных чисел,

таких как многозначные числа с фиксированной запятой, числа системы остаточных классов, избыточные числа и знаковые числа [1].

Анализ опубликованных материалов позволяет утверждать, что одно из направлений исследований на сегодняшний день – построение алгоритмов обработки данных на основе троичной логики, а также создание на их основе новых типов цифровых устройств, в особенности квантовых и оптических компьютеров.

2. Сравнение двоичной и троичной логики

Целесообразность применения троичной логики исходит из того, что согласно теории [2], наибольшей удельной плотностью записи информации обладает система счисления с основанием равным основанию натуральных логарифмов, то есть равным числу Эйлера (e = 2,71…). В ней также приведено доказательство теоремы о представлении некоторого числа n минимальным набором символов в определенной системе счисления. С математической точки зрения доказательство сводится к поиску экстремума функции

$$f(x) = x^{\frac{n}{x}}, \tag{1}$$

где n представляется минимальным набором символов в определенной системе счисления.

На рисунке 1 приведен график этой функции для n = 8. Из него следует, что из целочисленных систем счисления наибольшей плотностью записи информации обладает троичная система счисления. Поэтому при одинаковом числе аппаратных элементов - инверторов, троичные ЭВМ (компьютеры) имеют большую удельную ёмкость памяти и большую удельную производительность процессора, чем двоичные компьютеры.

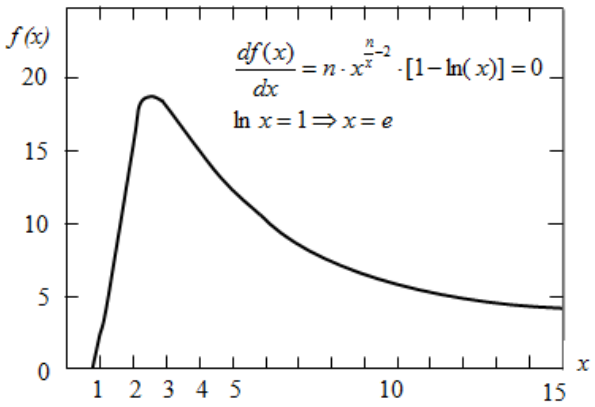


Рис. 1. Функция, характеризующая компактность систем счисления по основанию x

Так, опираясь на данное утверждение, ученым МГУ Н.П. Брусенцовым, в 60-х годах прошлого века был разработан первый в мире уникальный троичный компьютер [2- 4].

Основные характеристики, определяющие ценность троичного кода и трехзначной логики по сравнению с двоичной логикой [5]:

- Меньшее число разрядов, необходимое для представления числа.

- Троичная система счисления вмещает больший диапазон чисел.
- Экономичность системы счисления при ее практической реализации.

Преимущество троичного представления данных, по сравнению с двоичным по всем этим пунктам, можно показать на примере преобразования аналогового сигнала в цифровой код. Для этого рассмотрим и сравним динамический диапазон троичного и двоичного аналого-цифровых преобразователей (АЦП).

Интервал квантования определяется как:

$$\Delta_2 = \frac{U_{\text{оп}}}{2^N - 1}, \Delta_3 = \frac{U_{\text{оп}}}{3^N - 1} \quad (2)$$

Для двоичного и для троичного АЦП, соответственно, где $U_{\text{оп}}$ – опорное напряжение, N – разрядность АЦП. Мощности шума квантования соответственно для двоичного и для троичного АЦП имеют вид:

$$\overline{U_2}^2 = \frac{{\Delta_2}^2}{12}, \overline{U_3}^2 = \frac{{\Delta_3}^2}{12} \quad (3)$$

Среднеквадратичный шум троичного АЦП на основе формул (2) и (3) определяется как:

$$\sqrt{\overline{U_3}^2} = \frac{\Delta_2 * (2^N - 1)}{2 * \sqrt{3} * (3^N - 1)} \quad (4)$$

Максимальный сигнал для троичного АЦП есть:

$$U_{3max} = \frac{3^{N-1} * \Delta_3}{\sqrt{2}} = \frac{3^{N-1} * \Delta_3 * (2^N - 1)}{(3^N - 1)} \quad (5)$$

На основании соотношений (4) и (5) динамический диапазон троичного АЦП можно оценить, как:

$$DD_3 = 3^{N-1} * \sqrt{6} = 3^N * \sqrt{2/3},$$

что в логарифмической шкале записывается в виде:

$$DD_3 = 9{,}54 * N - 1{,}76 \text{ [дБ]} \quad (6)$$

Для динамического диапазона двоичного АЦП справедливо известное соотношение:

$$DD_2 = 6{,}02 * N - 1{,}76 \text{ [дБ]} \quad (7)$$

На основании (6) и (7) можно сделать вывод: для представления данных с одинаковой точностью требуется в 1,58 раза меньше троичных разрядов, чем двоичных. Снижение числа разрядов в устройстве последовательного действия за счет троичного представления данных приводит к уменьшению времени выполнения операций примерно в 1,5 раза по сравнению с двоичным кодированием, что, например, в случае матричного умножителя, обусловлено уменьшением числа последовательных сложений.

В таблице 1 приведены характеристики двоичных и троичных АЦП.

Таблица 1. Сравнение троичных и двоичных АЦП

	Разрядность	Количество дискретных значений	Диапазон входных значений	Разрешение по напряжению, В (шаг квантования)
Двоичное АЦП	8 бит	$2^8 = 256$ (0…255)	(0-1)В	0,039
Троичное АЦП	8 трит	$3^8 = 6561$ (0…6560)	(0-1)В	$1{,}5\times10^{-4}$
Троичное АЦП	5 трит	$3^5 = 243$ (0…242)	(0-1)В	0,043

Минимальная единица информации в троичной системе счислении получила название трит. Значения трита могут быть различны, например: 0,1,2 либо –1,0,+1.

Таким образом, троичное кодирование целесообразно использовать в системах приема и передачи информации, например, для кодирования сигнала изображения, так как весь его спектр формируется с помощью трех основных базовых цветов – красного, зеленого и синего [6].

3. Цветовая кодировка троичных сигналов

В 2000 году Джин Йи разработал архитектуру троичного оптического компьютера использующего интенсивность света и поляризацию для обозначения тритовых символов: 0, 1, 2. По сравнению с обычными в оптическом компьютере практически полное отсутствует затухание сигналов. Для передачи информации используется поляризация света. Горизонтальная поляризация используется для представления 2, вертикальная – 1, а отсутствие излучения – 0. Преобразования сигналов осуществляются с помощью модулятора и демодулятора [1].

Модулятор включает в себя два жидкокристаллических слоя (LC_1 и LC_2) и поляриметр (РО), как показано на рисунке 2. При подключении жидкокристаллическим слоям управляющего напряжения происходит изменение поляризации света на 90º. Предположим, что источник испускает свет с вертикальной поляризацией, который проходит через поляриметр. Таким образом, при отсутствии управляющего напряжения через модулятор проходит сигнал 1. Если на LC_2 подать управляющее напряжение, то на выходе модулятора будет сигнал 2. Если управляющее напряжение подается на LC_1, то на выходе модулятора будет наблюдаться отсутствие света, то есть сигнал 0 [1].

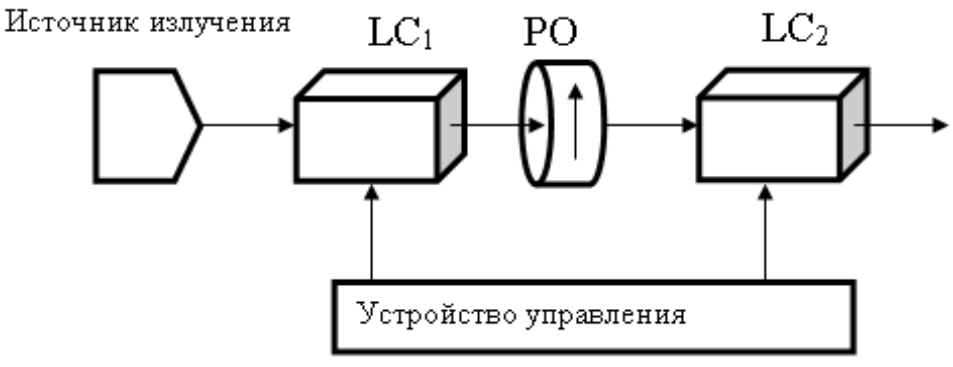


Рис. 2. Модулятор троичного оптического компьютера

Демодулятор состоит из призмы Волластона и двух чувствительных элементов SE_1 и SE_2 (см. Рисунок 3). При подаче на приемник сигнал с вертикальной поляризацией проходит по пути 1 и зажигает элемент SE_1. Сигнал с горизонтальной поляризацией, пройдя путь 2, зажигает элемент SE_2. Таким образом, активный элемент SE_1 свидетельствует о получении сигнала 1, а SE_2 – сигнала 2. Если оба элемента не активны, то получен сигнал 0.

На основе вышеописанных исследований была разработана еще одна модель троичного оптического компьютера – троичный оптический процессор [7]. Он представляет собой новый тип компьютера, который использует три базовых световых состояния (отсутствие света и два типа поляризованного светового излучения с ортогональной поляризацией) для передачи информации и использует изменение этих состояний для выполнения логических операций.

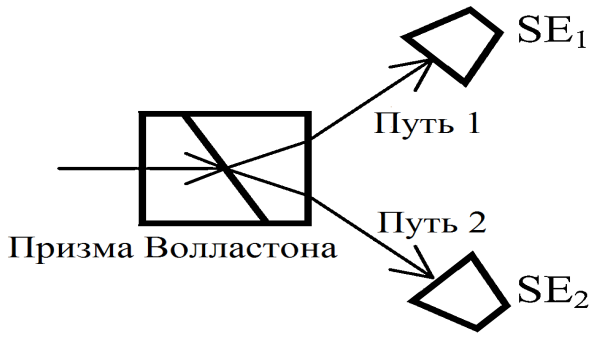


Рис. 3. Демодулятор троичного оптического компьютера

Выполнение арифметических операций реализовано на основе системы {-1, 0, 1} со старшим значимым разрядом. Вертикально поляризованный свет обозначает 1, горизонтально поляризованный – -1, а отсутствие излучения – 0 [8, 9]. Троичный оптический процессор выполнен из 2-х мерной световой решетки, кодера, вычислителя и декодера. Кодер выполнен из двух поляризующих и двух жидкокристаллических слоев, вычислитель – из двух поляризаторов и жидкокристаллического слоя (белым цветом отмечен вертикальный поляризатор, а черным – горизонтальный). Все три компонента выполнены из плотно подогнанных друг к другу слоев одинакового размера [10, 11].

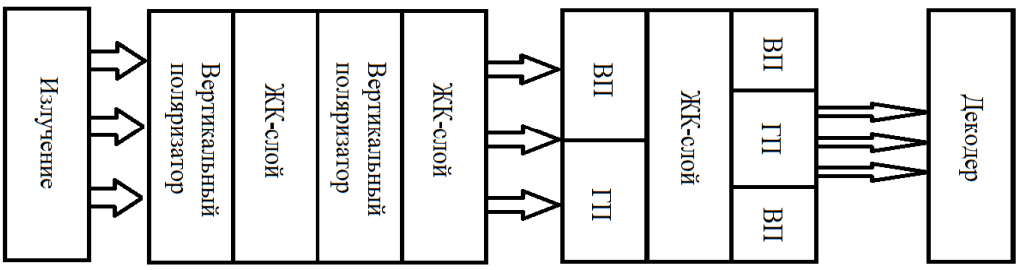


Рис. 4. Троичный оптический процессор

В связи с этим авторами данной работы была предложена еще одна возможная реализация троичной логики на оптических элементах. В качестве источника формирования цвета используется светоизлучающий диод, поэтому используется

цветовая кодировка тритовых символов. Базовыми компонентами такой модели являются три цвета излучений - красный, зеленый, синий. Каждому базовому цвету присваивается соответствующий тритовый символ, например, красному – (1), зеленому – (0), синему (-1) (Таблица 2).

Основой троичных элементов, использующих такую кодировку является многоканальный объемный органический светодиод (воксел) [12]. Особенности его конструкции позволяют реализовать ряд преимуществ при разработке троичных элементов. Во-первых, за счет многоканальности один воксел может выполнять несколько троичных операций одновременно.

Таблица 2. Вариант кодировки цветов с помощью троичной логики

Цвет	**Обозначение**	**Кодировка**
Синий	B	0
Зеленый	G	1
Красный	R	2

Во-вторых, результат уже выполненной троичной операции после обработки фотодетекторами может поступать в виде напряжения на аноды других сегментов того же воксела. За счет этого для реализации последовательности операций нам понадобится всего лишь один излучающий элемент. Рассмотрим это на примере реализации простейших логических операций. Рассмотрим таблицы истинности логических операций «И» (Таблица 3), «ИЛИ» (Таблица 4) и НЕ (Таблица 5), операции выбора и модификации (Таблица 6, Таблица 7).

Таблица 3. Таблица истинности для троичного логического умножения

X^Y	**0**	**1**	**2**
0	0	0	0
1	0	1	1
2	0	1	2

Таблица 4. Таблица истинности для троичного логического сложения

X$^{\vee}$Y	**0**	**1**	**2**
0	0	1	2
1	1	1	2
2	2	2	2

Таблица 5. Таблица истинности для логического отрицания

X	**NOT^{0}X**	**NOT^{1}X**	**NOT^{2}X**
0	0	2	1
1	2	1	0
2	1	0	2

Таблица 6. Таблица истинности для операции выбора

X	**S^0X**	**S^1X**	**S^2X**
0	2	0	0
1	0	2	0
2	0	0	2

Таблица 7. Таблица истинности для операции модификации

X	**INCX**	**DECX**
0	1	2
1	2	0
2	0	1

Если сопоставить результаты выполнения логической функции «И» с цветовой кодировкой сигналов, то можно заметить, что в результате логического умножения двух сигналов получается сигнал, которому соответствует цвет с меньшей длиной волны. Таким образом, троичный элемент, выполняющий операцию «И» будет включать в себя два RGB-канала ОМОСИД, на которые будут поступать значения аргументов, еще один канал для вывода результатов, фотодетекторы R1, R2, G1, G2, B1, B2, а также 4 оптических переключателя (см. рисунок 5). На сегменты многоканального светодиода приходят сигналы, которые проходят через оптические переключатели, а затем попадают на соответствующие фотодетекторы. Управляющие сигналы на оптические переключатели поступают от соответствующих сегментов ОМОСИД. Переключатели 1 и 2 управляются сигналами от сегментов G и B канала B, а переключатели 3, 4 – от фотодетекторов G и B канала A. Если хотя бы один из аргументов соответствуют синему цвету, то сигнал сразу поступает на анод синего сегмента выходного канала и одновременно блокирует сигналы G и R другого канала с помощью переключателей 1 и 2. Когда ни один из аргументов не соответствуют синему цвету, то в случае соответствия одного из аргументов зеленому цвету, он проходит на фотодетектор G1 или G2 и блокирует сигнал красного цвет с помощью переключателей 2 или 4. Например, пусть на канал A излучает свет с длиной волны соответствующей зеленому цвету, а канал B – красный. Тогда сигнал с канала A попадает на детектор G1, а также запирает переключатель 4 и препятствует прохождению красного сигнала с канала B. Так как от фотодетектора R2 ничего не поступает, то сигнал от G1 попадает на выходной канал. Это и будет результатом выполнения операции логического умножения.

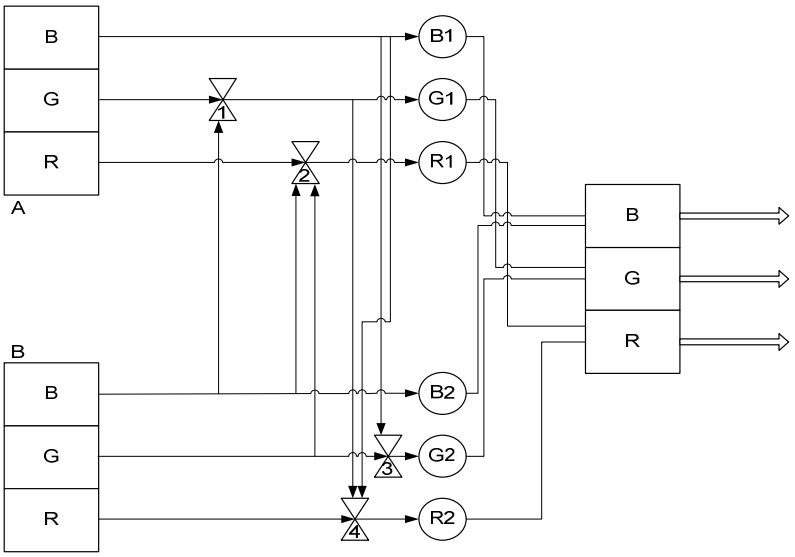


Рис. 5. Функциональная схема логического троичного элемента «И» на основе многоканального RGB-воксела

В результате логического сложения получается сигнал, которому соответствует цвет большей длины волны, поэтому по принципу действия элемент «ИЛИ» не будет отличаться от элемента «И», изменится только функциональная схема, в которой поменяются местами части, обрабатывающие красное и синее излучение (см. рисунок 6).

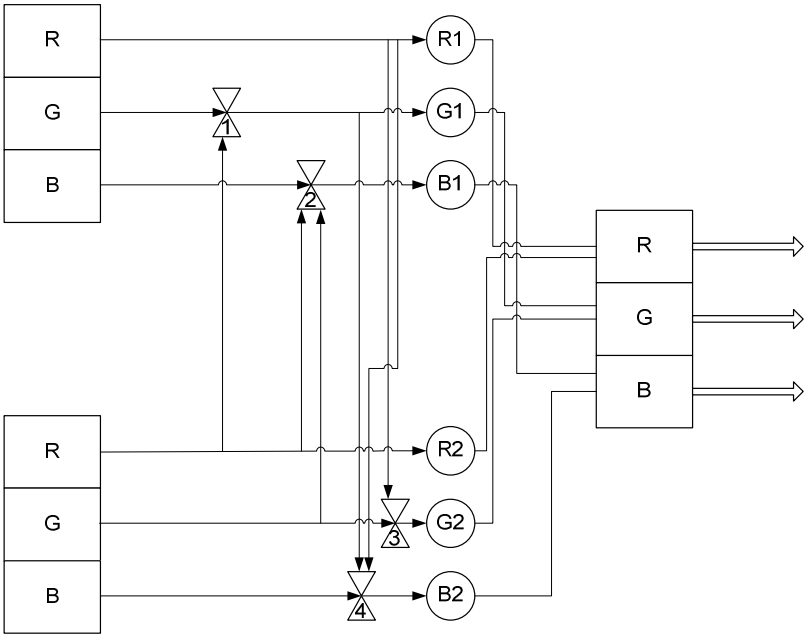


Рис. 6. Функциональная схема логического троичного элемента «ИЛИ» на основе многоканального RGB-воксела

При реализации функции «НЕ» следует учитывать, что существует три варианта функции троичной инверсии, в каждом из которых одно из состояний не претерпевает никаких изменений. Таким образом, инвертирующий элемент состоит из входного и

выходного RGB-каналов и 3 фотодетекторов R2, G2, B2. Тот сигнал, который не инвертируется, сразу попадает на выходной канал. На один из сегментов будут поступать обрабатываемые сигналы. То состояние, которое не инвертируется сразу же доступно для дальнейшей обработки. Инвертируемые сигналы попадают на соответствующие фотодатчики, затем преобразуются в электрические импульсы и подаются на каналы другого сегмента, которые соответствуют уже инвертированным состояниям. Например, пусть состояние 0 (B) не инвертируется. Сигнал, соответствующий состоянию 1 (G) после фотодетектора попадает на сегмент R, а сигнал 2 – на сегмент G (см. рисунок 7).

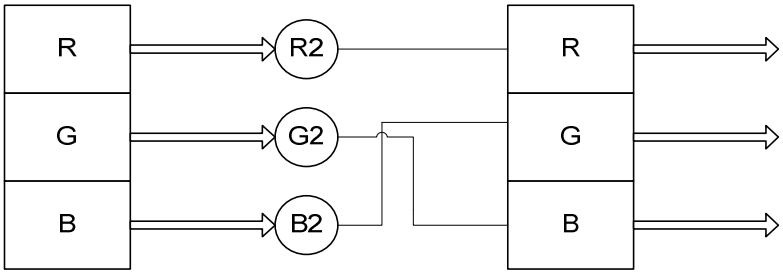


Рис. 7. Функциональная схема логического троичного элемента «НЕ» на основе многоканального RGB-воксела

Элемент, реализующий функцию выбора, состоит из входного RGB-канала, выходного R-сегмента и трех оптических переключателей (см. рисунок 8). С помощью оптических переключателей на выходной сегмент попадает только то значение сигнала, которое необходимо выбрать. То есть, если реализуется функция выбора S^0X, то контрольный сигнал подается только на переключатель 3.

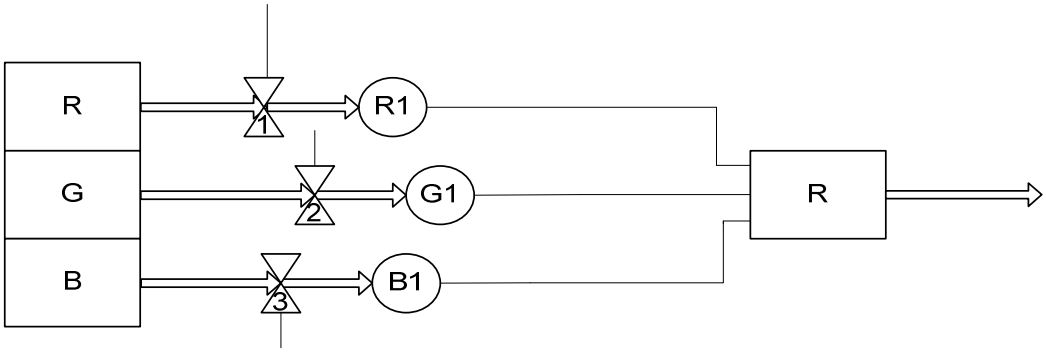


Рис.8. Функциональная схема логического троичного элемента «НЕ» на основе многоканального RGB-воксела

Элемент модификации (циклического отрицания) состоит из 3 светофильтров, входного и выходного RGB-каналов. Каждый канал сегмента, соответствующего преобразуемым сигналам, соединяется через фотодетектор с теми каналами второго сегмента, которые соответствуют уже измененным сигналам (см. рисунок 9).

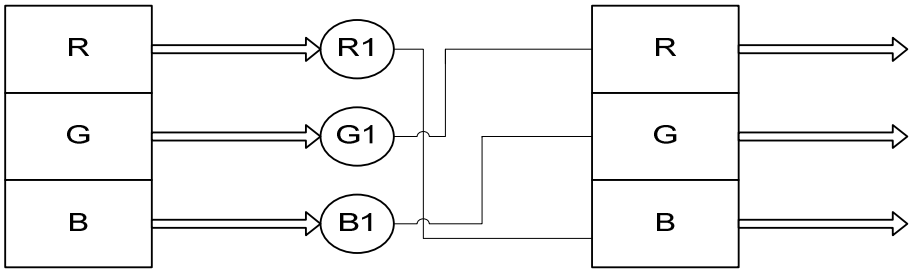


Рис. 9. Функциональная схема логического троичного элемента модификации (циклического отрицания) на основе многоканального RGB-воксела

От простых элементов перейдем к более сложным. В обоих рассмотренных выше примерах оптической реализации троичной логики были рассмотрены троичные сумматоры на оптических элементах. Попробуем реализовать троичный сумматор на основе ОМОСИД и сравнить его конструкцию и эффективность с аналогами. Таблица истинности для операции сложения представлена ниже (Таблица 8).

На рисунке 10 представлен троичный оптический сумматор, предложенный Джином Йи. Он работает по следующей схеме: когда сигнал, который приходит на вход a нулевой, т.е. a=0, тогда сигнал b проходит через LC2 и kc. Таким образом, мы имеем: d=b (0, 1, 2) и c=0. Соответственно, когда b=0, то d=a (0, 1, 2) и c=0.

Если a=1, то вертикально поляризованный свет проходит через v1 и LC3 и подает контрольный сигнал на k2, препятствуя попаданию сигнала с входа b на выход d. Когда b=1, то вертикально поляризованный свет проходит через v2 и посылает контрольный сигнал на LC1, что приводит к изменению поляризации проходящего через LC1 света. Сигнал a изменит свою поляризацию на горизонтальную, и на выходе d появится сигнал, соответствующий значению d=2. При этом сигнал a не пройдет через горизонтальный поляриметр h4, следовательно, c=0.

Таблица 8. Таблица истинности для операции сложения (в троичном виде и с примененной цветовой кодировкой)

a	**b**	**d**	**c**	**a**	**b**	**d**	**c**
0	0	0	0	B	B	B	B
0	1	1	0	B	G	G	B
0	2	2	0	B	R	R	B
1	0	1	0	G	B	G	B
1	1	2	0	G	G	R	B
1	2	0	1	G	R	B	G
2	0	2	0	R	B	R	B
2	1	0	1	R	G	B	G
2	2	1	1	R	R	G	G

Если b=2, то на переключатели k1 и k2 приходят контрольные сигналы, что препятствует прохождению сигналов на выход d (d=0). В то же время на LC3 и LC4 приходят управляющие сигналы с входа b, и при прохождении через них сигнал a

дважды меняет свою поляризацию, возвращаясь к вертикальной. Таким образом, состояние выхода c=1 возможно только при подаче на входы сигналов d=2 и a=1 [1].

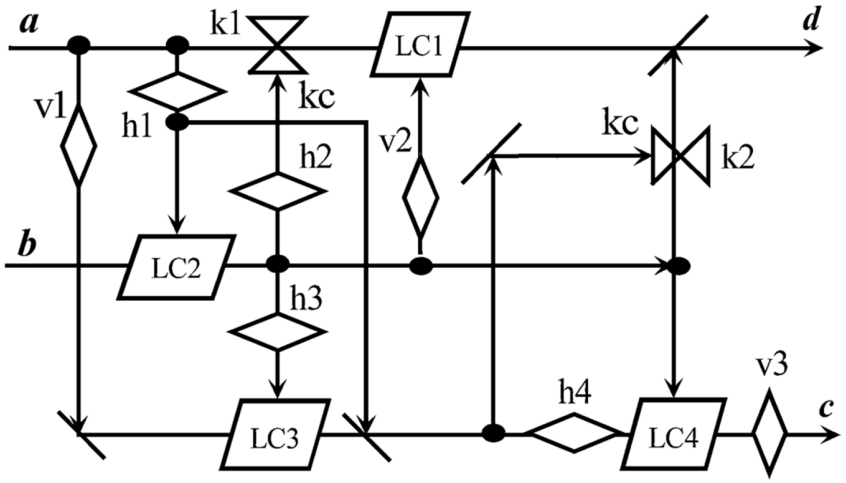


Рис. 10. Троичный оптический сумматор Джина Йи

Рассмотрим сумматор на основе ОМОСИД. Для удобства будем рассматривать результат суммирования и результат переноса в следующий разряд независимо друг от друга. Рассмотрим сначала схему переноса в следующий разряд (Рисунок 11). Из Таблицы 8 видно, что только в трех наборах аргументов с принимает значение, отличное от 0. Таким образом, часть сумматора, отвечающая за перенос значения в следующий разряд, будет состоять из фотоэлементов R1, G1, B1, G2, B2a также оптических переключателей 1, 2 и 3. В случае, если хотя бы один из входных аргументов соответствует синему цвету, то сигнал после прохождения через фотодетектор подается на синий сегмент выходного канала. Когда оба аргумента равны 1, то дин из сигналов активирует переключатель 3, а второй сначала попадает на фотодетектор G2, а потом – на синий сегмент выходного канала. Если реализуется один из трех наборов аргументов, при которых выходное значение отлично от 0, то в зависимости от набора активируется переключатель 1(активируется сигналами a=1 или a=2) или переключатель 2(активируется сигналом a=2). Если активирован переключатель 1, то сигнал b=2 попадает на фотодетектор R1, а потом на зеленый сегмент выходного канала. Если активен переключатель 2, то сигнал b=1 попадает на детектор G1, а потом на зеленый сегмент выходного канала.

4. Троичная запоминающая ячейка —триттер

В двоичной логике нашли применение триггерные схемы с различной структурной организацией. Естественно предположить, что и в троичной логике должна существовать аналогичная запоминающая ячейка (трёхстабильный элемент хранения). Троичная запоминающая ячейка называется триттером. Данный неологизм вводится для краткости и удобства обозначения трёхстабильных элементов хранения [12-13]. Таким образом, триттер — это элемент хранения тритта.

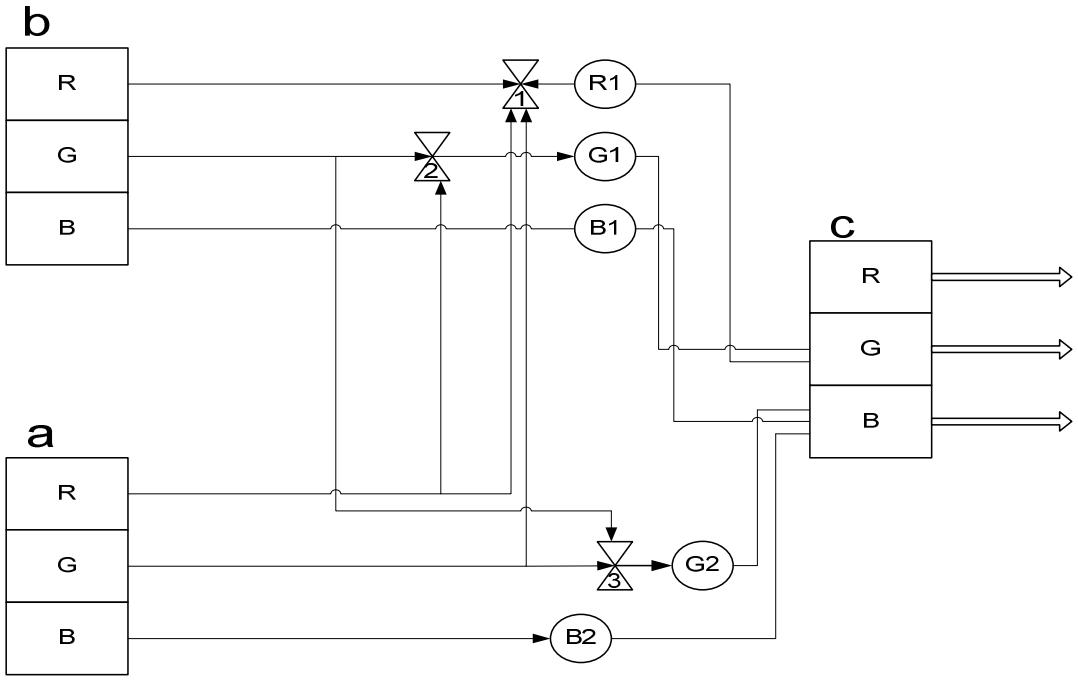


Рис. 11. Модуль переноса в следующий разряд троичного оптического сумматора

Для примера рассматривается следующая структура триттера (Рис.3), построенная на троичных элементах, реализующих функцию Вебба [13]. Функция Вебба (называемая также Стрелкой Пирса) эквивалентна операции «ИЛИ-НЕ».

Причем в качестве логического «НЕ» рассматривается модификация, а именно инкремент. (Таблица 7) [12].

Из приведенных выше таблиц истинности троичных функций «ИЛИ» и «НЕ» можно получить соответствующую таблицу для функции Вебба (Таблица 9).

Триттер имеет три входа R, M, S, и три выхода 1Q, 2Q, 3Q, состояния которых определяются соответствующим входом и функцией циклического отрицания. По входу R (reset) триттер устанавливается в состояние 012; по входу S (set) триттер устанавливается в состояние 120; по входу M (minus) триттер устанавливается в состояние 201.

Таблица 9. Функция Вебба

a	**b**	**a↓b**
0	0	1
0	1	2
0	2	0
1	0	2
1	1	2
1	2	0
2	0	0
2	1	0
2	2	0

Переход из любого текущего состояния в одно из двух других состояний реализуется изменением 0 → 2 одного из входов.

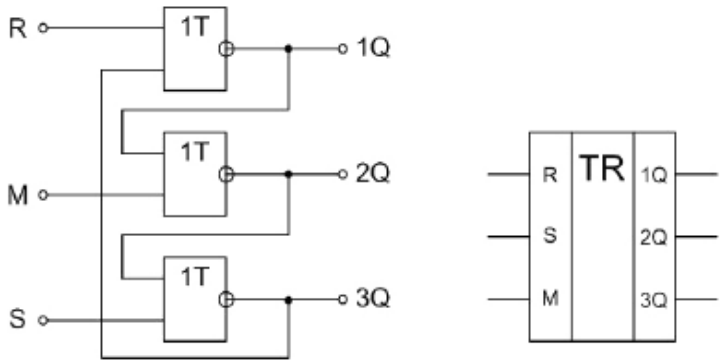


Рис. 12. Логическая схема триттера и его условное обозначение

Все переходы триттера представлены в таблице 10.

Таблица 10. Таблица переходов триттера

Время t						Время t+1			Примечание
R	M	S	1Q	2Q	3Q	1Q	2Q	3Q	
0	0	0	0	1	2	0	1	2	Хранение
1	0	0	0	1	2	0	1	2	Хранение
2	0	0	0	1	2	0	1	2	Хранение
0	0	1	0	1	2	0	1	2	Хранение
1	0	1	0	1	2	0	1	2	Хранение
2	0	1	0	1	2	0	1	2	Хранение
0	0	2	0	1	2	1	2	0	Уст. в 1
0	1	0	0	1	2	1	2	0	Уст. в 1
0	2	0	0	1	2	2	0	1	Уст. в 2
0	0	0	1	2	0	1	2	0	Хранение
0	1	0	1	2	0	1	2	0	Хранение
0	0	1	1	2	0	1	2	0	Хранение
0	1	1	1	2	0	1	2	0	Хранение
0	0	2	1	2	0	1	2	0	Хранение
0	1	2	1	2	0	1	2	0	Хранение
2	0	0	1	2	0	0	1	2	Уст. в 0
0	2	0	1	2	0	2	0	1	Уст. в 2
1	0	0	1	2	0	2	0	1	Уст. в 2
0	0	0	2	0	1	2	0	1	Хранение
0	1	0	2	0	1	2	0	1	Хранение
0	2	0	2	0	1	2	0	1	Хранение
1	0	0	2	0	1	2	0	1	Хранение
1	1	0	2	0	1	2	0	1	Хранение
1	2	0	2	0	1	2	0	1	Хранение
0	0	1	2	0	1	0	1	2	Уст. в 0
2	0	0	2	0	1	0	1	2	Уст. в 0
0	0	2	2	0	1	1	2	0	Уст. в 1

5. Триттер на основе трехсегментного RGB ОМОСИД-устройства

Рассмотрим теперь возможное устройство троичного триггера на основе ОМОСИД. За основу возьмем переходы и состояния триттера, описанного выше. За основные состояния также принимаются 012, 120 и 201. В качестве троичного триггера будет использоваться трехсегментный ОМОСИД или воксел, состоящий из 3-х RGB-секций и система светофильтров (рисунок 13). Эквивалентная схема устройства представлена на рисунке 14.

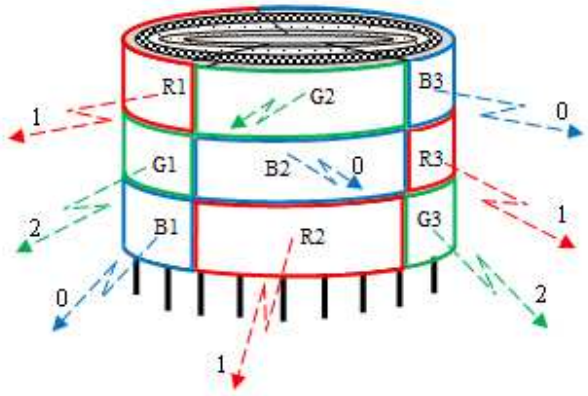


Рис. 13. Трехсегментный воксел из 3-х RGB-секций

К каждой секции относится группа светофильтров, настроенных на красный, синий и зеленые цвета. Одна секция воксела соответствует одному выходному состоянию, т.е. имеются три RGB-секции, в которых сегменты расположены в такой последовательности, чтобы цветовая кодировка сегмента соответствовала одному из выходных состояний (Таблица 11).

На секции одновременно подаются данные. Переключение состояния происходит при приходе сигнала нужного уровня на красный сегмент соответствующей секции, от воксела сигнал приходит на красный светофильтр, который, в свою очередь, активирует остальные связанные с ним светофильтры. Они считывают состояние с активной в данный момент времени секции. На остальные секции в свою очередь тоже могут приходить данные, но только сигнал заданного уровня на красном сегменте секции сделает ее активной. Триггер сохраняет свое состояние до тех пор, пока на красный сегмент какой-либо другой секции не приходит новый сигнал. За начальное состояние по умолчанию принимается состояние 012.

Таблица 11. Соответствие RGB-секций выходным состояниям

Порядок расположения секций	Выходное состояние
BGR	012
GRB	120
RBG	201

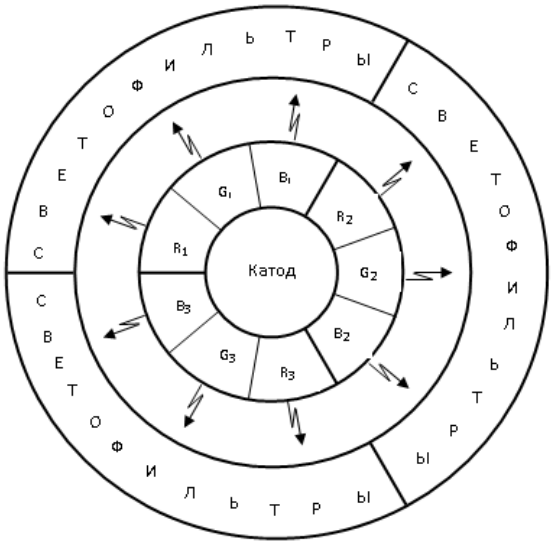


Рис. 14. Эквивалентная схема формирования RGB потоков для троичного счисления на основе трехсегментного ОМОСИД-устройства, состоящего из трех RGB-секций

Считывание информации с активного сегмента происходит в порядке, соответствующем троичному обозначению состояния. Например, если активен сегмент, отвечающий за состояние 012, то данные считываются сначала с синего, потом с зеленого, а потом с красного сегмента.

Принципиальная схема троичного триггера на основе ОМОСИД представлена на рисунке 15. Достоинством такой схемы построения триттера является более простая конструкция, а также потенциальная гибкость конструкции за счет использования возможностей воксела (например, сокращение числа G и B-сегментов за счет использования электромеханического вращения воксела и следующее за этим сокращение системы светофильтров).

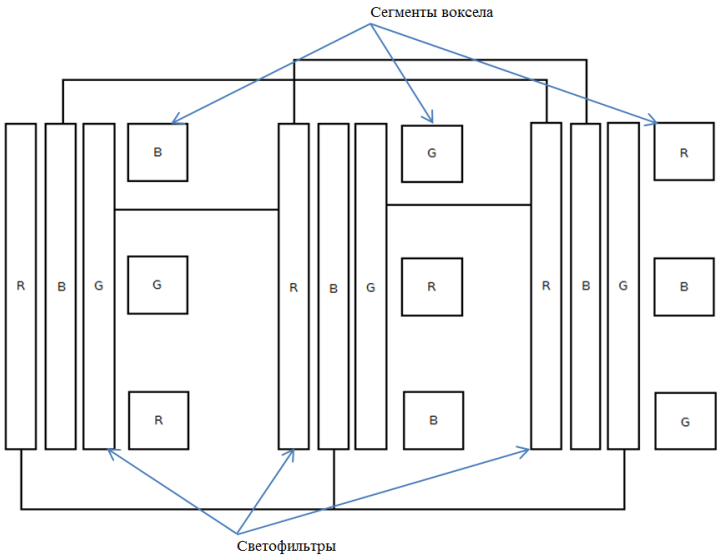


Рис. 15. Принципиальная схема троичного триттера на основе ОМОСИД

Недостатком данной модели троичного триттера является более сложная система обработки поступившей от него информации, так как приемному устройству необходимо будет знать алгоритмы приема в зависимости от тех светофильтров, с которых приходят данные.

6. Заключение

Проведен анализ архитектуры троичного оптического компьютера использующего интенсивность света и поляризацию для обозначения тритовых символов: 0, 1, 2, в котором, по сравнению с обычными практически полностью отсутствует затухание сигналов и предложено устройство троичного триггера на основе объемного многоканального органического светоизлучающего RGB диода, позволяющего выполнять несколько троичных операций одновременно.

Литература

1. JinYi, Он Huacan, LuYangtian, “Троичная Оптическая Архитектура ЭВМ”, Physica Написанный. Издание T118, 98-101, 2005
2. Использование троичного кода и трёхзначной логики в цифровых машинах: научный отчет / Н.П. Брусенцов — М.: Изд-во ВЦ МГУ, 1969. — 27 с. — №24-ВТ.
3. Фомин С. В. Системы счисления / С.В. Фомин. — М.: Издательство «Наука», 1987. — 52 с.
4. Малая цифровая вычислительная машина «Сетунь» / Н.П. Брусенцов, С.П. Маслов, В.П. Розин, А.М. Тишулина. — М.: Издательство Моск. ун-та, 1965. — 145 с.
5. Кушнеров А. Троичная цифровая техника. Ретроспектива и современность // Университет им. Бен-Гуриона, Беэр-Шева. — 2005. — С. 1–5. — Режим доступа: http://314159.ru/kushnerov/kushnerov1.pdf
6. Новаковский С.В. Цвет в цветном телевидении. – Радио и связь, 1988 – с.77-84.
7. Алэа А. Аль-Саффар, Кэбила К. Тэбит, новый дополнительный принцип разработки, основанный на троичном оптическом процессоре, Международном журнале Авансов в Разработке & Технологии, май 2014.
8. Х. Ван, П. Дж. Джи, Л. Мей, З. Шен, и О. Шан," Несут Матричное вектором Умножение на Динамически Переконфигурируемой Оптической Платформе", Прикладная Оптика, 49 (12) 2352-2362, 20-ого апреля 2010.
9. И. Шен, П. Ху, и Х. Ван, "Вычислительная Сложность Арифметики, Основанной на Троичном Оптическом Компьютере", Журнал информации & Вычислительной Науки, 8 (5) 850-857, 2011.
10. Л. Янпинг, П. Дж. Джи, К. Юэнюэн, и Х. Хуи, "Новое Несет без Модель Змеи для Троичного Оптического Компьютера", 10-ый Международный Симпозиум по Распределенному Вычислению и Применениям к Бизнесу, Разработке и Науке, 6. 64-68, 2011.
11. Н. Он, Дж. Пенг, И. Луи, Х. Ван, и К Песни, "Исследование и Дизайн Змеи MSD Троичного Оптического Компьютера", Спрингер - V ICAIC-228, 413-420, 2011.
12. Кошелев А.Г., Бобрешов А.М., Золотухин Е.В. Органический светоизлучающий диод. Патент RU № 2548603. Опубл. 24.04. 2015, Бюл. № 11.
13. .Данилов В.В. Троичная запоминающая ячейка и троичные триггеры / В.В. Данилов, Б.Н. Ковригин, Е.В. Чепин. — Москва: ТРУДЫ МФТИ. — Том 2, № 3, 2010. — 220 с.
14. Галалу В.Г. ПКН для троичной системы счисления // Материалы Международной научной конференции “Оптимальные методы решения научных и практических задач”. – 2004. – Ч. 3. – С. 11-16.

References

1. JinYi, He Huacan, LuYangtian, “Ternary Optical Computer Architecture”, Physica Scripta. Vol. T118, 98–101, 2005

2. Use of a figurative code and the three-value logic in digital cars: the scientific report / N.P.Brusentsov - M: Moscow State University Publishing house VTS, 1969. - 27 p. - №24-BT.
3. Fomin S.V. of Notation / S.V.Fomin. - M: publishing house "Science", 1987. - 52 with.
4. Small digital computer "Сетунь" / N.P.Brusentsov, S.P.Maslov, V.P.Rozin, A.M.Tishulina. - M: Publishing house Mosk. Un y, 1965. - 145 p.
5. Kushners And. The figurative digital technics. A retrospective show and the present//University of Ben-Guriona, Beersheba. - 2005. - p. 1-5. - an access Mode: http://314159.ru/kushnerov/kushnerov1.pdf
6. Novakovsky S.V.colour in colour television. - radio and communication, 1988 - s.77-84.
7. Alaa A. Al-Saffar, Qabeela Q. Thabit, A new addition design principle based on ternary optical processor, International Journal of Advances in Engineering & Technology, May, 2014.
8. X. Wang, P. J. Jie, L. Mei, Z. Shen, and O. Shan," Carry Vector-Matrix Multiplication on A Dynamically Reconfigurable Optical Platform", Applied Optics , 49(12) 2352-2362, 20th April 2010.
9. Y. Shen, P. Hu, and H. Wang, "The Computational Complexity of Arithmetic Based on Ternary Optical Computer", Journal of Information & Computational Science, 8(5) 850-857, 2011.
10. L. Yanping, P. J. Jie, C. Yuanyuan, and H. Hui, "A New Carry-Free Adder Model for Ternary Optical Computer", 10th International Symposium on Distributed Computing and Applications to Business, Engineering and Science, 6. 64-68, 2011.
11. H. He, J. Peng, Y. Liu, X. Wang, and K. Song, "Research and Design of A MSD Adder of Ternary Optical Computer", Springer- V ICAIC-228, 413-420, 2011.
12. Koshelev A.G., Bobreshov A.M., Zolotuhin E.V.organic светоизлучающий the diode. Patent RU № 2548603. 24.04. 2015, Bjul. № 11.
13. Danilov of Century of Century the Figurative remembering cell and figurative triggers / V.V.Danilov, B.N.Kovrigin, E.V.Chepin. - Moscow: WORKS МФТИ. - Volume 2, № 3, 2010. - 220 p.
14. Галалу Century ПКН for figurative notation//Materials of the International scientific conference “Optimum methods of the decision of scientific and practical problems”. - 2004. - Ч. 3. - p. 11-16.

АВТОФОКУСИРОВКА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ МЕТОДОМ ОПТИМИЗАЦИИ СУРРОГАТНЫХ КВАДРАТИЧНЫХ ФУНКЦИЙ КАЧЕСТВА

А. А. Монаков

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

Аннотация. Фазовые ошибки, возникающие вследствие траекторных нестабильностей полета носителя, являются причиной значительного ухудшения качества радиолокационных изображений в радиолокаторах с синтезированной апертурой антенны. Бортовые навигационные системы не обеспечивают необходимой для компенсации фазовых ошибок точности измерения траекторных нестабильностей. Поэтому в современных радиолокаторах с синтезированной апертурой обязательным этапом обработки принимаемых сигналов является автофокусировка, которая выполняется путем оценивания и последующей компенсации фазовых ошибок. Для оценки фазовых ошибок часто используются методы поиска оптимума некоторой функции качества радиолокационного изображения. Несмотря на то, что привлекаемые методы поиска являются эффективными, такой способ оценивания труднореализуем при ограниченной мощности бортовых вычислительных средств. Поэтому актуальной является задача синтеза прямых алгоритмов оценивания фазовых ошибок. В статье предлагается алгоритм, основанный на оптимизации суррогатных квадратичных функций качества. Суть предлагаемого подхода заключается в использовании на каждом шаге процедуры оценивания квадратической функции, которая является мажорантой (минорантой) выбранной для оптимизации функции качества радиолокационного изображения. Предлагаемый алгоритм может быть использован с любой функцией качества и позволяет реализовать прямой способ оценки фазовых ошибок без организации поиска в многомерном пространстве оцениваемых параметров. Методом математического моделирования в статье показано, что данный алгоритм обладает высокой эффективностью даже при больших фазовых ошибках и может быть использован при обработке сигналов в радиолокаторах с синтезированной апертурой.

Ключевые слова: радиолокатор с синтезированной апертурой антенны; радиолокационное изображение; фазовые ошибки; автофокусировка; функция качества радиолокационного изображения; суррогатная функция качества.

AUTOFOCUSING OF RADAR IMAGES BY OPTIMIZATION OF SURROGATE QUADRATIC QUALITY FUNCTIONS

A. A. Monakov

Saint-Petersburg state university of aerospace instrumentation (SUAI), Saint-Petersburg, Russian Federation

Abstract. Phase errors produced by trajectory instabilities of a radar carrier vehicle cause significant deterioration in the quality of images in synthetic aperture radar. Onboard navigation systems do not provide necessary accuracy of measuring trajectory instabilities to compensate the phase errors. Therefore, in modern synthetic aperture radars, autofocusing is an obligatory stage in the processing of received signals, which is performed by estimating and subsequent compensation of phase errors. Methods of searching for the optimum of some function of the quality of the radar image are often used to estimate phase errors. Despite the fact that the search methods are quite effective, this method of estimation is difficult to implement due to limited power of onboard computational tools. Therefore, the actual problem is the synthesis of direct algorithms for estimating phase errors. The article proposes an algorithm based on the

optimization of surrogate quadratic quality functions. The essence of the proposed approach is to use at each step the estimating procedure a quadratic function, which is the majorant (minorant) for the quality function of radar images, which is selected for optimization. The proposed algorithm can be used with any quality function and allows to implement direct estimation of phase errors without organizing a search in the multidimensional space of the estimated parameters. Using the method of mathematical simulation, the article shows that this algorithm is highly efficient even with large phase errors and can be used for signal processing in synthesized aperture radars.

Keywords: synthetic aperture radar; radar image; phase errors; autofocusing; radar image quality function; surrogate quality function.

1. Введение

Автофокусировка (АФ) радиолокационных изображений (РЛИ) является важным элементом обработки сигналов в радиолокаторах с синтезированной апертурой антенны (РСА), поскольку позволяет компенсировать фазовые ошибки (ФО), вызванные траекторными нестабильностями (ТН), т.е. случайными перемещениями фазового центра антенны при полете носителя. В настоящее время предложено большое количество алгоритмов автофокусировки [1]. Среди этих алгоритмов можно выделить группу, в основе которых лежит компенсация ФО путем оптимизации некоторой функции качества РЛИ. К таким алгоритмам относятся алгоритмы минимизации энтропии РЛИ [2-4], максимизации контраста РЛИ [5-7] и максимизации резкости РЛИ [8-13]. Достоинством этих алгоритмов является целенаправленное оценивание ФО, которое выполняется путем поиска экстремума соответствующей функции качества. Для оптимальной организации поиска используются известные алгоритмы теории оптимизации. Недостатком вышеперечисленных алгоритмов является их сложность, которая при ограниченных вычислительных ресурсах значительно увеличивает время нахождения решения.

В некоторых случаях удается синтезировать прямые алгоритмы решения, которые позволяют найти решение, минуя стадию поиска с использованием алгоритмов теории оптимизации. Так в работах [12, 13] были предложены непараметрические алгоритмы, позволяющие оценить ФО без поиска решения в многомерном векторном пространстве. Это оказалось возможным благодаря тому, что в качестве целевой функции использовалась сравнительно простая функция качества (ФК) - резкость РЛИ. Однако, как показано в [14], данная функция не является наилучшей для эффективного решения задачи АФ. Близкой к оптимальной ФК является логарифм от РЛИ, для которой, к сожалению, предложенные в [12, 13] подходы не применимы.

Поэтому чрезвычайно интересным представляется метод оптимизации суррогатных функций качества, который, как доказано в [15, 16], позволяет найти истинное решение оптимизационной задачи. Впервые для решения задачи АФ метод оптимизации суррогатных функций качества был предложен в [17]. Суть представленного в [17] алгоритма заключается в замене ФК ее более простым аналогом – *суррогатной функцией качества* (СФК), которая проста при вычислениях и при определенных условиях, накладываемых на нее, позволяет получить прямой алгоритм нахождения оптимального решения. Так, например, в [17] для замены энтропии РЛИ в качестве функции качества

предложено использовать линейную функцию, соответствующую касательной плоскости к поверхности энтропийной функции в точке решения, полученном на предыдущем шаге поиска.

В данной статье алгоритм, предложенный в [17], обобщен на квадратические суррогатные функции качества. Данный алгоритм АФ допускает прямое решение и не требует применения методов поиска оптимального решения. Методом математического моделирования показано, что предлагаемый метод дает высокое качество РЛИ даже при больших ФО, величина которых значительно превышает величину $\frac{\pi}{2}$.

2. Математическая модель фазовых ошибок РСА

Пусть невозмущенное движение носителя на интервале синтезирования $[0, T]$ должно происходить вдоль единичного вектора $\hat{\mathbf{v}}$, в качестве которого можно принять

$$\hat{\mathbf{v}} = \bar{\mathbf{V}}/\|\bar{\mathbf{V}}\|,$$

где $\bar{\mathbf{V}}$ - среднее значение вектора мгновенной скорости ЛА $\mathbf{V}(t)$:

$$\bar{\mathbf{V}} = \frac{1}{T}\int_0^T \mathbf{V}(t)\, dt,$$

$\|\cdot\|$ - норма вектора. При этом радиус-вектор положения фазового центра антенны носителя в пространстве будет равен

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{r}(0) + \hat{\mathbf{v}}Vt + \delta\mathbf{r}(t),$$

где $V = \|\bar{\mathbf{V}}\|$ – средняя скорость носителя, $\delta\mathbf{r}(t)$ - вектор ТН (см. рисунок 1).

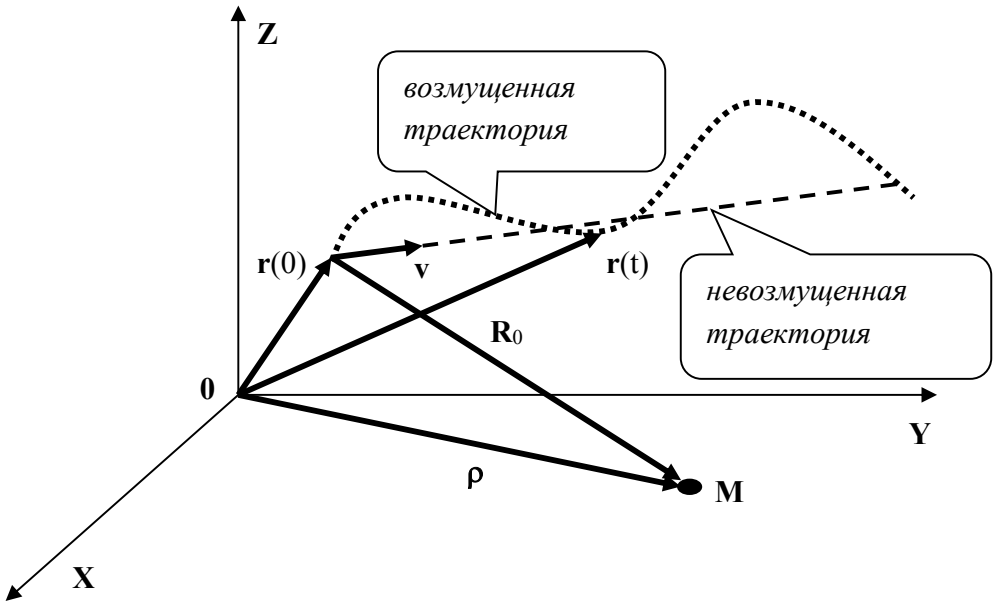


Рис. 1. Геометрия движения РСА.

Если светящаяся точка М на поверхности имеет радиус-вектор $\boldsymbol{\rho}$, то расстояние между фазовым центром антенны РСА и точкой M равно

$$R(t) = \|\boldsymbol{r}(t) - \boldsymbol{\rho}\| = \|\boldsymbol{r}(0) - \boldsymbol{\rho} + \hat{\boldsymbol{v}}Vt + \delta\boldsymbol{r}(t)\|, 0 \le t \le T. \qquad (1)$$

При этом принимаемый от точки сигнал будет равен

$$ss(\tau,t)=a\left(\tau-\frac{2R(t)}{c}\right)\exp[-ik_0R(t)], \qquad (2)$$

где τ - «быстрое» время, t - «медленное» время, $k_0=2\omega_0/c$ - волновое число, ω_0 - круговая несущая частота, $a(\tau)$ - комплексная огибающая излучаемого сигнала, c - скорость света. Здесь и далее при преобразованиях сигнального массива будем придерживаться обозначений, впервые введенных в работе [18], когда первая литера соответствует «быстрому» времени или частоте, вторая – «медленному» времени или частоте, строчные литеры – сигналу по соответствующему времени, заглавные – спектру по соответствующей частоте.

Преобразование Фурье сигнала (2) по «быстрому» времени будет равно

$$Ss(\omega,t)=A(\omega)\exp[-i(k_0+k)R(t)],$$

где $A(\omega)$ - спектр комплексной огибающей излучаемого сигнала, ω - «быстрая» частота, $k=2\omega/c$ - «быстрое» волновое число.

Пусть $\mathbf{R}_0=\mathbf{r}(0)-\boldsymbol{\rho}$. Тогда уравнение (1) можно переписать в виде

$$R(t)=\sqrt{R_0^2+V^2t^2+\delta r^2(t)+2(\boldsymbol{R}_0,\hat{\boldsymbol{v}})Vt+2\left(\boldsymbol{R}_0,\delta\boldsymbol{r}(t)\right)+2(\delta\boldsymbol{r}(t),\hat{\boldsymbol{v}})Vt},$$

где $R_0=\|\mathbf{R}_0\|$, $\delta r(t)=\|\delta\mathbf{r}(t)\|$, $(\cdot,\cdot)$ - скалярное произведение векторов. Вынося из-под квадратного корня R_0 и считая, что $VT,\delta r(t)<<R_0$, получим следующее разложение:

$$R(t)\approx R_0+\frac{V^2t^2}{2R_0}+\frac{\delta r^2(t)}{2R_0}+\left(\hat{\boldsymbol{R}}_0,\delta\boldsymbol{r}(t)\right)+\frac{(\delta\boldsymbol{r}(t),\hat{\boldsymbol{v}})}{R_0}Vt+\left(\hat{\boldsymbol{R}}_0,\hat{\boldsymbol{v}}\right)Vt, \qquad (3)$$

где $\hat{\boldsymbol{R}}_0=\boldsymbol{R}_0/\|\boldsymbol{R}_0\|$ - орт в направлении вектора $\hat{\boldsymbol{R}}_0$.

Проанализируем члены в разложении (3). Член R_0 не зависит от времени, и ему соответствует постоянный фазовый сдвиг, наличие которого никак не сказывается на качестве РЛИ. Член $\frac{V^2t^2}{2R_0}$ называется квадратическим, и его присутствие приводит к расфокусировке РЛИ. Члены $\frac{\delta r^2(t)}{2R_0}$, $\left(\hat{\mathbf{R}}_0,\delta\mathbf{r}(t)\right)$ и $\frac{(\delta\mathbf{r}(t),\hat{\mathbf{v}})}{R_0}Vt$ зависят от ТН и их присутствие также ведет к расфокусировке РЛИ. Последний член $\left(\hat{\mathbf{R}}_0,\hat{\mathbf{v}}\right)Vt$ определяет доплеровскую частоту сигнала, излученного точкой М. Таким образом, из перечисленных членов только последний является полезным для получения РЛИ. Другие члены необходимо компенсировать для получения качественного РЛИ.

Эта компенсация осуществляется следующим образом:

1. двухмерный сигнальный массив $ss(\tau,t)$ подвергается быстрому прямому преобразованию Фурье по «быстрому» времени τ; в результате получается массив $Ss(\omega,t)$;
2. множество строк двухмерного массива $Ss(\omega,t)$ разбивается на L полос (подмножеств) по M строк в каждой, и строки каждой полосы умножаются на компенсирующий фазор

$$P_l(t)=\exp\left[i(k_0+k)\left(\frac{V^2t^2}{2R_{0l}}+\frac{\delta r^2(t)}{2R_{0l}}+\left(\hat{\boldsymbol{R}}_{0l},\delta\boldsymbol{r}(t)\right)+\frac{(\delta\boldsymbol{r}(t),\hat{\boldsymbol{v}})}{R_{0l}}Vt\right)\right],l=1,\dots,L,$$

   где R_{0l} - наклонная дальность до l -й полосы;
3. полученный двухмерный массив подвергается быстрому обратному преобразованию Фурье по «быстрой» частоте ω.

В итоге получается двухмерный сигнальный массив

$$ss(\tau,t)=a\left(\tau-\frac{2R(t)}{c}\right)\exp[-ik_0R(t)], \quad (4)$$

в котором произведена компенсация ТН по данным навигационного комплекса. Отметим, что в (4)

$$R(t)\approx R_0+\left(\widehat{\boldsymbol{R}}_0,\widehat{\boldsymbol{v}}\right)Vt+\Delta R(t)=R_0+Vt\sin\alpha_0+\Delta R(t),$$

где $\Delta R(t)$ - некомпенсированные остатки ТН.

Поэтому изложенная методика компенсации ТН по навигационным данным не ликвидирует миграции светящихся точек по дальности [18 - 20]. Компенсация миграции является следующей задачей, решение которой является важным этапом улучшения качества РЛИ. В настоящей работе этот этап не рассматривается.

В результате применения алгоритмов компенсации миграции светящихся точек по дальности, которые можно найти в вышеупомянутых работах, получается следующий двухмерный сигнал:

$$ss(\tau,t)=ss_0(\tau,t)\exp[i\varphi(t)],\tau\in[\tau_{min},\tau_{max}],t\in[0,T], \quad (5)$$

где

$$ss_0(\tau,t)=a\left(\tau-\frac{2y_0}{c}\right)\exp[-ik_0Vt\sin\alpha_0],$$

$\varphi(t)=k_0\Delta R(t)$ - фазовая ошибка, y_0 - продольная дальность до точки М (расстояние между точкой и невозмущенной траекторией носителя), α_0 - угол, под которым точка М видна с борта носителя в начале интервала синтезирования, $\sin\alpha_0=\left(\widehat{\mathbf{R}}_0,\widehat{\mathbf{v}}\right)$. Сигнал $ss_0(\tau,t)$ - это сигнал РСА при невозмущенном движении носителя.

Таким образом, задачей АФ является компенсация фазовой ошибки $\varphi(t)$, которая в первом приближении постоянна в пределах интервала «быстрого» времени $\tau\in[\tau_{min},\tau_{max}]$.

3. Автофокусировка методом оптимизации суррогатных функций

Пусть качество РЛИ

$$I(m,n)=\frac{|sS(m,n)|^2}{\sum_{m=0}^{M-1}\sum_{n=0}^{N-1}|sS(m,n)|^2},m=0,\dots,(M-1);n=0,\dots,(N-1),$$

где M и N - количество пикселей по продольной («быстрое» время) и поперечной («медленное» время) дальностям соответственно,

$$sS(m,q)=\sum_{n=0}^{N-1}ss(m,n)\exp\left[-i\frac{2\pi}{N}qn\right],0\le q\le N-1, \quad (8)$$

преобразование Фурье (ПФ) сигнала по «медленному» времени, можно охарактеризовать ФК $F(\boldsymbol{\varphi})=\sum_{m=0}^{M-1}\sum_{n=0}^{N-1}f\big(I(m,n)\big)$, где $\boldsymbol{\varphi}=(\varphi_0,\varphi_1,\dots,\varphi_{N-1})$ – вектор отсчетов ФО, $f(x)$ – локальная ФК, определяющая вклад пикселя $I(m,n)$ в качество РЛИ. Алгоритм АФ состоит в поиске оценки вектора ФО:

$$\widehat{\boldsymbol{\varphi}}=\arg\min_{\boldsymbol{\varphi}}F(\boldsymbol{\varphi}). \quad (6)$$

Метод оптимизации суррогатных функций качества (СФК) состоит в замене сложной, с точки зрения вычислений, задачи (6), на последовательность более простых задач, которые можно решить прямым способом [15-17]. Это достигается построением последовательности суррогатных функций $\Theta\left(\boldsymbol{\varphi},\widehat{\boldsymbol{\varphi}}_{\boldsymbol{p}}\right)$, которые являются мажорантами ФК $F(\boldsymbol{\varphi})$ на *p*-ом шаге поиска:

$$F(\boldsymbol{\varphi}) \le \Theta\left(\boldsymbol{\varphi}, \widehat{\boldsymbol{\varphi}}_{\boldsymbol{p}}\right),$$

где $\widehat{\boldsymbol{\varphi}}_{\boldsymbol{p}}$ – оценка ФО на р-м шаге. Если СФК удовлетворяет требованиям [15-17]:

1. $\Theta\left(\widehat{\boldsymbol{\varphi}}_{\boldsymbol{p}}, \widehat{\boldsymbol{\varphi}}_{\boldsymbol{p}}\right) = F\left(\widehat{\boldsymbol{\varphi}}_{\boldsymbol{p}}\right)$,
2. $\text{grad}\,\Theta\left(\boldsymbol{\varphi}, \widehat{\boldsymbol{\varphi}}_{\boldsymbol{p}}\right) = \text{grad}\,F(\boldsymbol{\varphi})$ при $\boldsymbol{\varphi} = \widehat{\boldsymbol{\varphi}}_{\boldsymbol{p}}$,
3. $\Theta\left(\boldsymbol{\varphi}, \widehat{\boldsymbol{\varphi}}_{\boldsymbol{p}}\right) \ge F(\boldsymbol{\varphi})$ при любом $\boldsymbol{\varphi}$,

последовательность векторов оценок $\widehat{\boldsymbol{\varphi}}_{\boldsymbol{p}}$ при $p \to \infty$ сходится к минимуму ФК $F(\boldsymbol{\varphi})$.

4. Автофокусировка методом минимизации энтропии

Рассмотрим алгоритм АФ для случая, когда ФК является энтропией РЛИ:

$$F(\boldsymbol{\varphi}) = -\sum_{m=0}^{M-1}\sum_{n=0}^{N-1} I(m,n)\ln I\,(m,n),$$

т.е. $f(x) = -x\ln x$. Для этого построим квадратическую суррогатную функцию $\theta(x) = ax^2 + 2bx + c$, удовлетворяющую перечисленным выше требованиям. Для этого необходимо, чтобы были выполнены условия:

$$\begin{cases} ax_0^2 + 2bx_0 + c = -x_0\ln x_0, \\ 2ax_0 + 2b = -(1 + \ln x_0), \\ ax^2 + 2bx + c \ge -x\ln x, 0 \le x \le 1, \end{cases} \quad (7)$$

где x_0 – пиксель РЛИ после оптимизации на текущем шаге поиска оценки ФО. Первые два уравнения системы (7) позволяют определить значения коэффициентов b и c:

$$\begin{cases} b = -0{,}5(1 + \ln x_0) - ax_0, \\ c = x_0(ax_0 + 1). \end{cases} \quad (8)$$

Поскольку энтропийная функция $f(x) = -x\ln x$ выпуклая, для выполнения третьего условия системы (7) достаточно, чтобы минимум СФК $\theta_{min} = c - b^2/a$, который достигается в точке $x_{min} = -b/a$, лежал выше касательной к функции $f(x)$ в точке x_{min}, т.е.

$$\theta_{min} \ge f(x_0) + f'(x_0)(x_{min} - x_0). \quad (9)$$

Используя (8), несложно показать, что

$$\theta_{min} - [f(x_0) + f'(x_0)(x_{min} - x_0)] = a(x_{min} - x_0)^2.$$

Поэтому для выполнения неравенства (9) нужно, чтобы коэффициент при старшей степени СФК a был положительным. Положим $a = -1/f''(x_0) = x_0$. Тогда коэффициенты СФК будут равны:

$$\begin{cases} a = x_0, \\ b = -0{,}5(1 + \ln x_0) - x_0^2, \\ c = x_0(x_0^2 + 1). \end{cases} \quad (10)$$

На рисунке 2 приведены графики энтропийной функции $f(x)$, ее касательной и суррогатной функции $\theta(x)$, построенные для взятой из интервала [0,1] случайным образом точки x_0. Из рисунка следует, что построенная СФК полностью соответствует требованиям (7): $f(x_0) = \theta(x_0)$, $f'(x_0) = \theta'(x_0)$ и $f(x) \le \theta(x)$ при $x \in [0,1]$.

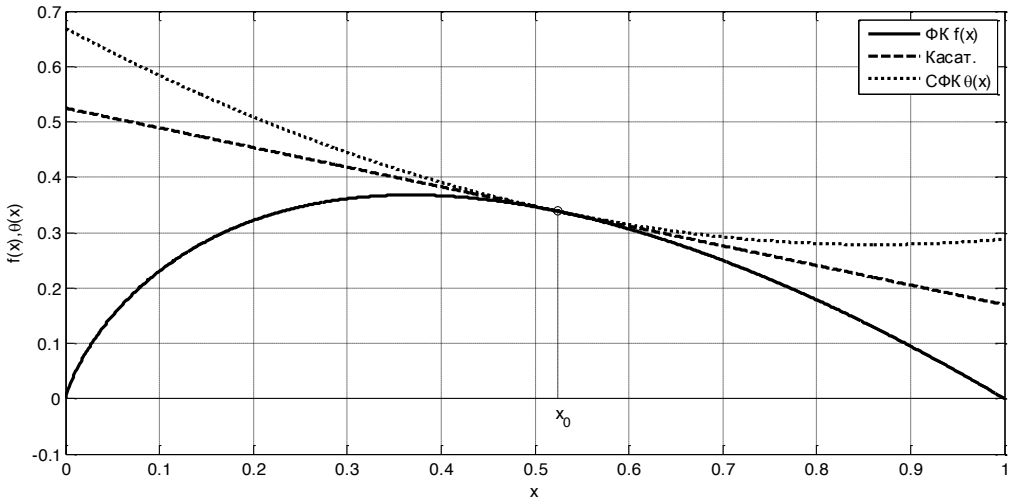


Рис. 2. Энтропийная и суррогатная функции качества.

Теперь можно приступить к решению задачи оценки ФО методом оптимизации СФК. Эта задача, как показано ниже, имеет конечное аналитическое решение и не требует применения методов численного поиска экстремума СФК, как в случае использования критерия минимума энтропии РЛИ.

На основании (5) при наличии ФО сигнальный массив $ss(\tau, t)$ может быть записан в дискретном времени в виде:

$$ss(m,n) = ss_0(m,n)\exp[i\varphi(n)], m = 0,\dots,(M-1), n = 0,\dots,(N-1).$$

Тогда для преобразования Фурье по «медленному» времени получим следующее уравнение:

$$sS(m,q) = \sum_{n=0}^{N-1} ss_0(m,n)\exp\left[-i\frac{2\pi}{N}qn\right]z_n, 0 \le q \le N-1. \qquad (11)$$

где $z_n = \exp[i\varphi(n)]$.

Будем считать, что мы находимся на p -ом шаге алгоритма АФ, когда $(p-1)$ фазор $z_k = \exp[i\varphi(k)], k = 1,\dots,p-1$ были найдены и компенсированы, и требуется найти следующий p-й, который мы обозначим просто как z ($z = \exp[i\varphi(p)]$).

Перепишем (11) в следующем виде

$$sS(m,q) = \sum_{n=0}^{p-1} ss_0(m,n)\exp\left[-i\frac{2\pi}{N}qn\right] +$$
$$+ss(m,p)\exp\left[-i\frac{2\pi}{N}qp\right]z + \sum_{n=p+1}^{N-1} ss(m,n)\exp\left[-i\frac{2\pi}{N}qn\right]$$
$$= P_m(q,p) + zQ_m(q,p)$$

где

$$P_m(q,p) = \sum_{n=0}^{p-1} ss_0(m,n)\exp\left[-i\frac{2\pi}{N}qn\right] + \sum_{n=p+1}^{N-1} ss(m,n)\exp\left[-i\frac{2\pi}{N}qn\right],$$
$$Q_m(q,p) = ss(m,p)\exp\left[-i\frac{2\pi}{N}qp\right].$$

Найдем такое z, которое соответствует минимуму СФК на текущем шаге. Эта задача является задачей условной оптимизации, поскольку искомое z должно удовлетворять условию $|z|^2 = 1$. Решение может быть найдено методом множителей Лагранжа. Введем лагранжиан следующего вида:

$$L(z,z^*)=\theta(z)+2\lambda(zz^*-1)=$$
$$=\sum_{m,q}a_{mq}|P_m(q,p)+zQ_m(q,p)|^4+2b_{mq}|P_m(q,p)+zQ_m(q,p)|^2+c_{mq}+ \quad (12)$$
$$+2\lambda(zz^*-1),$$

где λ - множитель Лагранжа и коэффициенты СФК a_{mq}, b_{mq}, c_{mq} вычисляются на основании уравнений (10) с использованием РЛИ, полученного на предыдущем (p-1)-ом шаге. Дифференцируя (12) по z, z^*, λ и приравнивая производные нулю, получим следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} Az^2+Bz+Cz^*+D=0, \\ A^*z^{2*}+B^*z^*+C^*z+D^*=0, \\ zz^*-1=0, \end{cases} \quad (13)$$

где

$$A=\sum_{m,q}a_{mq}P_{mq}^*Q_{mq}\left|Q_{mq}\right|^2,$$
$$B=\sum_{m,q}a_{mq}\left|Q_{mq}\right|^2\left(2\left|P_{mq}\right|^2+\left|Q_{mq}\right|^2\right)+b_{mq}\left|Q_{mq}\right|^2+\lambda,$$
$$C=\sum_{m,q}a_{mq}\left(P_{mq}Q_{mq}^*\right)^2,$$
$$D=\sum_{m,q}a_{mq}P_{mq}Q_{mq}^*\left(\left|P_{mq}\right|^2+2\left|Q_{mq}\right|^2\right)+b_{mq}P_{mq}Q_{mq}^*.$$

Используя последнее уравнение в системе (13), ее можно преобразовать к линейной системе относительно переменных z и z^*. Для этого умножим первое уравнение на z^*, второе на z и учтем, что $zz^*=1$. В итоге получим следующую линейную систему

$$\begin{cases} (|C|^2-|A|^2)z+(B^*C-A^*D)z^*=(A^*B-CD^*), \\ (BC^*-AD^*)z+(|C|^2-|A|^2)z^*=(AB^*-C^*D), \end{cases}$$

или

$$\begin{cases} \alpha z+\beta z^*=\gamma, \\ \beta^* z+\alpha z=\gamma^*, \end{cases} \quad (14)$$

где $\alpha=|C|^2-|A|^2$, $\beta=B^*C-A^*D$ и $\gamma=A^*B-CD^*$. При записи системы (14) было учтено, что α – действительное число.

Решение этой системы равно

$$\begin{cases} z=\frac{\alpha\gamma-\beta\gamma^*}{\alpha^2-|\beta|^2}, \\ z^*=\frac{\alpha\gamma^*-\beta^*\gamma}{\alpha^2-|\beta|^2}. \end{cases} \quad (15)$$

Поскольку множитель Лагранжа λ входит только в выражение для B и этот параметр является чисто действительным числом, будем считать B подлежащим нахождению неизвестным. Найдем его, используя равенство $zz^*=1$, которое с учетом (15) можно переписать в виде

$$(\alpha^2-|\beta|^2)^2=|\alpha\gamma-\beta\gamma^*|^2.$$

Так как неизвестное B входит только в переменные β и γ, удобно произвести нормировку этих переменных к действительному α. В итоге получим уравнение

$$(1-|b(B)|^2)^2=|c(B)-b(B)c^*(B)|^2, \quad (16)$$

где $b(B)=\beta/\alpha$ и $c(B)=\gamma/\alpha$.

Несложно показать, что уравнение (16) является алгебраическим уравнением 4-й степени относительно неизвестного B:

$$a_0B^4 + a_1B^3 + a_2B^2 + a_3B + a_4 = 0, \quad (17)$$

где $a_j = L_j - R_j, j = 1, \dots, 4$ и

$$\begin{cases} L_0 = |b_1|^4, \\ L_1 = 4\,\mathrm{Re}[b_1 b^*]|b_1|^2, \\ L_2 = 4\,\mathrm{Re}^2[b_1 b^*] - 2(1-|b|^2)|b_1|^2, \\ L_3 = -4(1-|b|^2)\mathrm{Re}[b_1 b^*], \\ L_4 = (1-|b|^2)^2, \end{cases}$$

$$\begin{cases} R_0 = |b_1|^2|c_1|^2, \\ R_1 = -2\,\mathrm{Re}[b_1^* c_1(c_1 - b_1 c^* - b c_1^*)], \\ R_2 = |c_1 - b_1 c^* - b c_1^*|^2 - 2\mathrm{Re}[b_1^* c_1(c - b c^*)], \\ R_3 = 2\,\mathrm{Re}[(c^* - b^* c)(c_1 - b_1 c^* - b c_1^*)], \\ R_4 = |c - b c^*|^2, \end{cases}$$

$b = b(0)$, $b_1 = b'(0)$, $c = c(0)$, $c_1 = c'(0)$.

Решая уравнение (17), получим четыре корня, из которых надо выбрать один, который обеспечивает равенство $zz^* = 1$ и соответствует минимуму энтропии РЛИ.

Таким образом, находятся фазоры z и z^*. Умножая сигнал $ss(m,p)$ на z^*, получим $ss_0(m,p) = ss(m,p)z^*, m = 0, \dots, M-1$. Этим завершаются вычисления на текущем p-ом шаге. Поскольку на каждом шаге решается локальная задача оптимизации, для получения окончательного решения необходимо повторять вычисления по нахождению оценки ФО после прохождения по всем $p, 0 \le p \le N-1$ до тех пор, пока оценка ФО не перестанет изменяться.

5. Математическое моделирование алгоритма автофокусировки

С целью проверки предлагаемого алгоритма в работе было проведено математическое моделирование, которое показало, что алгоритм работает неустойчиво. В ходе проверки часто наблюдались ситуации, когда алгоритм не сходился. Как оказалось, причиной неустойчивой работы явился тот факт, что производная энтропийной функции в окрестности точки $x = 0$, где обычно и находятся отсчеты РЛИ, имеет разрыв второго рода.

Получить необходимое качество оценивания ФО удалось при замене ФК и СФК на $f(x) = -(1-x)\ln(1-x)$ и $\theta(x) = a(1-x)^2 + 2b(1-x) + c$, что соответствует переносу обрабатываемого РЛИ в окрестность точки $x = 1$ области определения энтропийной функции. При это все сделанные выше вычисления сохраняются, за исключением системы (10), в которой следует произвести замену $x_0 \to (1-x_0)$. Необходимо отметить, что предлагаемая замена соответствует результатам [14], где показано, что оптимальной ФК в случае, когда РЛИ имеет гамма-распределение вероятностей, является функция вида $f(x) = -\ln(x+b)$.

Результаты моделирования приведены на рисунках 3 – 6. Сценарные параметры моделирования были выбраны следующими:

длина волны РСА - 3.2 см;

период повторения зондирующих импульсов – 495 мкс;

разрешение по продольной дальности РСА - 4 м;
разрешение по поперечной дальности РСА - 4 м;
отношение сигнал/шум - 20 дБ;
скорость движения носителя - 50 м/с;
дальность до ближней к носителю границы РЛИ - 10 км;
размер РЛИ - 512x32;
СКО траекторных нестабильностей – 0,2 м;
радиус корреляции траекторных нестабильностей - 10 м.

На наблюдаемом участке поверхности были смоделированы 11 светящихся точек со случайными координатами на плоскости «поперечная дальность - продольная дальность» и случайными комплексными амплитудами. Неискаженное траекторными нестабильностями РЛИ приведено на рисунке 3. Траекторные нестабильности моделировались отрезком случайного нормального процесса с заданным СКО и радиусом корреляции. На рисунке 4 приведено РЛИ, полученное путем синтезирования апертуры без АФ. Истинная ФО на интервале наблюдения приведена на рисунке 5 (пунктирная линия). ФО имели значительную величину, поэтому, как следует из рисунка 3, РЛИ каждой светящейся точки получились сильно расфокусированными по поперечной дальности. Поскольку миграции светящихся точек по дальности в работе не моделировались, размытие РЛИ светящихся точек по этой координате не наблюдается. Результат оценки ФО предлагаемым алгоритмом приведен на рисунке 5 (сплошная линия). Финальное РЛИ, полученное в результате компенсации ФО, показано на рисунке 6. Сравнение рисунков 3 и 6 подтверждает правильность работы алгоритма: изображения светящихся точек на финальном РЛИ получились хорошо сфокусированными.

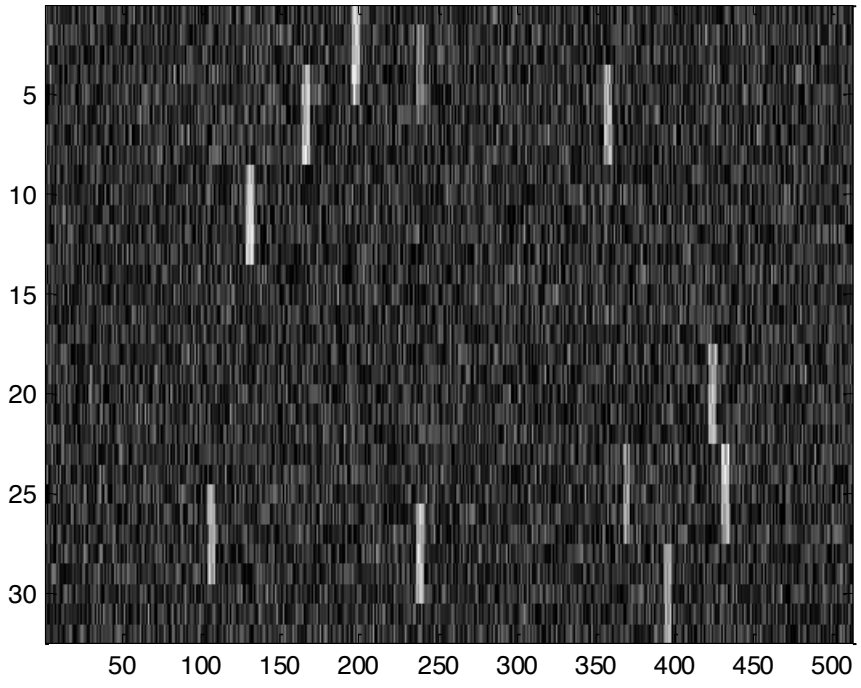


Рис. 3. Радиолокационное изображение без искажений.

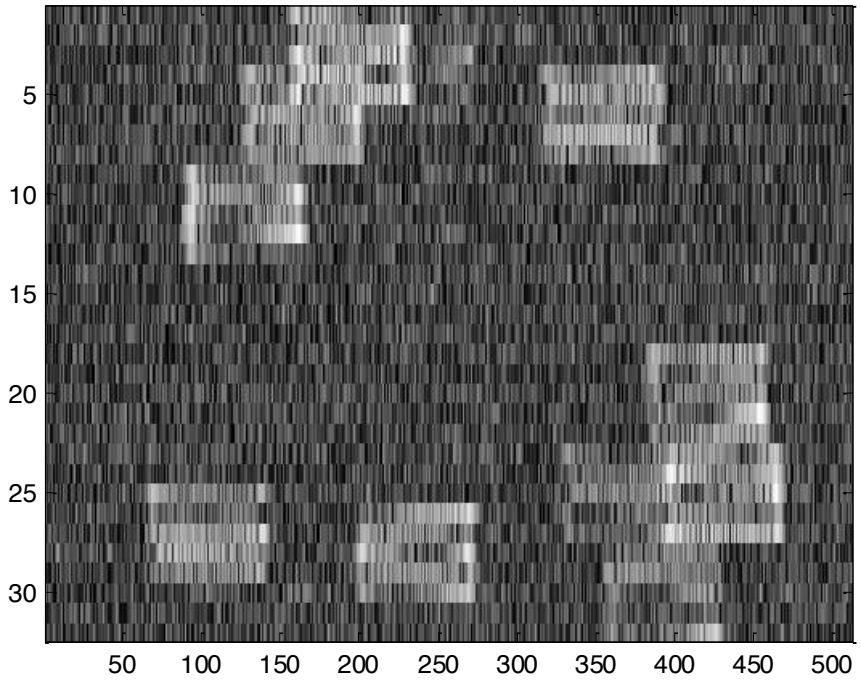


Рис. 4. Радиолокационное изображение с искажениями.

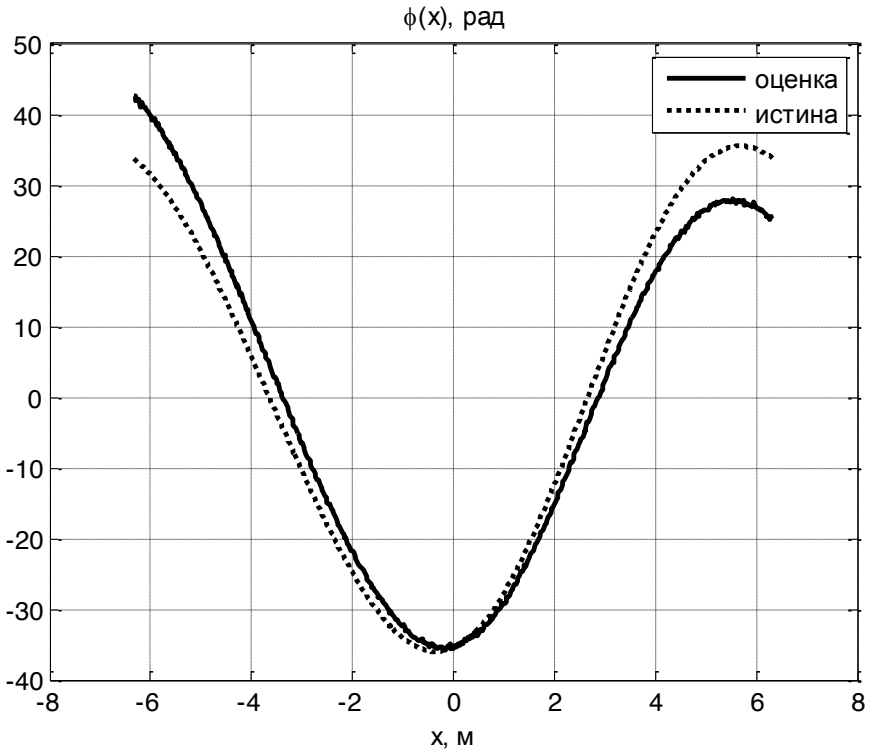


Рис. 5. Истинная фазовая ошибка и ее оценка.

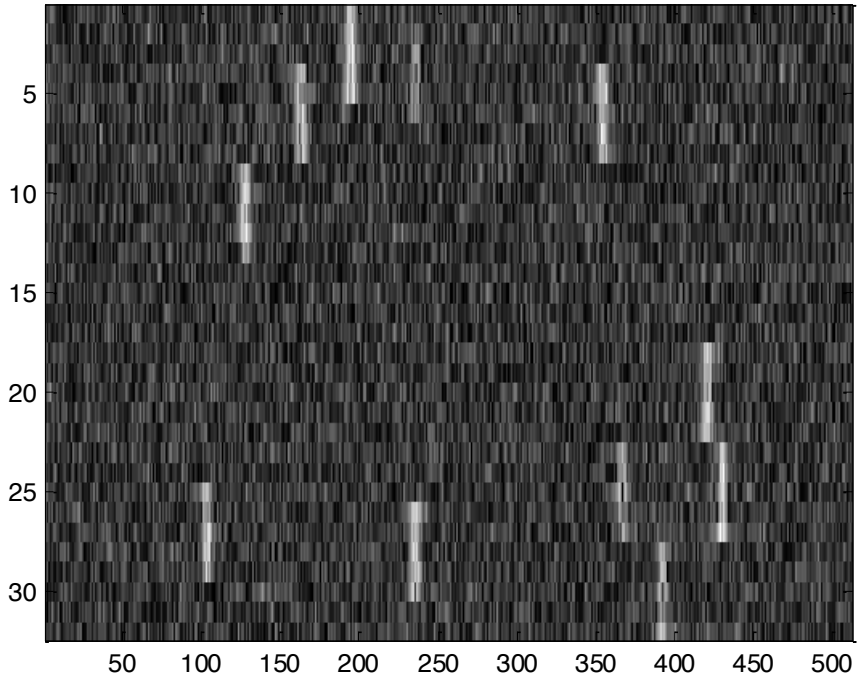


Рис. 6. Восстановленное радиолокационное изображение.

6. Заключение

В предлагаемой работе рассмотрен алгоритм автофокусировки, который может быть использован в радиолокаторах с синтезированной апертурой. Алгоритм основан на оценке фазовых ошибок, вызванных случайными траекторными нестабильностями полета носителя, методом оптимизации суррогатных функций качества РЛИ. В качестве суррогатных функций использовались квадратические. Предлагаемый алгоритм является прямым и не предполагает использование методов поиска оптимального решения, что в значительной степени ускоряет его работу и повышает устойчивость. Результаты математического моделирования подтверждают работоспособность рассмотренного алгоритма.

Литература

1. Cumming I. G., Wong F. H. Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data: Algorithms and Implementation. Boston, MA, USA: Artech House, 2005.
2. Xi L., Guosui L., Ni J. Autofocusing of ISAR images based on entropy minimization. // IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, Oct. 1999, vol. AES-35, № 4. - Pp. 1240-1252.
3. Wang J., Liu X. SAR minimum-entropy autofocus using an adaptive-order polynomial model. // IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing Letters, Oct. 2006, vol. 3, № 4. - Pp. 512-516.
4. Zeng T., Wang R., Li F. SAR image autofocus utilizing minimum-entropy criterion. // IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing Letters, Nov. 2013, vol. 10, № 6. - Pp. 1552-1556.
5. Berizzi F., Corsini G. Autofocusing of inverse synthetic aperture radar images using contrast optimization. // IEEE Trans. on on Aerospace and Electronic Systems, July 1996, vol. AES-32, № 3. - Pp. 1185-1191.
6. Fortune S. A., Hayes M. P., Gough P. T. Contrast optimisation of coherent images. // Oceans, 2003, vol.5, Celebrating the Past ... Teaming Toward the Future (IEEE Cat. No.03CH37492), San Diego, CA, USA. - Pp. 2622-2628.

7. Berizzi F., Martorella M., Cacciamano A., Capria A. A contrast-based algorithm for synthetic range-profile motion compensation // IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing, Oct. 2008, vol. GRS-46, № 10. - pp. 3053-3062.
8. Fienup J. R. Synthetic-aperture radar autofocus by maximizing sharpness. // Optics Letters, 2000, vol. 25, № 4. - Pp. 221-223.
9. Fienup J. R., Miller J. J. Aberration correction by maximizing generalized sharpness metrics. // Journal of the Optical Society of America, 2003, vol. 20, № 4. – Pp. 609-620.
10. Morrison R. L., Do M. N., Munson D. C. SAR Image Autofocus By Sharpness Optimization: A Theoretical Study // IEEE Trans. on Image Processing, 2007, vol. IP-16. - Pp. 2309-2321.
11. Gao Y., Yu W., Liu Y., Wang R., Shi C. Sharpness-based autofocusing for stripmap SAR using an adaptive-order polynomial model. // IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing Letters, June 2014, vol. 11, № 6. - Pp. 1086-1090.
12. Gao Y., Yu W., Liu Y., Wang R. Autofocus algorithm for SAR imagery based on sharpness optimization. // Electronics Letters, May 2014, vol. 50, № 11. - Pp. 830–832.
13. Монаков А. А. Автофокусировка радиолокационных изображений методом максимизации резкости. // XXIV Междунар. научн.-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 17-19 апр. 2018 г. / Воронеж, 2018. Т. 3. С. 321-334.
14. Schulz T. J. Optimal Sharpness Function for SAR Autofocus // IEEE Signal Processing Letters, Jan. 2007, vol. 14, № 1. - Pp. 27-30.
15. Lange K., Hunter D. R., Yang I. Optimization transfer using surrogate objective functions // Journal of Computational and Graphical Statistics, March 2000, vol. 9, № 1. - Pp. 1-20.
16. Hunter D. R., Lange K. A Tutorial on MM algorithms // The American Statistician, 2004, vol. 58, № 1. - Pp. 30-37.
17. Kragh T.J. Monotonic iterative algorithm for minimum-entropy autofocus // In Proceedings of the Adaptive Sensor Array Processing (ASAP) Workshop, 2006, Lexington, MA, USA, 6–7 June 2006.
18. Raney R. K., Runge H., Bamler R. Cumming I., Wong F. Precision SAR Processing without Interpolation for Range Cell Migration Correction. // IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing, July 1994, vol. GRS-32, № 4. – Pp. 786-799.
19. Moreira A., Huang Y. Airborne SAR Processing of highly squinted data using a chirp scaling algorithm with integrated motion compensation. // IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing, September 1994, vol. GRS-32, № 5. – Pp. 1029-1040.
20. Cafforio C., Pratti C., Rocca F. SAR Data Focusing Using Seismic Migration Techniques. // IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 1991, vol. AES-27, № 2. - Pp. 194-207.

REFERENCES

1. Cumming I. G., Wong F. H. Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data: Algorithms and Implementation. Boston, MA, USA: Artech House, 2005.
2. Xi L., Guosui L., Ni J. Autofocusing of ISAR images based on entropy minimization. // IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, Oct. 1999, vol. AES-35, No 4. - Pp. 1240-1252.
3. Wang J., Liu X. SAR minimum-entropy autofocus using an adaptive-order polynomial model. // IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing Letters, Oct. 2006, vol. 3, No 4. - Pp. 512-516.
4. Zeng T., Wang R., Li F. SAR image autofocus utilizing minimum-entropy criterion. // IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing Letters, Nov. 2013, vol. 10, No 6. - Pp. 1552-1556.
5. Berizzi F., Corsini G. Autofocusing of inverse synthetic aperture radar images using contrast optimization. // IEEE Trans. on on Aerospace and Electronic Systems, July 1996, vol. AES-32, No 3. - Pp. 1185-1191.
6. Fortune S. A., Hayes M. P., Gough P. T. Contrast optimisation of coherent images. // Oceans, 2003, vol.5, Celebrating the Past ... Teaming Toward the Future (IEEE Cat. No.03CH37492), San Diego, CA, USA. - Pp. 2622-2628.
7. Berizzi F., Martorella M., Cacciamano A., Capria A. A contrast-based algorithm for synthetic range-profile motion compensation // IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing, Oct. 2008, vol. GRS-46, No 10. - pp. 3053-3062.
8. Fienup J. R. Synthetic-aperture radar autofocus by maximizing sharpness. // Optics Letters, 2000, vol. 25, No 4. - Pp. 221-223.

9. Fienup J. R., Miller J. J. Aberration correction by maximizing generalized sharpness metrics. // Journal of the Optical Society of America, 2003, vol. 20, No 4. – Pp. 609-620.
10. Morrison R. L., Do M. N., Munson D. C. SAR Image Autofocus By Sharpness Optimization: A Theoretical Study // IEEE Trans. on Image Processing, 2007, vol. IP-16. - Pp. 2309-2321.
11. Gao Y., Yu W., Liu Y., Wang R., Shi C. Sharpness-based autofocusing for stripmap SAR using an adaptive-order polynomial model. // IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing Letters, June 2014, vol. 11, No 6. - Pp. 1086-1090.
12. Gao Y., Yu W., Liu Y., Wang R. Autofocus algorithm for SAR imagery based on sharpness optimization. // Electronics Letters, May 2014, vol. 50, No 11. - Pp. 830–832.
13. Monakov A. A. Autofocusing of radar images by sharpness maximization. // XXIV International scientific conference “Radiolocation, Navigation and Communication”, April 17-19 2018, Voronezh, vol. 3. - Pp. 321-334.
14. Schulz T. J. Optimal Sharpness Function for SAR Autofocus // IEEE Signal Processing Letters, Jan. 2007, vol. 14, No 1. - Pp. 27-30.
15. Lange K., Hunter D. R., Yang I. Optimization transfer using surrogate objective functions // Journal of Computational and Graphical Statistics, March 2000, vol. 9, No 1. - Pp. 1-20.
16. Hunter D. R., Lange K. A Tutorial on MM algorithms // The American Statistician, 2004, vol. 58, No 1. - Pp. 30-37.
17. Kragh T.J. Monotonic iterative algorithm for minimum-entropy autofocus // In Proceedings of the Adaptive Sensor Array Processing (ASAP) Workshop, 2006, Lexington, MA, USA, 6–7 June 2006.
18. Raney R. K., Runge H., Bamler R. Cumming I., Wong F. Precision SAR Processing without Interpolation for Range Cell Migration Correction. // IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing, July 1994, vol. GRS-32, No 4. – Pp. 786-799.
19. Moreira A., Huang Y. Airborne SAR Processing of highly squinted data using a chirp scaling algorithm with integrated motion compensation. // IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing, September 1994, vol. GRS-32, No 5. – Pp. 1029-1040.
20. Cafforio C., Pratti C., Rocca F. SAR Data Focusing Using Seismic Migration Techniques. // IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 1991, vol. AES-27, No 2. - Pp. 194-207.

АДАПТИВНАЯ ПОСЛЕДЕТЕКТОРНАЯ МЕЖДУПЕРИОДНАЯ ОБРАБОТКА В СЛЕДЯЩЕЙ АМПЛИТУДНОЙ МОНОИМПУЛЬСНОЙ РЛС

И. Е. Чухломин[1], Н. А. Файзулин[1]

[1]АО НИИИТ-РК, Челябинск, Россия

Аннотация. В работе рассматривается подход построения амплитудной следящей моноимпульсной РЛС с адаптивной последетекторной междупериодной обработкой работающей в диапазоне K, Ka – частот. Адаптивная последетекторная междупериодная обработка позволяет снизить требования к когерентности передатчика и гетеродина, при этом обеспечивая достаточно высокую эффективность подавления коррелированных помех. В качестве обеляющего фильтра подразумевается использование адаптивного решетчатого фильтра. Для снижения числа вычислительных операций предложено блочное построение адаптивного решетчатого фильтра. Приводятся качественные и количественные характеристики последетекторной обработки, скоростные характеристики, а также пеленгационные характеристики.

Ключевые слова: некогерентная РЛС; междупериодная обработка; адаптивный решетчатый фильтр; обеляющий фильтр.

ADAPTIVE POSTDETECTOR INTERPERIOD PROCESSING IN TRACKING AMPLITUDE MONOPULSE RADAR

I. E. Chukhlomin[1], N. A. Fayzullin[1]

[1]AO NIIIT-RK JSC, Chelyabinsk, Russia

Abstract. The article describes the approach of building amplitude tracking monopulse radar with adaptive postdetector interperiod processing operating in the K, Ka - frequency range. Adaptive postdetector interperiod processing allows reducing the coherence requirements of the transmitter and the local oscillator, while ensuring a sufficiently high efficiency of suppression of correlated clutter. Whitening filter replaces the adaptive lattice filter. To reduce number of computations it is suggested to use block design of adaptive lattice filter. Qualitative and quantitative characteristics of postdetection processing, speed characteristics and also direction-finding characteristics are given.

Keywords: incoherent radar; postdetector processing; adaptive lattice filter; whitening filter.

1. Введение

Для обеспечения посадки летательных аппаратов на площадки небольших размеров применяются импульсные радиолокационные станции сопровождения с моноимпульсным методом измерения координат. Требования небольших габаритов и веса антенной системы обеспечиваются выбором частотных диапазонов К, Ка (18÷40 ГГц). Однако при этом значительно сокращается рабочая дистанция и возрастает уровень помех, обусловленных особенностями поглощения радиоволн молекулами кислорода и воды, а также отражениями от местных предметов и гидрометеоров, что требует применения специальных мер по подавлению коррелированных помех [1].

Зачастую в импульсных следящих РЛС мм-диапазона не применяется когерентная междупериодная обработка (МПО) пачки отраженных сигналов, это связано с проблемой создания когерентного (опорного) гетеродина со стабильной частотой, а также сложностью создания твердотельного передатчика повышенной мощности, способного обеспечить энергетический потенциал, для работы на дальностях превышающих 10 км, другими словами замена магнетронного передатчика не представляется возможной с энергетической точки зрения.

Разработка квазикогерентной РЛС мм-диапазона с запоминанием начальной фазы зондирующего импульса на промежуточной частоте встречает дополнительные трудности такие как: время ожидания (прогрева) выхода магнетрона в рабочий диапазон частот, учет фазовой конверсии СВЧ-устройств передатчика и приемника, нарушающих когерентность обработки.

Возможным способом компенсации коррелированных помех может выступать последетекторная (некогерентная) МПО, которая также в других источниках называется псевдокогерентной или МПО с внешней когерентностью [2,3].

2. Физический смысл работы РЛС с внешней когерентностью

Физические основы работы РЛС с внешней когерентностью давно изучены и исследованы еще в самых первых опытах с импульсными РЛС и неоднократно описаны в различной литературе [1,2,3].

В системах СДЦ с внешней когерентностью в качестве эталонных колебаний используют сигналы, отраженные от неподвижных объектов, находящихся в пределах разрешаемой площади (или разрешаемого объема) РЛС. Такой сигнал можно представить как сумму сигналов, отраженных от элементарных отражателей, заключенных в пределах разрешаемого объема.

Если относительное положение элементарных отражателей неизменно, суммарный сигнал является регулярной функцией времени. Реально элементарные отражатели взаимно смещаются из-за ветра, волн, местных предметов и в силу собственного движения системы, поэтому суммарный сигнал имеет существенную случайную составляющую, снижающую эффективность подавления пассивных помех.

В свою очередь, чем уже спектр флюктуаций пассивной помехи по сравнению с частотой повторения импульсов, тем лучше выделяются сигналы движущихся целей на фоне пассивных помех [1].

Сигнал на входе приемника является результатом биений сигналов, отраженных движущейся целью и неподвижным фоном [2].

Представим сигнал пассивной помехи как векторную сумму множества случайных отражений, а отраженный сигнал представим как векторную сумму пассивной помехи и сигнала движущейся цели (см. рисунок 1).

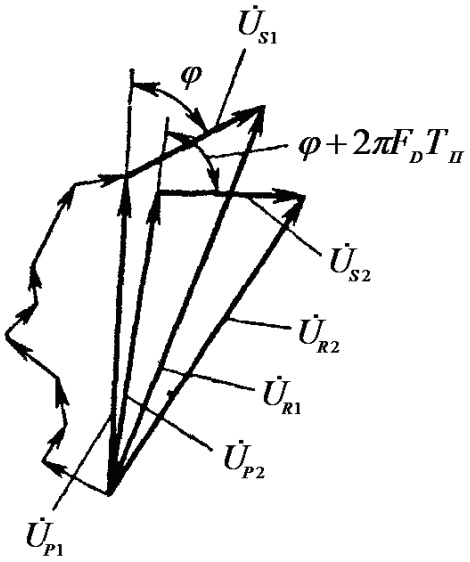


Рис. 1. Демонстрация принципа работы РЛС с внешней когерентностью

Разность фаз в пределах рассматриваемого периода повторения между сигналами пассивной помехи и цели

$$\varphi_1 = \mp 2\pi F_D t + \varphi_{Ц1} - \varphi_{ППП1}, \quad (1)$$

где $\varphi_{ППП1}$ – случайная фаза пассивной помехи, $\varphi_{Ц1}$ – случайная фаза сигнала, F_D – разность доплеровских частот сигнала и помехи.

В следующем периоде $T_П$ разность фаз между сигналами пассивной помехи и цели равна

$$\varphi_2 = \mp 2\pi F_D t \pm 2\pi F_D T_П + \varphi_{Ц2} - \varphi_{ППП2}. \quad (2)$$

Во время действия импульсов зондирования, можно принять, что

$$\varphi_{Ц1} \approx \varphi_{ППП1}; \varphi_{Ц2} \approx \varphi_{ППП2}; \ldots$$

другими словами разность фаз от периода повторения изменяется лишь на $\pm 2\pi F_D T$ (на рисунке 1 она изменяется от φ до $\varphi + 2\pi F_D T$).

Таким образом, пассивную помеху можно рассматривать, как опорный сигнал. Как видно из рисунка 1, амплитуда результирующего сигнала изменяется (U_{R1}, U_{R2}) с доплеровской частотой $\Omega = 2\pi F_D$ [3].

При выполнении условия $U_P >> U_S$ (амплитуда помехи во много раз превышает амплитуду сигнала), можно принять выражение для огибающей результирующего сигнала [4]

$$\dot{U}_R = \dot{U}_P + \dot{U}_S \cos(\Omega T), \quad (3)$$

где ΩT – разность доплеровской круговой частоты сигнала и помехи.

Сигнал на входе приемника с результатом биений сигналов отраженных движущейся целью от коррелированной пассивной помехи изображен на рисунке 2.

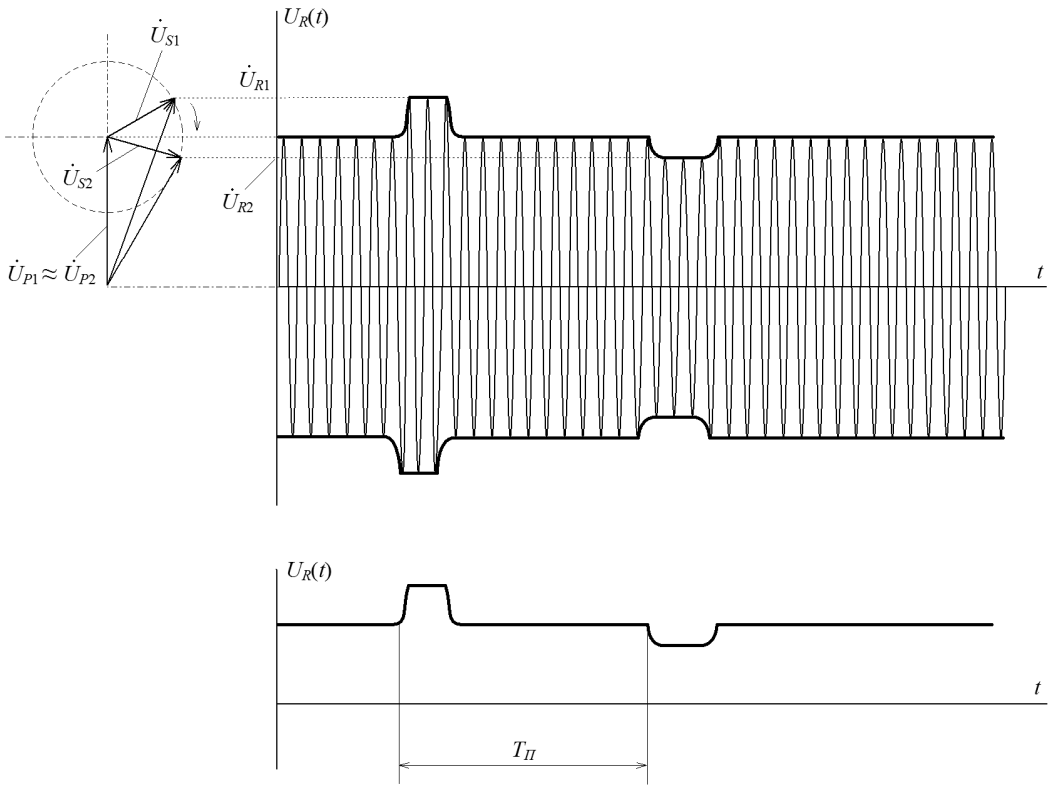


Рис. 2. Биение сигнала, вызванное отражением движущейся цели от коррелированной помехи

Корреляционную функцию до детектора с учетом выражения (3) при наличии смеси сигнала, помехи, шума можно представить в виде

$$R_0(\tau) = \sigma_P^2 \rho_P(\tau) + \sigma_S^2 \rho_S(\tau) \cos(\omega_{DS} - \omega_{DP})\tau + \sigma_N^2 \delta(\tau), \qquad (4)$$

где σ_P^2 – мощность помехи, σ_S^2 – мощность сигнала, σ_N^2 – мощность шума, $\rho_P(\tau)$ – корреляционная функция флюктуаций помехи, $\rho_S(\tau)$ – корреляционная функция флюктуирующего сигнала, ω_{DS} – доплеровская частота сигнала, ω_{DP} – доплеровская частота помехи, $\delta(\tau)$ - символ Кронекера.

Для нахождения корреляционной функции огибающей процесса $R(\tau)$ применительно к узкополосному нормальному случайному процессу с корреляционной функцией до детектора $R_0(\tau)$ можно воспользоваться выражениями, приведенными в работе [5].

В зависимости от типа применяемого нелинейного преобразователя (детектора), корреляционная функция будет принимать определенный вид, в частности для однополупериодного выпрямителя *v*-ой степени, корреляционная функция огибающей описывается выражением [1]

$$\begin{cases} R(\tau) = \sum\limits_{n=0}^{\infty} \dfrac{1}{n!} c_{nv}^2 R_0^n(\tau), \\ c_{nv} = \dfrac{\alpha}{2\pi} \Gamma(1+v)\Gamma\left(\dfrac{n-v}{2}\right)\left[\dfrac{R_0(0)}{2}\right]^{\frac{v-n}{2}} \sin\pi\left(\dfrac{n-v}{2}\right), \end{cases} \quad (5)$$

где α – фокальный параметр, Γ(…) – гамма функция, *n* – количество слагаемых ряда.

Необходимо также учесть, что на выходе детектора содержится видеофильтр (ФНЧ), который подавляет высокие частоты (несущей частоты, промежуточной частоты) ω_0, также принимается во внимание, что доплеровские компоненты относительно малы: $\omega_{DS} << \omega_0$ и $\omega_{DP} << \omega_0$, поэтому частоты вида $\omega_0 \pm \omega_{DS}$, $\omega_0 \pm \omega_{DP}$ не проходят на выход видеофильтра [1].

Корреляционная функция огибающей процесса, применительно к двухполупериодному квадратичному детектору, описывается выражением

$$R(\tau) = \alpha^2\sigma^4[1 + 2R_0^2(\tau)], \quad (6)$$

где α – фокальный параметр.

Корреляционная функция огибающей процесса, применительно к двухполупериодному линейному детектору, описывается выражением

$$R(\tau) = \frac{2\sigma^2}{\pi}\left[R_0(\tau)\arcsin R_0(\tau) + \sqrt{1 - R_0^2(\tau)}\right], \quad (7)$$

Для дальнейшего анализа последетекторной междупериодной обработки, примем во внимание, что в качестве детектора выступает линейный двухполупериодный выпрямитель (7).

3. Принцип работы адаптивной последетекторной обработки на основе обеляющего фильтра

Структурная схема адаптивной последетекторной МПО на основе обеляющего фильтра [6] приведена на рисунке 3.

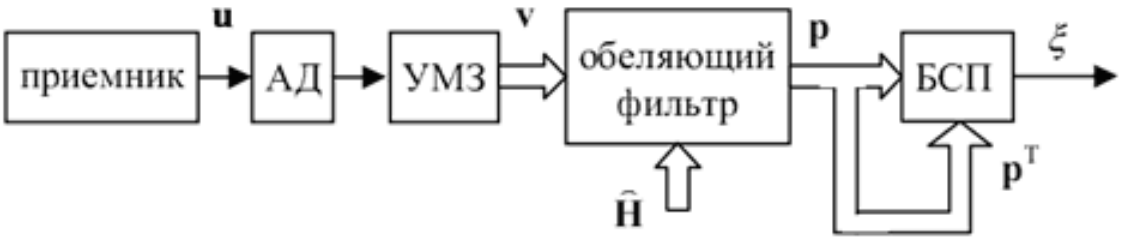


Рис. 3. Структурная схема последетекторной МПО

АД – амплитудный детектор, УМЗ – *M*-отводная линия задержки между зондированиями, БСП – блок скалярного перемножения, v – M-мерный вектор выходных сигналов АД, $\hat{H}$ – корень обратной оценочной корреляционной матрицы

помех, p – M-мерный вектор выходных сигналов обеляющего фильтра, ξ – предпороговая статистика.

Матричная импульсная характеристика (МИХ) обеляющего фильтра пропорциональна M x M матрице H – сомножителю матрицы Ψ_0 в представлении

$$\Psi_0 = \mathrm{H}^{\mathrm{T}} \cdot \mathrm{H} = \boldsymbol{\Phi}_0^{-1}, \boldsymbol{\Phi}_0 = \overline{\mathrm{v}_0 \cdot \mathrm{v}_0^{\mathrm{T}}}. \quad (8)$$

В реальных условиях априорного незнания корреляционной матрицы (КМ) $\boldsymbol{\Phi}_0$ в ее роли выступает невырожденная матрица-оценка $\hat{\boldsymbol{\Phi}}_0$, по которой строится оценочная матрица $\hat{\mathrm{H}}$. Предпороговая статистика ξ, формируемая в блоке скалярного перемножения, в этом случае равна

$$\xi = \mathrm{p}^{\mathrm{T}} \cdot \mathrm{p} = \sum_{i=1}^{M} \mathrm{p}_i^2, \quad (9)$$

где $\mathrm{p} = (\mathrm{p}_i)_{i=1}^{M} = \hat{\mathrm{H}} \cdot \mathrm{v}$ – M-мерный вектор выходных сигналов обеляющего фильтра – результат преобразования в нем M-мерного вектора v выходных сигналов АД [6].

Отличительная особенность адаптивной последетекторной МПО заключается в стабилизации ложных тревог. Обеляющий фильтр адаптивной последетекторной МПО не только декоррелирует помехи, но и стабилизирует их мощность выходного процесса.

Для аппроксимации предпороговой статистики ξ при $M \leq 8$ удобно использовать логнормальный закон распределения вида [7]

$$p(x) = \frac{1}{x\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left\{ -\frac{[\ln x - \mu]^2}{2\sigma^2} \right\}, \quad (10)$$

Однако для $M > 8$ предпороговая статистика ξ с высокой точностью апроксимируется χ^2 - распределением [8].

В адаптивных системах МПО применяется несколько вариантов построения обеляющего фильтра.

Классическим методом реализации обеляющего фильтра, является применение процедуры вычисления обратного корня КМ помехи $\hat{\mathrm{H}}$. В свою очередь процедура вычисления обратного корня КМ представляет собой ресурсоемкую работу в режиме реального времени, что негативно сказывается на практической реализации данного метода.

Менее затратным методом реализации обеляющего фильтра, в вычислительном плане, выступает синтез решетчатого фильтра. Сущность адаптивной решетчатой фильтрации заключается в том, что на этапе адаптации подлежат оцениванию не непосредственные матричные импульсные характеристики обеляющего фильтра, а параметры из специальных разложений. В основе этих разложений лежит обобщенная факторизация Левинсона [9,10].

4. Эффективность адаптивной междупериодной обработки на основе обеляющего фильтра

4.1 Проигрыш последетекторной МПО

Расчет проигрыша в отношении сигнал/шум μ производится при воздействии на АД смеси сигнал+шум, результат берется до БСП (см. рисунок 3). При этом МИХ $\widehat{H}$ рассчитывается при отсутствии сигнала, а величина определяется выражением

$$\mu = \frac{a}{a_1}, \tag{11}$$

где $a = \sigma_S^2 / \sigma_N^2$ – отношение сигнал/шум на выходе приемника, $a_1 = (tr(\widehat{H} \times \Phi_{S+N} \times \widehat{H}^T) - tr(\widehat{H} \times \Phi_N \times \widehat{H}^T)) / tr(\widehat{H} \times \Phi_N \times \widehat{H}^T)$ – отношение сигнал/шум на выходе МПО до БСП, Φ_{S+N} – КМ смеси сигнал+шум на выходе АД, Φ_N – КМ шума на выходе АД, $tr(\widehat{H} \times \Phi \times \widehat{H}^T)$ – мощность выходного процесса МПО, $\widehat{H}$ – "корень" матрицы Φ_N^{-1}.

Поскольку $tr(\widehat{H} \times \Phi_N \times \widehat{H}^T) = M$, получим

$$\mu = \frac{a \cdot M}{tr(\widehat{H} \times \Phi_{S+N} \times \widehat{H}^T) - M}. \tag{12}$$

Зависимость параметра μ приведена на рисунке 4 для значений M = 3, 5, 8.

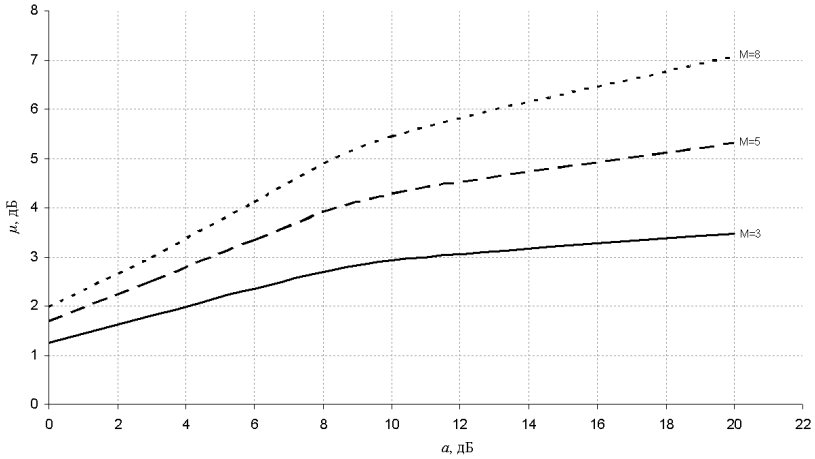


Рис. 4. Потери в отношении сигнал/шум на выходе МПО до БСП

Результаты расчетов показывают, что μ увеличивается с увеличением M и a, и может достигать величины до 7 дБ при M = 8, до 5,2 дБ при M = 5, до 3,5 дБ при M = 3 [11].

Расчет потерь МПО после БСП не предоставляется возможным, поскольку скалярное произведение представляет собой нелинейную функцию, поэтому статистические характеристики выходного процесса получены методом математического моделирования.

4.2 Коэффициент улучшения последетекторной МПО

Расчет коэффициента улучшения k_y производится при воздействии на АД смеси сигнал+помеха+шум. При этом МИХ $\widehat{H}$ рассчитывается при отсутствии сигнала, а величина k_y определяется выражением

$$k_y = \left(\frac{P_S}{P_P + P_N}\right)_{ВЫХ} \Big/ \left(\frac{P_S}{P_P + P_N}\right)_{ВХ}, \qquad (13)$$

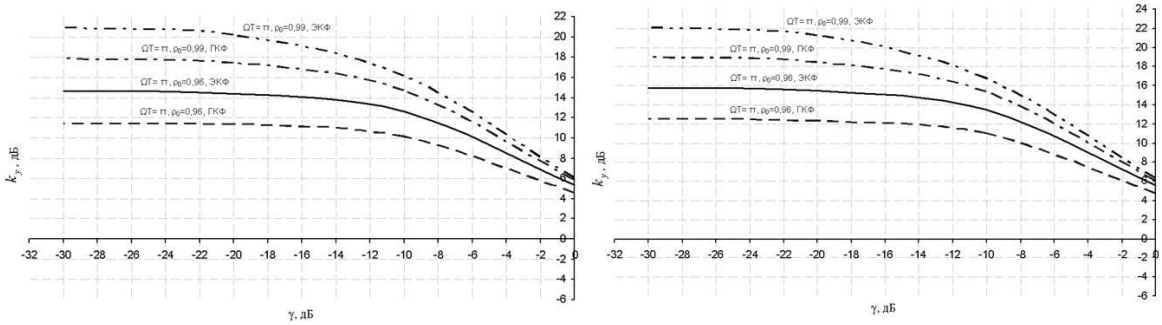
где $\left(\frac{P_S}{P_P + P_N}\right)_{ВХ} = \frac{\sigma_S^2}{\sigma_P^2 + \sigma_N^2}$ – отношение сигнал/(помеха+шум) на выходе приемника, $\left(\frac{P_S}{P_P + P_N}\right)_{ВЫХ} = \frac{tr(\widehat{H} \times \Phi_{S+P+N} \times \widehat{H}^T) - tr(\widehat{H} \times \Phi_{P+N} \times \widehat{H}^T)}{tr(\widehat{H} \times \Phi_{P+N} \times \widehat{H}^T)}$ – отношение сигнал/(помеха+шум) на выходе МПО до БСП, Φ_{S+P+N} – КМ смеси сигнал+помеха+шум на выходе АД, Φ_{P+N} – КМ смеси помеха+шум на выходе АД, $\widehat{H}$ – "корень" матрицы Φ_{P+N}^{-1}.

Учитывая, что $tr(\widehat{H} \times \Phi_{P+N} \times \widehat{H}^T) = M$, получим

$$k_y = \frac{tr(\widehat{H} \times \Phi_{S+P+N} \times \widehat{H}^T) - M}{M} \cdot \frac{\eta + 1}{a}, \qquad (14)$$

где $\eta = \sigma_P^2 / \sigma_N^2$ - отношение помеха/шум.

Расчеты k_y проводились для значений M = 3, 5, 8; a = 3, 6, 10, 20 дБ; η = 10, 20, 30, 40 дБ; ΩT = 0, π/4, π/2, 3π/4, π; гауссовой $\rho_{ij} = \rho_0^{|i-j|^2}$ и экспоненциальной $\rho_{ij} = \rho_0^{|i-j|}$ корреляционной функцией помехи (ГКФ, ЭКФ) с ρ_0 = 0,96; 0,99. Зависимость параметра k_y от отношения сигнал/помеха на выходе приемника $\gamma = \sigma_S^2 / \sigma_P^2$, при a=10 дБ и оптимальной разности доплеровских частот ΩT=π, изображена на рисунке 5.



а) $k_y(\gamma)$ при M=3 б) $k_y(\gamma)$ при M=8

Рис. 5. Коэффициент улучшения последетекторной МПО до БСП

Результаты расчетов показывают, что величина k_y существенно зависит от параметров γ, ρ_0, M, КМ помехи [11]. При этом можно отметить следующие закономерности:

- k_y возрастает при уменьшении γ, и при γ ≤ -20 дБ практически достигает максимальной величины $k_{y\max}$;
- значение $k_{y\max}$ изменяется в пределах (10,8 ÷ 22) дБ в зависимости от M, КМ помехи и ΩT;
- увеличение M с 3 до 8 приводит к увеличению $k_{y\max}$ на 1,5 ÷ 2 дБ;

- увеличение ρ_0 от 0,96 до 0,99 приводит к увеличению k_y на ~ 6 дБ независимо от M и вида КМ помехи.

5. Характеристики обнаружения адаптивной последетекторной междупериодной обработки на основе обеляющего фильтра

Вероятность ложной тревоги F и пороговый уровень ξ_0 определяется выражением

$$F = \int_{\xi_0}^{\infty} p(x, M)dx, \tag{15}$$

где $p(x, M)$ – плотность вероятности логнормального закона распределения предпороговой статистики МПО, показанной в выражении (10).

Зависимость F от ξ_0 для M = 3, 5, 8 приведена на рисунке 6.

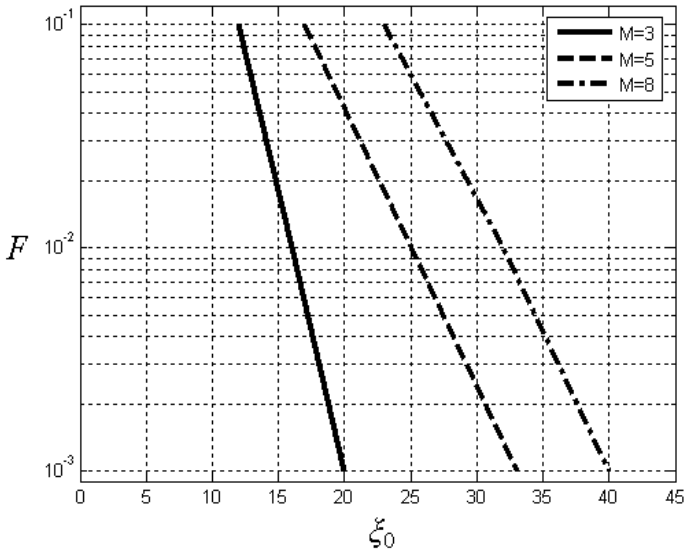


Рис. 6. Зависимость F от порога ξ_0

Вероятность правильного обнаружения D определяется выражением

$$D = \int_{T}^{\infty} p_{S+N}(x)dx = 1 - \Phi\left(\frac{\ln T - \mu}{\sigma}\right), \tag{16}$$

где $\Phi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{Z} e^{-\frac{t^2}{2}} dt$; μ, σ – параметры логнормального распределения.

При воздействии смеси сигнал+шум (S+N) выходной процесс подчиняется логнормальному закону распределения с параметрами μ_{S+N} и σ_{S+N}, зависящими от M и величины a. При воздействии смеси сигнал+шум+помеха (S+P+N) выходной процесс также подчиняется логнормальному закону с параметрами μ_{S+p+N} и σ_{S+p+N}, зависящими от M, a, η и ΩT.

Графики этих параметров приведены на рисунке 7 и рисунке 8.

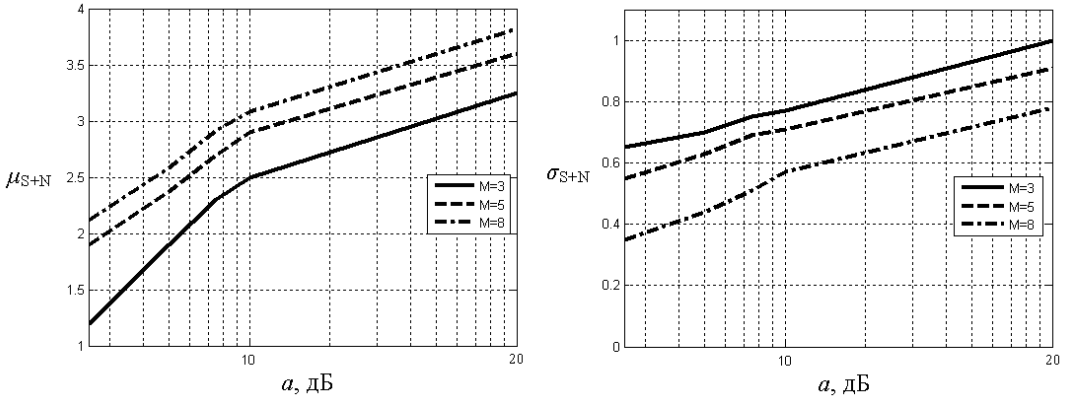


Рис. 7. Параметры распределения $\eta = 0$ (S+N)

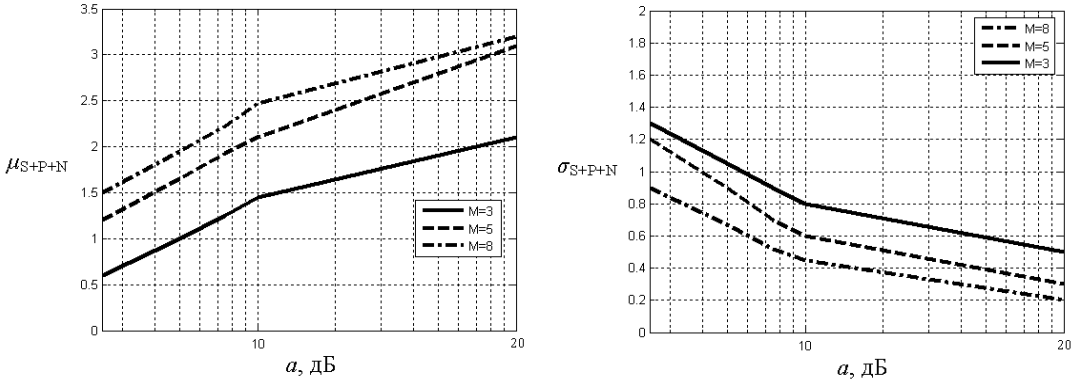


Рис. 8. Параметры распределения $\eta = 30$ дБ, $\Omega T = \pi$, ЭКФ, $\rho_0 = 0{,}99$ (S+P+N)

Характеристики обнаружения D приведены на рисунке 9.

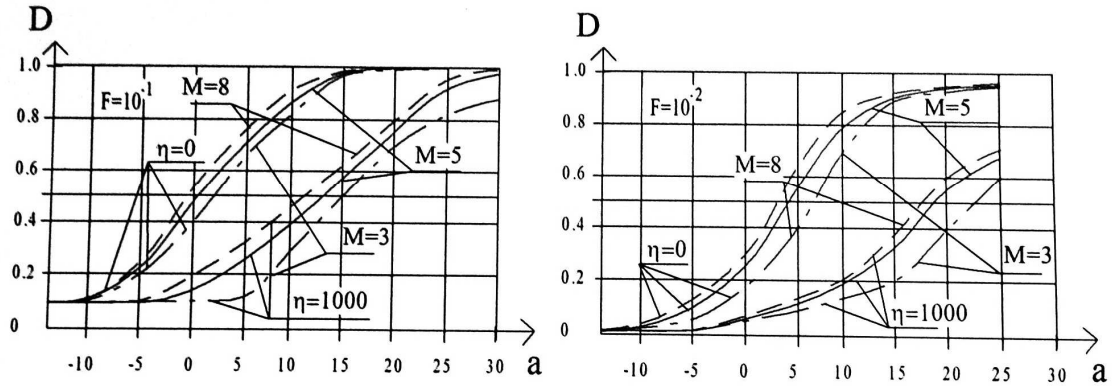


Рис. 9. Характеристики обнаружения $\Omega T = \pi$, ЭКФ, $\rho_0 = 0{,}99$

Анализ полученных характеристик обнаружения показывает, что при уровне нормированной мощности помехи до 30 дБ ($\eta = 10^3$) пороговый сигнал (D=0,5) возрастает на величину до 12 дБ при $F = 10^{-1}$ и до 15 дБ при $F = 10^{-2}$ независимо от M. Увеличение M от 3 до 8 уменьшает пороговый сигнал на величину (3÷4) дБ практически независимо от F и η [7].

6. Скоростные характеристики адаптивной последетекторной МПО

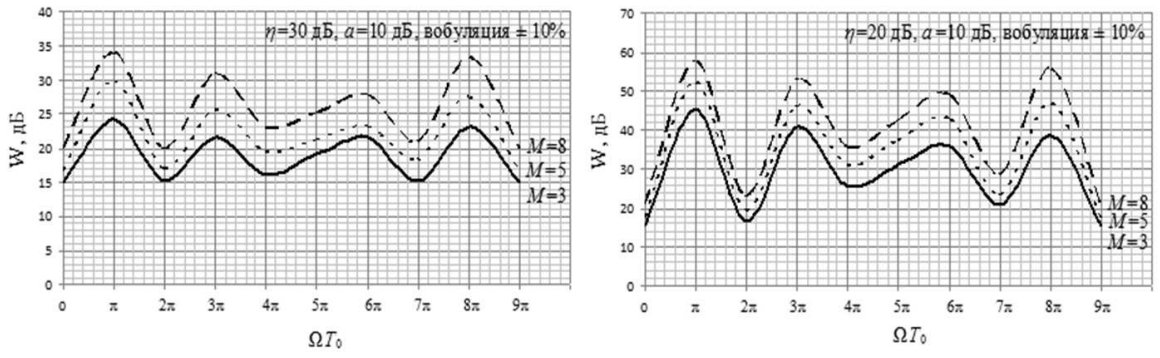
Последетекторная МПО обеспечивает обнаружение сигнала в коррелированной помехе. При этом эффективность обработки зависит от разности доплеровских частот сигнала и помехи Ω. Средством ослабления зависимости эффективности обработки от Ω обычно служит вобуляция интервалов зондирования T. Важным показателем МПО служат скоростная характеристика (СХ) – зависимость мощности W выходного сигнала от ΩT, и статистическая скоростная характеристика (ССХ) – зависимость вероятности правильного обнаружения D от ΩT при заданной вероятности ложной тревоги F.

Для построения СХ и ССХ находится распределение предпороговой статистики ξ, формируемой на выходе МПО, при воздействии на МПО смеси сигнал+помеха+шум (S+P+N) с различными величинами ΩT и соотношения мощностей.

При постоянном интервале зондирования СХ и ССХ имеют строго периодические «провалы» при значениях $\Omega T = 2n\cdot\pi$ и максимальную величину при значениях $\Omega T = (2n+1)\cdot\pi$. Глубина «провалов» СХ составляет величину (30÷37) дБ для η = 20 дБ и (9÷14) дБ для η = 30 дБ возрастая при увеличении M. В точках минимума ССХ величина D достигает величину сравнимую с заданной вероятностью ложных тревог F независимо от η и M.

При вобуляции с параметрами $\Delta T=\pm 0{,}1\cdot T_0$ СХ и ССХ имеют период повторения равный 9π, с экстремумами при тех же значениях ΩT_0, что и при отсутствии вобуляции. Глубина первого «провала» СХ уменьшается на (2÷3) дБ при η = 20 дБ и на (0,3÷0,5) дБ при η = 30 дБ. Однако глубина второго «провала» уменьшается уже на более значительную величину (15÷17) дБ при η = 20 дБ и на (1÷3) дБ при η = 30 дБ. Глубина третьего «провала» уменьшается на величину (6÷8) дБ при η = 20 дБ и на (0,5÷1) дБ при η = 30 дБ. В точках минимума ССХ величина D может превышать заданную F на порядок, однако в точке первого «провала» она сравнима с F.

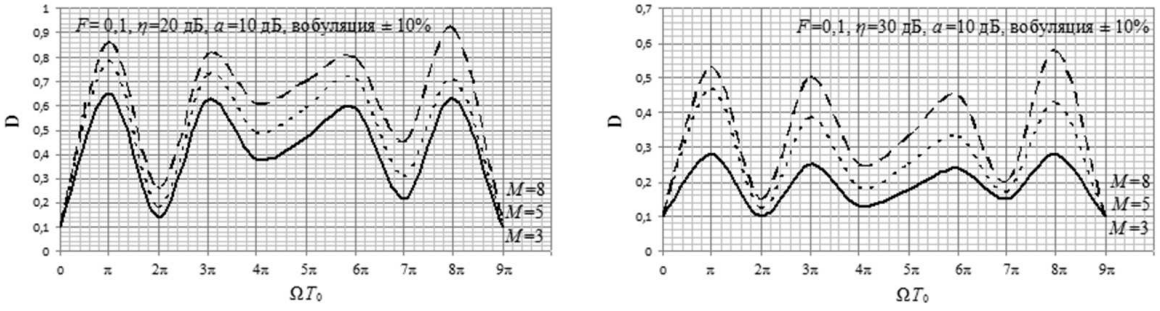
На (рисунке 10 а, б) приведены зависимости W (в дБ) от ΩT для a = 10 дБ, η = 20, 30 дБ (СХ).



а) б)

Рис. 10. Скоростная характеристика МПО при вобуляции $\Delta T=\pm 0{,}1\cdot T_0$

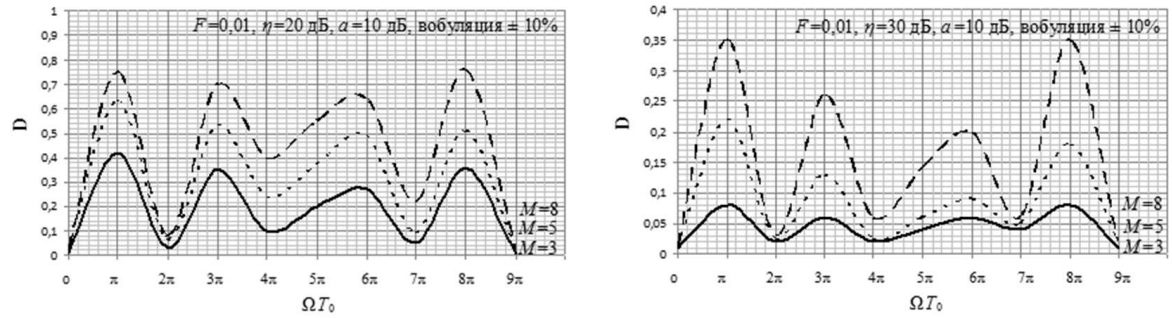
На (рисунке 11 а, б) приведены зависимости D этих же значений a, η, $F=10^{-1}$ (ССХ).



а) б)

Рис. 11. Статистическая скоростная характеристика МПО при вобуляции $\Delta T=\pm 0{,}1\cdot T_0$, $F=10^{-1}$

На (рисунке 12 а, б) приведены зависимости D этих же значений a, η, $F=10^{-2}$.



а) б)

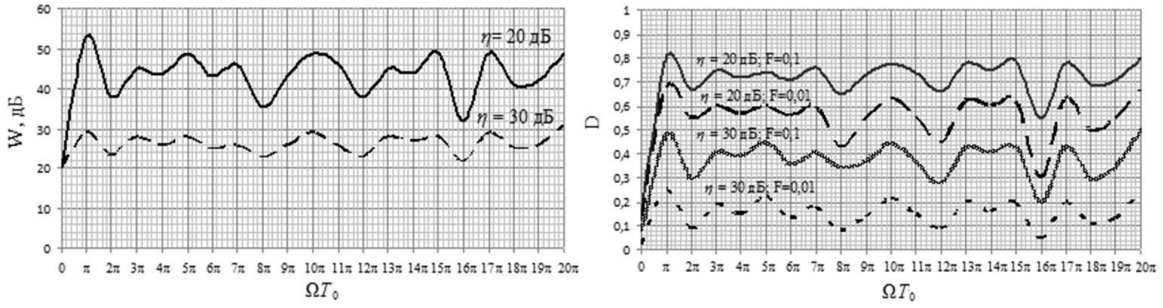
Рис. 12. Статистическая скоростная характеристика МПО при вобуляции $\Delta T=\pm 0{,}1\cdot T_0$, $F=10^{-2}$

Таким образом, видно, что вобуляция с параметрами $\Delta T=\pm 0{,}1\cdot T_0$ влияет на степень равномерности СХ и ССХ, особенно в точках второго и третьего «провалов», однако для первого «провала» выигрыш незначителен.

Применение простого закона вобуляции не дает приемлемой СХ и ССХ, для устранения этого недостатка нужно применить более сложный закон, который будет наиболее эффективен для большой пачки $M = 8$.

При вобуляции с параметрами между зондированиями для $M = 8\cdot T_0$; $1{,}35\cdot T_0$; $1{,}05\cdot T_0$; $1{,}3\cdot T_0$; $1{,}1\cdot T_0$; $1{,}25\cdot T_0$; $1{,}15\cdot T_0$ СХ и ССХ имеют период повторения равный 40π.

На (рисунке 13 а) приведена зависимость W (в дБ) от ΩT для a = 10 дБ, η = 20, 30 дБ, M = 8 (СХ для сложного закона вобуляции). На (рисунке 13 б) приведены зависимости D, при $F=10^{-1}$, 10^{-2} , M = 8 (ССХ для сложного закона вобуляции).



а) б)

Рис. 13. СХ и ССХ МПО при сложном законе вобуляции

Как видно из (рис. 13 а, б) сложный закон вобуляции существенно улучшает степень равномерности СХ. Максимальный “провал” не превосходит 10 дБ на первой слепой скорости $\Omega T_0 = 2\pi$, а неравномерность при более высоких скоростях не превосходит 4÷5 дБ [12].

Исходя из полученных результатов, можно сделать вывод о существенном влиянии вобуляции на скоростные характеристики последетекторной МПО. Неравномерность скоростных характеристик простого закона вобуляции $\pm 0{,}1 \cdot T_0$ слабо зависит от M, однако значения параметров СХ и ССХ в значительной степени зависят от M. В свою очередь для сложного закона СХ и ССХ не имеют существенных “провалов” в широком диапазоне допплеровских частот. Во всех рассмотренных случаях значения параметров СХ и ССХ обратно пропорционально зависят от интенсивности помех η.

7. Пеленгационные характеристики адаптивной последетекторной междупериодной обработки в амплитудной моноимпульсной РЛС

Блок-схема амплитудно-амплитудной моноимпульсной системы с последетекторной МПО приведена на рисунке 14.

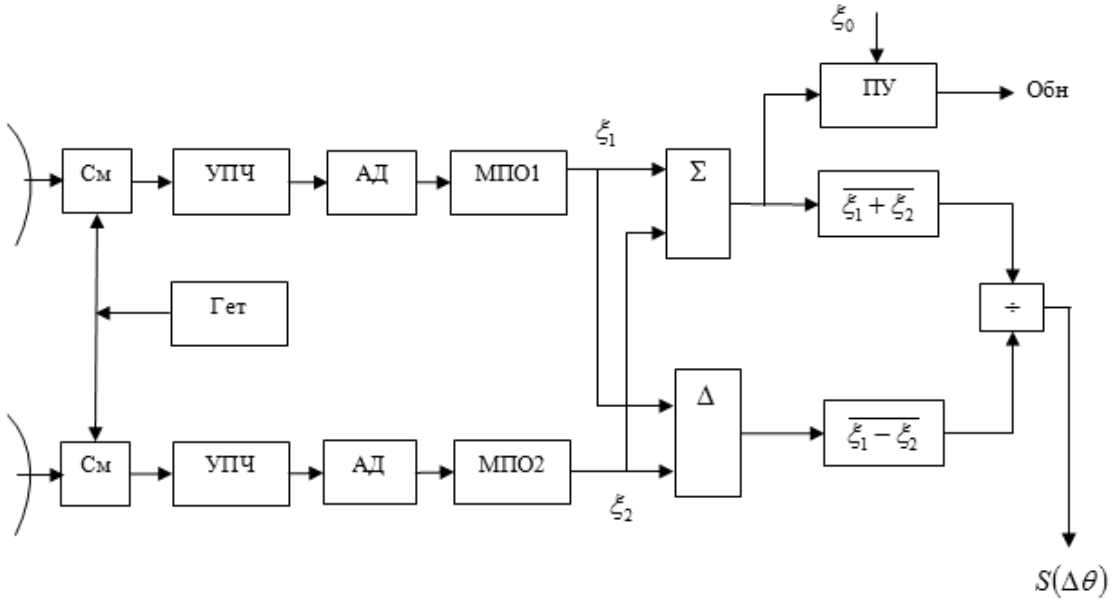


Рис. 14. Блок-схема амплитудно-амплитудной моноимпульсной системы с последетекторной МПО

См – смеситель, Гет – гетеродин, УПЧ – усилитель промежуточной частоты, АД – амплитудный детектор, МПО1 и МПО2 – междупериодная обработка суммарного Σ и Δ канала, ПУ – пороговое устройство, Обн – выход с обнаружителя, $S(\Delta\theta)$ – пеленгационная характеристика.

На вход АД поступает смесь некогерентного сигнала цели, коррелированной помехи и собственного шума приёмного устройства (S+P+N).

Пеленгационная характеристика определяется выражением:

$$S\left(g\cdot\Delta\theta\right)=\frac{\overline{\xi_1-\xi_2}}{\overline{\xi_1+\xi_2}}, \tag{17}$$

где g - крутизна нормированной диаграммы направленности антенны, $\Delta\theta$ - отклонение от равносигнального направления [13].

Распределение процесса $\xi_1+\xi_2$ представляет собой композицию логнормальных законов распределения с различными параметрами μ_{S+P+N} и σ_{S+P+N} [14]. Учитывая идентичность каналов приёма можно считать, что мощность помехи одинакова в обоих каналах, т.е. $\eta_1=\eta_2=\eta$. Тогда при выбранных значениях M и η величины μ и σ определяются только мощностью сигнала a. Выражения для амплитуд сигналов с канала Σ и Δ имеют вид:

$$\begin{aligned} u_1\left(g\cdot\Delta\theta\right)&=\sigma_S\cdot\left(1+g\cdot\Delta\theta\right),\\ u_2\left(g\cdot\Delta\theta\right)&=\sigma_S\cdot\left(1-g\cdot\Delta\theta\right)\end{aligned} \tag{18}$$

и, следовательно, нормированная мощность сигналов на входе МП01 и МП02 равны, соответственно

$$\begin{aligned} a_1&=a_0\cdot\left(1+g\cdot\Delta\theta\right)^2,\\ a_2&=a_0\cdot\left(1-g\cdot\Delta\theta\right)\end{aligned} \tag{19}$$

где a_0 - нормированная мощность сигнала на равносигнальном направлении.

Значения a_1 и a_2 определяют параметры распределения $p(\xi_1)$ и $p(\xi_2)$ для случаев сигнал-шум (S+N) и сигнал+шум+помеха (S+P+N) и изображены на рисунке 7-8.

Учитывая, что среднее значение суммы (разности) равно сумме (разности) средних значений слагаемых [5], выражение (17) можно записать в виде

$$S\left(g\cdot\Delta\theta\right)=\frac{\overline{\xi_1}-\overline{\xi_2}}{\overline{\xi_1}+\overline{\xi_2}} \tag{20}$$

Для логнормального закона среднее значение равно

$$\overline{\xi}=e^{\mu+\frac{\sigma^2}{2}} \tag{21}$$

Результаты расчётов пеленгационных характеристик в соответствии с (20), (21) при a_0=10 дБ и параметрами μ и ξ из рисунка 7-8 для случаев S+N и S+P+N приведены на рисунке 15, рисунке 16.

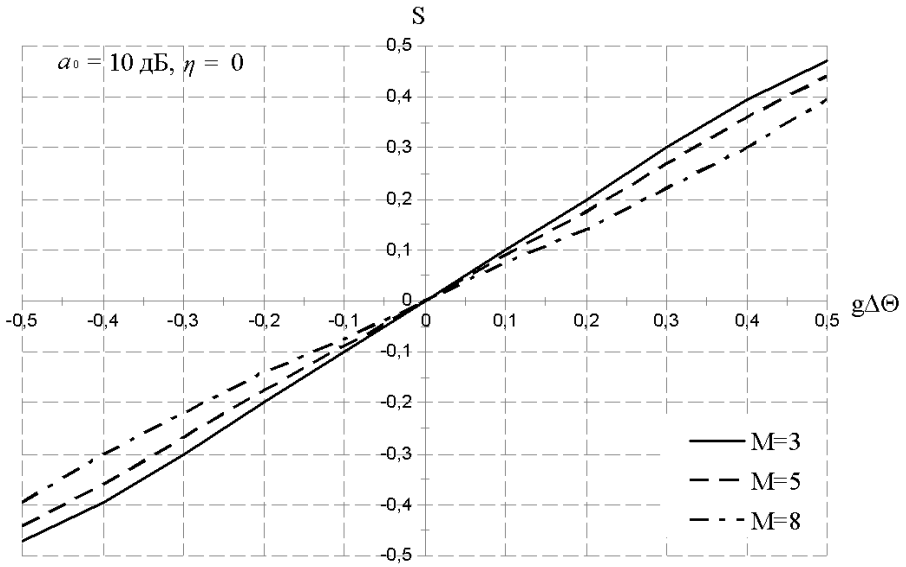


Рис. 15. Пеленгационная характеристика при a_0 =10 дБ (S+N)

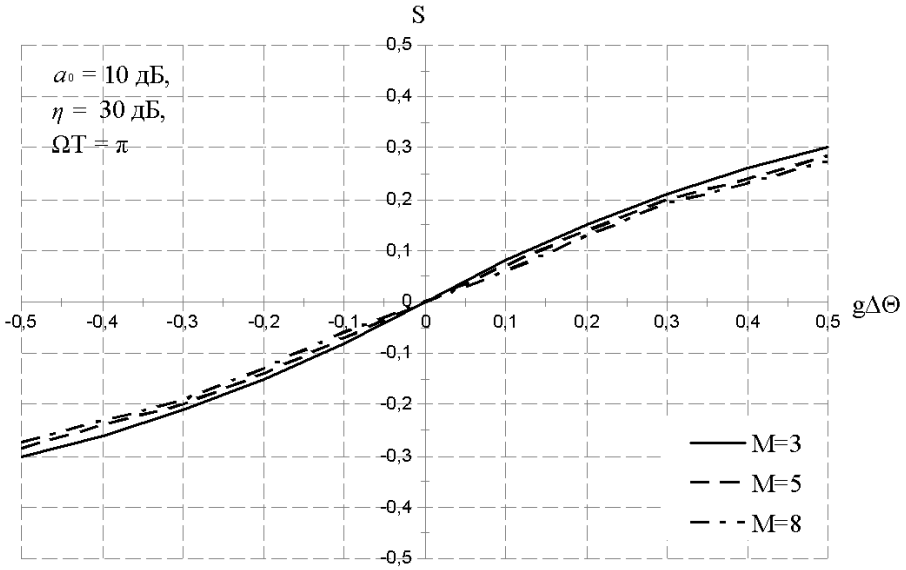


Рис. 16. Пеленгационная характеристика при a_0 =10 дБ, η =10^3, $\Omega T = \pi$,ЭКФ, ρ_0 = 0,99 (S+P+N)

Графики, приведенные на рисунке 15 и рисунке 16 показывают, что пеленгационная характеристика имеет нелинейный характер без смещения нуля с уменьшением крутизны при воздействии помехи.

8. Блочное построение обеляющего фильтра последетекторной МПО

Построение МПО на основе обеляющего решетчатого фильтра позволяет исключить процедуру прямого обращения обучающей корреляционной матрицы. При этом весовые коэффициенты фильтра находятся в результате рекурсивной процедуры в соответствии с алгоритмом Левинсона [9, 10].

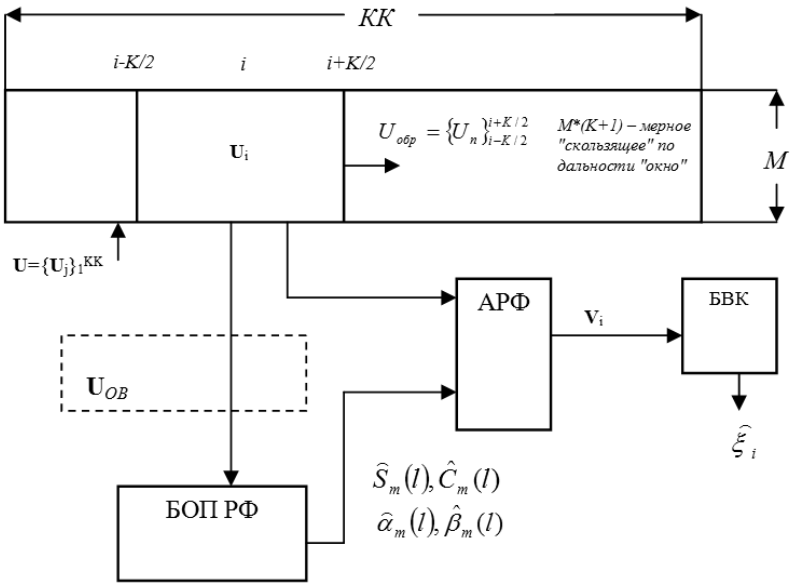


Рис. 17. Адаптивная МПО с АРФ размерности М

На рисунке 17 приведена блок-схема адаптивной МПО, состоящая из ОЗУ размерности $KK \times M$, блока оценки параметров фильтра (БОП РФ), адаптивный решетчатый фильтр (АРФ), блок вычисления суммы квадратов (БВК) выходных сигналов АРФ.

БОП РФ производит вычисление весовых коэффициентов $\hat{S}_m(l)$, $\hat{C}_m(l)$, $\hat{\alpha}_m(l)$, $\hat{\beta}_m(l)$ по классифицированной выборке $\mathrm{U_{ОВ}}$, АРФ размерности М производит весовое суммирование сигнальных отсчетов U_i полученных на *i*-ой дальности в *M* позициях по азимуту, блок БВК выполняет операцию $\mathrm{V}_i^{\mathrm{T}} \times \mathrm{V}_i$, где V_i - вектор-столбец размерности *M* выходных сигналов АРФ. Скаляр $\hat{\xi}_i$ определяет предпороговую статистику [8].

На рисунке 18 представлена структура АРФ.

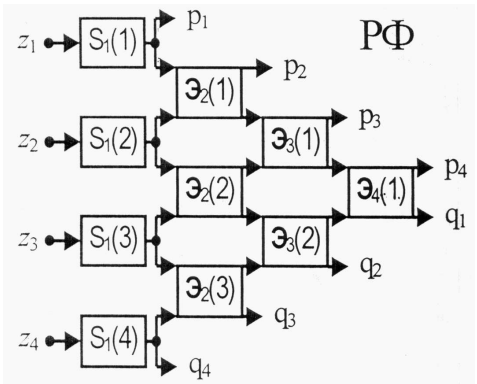


Рис. 18. Структура АРФ

Как видно из рисунка 18, АРФ представляет собой систолическую структуру из элементарных решетчатых фильтров (ЭРФ) $Э_m(l)$, число N_1 которых определяется величиной *M* и равняется:

$$N_1 = \frac{M(M-1)}{2}. \qquad (22)$$

Структура ЭРФ приведена на рисунке 19.

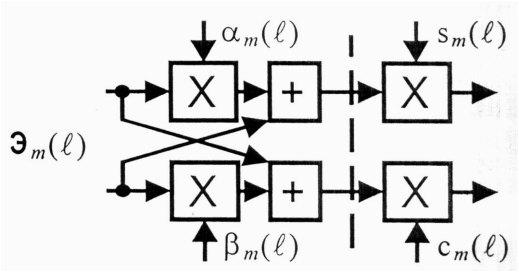


Рис. 19. Структура ЭРФ

Отметим, что в каждом ЭРФ необходимо выполнить 4 операции умножения и 2 операции суммирования.

Как следует из (22) уменьшение M приводит к уменьшению числа вычислительных операций пропорционально N_1. Однако уменьшение M приводит к ухудшению характеристик обнаружения и увеличению неравномерности скоростной характеристики МПО. Поэтому представляет интерес уменьшение числа вычислительных операций при сохранении величины M.

Блочное построение МПО позволяет снизить порядок АРФ при сохранении M. При разбиении АРФ на L блоков размерность каждого блока равна M/L, соответственно число $\Э_m(l)$ уменьшится на величину (M–1)L/(M–L). Пример блочного построения при L=2 приведен на рисунке 20.

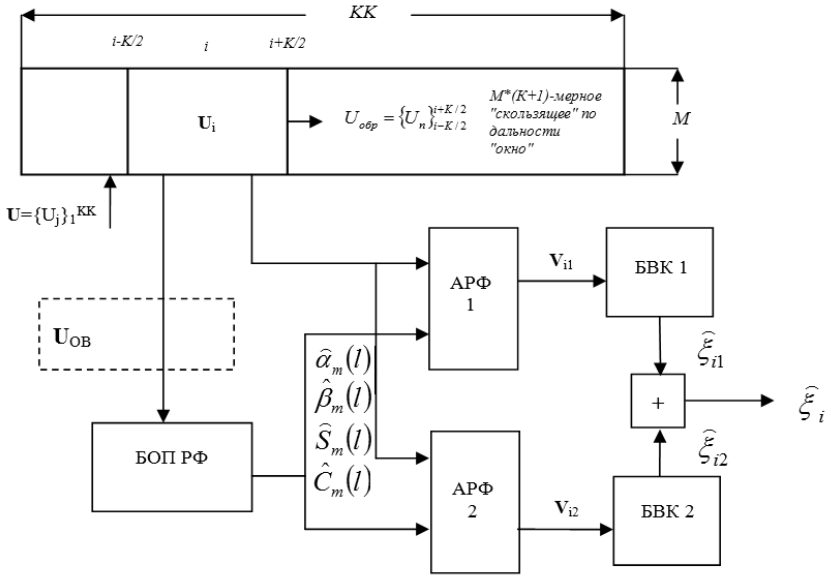


Рис. 20. Адаптивная МПО с АРФ размерности M/2

В этом случае используются два АРФ порядка M/2, на АРФ1 поступают отсчеты U_i с позиций 1,…M/2, на АРФ2 отсчеты U_i с позиций M/2+1,…M. Оценка весовых

коэффициентов фильтров АРФ1 и АРФ2 производится в БОП РФ по классифицированной выборке размерности $K \cdot M/2$.

Упрощение МПО при блочном построении изменяет распределения предпороговой статистики $\hat{\xi}_i$ и соответственно характеристики обнаружения. Предпороговая статистика $\hat{\xi}_i$ для блок-схемы из рисунка 20, является композицией статистик $\hat{\xi}_{i1}$ и $\hat{\xi}_{i2}$ [14]. В работе [7] определено, что $\hat{\xi}_i$ подчиняется χ^2 распределению с числом степеней равном M при отсутствии сигнала (S=0). Это справедливо для достаточно больших M.

Результаты математического моделирования показывают, что для $M \leq 4$ лучшей аппроксимацией гистограмм $\hat{\xi}_i$ является логнормальное распределение, имеющее, однако более затянутый «хвост» по сравнению с распределением χ^2. Причем для блочного построения МПО с M=3+3 и M=4+4 «хвост» распределения более затянут по сравнению с M=6 и M=8.

Характеристики обнаружения для M=6; M=8; M=3+3; M=4+4 полученные математическим моделированием приведены на рисунке 21 и рисунке 22. Характеристики получены для гауссовой модели помехи с ЭКФ, где коэффициент корреляции ρ_0=0,99; разность допплеровских частот помехи и сигнала равна $\Omega T = \pi$; отношение помеха/шум η=20, 30 дБ; ВЛТ F=10^{-1} и F=10^{-2}.

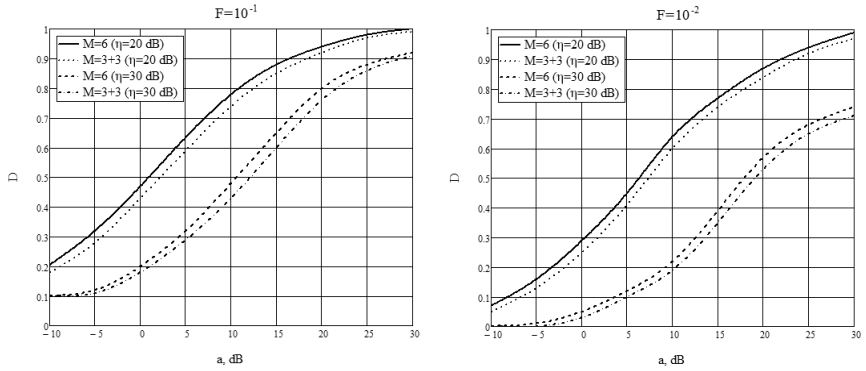


Рис. 21. Вероятность обнаружения для M=6 и M=3+3

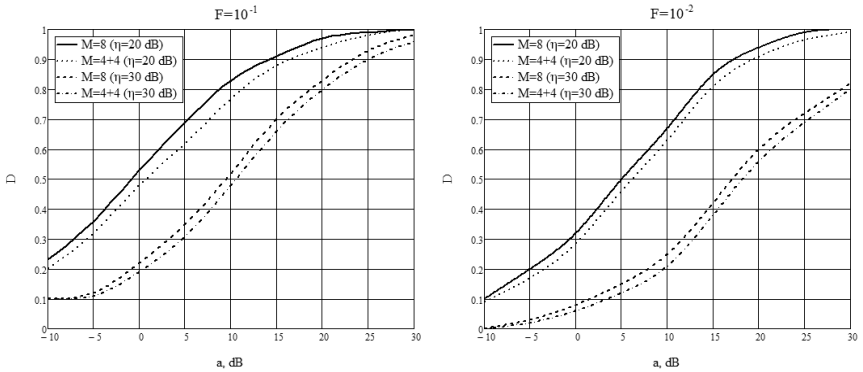


Рис. 22. Вероятность обнаружения для M=8 и M=4+4

Полученные результаты показывают увеличение порогового отношения сигнал/шум a составляющее величину 1,5÷2 дБ со слабой зависимостью от η и M [8].

Блочное построение последетекторной МПО позволяет сократить размерность АРФ. При этом упрощение структуры АРФ приводит к потерям в пороговом отношении сигнал/шум. Для M=6, M=8 и L=2 потери составляют 1,5÷2 дБ, при уменьшении вычислительных операций в 2,3 раза для M=6 и в 2,5 раза для M=8.

8. Заключение

Адаптивная последетекторная МПО в следящей амплитудной моноимпульсной РЛС позволяет получить следующие качественные и количественные характеристики:

- Потери в отношении сигнал/шум a незначительные и увеличиваются с увеличением M и a.
- Коэффициент улучшения k_y возрастает при уменьшении отношения сигнал/помеха γ, и при $\gamma \leq$ -20 дБ практически достигает максимальной величины $k_{y\max}$, которая изменяется в пределах (10,8÷22) дБ в зависимости от M, КМ помехи и ΩT;
- На характеристиках обнаружения показано, что при уровне нормированной мощности помехи до 30 дБ ($\eta=10^3$) пороговый сигнал ($D=0{,}5$) возрастает на величину до 12 дБ при $F=10^{-1}$ и до 15 дБ при $F=10^{-2}$ независимо от M. Увеличение M от 3 до 8 уменьшает пороговый сигнал на величину (3÷4) дБ практически независимо от ВЛТ F и η.
- Вобуляция существенно влияет на скоростные характеристики последетекторной МПО, сложные законы вобуляции, позволяют сгладить скоростные характеристики в широком диапазоне допплеровских частот;
- Пеленгационные характеристики при отсутствии помехи имеют линейный характер, при наличии помехи появляется нелинейность без смещения нуля;

Блочное построение последетекторной МПО позволяет сократить вычислительные операции до 2,5 раза для $M \leq 8$, при потерях в 1,5÷2 дБ.

Литература

1. Винокуров В.И. Морская радиолокация. – Л.: Судостроение, 1986. – 256 С.
2. Казаринов Ю.М. Радиотехнические системы. Учебник для вузов. – М.: изд-во «Советское радио», 1968. – 496 С.
3. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации. Учебник для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1983. – 536 С.
4. Бакулев П.А., Степин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. – М.: Радио и связь, 1986. – 288 С.
5. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1982. – 624 С.
6. Леховицкий Д.И., Кириллов И.Г., Бурковский С.И. Особенности междупериодной обработки сигналов на фоне пассивных помех в некогерентных импульсных РЛС. // Журнал радіоелектронні і комп'ютерні системи. – 2005. - №2 (10). – С.51-57.
7. URL: www.khai.edu/csp/nauchportal/Arhiv/REKS/2005/REKS205/pdf/Lehovick.pdf
8. Чухломин И.Е., Файзулин Н.А. Характеристики обнаружения последетекторной межпериодной обработки с обеляющим фильтром. // Журнал современная электроника, 2017, №2, С.62-64.

9. Чухломин И.Е., Файзулин Н.А. Последетекторная междупериодная обработка с использованием блочной адаптивной решетчатой фильтрации. // В сборнике: Радиолокация, Навигация, Связь. Сборник трудов XXIV Международной научно-технической конференции. Том 1. 2018. С. 258-264.
10. Фридландер Б. Решетчатые фильтры для адаптивной обработки данных. – ТИИЭР, 1982, т. 70, №8, С.54-97.
11. Леховицкий Д.И., Рябуха В.Л., Жуга Г.А. СДЦ в импульсных РЛС: 1. Физический смысл и экстремальные свойства операций оптимальной межпериодной обработки гауссовых сигналов на фоне гауссовых пассивных помех. / Прикладная радиоэлектроника, 2011, Том 10, №4. – 463 С.
12. И.Е. Чухломин, Н.А. Файзулин. Эффективность некогерентной межпериодной обработки на основе обеляющего фильтра. // Сборник трудов IX Всероссийской конференции «Радиолокация и радиосвязь» - ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, Москва, 2015. – 333 С.
13. Чухломин И.Е., Файзулин Н.А. Анализ скоростных характеристик адаптивной последетекторной междупериодной обработки. // XI Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь» – Москва, ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, 2017 г., С.43-47.
14. Леонов А.И., Фомичев К.И. Моноимпульсная радиолокация. М.: изд-во «Советское радио», 1970. – 392 С.
15. F. Lo. The Sum and Difference of Two Lognormal Random Variables. / Journal of Applied Mathematics, Volume 2012, Article ID 838397.

REFERENCES

1. Vinokurov V.I. Marine radar. - L .: Shipbuilding, 1986. – p. 256
2. Kazarinov Yu.M. Radio systems. Textbook for universities. – M.: Publishing House "Soviet Radio", 1968. – p. 496
3. Finkelstein M.I. Basics of radar. Textbook for universities. – M.: Radio and communication, 1983. – p. 536
4. Bakulev P.A., Stepin V.M. Methods and devices for the selection of moving targets. – M.: Radio and communication, 1986. – p. 288
5. Tikhonov V.I. Statistical radio engineering. - M.: Radio and communication, 1982. - 624 C.
6. Lekhovitsky D.I., Kirillov I.G., Burkovsky S.I. Distinctive features of inter-period signal processing amid passive noise in incoherent radars. // Radioelectronic and computer systems magazine (Журнал радіоелектронні і комп'ютерні системи). – 2005. - №2 (10). – P.51-57.
7. URL: www.khai.edu/csp/nauchportal/Arhiv/REKS/2005/REKS205/pdf/Lehovick.pdf
8. Chukhlomin I.E., Fayzullin N.A. Detection characteristics of post-detector interperiod processing using whitening filter. // Modern electronics magazine, 2017, No.2, P.62-64.
9. Chukhlomin I.E., Fayzullin N.A. Postdetector interperiod processing using block adaptive lattice filters. // Collection radar navigation communication. Collection paper XXIV International scientific and technical conference. Vol. 1. 2018. p. 258-264.
10. Friedlander B. Lattice filters for adaptive processing. – Proceedings of the IEEE (Volume: 70, Issue: 8, Aug. 1982). P. 829 - 867
11. Lekhovitsky D.I., Ryabuha V.L., Zhuga G.A. MTI in pulse radars: 1. Physical significance and extremal properties of optimal inter-period Gaussian signal processing amid passive Gaussian noise. / Practical radioelectronics, 2011, Vol. 10, No. 4. – p. 463
12. Chukhlomin I.E., Fayzullin N.A. The efficiency of incoherent interperiod processing based on a whitening filter. // IX all-Russian conference «Radiolocation and radiocommunication» – Moscow, IRE n.a. V.A. Kotelnikov RAS, 2015., P. 333.
13. Chukhlomin I.E., Fayzullin N.A. Analysis of speed characteristics of adaptive post-detector interperiod processing. // XI all-Russian conference «Radiolocation and radiocommunication» – Moscow, IRE n.a. V.A. Kotelnikov RAS, 2017., P.43-47.
14. Leonov A.I., Fomichev K.I. Monopulse radar. M.: Publishing House "Soviet Radio", 1970. – p. 392
15. F. Lo. The Sum and Difference of Two Lognormal Random Variables. / Journal of Applied Mathematics, Volume 2012, Article ID 838397.

АЛГОРИТМЫ ОЦЕНИВАНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ В ОБЗОРНЫХ РЛС С МНОГОКАНАЛЬНЫМИ ПРИЕМНЫМИ СИСТЕМАМИ

Ву Тхань Ха, С. В. Козлов

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Минск, Беларусь

Аннотация. Для различных видов отраженных сигналов обоснованы алгоритмы оценивания пеленга цели в обзорной двухкоординатной радиолокационной станции (РЛС) с подсистемой пространственной компенсации помех (ПКП). Алгоритмы основаны на операциях внутрипериодной компенсации помех с "обелением" их результатов во временной области путем деления на оценку среднеквадратического значения напряжения суммы взвешенных внутренних шумов и нескомпенсированных остатков внешних помех, вычисления ожидаемого сигнала для всех возможных положений цели в пределах области неопределенности, построение и максимизацию функции правдоподобия, вид которой определяется видом принимаемого сигнала. Выполнен анализ особенностей функции правдоподобия для различных видов отраженных сигналов.

Ключевые слова: пространственная компенсация помех, обзорная радиолокационная станция, измерение угловых координат, статистические характеристики, функция правдоподобия.

ALGORITHMS FOR ESTIMATING ANGULAR COORDINATES IN REVIEW RADARS WITH MULTICHANNEL RECEPTION SYSTEMS

Vu Thanh Ha, S. V. Kozlov

Belarusian state university of informatics and radioelectronics, Minsk, Belarus

Abstract. For different types of reflected signals the algorithms of target bearing estimation in a survey two-coordinate radar station with a subsystem of spatial noise compensation are substantiated. The algorithms are based on the operations of intra-period noise compensation with "whitewashing" of their results in the time domain by dividing the sum of weighted internal noise and uncompensated external noise by the mean-square voltage value by the estimation of the expected signal for all possible target positions within the uncertainty range, construction and maximization of the likelihood function, the type of which is determined by the type of the received signal. The analysis of the features of the likelihood function for different types of reflected signals is performed.

Keywords: Spatial noise compensation, surveillance radar, measurement of angular coordinates, statistical characteristics, likelihood function.

1. Введение

В настоящее время актуальными остаются вопросы обеспечения требуемой помехоустойчивости обзорных РЛС обнаружения воздушных целей в условиях мощных активных помех, воздействующих с направлений главного и боковых лепестков диаграмм направленности (ДН) антенны РЛС. В качестве основного средства повышения помехоустойчивости в указанных условиях выступает использование подсистем адаптивной ПКП на базе многоканальных приемных систем [1, 2]. Основное

внимание исследователей было сосредоточено на обосновании практически реализуемых алгоритмов адаптации, обеспечивающих заданное качество подавления внешних помех [1-3].

Как отмечено рядом авторов [1, 2, 4-6 и др.], использование пространственной компенсации помех сопровождается эффектом изменения («искажения») ДН адаптированного канала в сравнении с ДН основной приемной антенны. Оценивание угловых координат полезного сигнала в этих условиях возможно с использованием двух подходов:

при построении алгоритма обработки, обеспечивающего фиксацию адаптированной ДН в заданной пространственной области [7], что позволяет непосредственно использовать классические алгоритмы оценивания угловых координат, например, с использованием суммарно-разностной обработки;

при учете в алгоритме оценивания угловых координат всех составляющих функции правдоподобия [8], что сводится, фактически, к проверке множества гипотез о наличии одиночной цели или заданного числа целей в конкретных угловых направлениях (по заданной сетке) в пределах области неопределенности (главного лепестка ДН основной антенны).

Несомненным достоинством второго подхода является несмещенность оценок угловых координат полезного сигнала, по крайней мере, для классифицированной выборки, а определенным недостатком – большие вычислительные затраты на реализацию алгоритма оценивания пеленга, что существенно снижает возможность практической реализации предложенного в [8] алгоритма. Поэтому для обзорных РЛС необходима разработка варианта реализации алгоритма [8] с учетом механического вращения антенной системы и снижение вычислительных затрат на реализацию. Одним из возможных путей является отказ от оптимальной пространственной фильтрации для каждого из возможных значений пеленга цели с переходом к квазиоптимальным алгоритмам обработки.

Таким образом, целью настоящей статьи является обоснование оптимальных и квазиоптимальных алгоритмов оценивания угловых координат в обзорной РЛС с ПКП для типовых видов отраженных сигналов.

2. Постановка задачи и обоснование алгоритмов

Будем рассматривать обзорную двухкоординатную РЛС при отсутствии и наличии перестройки несущей частоты и механическим вращением антенны. Антенная система РЛС состоит из основной приемопередающей антенны с коэффициентом усиления G_0 и $\ell = \overline{1, L}$ дополнительных (компенсационных) антенн с коэффициентами $G_\ell << G_0$. Координаты компенсационных антенн в местной, связанной с осями симметрии основной антенны, системе координат определяются радиус-векторами $(x_{a\ell}, y_{a\ell}, z_{a\ell})^{T}$. С учетом механического вращения антенны и связанным с этим изменением разности фаз полезного сигнала и помех между основной и компенсационными антеннами полагаем, что ПКП реализуется в пределах каждого периода зондирующего сигнала. Пусть цель,

находящаяся на азимуте $\alpha_{ц}$ и дальности $r_{ц}$, предварительно обнаружена и выполнена оценка время задержки τ_z и доплеровского сдвига частоты $f_д$ отраженного от нее сигнала. Азимутальное положение антенны РЛС в начальный момент времени $t = 0$ равно α_a^0, угловая скорость вращения антенны Ω_a, при этом $\alpha_a^0 \le \alpha_ц - \Delta\alpha_{0,5}$, где $\Delta\alpha_{0,5}$ - ширина главного лепестка (ГЛ) диаграммы направленности (ДН) антенны РЛС в азимутальной плоскости по уровню 0,5 от максимальной мощности.

Будем рассматривать следующие типовые [1] модели отраженного сигнала (ОС) в виде:

- когерентной пачки нефлуктуирующих (М1.1) и дружно флуктуирующих сигналов (М1.2);

- некогерентной пачки нефлуктуирующих (М2.1), дружно (М2.2) и быстро (М2.3) флуктуирующих сигналов.

Модель М1.2 наиболее характерна для когерентной РЛС при наблюдении типовых аэродинамических целей при длительности пачки $\tau_п = \alpha_a^0 / \Omega_a < \tau_c$, где τ_c - интервал корреляции флуктуаций отраженного сигнала. Модели ОС М2.2 и М2.3 характерны в некогерентной РЛС при отсутствии и наличии перестройки частоты [1]. Модели М1.1 и М2.1 – предельный случай моделей М1.2 и М2.2 при $\tau_c \to \infty$. Аналогично модель М2.3 – предельный случай М2.2 при $\tau_c = 0$. Флуктуации амплитуды ОС принимаем релеевским.

Наблюдению при цифровой обработке для моментов времени $t_i = \tau_z + iT_r$, где $i = \overline{0, I}$, $I = \left[2\Delta\alpha_{0,5} / (\Omega_a T_r) \right]$ - число отсчетов на интервале наблюдения; T_r - период повторения импульсов РЛС, доступны векторы $\mathbf{y}_i = (\dot{Y}_0(t_i), \dot{Y}_1(t_i), ..., \dot{Y}_L(t_i))^T$ отсчетов результатов внутрипериодной обработки выходных сигналов основного (0) и $\ell = \overline{1, L}$ дополнительных (компенсационных) приемных каналов. Для моделей сигнала М1 будем также полагать, что при внутрипериодной обработке происходит устранение междупериодных фазовых набегов $\varphi_i = 2\pi(f_0 + F_д)t_i$, где f_0 - несущая частота РЛС. Диаграммы направленности антенны основного канала на прием и передачу считаем идентичными.

Для вектор-столбцов отсчетов сигналов на выходах основной и компенсационных антенн запишем

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{y}_{сш_i} + \mathbf{y}_{п_i} + \mathbf{y}_{с_i}, \qquad (1)$$

где $\mathbf{y}_{сш_i}$, $\mathbf{y}_{с_i}$, $\mathbf{y}_{п_i}$ - вектор-столбцы отсчетов собственных шумов, отраженного сигнала и внешних помех.

Векторы весовых коэффициентов (ВВК) $\boldsymbol{\omega}_i$ для ПКП могут формироваться исходя из различных критериев оптимальности (минимума выходной мощности, максимума отношения сигнал/помеха+шум и т.д.). Технически ВВК могут быть вычислены путем непосредственного обращения оценки корреляционной матрицы процессов на выходах

приемных каналов, использования LMS и RLS-алгоритмов адаптивной фильтрации и т.д. [1-3].

а. Оптимальный алгоритм обработки когерентной пачки нефлуктуирующих сигналов

Оптимальный алгоритм для модели сигнала М1.1 может быть получен путем модификации алгоритма, предложенного А.А. Чижовым [8]. Следуя методике [8] для функции правдоподобия принимаемой реализации при наличии на интервале наблюдения единственной цели запишем

$$\omega(\mathbf{y}/\alpha,\dot{A}) = \\ = C\exp\left(-\sum_{i=1}^{I}(\mathbf{y}_i-\dot{A}\dot{F}_0(\alpha_{ai}-\alpha)\mathbf{s}(\alpha_{ai}-\alpha))^{+}\boldsymbol{\Phi}_i^{-1}(\mathbf{y}_i-\dot{A}\dot{F}_0(\alpha_{ai}-\alpha)\mathbf{s}(\alpha_{ai}-\alpha))\right), \quad (2)$$

где $\dot{A}$ - комплексная амплитуда отраженного от цели сигнала для изотропной передающей антенны РЛС; $\dot{F}_0(\alpha)$ - диаграмма направленности основной антенны РЛС по напряжению; $\alpha_{ai}=\alpha_a^0+\Omega_a t_i$ - угловое положение антенны РЛС в i-й момент времени; $\mathbf{s}(\alpha)=(\dot{F}_0(\alpha),\dot{F}_1(\alpha),...,\dot{F}_L(\alpha))^{\mathrm{T}}$ - вектор-столбец, составленный из диаграмм направленности основной и компенсационных антенн РЛС; $\boldsymbol{\Phi}_i$ - корреляционная матрица (КМ) процессов на выходе приемных каналов для i-го положения антенны РЛС; + - знак комплексного сопряжения и транспонирования; C - нормирующий множитель. В (2) явным образом учтен факт вращения антенной системы РЛС и связанное с этим междупериодное изменение комплексных амплитуд полезного сигнала и структур корреляционных матриц $\boldsymbol{\Phi}_i$.

Истинная КМ процессов на выходе приемных каналов в i-й момент времени

$$\boldsymbol{\Phi}_i=\sigma_{\text{сш}}^2\mathbf{I}+\sum_{k=1}^{K}P_k\mathbf{s}(\alpha_{ai}-\alpha_k)\mathbf{s}^{+}(\alpha_{ai}-\alpha_k)+ \\ +V_{\Phi}K_{\Phi}P_0|\dot{F}_0(\alpha_{ai}-\alpha_0)|^2\,\mathbf{s}(\alpha_{ai}-\alpha_k)\mathbf{s}^{+}(\alpha_{ai}-\alpha_0)=\sigma_{\text{сш}}^2\mathbf{I}+\sum_{k=1}^{K}\boldsymbol{\Phi}_{\text{п}i,k}+\boldsymbol{\Phi}_{\text{с}i}, \quad (3)$$

где $\sigma_{\text{сш}}^2$ - мощность собственных шумов приемных каналов РЛС; P_k - мощность $k=\overline{1,K}$ источников внешних помех на выходе изотропной приемной антенны в полосе пропускания приемных каналов; α_k - угловое положение k-го источника помех; α_0 - угловое положение цели; V_{Φ} - признак вида (классифицированная или неклассифицированная) выборки; при $V_{\Phi}=1$ аналогично [8] имеем вариант обработки, когда полезный сигнал не участвует в формировании КМ, при $V_{\Phi}=0$ имеем неклассифицированную выборку, когда полезный сигнал оказывает влияние на структуру КМ; K_{Φ} - относительная доля мощности полезного сигнала, участвующего в формировании КМ; $\boldsymbol{\Phi}_{\text{п}i,k}=P_k\mathbf{s}(\alpha_{ai}-\alpha_k)\mathbf{s}^{+}(\alpha_{ai}-\alpha_k)$ - КМ k-го источника помех для i-го положения антенны; $\boldsymbol{\Phi}_{\text{с}i}=V_{\Phi}K_{\Phi}P_0|\dot{F}_0(\alpha_{ai}-\alpha_0)|^2\,\mathbf{s}(\alpha_{ai}-\alpha_k)\mathbf{s}^{+}(\alpha_{ai}-\alpha_0)$ - КМ полезного сигнала для i-го положения антенны.

В соответствии с адаптивным байесовым подходом [9] истинные КМ процессов на выходе приемных каналов заменяются их максимально-правдоподобными оценками $\widehat{\mathbf{\Phi}}_i$. Для обзорной РЛС оценки $\widehat{\mathbf{\Phi}}_i$ могут быть получены из отсчетов входных сигналов усреднением по времени. Пусть в каждом периоде повторения формирование оценки $\widehat{\mathbf{\Phi}}_i$ КМ проводится по Q отсчетам входных сигналов по дальности (времени задержки) в соответствии с выражением

$$\widehat{\mathbf{\Phi}}_i = \frac{1}{Q}\sum_{q=1}^{Q} \mathbf{y}\left(t_\Phi - \left(q+\frac{Q}{2}\right)\Delta t\right)\mathbf{y}^+\left(t_\Phi - \left(q+\frac{Q}{2}\right)\Delta t\right), \qquad (4)$$

где t_Φ - момент времени, соответствующий середине интервала усреднение КМ, находящийся в пределах i-го периода повторения, $iT_r < t_\Phi < (i+1)T_r$; Δt - период дискретизации. Для исключения влияния полезного сигнала на оценки КМ значение t_Φ выбирается в пределах значений времени задержки, когда полезный сигнал (сигналы) гарантированно отсутствуют. В общем случае при наличии нестационарных помех $t_\Phi = t_i$, что соответствует неклассифицированной выборке.

С учетом (4) при длительности полезного сигнала на выходе фильтра сжатия $\tau_c^{сж}$ для величины K_Φ в (3) имеем

$$K_\Phi = \frac{\tau_c^{сж}}{Q\Delta t}. \qquad (5)$$

Используя методику [8] для логарифма функции правдоподобия $\Psi_0(\alpha)$ оптимального алгоритма с учетом (2) и замены истинных КМ их оценками с точностью до несущественных при оценивании пеленга параметров получим

$$\Psi_0(\alpha) = \frac{\left|\sum_i \boldsymbol{\omega}_i^+(\alpha)\mathbf{y}_i \dot{F}_0(\alpha_{ai}-\alpha)\right|^2}{\sum_i \widehat{P}_{ш+п_i}(\alpha)\,|\,\dot{F}_0(\alpha_{ai}-\alpha)\,|^2}; \qquad (6)$$

$$\widehat{\alpha} = \arg\max_\alpha \Psi_0(\alpha), \qquad (7)$$

где $\boldsymbol{\omega}_i(\alpha) = \mathbf{\Phi}_i^{-1}\mathbf{s}(\alpha_{ai}-\alpha)$ - ВВК, обеспечивающий максимум отношения сигнал/помеха+шум при приеме с направления α для i-го положения антенны РЛС;

$$\widehat{P}_{ш+п_i}(\alpha) = \boldsymbol{\omega}_i^+(\alpha)\widehat{\mathbf{\Phi}}_i\boldsymbol{\omega}_i(\alpha) \qquad (8)$$

- оценки мощности взвешенных шумов и нескомпенсированных остатков помех.

В соответствии с (6), (7) оптимальный алгоритм предполагает для каждого возможного углового положения цели α формирование отсчетов сигнала на выходе адаптированного канала $\dot{Y}_{ai} = \boldsymbol{\omega}_i^+(\alpha)\mathbf{y}_i$, их взвешивание с ДН $\dot{F}_0(\alpha_{ai}-\alpha)$ основной антенны на передачу по напряжению, когерентное накопление отсчетов, вычисление квадрата модуля результата когерентного накопления и нормировку полученной

величины к суммарной мощности отсчетов $\widehat{P}_{\text{ш+п}_i}(\alpha)$, взвешенных с ДН $|\dot{F}_0(\alpha_{\text{a}i}-\alpha)|^2$ передающей антенны по мощности.

Из-за использования в (6) полного перебора по всем возможным значениям углового положения цели с вычислением ВВК приемных каналов оптимальный алгоритм оказывается весьма сложным в вычислительном плане.

б. Квазиоптимальные алгоритмы обработки для когерентной пачки нефлуктуирующих и дружно флуктуирующих сигналов

Общая идея построения получения квазиоптимальных алгоритмов основана на отказе вычисления оптимального ВВК для каждого возможного положения цели α в сочетании с известными процедурами «обеления» помехи и согласованной фильтрации измененного полезного сигнала [1,10]. Пусть в процессе внутрипериодной ПКП сформированы ВВК вида

$$\boldsymbol{\omega}_i = \boldsymbol{\Phi}_i^{-1}\begin{cases}\mathbf{s}(0) \text{ - для критерия максимума ОСПШ;}\\ \mathbf{e}=(1,0,...,0)^{\text{T}} \text{ - для критерия минимума выходной мощности.}\end{cases} \tag{9}$$

Отсчеты адаптированного канала

$$\dot{Y}_{\text{a}i} = \boldsymbol{\omega}_i^{+}\mathbf{y}_i = \boldsymbol{\omega}_i^{+}(\mathbf{y}_{\text{сш}_i}+\mathbf{y}_{\text{п}_i})+\boldsymbol{\omega}_i^{+}\mathbf{y}_{\text{c}_i}, \tag{10}$$

содержат взвешенные внутренние шумы и нескомпенсированные остатки внешних помех с мощностями

$$P_{\text{ш+п}_i} = \boldsymbol{\omega}_i^{+}\left(\sigma_{\text{сш}}^2\mathbf{I}+\sum_{k=1}^{K}\boldsymbol{\Phi}_{\text{п}_{i,k}}\right)\boldsymbol{\omega}_i \tag{11}$$

и отсчеты измененного отраженного сигнала $\boldsymbol{\omega}_i^{+}\mathbf{y}_{\text{c}_i}$.

Взвешенные шумы и нескомпенсированные остатки помех являются некоррелированными от периода к периоду. В соответствии с принципами обработки на фоне небелого шума [1, 10], формирование функции правдоподобия предполагает операции обеления суммы мощности взвешенных шумов и нескомпенсированных остатков помех путем деления отсчетов на величину $\sqrt{P_{\text{ш+п}_i}}$, где $\sqrt{P_{\text{ш+п}_i}}$ - мощности взвешенных шумов и нескомпенсированных остатков помех, с последующей согласованной обработкой измененного полезного сигнала.

Примем в качестве оценки мощности взвешенных шумов и нескомпенсированных остатков помех аналогичную (8) величину

$$\widehat{P}_{\text{ш+п}_i} = \boldsymbol{\omega}_i^{+}\widehat{\boldsymbol{\Phi}}_i\boldsymbol{\omega}_i. \tag{12}$$

Для классифицированной выборки оценки (12) является оценками максимального правдоподобия. Для неклассифицированной выборки оценка смещена на величину $\boldsymbol{\omega}_i^{+}\boldsymbol{\Phi}_{\text{c}i}\boldsymbol{\omega}_i$ мощности полезного сигнала с учетом доли K_{Φ} мощности полезного сигнала, попадающей в оценку $\widehat{\boldsymbol{\Phi}}_i$ КМ. Для операции обеления имеем:

$$\dot{Z}_i = \frac{\boldsymbol{\omega}_i^{+}\mathbf{y}_i}{\sqrt{\widehat{P}_{\text{ш+п}_i}}}, \tag{13}$$

при этом мощность суммы внутренних шумов и внешних помех после операции обеления для классифицированной выборки

$$\overline{\frac{|\boldsymbol{\omega}_i^{+}(\mathbf{y}_{\text{сш}_i}+\mathbf{y}_{\text{п}_i})|^2}{\widehat{P}_{\text{ш+п}_i}}}=1. \tag{14}$$

Для логарифма функции правдоподобия с учетом (14) можно записать

$$\begin{aligned}\Psi_{1.1}^{1(2)}(\mathbf{z}\,|\,\alpha,\dot{A})=\ln\ell(\alpha)=\sum_{i=1}^{I}\left(\left|\dot{Z}_i\right|^2-\left|\dot{Z}_i-\dot{A}\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)\right|^2\right)=\\ =|\dot{A}|e^{j\varphi_A}\sum_{i=1}^{I}Z_i^{*}Z_{\text{оп}_i}(\alpha)+|\dot{A}|e^{-j\varphi_A}\sum_{i=1}^{I}\dot{Z}_iZ_{\text{оп}_i}^{*}(\alpha)-|\dot{A}|^2\sum_{i=1}^{I}|\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)|^2,\end{aligned} \tag{15}$$

где

$$\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)=\frac{\dot{F}_0(\alpha_{\text{a}i}-\alpha)\boldsymbol{\omega}_i^{+}\mathbf{s}(\alpha_{ai}-\alpha)}{\sqrt{\widehat{P}_{\text{ш+п}_i}}} \tag{16}$$

- отсчеты ожидаемого (опорного) сигнал с учетом операции обеления; $\dot{A}$ - комплексная амплитуда принимаемого полезного сигнала на выходе изотропной приемной антенны при облучении цели максимумом главного лепестка ДН передающей антенны. Дополнительным верхним индексом указана разновидность квазиоптимального алгоритма с формированием ВВК (9) согласно критерия минимума выходной мощности (индекс 1) или максимума ОСПШ (индекс 2).

Максимизируя функцию правдоподобия по неизвестной амплитуде $\dot{A}$, получим:

$$\dot{A}=\frac{\sum_{i=1}^{I}\dot{Z}_iZ_{\text{оп}_i}^{*}(\alpha)}{\sum_{i=1}^{I}|\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)|^2}, \tag{17}$$

откуда

$$\Psi_{1.1}^{1(2)}(\mathbf{z}\,|\,\alpha)=\frac{\left|\sum_{i=1}^{I}\dot{Z}_iZ_{\text{оп}_i}^{*}(\alpha)\right|^2}{\sum_{i=1}^{I}|\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)|^2}. \tag{18}$$

Согласно (16)-(18) радиолокационные цели, находящиеся на различных угловых направлениях α порождают на выходе системы обработки различные последовательности отсчетов (сигналы) $\mathbf{z}_{\text{оп}}(\alpha)=(\dot{Z}_{\text{оп}_1}(\alpha),\dot{Z}_{\text{оп}_2}(\alpha),...,\dot{Z}_{\text{оп}_I}(\alpha))^{\text{T}}$. В этой связи задачу оптимальной оценки азимута цели можно трактовать как задачу различения непрерывного континуума гипотез о наличии в принимаемой реализации сигналов (последовательности отсчетов) единичной мощности со случайной начальной фазой и временной структурой, определяемой (16).

Тогда максимально правдоподобные оценки азимута цели

$$\widehat{\alpha}=\arg\max_{\alpha}\Psi_{1.1}^{1(2)}(\alpha). \tag{19}$$

Принципиальное отличие квазиоптимального алгоритма (18), (19) от оптимального (6), (7) заключается в формировании ВВК приемных каналов безотносительно к угловому положению цели, что резко сокращает требования к производительности процессора обработки. В то же время, при замене в (18) ВВК $\boldsymbol{\omega}_i$ на $\boldsymbol{\omega}_i(\alpha) = \boldsymbol{\Phi}_i^{-1}\mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha)$ получаем вторую модификацию оптимального алгоритма оценивания угловых координат нефлуктуирующей цели при когерентной обработке, близкую к (6), (7).

Для дружно флуктуирующего ОС плотности вероятности наблюдаемых отсчетов для случая наличия и отсутствия ОС с учетом операции (13) обеления принимают вид

$$\begin{aligned} \omega_{\text{сп}}(\mathbf{z}/\alpha, \sigma_{\text{с}}^2) &= C\,|\mathbf{E} + \sigma_{\text{с}}^2\mathbf{R}(\alpha)|^{-1}\,\exp(-\mathbf{z}^{+}(\mathbf{E} + \sigma_{\text{с}}^2\mathbf{R}(\alpha))^{-1}\mathbf{z}); \\ \omega_{\text{п}}(\mathbf{z}/\alpha, \sigma_{\text{с}}^2) &= C\exp(-\mathbf{z}^{+}\mathbf{z}), \end{aligned} \tag{20}$$

где $\mathbf{z} = (\dot{Z}_1, \dot{Z}_2, ..., \dot{Z}_I)^{\text{T}}$ - вектор-столбец отсчетов обеленной принимаемой реализации; $\sigma_{\text{с}}^2$ - средняя мощность ОС на выходе изотропной приемной антенны при облучении цели максимумом главного лепестка ДН передающей антенны; $\mathbf{R}(\alpha)$ - нормированная корреляционная матрица отсчетов флуктуирующую полезного сигнала с учетом операции обеления с элементами

$$\begin{aligned} R_{i,j}(\alpha) &= r^{|i-j|}\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)Z^{*}_{\text{оп}_j}(\alpha) = \\ &= r^{|i-j|}\,\frac{\dot{F}_0(\alpha_{\text{a}i} - \alpha)\dot{F}_0(\alpha_{\text{a}j} - \alpha)\boldsymbol{\omega}_i^{+}\mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha)\mathbf{s}^{+}(\alpha_{aj} - \alpha)\boldsymbol{\omega}_j}{\widehat{P}_{\text{ш+п}_i}}, \end{aligned} \tag{21}$$

где $r = \text{e}^{-T_r/\tau_c}$ - коэффициент междупериодной корреляции ОС. Элементы матрицы зависят как от степени временной корреляции полезного сигнала, так и от изменения направления на него в процессе вращения антенны.

Аналогично предыдущему случаю заменим неизвестную мощность $\sigma_{\text{с}}^2$ ее оптимальной оценкой $\widehat{\sigma}_{\text{с}}^2(\alpha)$. Полагая коэффициент r междупериодной корреляции ОС известным, в соответствии с методом наименьших квадратов запишем:

$$\widehat{\sigma}_{\text{с}}^2(\alpha) = \arg\min_{\sigma_{\text{с}}^2}\left(\sum_{i=1}^{I-1} Z_i Z^{*}_{i+1} - \sigma_{\text{с}}^2 r\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)Z^{*}_{\text{оп}_{i+1}}(\alpha)\right)^2, \tag{22}$$

откуда

$$\widehat{\sigma}_{\text{с}}^2(\alpha) = \frac{\sum_{i=1}^{I-1} Z_i Z^{*}_{i+1}}{\sum_{i=1}^{I-1} r\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)Z^{*}_{\text{оп}_{i+1}}(\alpha)}. \tag{23}$$

Тогда для логарифма функции правдоподобия получим

$$\Psi_{1.2}^{1(2)}(\alpha) = \mathbf{z}^{+}(\mathbf{E} - (\mathbf{E} + \widehat{\sigma}_{\text{с}}^2(\alpha)\mathbf{R}(\alpha))^{-1}\mathbf{z} - \ln|\mathbf{E} + \widehat{\sigma}_{\text{с}}^2(\alpha)\mathbf{R}(\alpha)|. \tag{24}$$

в. Квазиоптимальные алгоритмы обработки некогерентных отраженных сигналов

Для некогерентной пачки нефлуктуирующих сигналов логарифм функции правдоподобия запишется в виде

$$\Psi_{2.1}^{1(2)}(\mathbf{z}/\alpha, a_0) = -\frac{a_0^2}{2}\sum_{i=1}^{I}|\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)|^2 + \sum_{i=1}^{I}\ln \mathrm{I}_0\left(a_0\,|\,\dot{Z}_i\,\|\,\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)\,|\right), \qquad (25)$$

где a_0 - амплитуда отраженного сигнала на выходе изотропной приемной антенны в момент времени, когда максимум главного лепестка передающей антенны направлен на цель.

Для оптимальной оценки $\widehat{a}_0(\alpha)$ неизвестной амплитуды a_0 имеем

$$\widehat{a}_0(\alpha) = \arg\max_{a_0} \ln \ell(\mathbf{z}/a_0)\,, \qquad (26)$$

где логарифм функции правдоподобия наблюдаемых отсчетов принимаемой реализации с учетом операции обеления принимает вид

$$\ln \ell(\mathbf{z}/a_0, \alpha) = \sum_{i=1}^{I}\left(\ln(2\,|\,\dot{Z}_i\,|) - a_0^2\,|\,\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)\,|^2 + |\,\dot{Z}_i\,| + \ln \mathrm{I}_0(2a_0\,|\,\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)\,\|\,\dot{Z}_i\,|)\right).$$

Прямая максимизация (26) связана с решением нелинейного уравнения вида

$$\frac{\partial \ln \ell(\mathbf{z}/a_0, \alpha)}{\partial a_0} = \sum_{i=1}^{I}\left(-a_0\,|\,\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)\,|^2 + \frac{\mathrm{I}_1\left(2a_0\,|\,\dot{Z}_i\,\|\,\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)\,|\right)}{\mathrm{I}_0\left(2a_0\,|\,\dot{Z}_i\,\|\,\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)\,|\right)}\,|\,\dot{Z}_i\,\|\,\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)\right) = 0$$

или

$$\sum_{i=1}^{I}\frac{\mathrm{I}_1\left(2a_0\,|\,\dot{Z}_i\,\|\,\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)\,|\right)}{\mathrm{I}_0\left(2a_0\,|\,\dot{Z}_i\,\|\,\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)\,|\right)}\,|\,\dot{Z}_i\,\|\,\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha) = a_0\sum_{i=1}^{I}|\,\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)\,|^2\,,$$

что вызывает определенные трудности и требует разработки упрощенных методов оценки амплитуды нефлуктуирующего отраженного сигнала.

Тогда логарифм функции правдоподобия запишется в виде

$$\Psi_{2.1}^{1(2)}(\mathbf{z}/\alpha) = -\frac{1}{2}\left(\sum_{i=1}^{I}|\dot{Z}_i\,|^2 - I\right) + \sum_{i=1}^{I}\ln \mathrm{I}_0\left(\widehat{a}_0(\alpha)\,|\,\dot{Z}_i\,\|\,\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)\,|\right). \qquad (27)$$

Аналогично обработке когерентной пачки дружно флуктуирующих сигналов алгоритм обработки сигналов предполагает формирование модулей отсчетов $|\,\dot{Z}_i\,| = \left|\boldsymbol{\omega}_i^{+}\mathbf{y}_i\right| / \sqrt{\widehat{P}_{\text{ш+п}_i}}$ принимаемых сигналов с последующим умножением на весовой коэффициент, определяемый ожидаемым значением азимута полезного сигнала, нелинейной обработкой $\ln \mathrm{I}_0(\bullet)$ и суммированием результатов нелинейной обработки по всей ожидаемой длительности существования отраженного сигнала. Аналогично обработке на фоне изотропного по пространству шума, первое слагаемое ФП может быть отброшено.

Отметим, что ввиду сложности вычисления оценки $\widehat{a}_0(\alpha)$ согласно (26) практическое применение функции правдоподобия (27) может оказаться невозможным, хотя сама модель пачки некогерентных нефлуктуирующих отраженных сигналов может иметь место на практике, например, для некогерентной РЛС без перестройки частоты при относительно небольшом времени радиолокационного наблюдения. Очевидным

выходом в этом случае является использование функции правдоподобия для модели некогерентного быстро флуктуирующего сигнала.

Для некогерентной пачки быстро флуктуирующих сигналов, опуская аналогичные предыдущему случаю выкладки, логарифм функции правдоподобия примет вид

$$\Psi_{2.3}^{1(2)}(\mathbf{z}/\alpha) = \sum_{i=1}^{I} \ln \frac{1}{1+\hat{\sigma}_{\text{с}}^2(\alpha)|\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)|^2} + \sum_{i=1}^{I} \frac{\hat{\sigma}_{\text{с}}^2(\alpha)\,|\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)|^2}{1+\hat{\sigma}_{\text{с}}^2(\alpha)\,|\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)|^2}\,|\dot{Z}_i|^2\,, \qquad (28)$$

где

$$\hat{\sigma}_{\text{с}}^2(\alpha) = \frac{\sum_{i=0}^{I} |\dot{Z}_i|^2 - I}{\sum_{i=1}^{I} |\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)|^2} \qquad (29)$$

- оценка средней мощности принимаемого ОС на выходе изотропной приемной антенны, когда цель облучается максимумом главного лепестка ДН передающей антенны. Для некогерентной дружно флуктуирующей пачки с использованием (20)-(24) и имея виду, что в этом случае элементы (21) буду равны

$$R_{i,j}(\alpha) = \delta_{i,j}\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)Z^*_{\text{оп}_j}(\alpha) = \begin{cases} |\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)|^2, & i = j; \\ 0, & i \neq j, \end{cases}$$

получим функцию правдоподобия, идентичную полученной для модели отраженного сигнала М2.3:

$$\Psi_{2.2}^{1(2)}(\mathbf{z}/\alpha) = \Psi_{2.3}^{1(2)}(\mathbf{z}/\alpha)\,. \qquad (30)$$

3. Результаты анализа вида функций правдоподобия

Для иллюстрации процессов измерения угловых координат цели на рисунке 1 приведены зависимости модулей отсчетов принимаемой реализации на выходе основной антенны и на выходе адаптированного канала после компенсации помех (а, б) и синфазного компонента сигнала на выходе адаптированного канала после обеления (в, г) от углового положения антенны РЛС. Зависимости построены при $\Omega_{\text{а}} = 30$ град/с, F_r=1000 Гц; $\Delta\alpha_{0,5} = 4^\circ$; числе импульсов в пачке 127, угловом положении цели $\alpha_{\text{с}} = 15^\circ$, угловом положении единственной помехи $\alpha_{\text{п}} = 13{,}5^\circ$, максимальных отношениях сигнал/шум по одному импульсу пачки и помеха/шум 8,4 дБ и 50 дБ, соответственно. ОС полагался когерентным нефлуктуирующим (М1.1). Антенная система обзорной РЛС моделировалась в виде основной апертуры прямоугольной формы размерами $15 \times 2{,}5$ длин волн и четырех компенсационных апертур размерами $1 \times 2{,}5$ длин волн, попарно пристыкованных справа и слева к основной апертуре. Амплитудное распределение поля на апертурах принималось равномерным, погрешности распределения на апертурах не учитывались.

Как видно из рисунка 1, определение факта наличия и углового положения ОС путем визуального наблюдения реализаций до и после пространственной компенсации

внешних помех невозможно. После операции обеления помехи наличие полезного сигнала и его ориентировочные угловые координаты определяются визуально достаточно хорошо. Динамический диапазон изменения мощности взвешенных шумов и некомпенсированных остатков внешних помех на интервале существования полезного сигнала может составлять 5…7 дБ для квазиоптимального алгоритма по критерию минимума выходной мощности и до 40 дБ для критерия максимума ОСПШ.

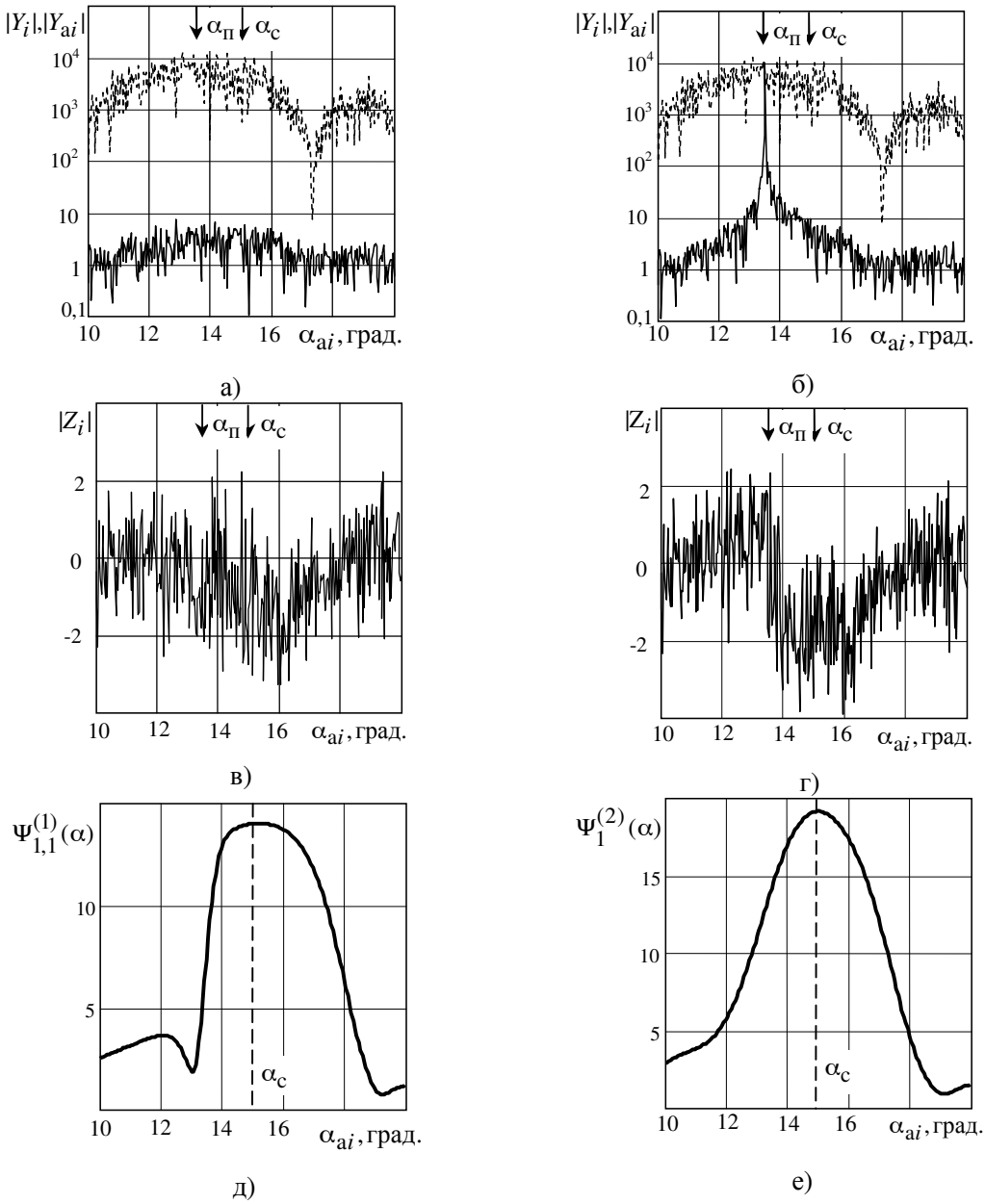


Рис. 1. Реализации сигналов и логарифмов функций правдоподобия для адаптации по критерию минимума выходной мощности (а, в, д) и максимума ОСПШ (б, г, е): а, б – модули отсчетов на выходе основной антенны до компенсации помех и на выходе адаптированного канала; в, г - синфазный компонент отсчетов сигнала на выходе адаптированного канала после операции обеления; д,е - функции правдоподобия

На рисунке 2 приведен вид ФП для случая наличия когерентного дружно флуктуирующего сигнала при τ_c=100 мс. Для сравнения на этом же рисунке приведен

результат обработки этой же принимаемой реализации алгоритмом (18), оптимальным для нефлуктуирующего сигнала, и модули отсчетов $|\dot{A}_i\dot{F}_0(\alpha_{ai}-\alpha_c)|$ амплитуды принимаемого флуктуирующего ОС. Несмотря на существенно более плоский максимум функции правдоподобия $\Psi_{1.2}^{(1)}(\mathbf{y}/\alpha)$, что является «платой» за учет флуктуаций ОС, формируемые оценки характеризуются меньшей дисперсией. Отметим, что при $\tau_c \to \infty$ функция правдоподобия (27) будет полностью соответствовать (18).

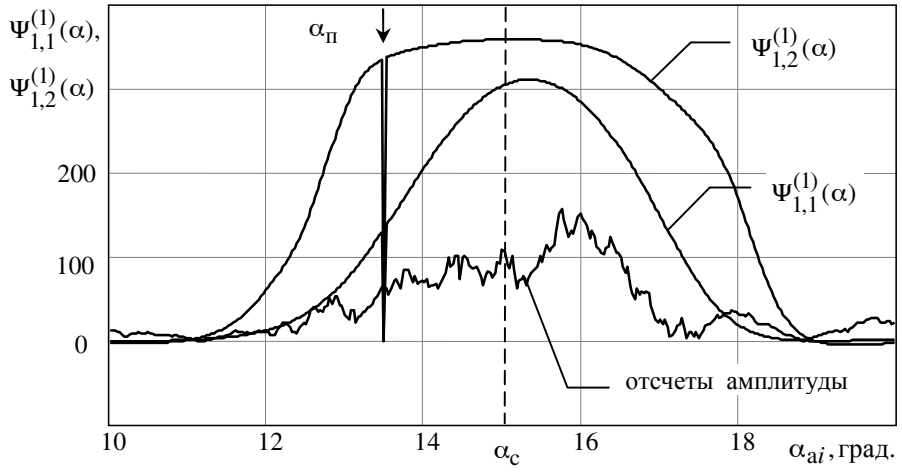


Рис. 2. Вид ФП для случая наличия когерентного дружно флуктуирующего сигнала

На рисунке 3 приведен вид ФП для случая наличия некогерентного нефлуктуирующего и быстро флуктуирующего сигнала. Зависимости построены при той же входной реализации, что и для рисунка 2. Статистическое исследование выборочного математического ожидания во всех случаях с высокой долей уверенности позволяет утверждать о несмещенности оценки угловой координаты.

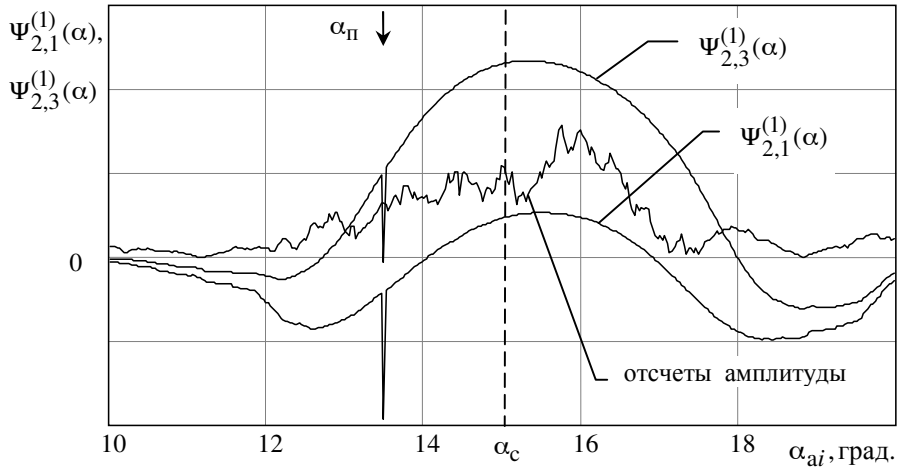


Рис. 3. Вид ФП для случая наличия некогерентного дружно флуктуирующего сигнала

На рисунке 4 приведены зависимости, позволяющие оценить эволюцию ФП при изменении углового отклонения источника мощной помехи от сигнала (когерентный нефлуктуирующий сигнал).

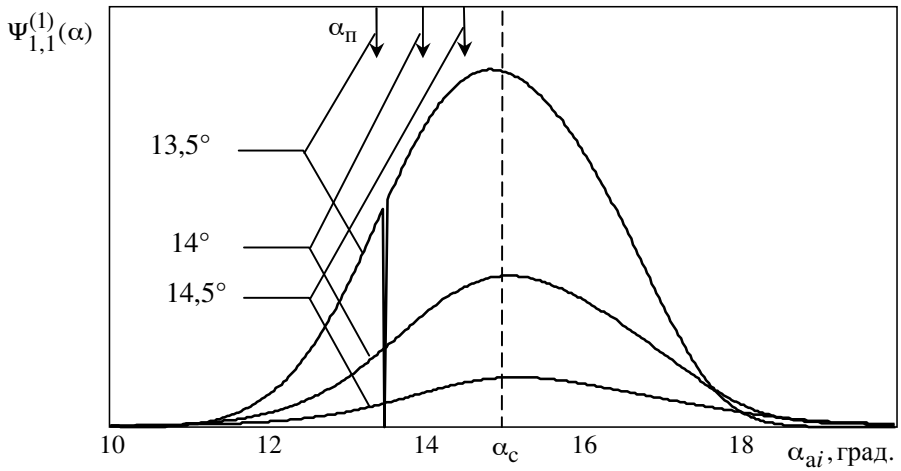


Рис. 4. Эволюция ФП для различных угловых положений источника мощной помехи

Систематическая ошибка оценивания пеленга отсутствует во всех случаях. С приближением помехи к сигналу область в районе максимума ФП становится более плоской, то есть ошибки определения угла возрастают. Тем не менее, возможность пеленгации при достаточном отношения сигнал/шум сохраняется вплоть до предельно малых, менее 0,1 от ширины главного лепестка ДН основной антенны, угловых отклонениях помехи от полезного сигнала.

4. Заключение

Обоснованные на основе классических операций «обеления» помехи и согласованного накопления измененного полезного сигнала квазиоптимальные алгоритмы оценивания пеленга цели в обзорной РЛС для типовых видов отраженного сигнала являются относительно простыми в реализации и могут быть эффективно использованы в том числе, при различиях угловых положений полезного сигнала и источников помех существенно меньших, чем разрешающая способность РЛС по угловым координатам.

Литература

1. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. - 416 с.
2. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. М.: Радио и связь, 1986. - 448 с.
3. Джиган В.И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. М.: Техносфера, 2013. - 528 с.
4. Торбин С.А., Григорян Д.С. Способ защиты моноимпульсного радиопеленгатора от активной шумовой помехи по основным лепесткам диаграмм направленности антенн // Антенны, № 7, 2014. - С. 54-61.
5. Григорян Д.С., Торбин С.А., Герасимов В.В. Защита моноимпульсного радиопеленгатора от активной шумовой помехи, действующей по основным лепесткам диаграмм направленности // Вестник Концерна ПВО «Алмаз-Антей», 2014, № 2, - С. 103-112.
6. Торбин С.А. Обработка сигналов цифрового пеленгатора с коническим сканированием диаграммы направленности в условиях активной шумовой помехи // Материалы

международной конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение DSPA–2014». Выпуск 20, Москва, 2014. - С. 368-379.
7. Козлов С.В., Карпухин В.И., Сергеев В.И. Синтез вариантов структуры радиолокационных измерителей угловых координат с адаптивной пространственной компенсацией помех // Антенны, 2010, № 6. - С. 71-76.
8. Чижов А.А. Сверхразрешение радиолокационных целей при воздействии активных шумовых помех по основному и ближним боковым лепесткам диаграммы направленности антенны РЛС // Информационно-управляющие системы, № 1, 2016. - С. 88-92.
9. Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М.: Советское радио, 1977. - 432 с.
10. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Сов. радио, 1966. – 680 с.

REFERENCES

1. Shirman Ya.D., Manzhos V.N. Theory and technology of processing radar information on the background noise. M .: Radio and communication. 1981.- 416 p.
2. Monzingo RA, Miller T.U. Adaptive antenna arrays. M .: Radio and communication, 1986. 448 p.
3. Djigan V.I. Adaptive signal filtering: theory and algorithms. M .: Technosphere. 2013.- 528 p.
4. Torbin S.A., Grigoryan D.S. The method of protection of a single-pulse finder from active noise interference on the main lobes of antenna patterns // Antennas. № 7. 2014. Pp. 54-61.
5. Grigoryan D.S., Torbin S.A., Gerasimov V.V. Protection of monopulse direction finder from active noise interference acting on the main lobes of radiation patterns // Concern of Almaz-Anteny Air Defense Concern. 2014. No. 2. Pp. 103-112.
6. Torbin S.A. Signal processing of a digital direction finder with a conical scanning pattern under active noise interference // Proceedings of the international conference "Digital signal processing and its application DSPA – 2014". Issue 20. Moscow. 2014. Pp. 368-379.
7. Kozlov S.V., Karpukhin V.I., Sergeev V.I. Synthesis of variants of the structure of radar angular position meters with adaptive spatial noise compensation. "Antennas". 2010. No. 6. Pp. 71-76.
8. Chizhov A.A. Super-resolution of radar targets when exposed to active noise interference along the main and near side lobes of the radar antenna pattern // Information and control systems. № 1. 2016. Pp. 88-92.
9. Repin V.G., Tartakovsky G.P. Statistical synthesis with a priori uncertainty and adaptation of information systems. M .: Soviet radio. 1977. 432 p.
10. Tikhonov V.I. Statistical radio engineering. M .: Owls. radio, 1966. 680 p.

БОРТОВАЯ РАДИОЛОКАЦИОННАЯ СИСТЕМА БЕЗОПАСНОЙ ПОСАДКИ ВЕРТОЛЕТА

А. А. Комаров, А. П. Климова

НИУ "МЭИ", Москва, Россия

Аннотация. В работе рассмотрен вопрос выбора оптимальных параметров антенной системы, установленной на борту вертолета, предназначенной для интерферометрической съемки посадочной площадки в условиях плохой визуальной видимости. Основной задачей является реализация необходимых характеристик интерферометрической обработки сигналов, а с другой стороны необходимо достичь минимальных габаритов и массы, связанных с использованием системы на летательном аппарате.

Ключевые слова: интерферометрическая съемка; интерферометрическая обработка; антенная система; бортовая РЛС.

ON-BOARD RADAR SYSTEM OF A HELICOPTER SAFE LANDING

A. A. Komarov, A. P. Klimova

National Research University “Moscow Power Engineering Institute”, Moscow, Russia

Abstract. In this article one can chose optimal parameters of the antenna system installed on the helicopter’s board. Its main task is to provide the crew with interferometric imaging of the airfield under poor visual conditions. The main goal is to achieve minimal scales and mass of the system because of the on-board placement.

Keywords: interferometric imaging; interferometric processing; antenna system; airborne radar.

1. Введение

Основной задачей посадки вертолета в условиях плохой видимости является поиск посадочной площадки (ПП), удовлетворяющей требованиям летного регламента. Так, одной из основных причин аварий вертолетов является недостаточность сведений о посадочной площадке. Это может быть связано с плохими погодными условиями, недостаточной видимостью по причине посадки в темное время суток, а также общей запыленности или заснеженности посадочной поверхности. По результатам исследований организаций США Joint Aircraft Survivability (JAS) Program Office и Naval Aviation Center for Rotorcraft Advancment (NACRA) было получено, что порядка 80% аварий вертолетов происходит по причине плохой визуальной видимости посадочной площадки при заходе на посадку, что приводит к жертвам и огромным затратам на потерянное оборудование [1, 2].

На сегодняшний день, можно выделить два основных направления исследований в данной области [3 – 7]. Первое – применение лазерных локаторов в системах безопасной посадки вертолета (СБПВ). Достигается высокая детализация рельефа, информация о рельефе ПП выводится на экран в кабине пилота. Основными недостатками лазерных СБПВ являются сильная зависимость от погодных условий, т.е. невозможность проведения съемки поверхности ПП в условиях дождя, тумана, снега, а также высокая

стоимость по сравнению с радиолокационными системами. Второе – применение радиолокационных систем в сочетании со специальной обработкой сигналов, отраженных от ПП. Применяются как непрерывные, так и импульсные системы со сложными сигналами. Известно несколько методов, позволяющих выделить из радиолокационных данных информацию о возвышениях рельефа поверхности: стереоскопический, интерферометрический, клинометрический и поляриметрический. Стереоскопический и интерферометрический методы требуют двух снимков одного и того же участка поверхности с разных позиций, клинометрический работает только с одним снимком, а поляриметрический метод требует набора изображений, сделанных с разными поляризациями сигнала.

В силу ряда особенностей этих методов, а также требований летного регламента [8], говорящих о необходимости обязательного облета предполагаемой зоны посадки с нескольких сторон, практическое использование при оценивании рельефа поверхности находит сочетание стереоскопического и интерферометрического метода.

2. Особенности использования метода интерферометрической съемки

При известных характеристиках антенной системы и геометрии облучения задача обработки сигналов, отраженных от посторонних объектов на ПП и от элементов рельефа поверхности решается с использованием алгоритма радиолокационной интерферометрической съемки, обеспечивая наглядную визуализацию поверхности ПП. Зондирующий радиоимпульс взаимодействует с земной поверхностью, частично поглощается, а частично отражается в сторону бортовой РЛС. Именно отраженный сигнал поступает на две интерферометрические антенны и далее осуществляется соответствующая обработка для получения разностного радиолокационного изображения. Из радиолокационного изображения можно извлечь разность фаз, обусловленную разницей фазовых набегов до каждой из антенн и амплитуду, характеризующую яркость поверхности по причине того, что оно является комплексным.

Для получения высококачественного изображения ПП с характерным рельефом, отражающем наличие уклонов, оврагов и холмов, а также показывающего наличие посторонних объектов в зоне посадки, таких как автомобили, предполагается применение интерферометрической съемки путем измерения разности фаз сигналов, отраженных от ПП и приходящих на две антенны.

При этом возможны три варианта реализации интерферометрической съемки:

1. «*С “мягкой” базой*» – предполагается съемка одной и той же области поверхности с однопозиционной РЛС на двух или более последовательно следующих пролетах с некоторым временным интервалом.
2. *«С “жесткой” базой*» – при данном варианте расстояние между антеннами фиксировано и реализовано на одном носителе, при этом одна из антенн работает на излучение и прием, а другая только на прием.

3. «*С переменной базой*» – в данном варианте база сформирована из однопозиционных РЛС на разных носителях, находящихся на синхронно - связанных траекториях полета.

В данной статье рассмотрен метод получения информации об уклонах, а также опасных неровностях ПП с помощью интерферометрической обработки сигналов от антенной системы, связанной "жесткой базой" и установленной на борту вертолета.

3. Основные требования к обеспечению безопасности при заходе на посадку

Согласно летному регламент [8], для обеспечения посадки безопасности вертолета при заходе на посадку необходимо, чтобы размер ПП был не менее 2-3 диаметров несущего винта вертолета. В данном случае размер ПП выбран 90×90 м. Высота полета при этом постоянная и контролируется по данным бортового радиовысотомера. Траектория облета и схема ПП представлены на рисунке 1.

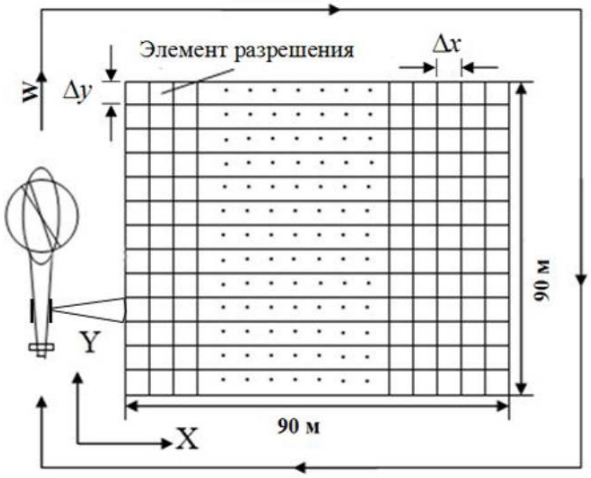


Рис. 1. Траектория полета вертолета при обзоре места посадки.

В данной работе рассматривается случай посадки вертолета при скорости захода на посадку $W \leq 15$ м/с. Обнаружение производится с высоты 75 м. Необходимо обнаружить крупные неровности ПП, а также уклоны более 15 градусов, предоставляющие особую опасность при посадке летательного аппарата (ЛА).

4. Выбор параметров бортовой РЛС

Выбор параметров бортовой РЛС обусловлен особенностями посадки вертолета в сложных погодных условиях, а также не неподготовленную ПП. Рабочая частота выбирается таким образом, чтобы минимизировать габариты и массу используемой антенны. Это связано с тем, что крепление производится непосредственно на ЛА, где данные параметры являются критическими.

Разрешающая способность РЛС обуславливается рабочей частотой. Чем выше частота зондирующего сигнала, тем выше разрешающая способность РЛС, что в данной

задаче является важным фактором, так как фактически производится картографирование ПП. С другой стороны повышение частоты приводит к росту потерь на распространение в таких неоднородных средах как дождь - гидрометеоры - и пылевое облако. Минимальные потери в подобных условиях достигаются при использовании РЛС миллиметрового диапазона радиоволн [9]. В результате рабочая частота системы выбрана равной 35 ГГц, которая находится в окнах прозрачности атмосферы.

Антенная система РЛС включает в себя две антенны, направленные на один и тот же участок ПП. Первая антенна $A1$ является приемопередающей, а вторая $A2$ - приемной. Обе антенны являются волноводно-щелевыми решетками, связанными "жесткой" базой. Размер базы равен B. Антенны укреплены параллельно на хвостовой балке вертолета и движутся вдоль оси Y со скоростью W, как показано на рис. 2.

Координаты фазовых центров антенн $A1$ и $A2$ бортовой РЛС при горизонтальной ориентации базы соответствуют (x_1, y_0, z_1) и (x_2, y_0, z_1). Соотношение линейной длины антенны l_a и длины радиоволны λ позволяет формировать узкий луч в азимутальной плоскости Δy. Ширина диаграмм направленности антенн (ДНА) $A1$ и $A2$ в угломестной плоскости идентична и охватывает диапазон углов, определяемый размером ПП при выбранной высоте полета H.

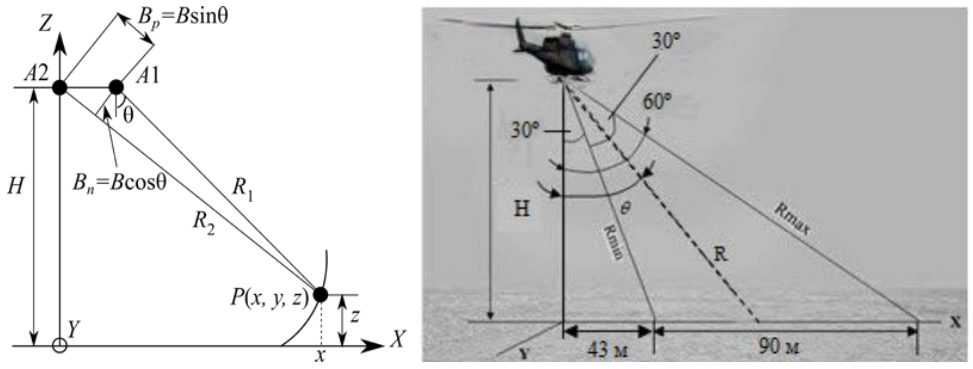


Рис. 2. (а) Интерферометрическое радиолокационное визирование элемента разрешения на ПП; (б) Геометрия облучения ПП с борта вертолета

Основные параметры бортовой РЛС представлены в таблице 1.

Таблица 1. Параметры бортовой РЛС

Параметр	Значение		
	Обозначение	Значение	Размерность
Простые когерентные зондирующие радиоимпульсы с длительностью	$\tau_и$	5	нс
Частота повторения зондирующих радиоимпульсов	$f_п$	≤ 10	кГц
Полоса частот приёмного тракта	Δf	≤ 240	кГц
Мощность передатчика	$P_{прд}$	1	Вт
Фактор шума	SNR	2	дБ
Коэффициент усиления антенны	G	30	дБ

Параметр	Значение		
	Обозначение	Значение	Размерность
Период повторения зондирующих импульсов	$T_п$	≥100	мкс

Здесь полоса частот приёмного тракта Δf согласована со спектром зондирующего сигнала. Фактор шума и коэффициент усиления антенны заданы на частоте 35 ГГц.

Период повторения зондирующих импульсов определяется в первую очередь технически реализуемым быстродействием наносекундного передатчика радиолокационной системы. При формировании короткого наносекундного радиоимпульса огибающая обычно имеет гауссову форму.

Высокая разрешающая способность по дальности обеспечивается использованием зондирующего радиосигнала наносекундной длительностью $\tau_и$ = 5 нс, $\Delta x = c/(2\Delta f \sin\theta)$, где $\theta = \arccos(H/R)$. Так как ширина ДНА в угломестной плоскости обеих антенн идентична и охватывает размеры, определяемые ПП в диапазоне углов от 30° до 60° (см. рисунок 2. (б)), что дает величину наклонной дальности от R_{min} = 85 м до R_{max} = 150 м при выбранной высоте полета H = 75 м.

С учетом разрешающей способности $\Delta x \approx$ 0,72...1,25 м по дальности и $\Delta y \approx$ 0,8 м по азимуту, обеспечивается малый элемент разрешения площадью $\Delta S_п = \Delta x \Delta y \approx$ 0,58 $м^2$...1 $м^2$ и высокая детальность получаемой информации.

5. Особенности конструкции антенной системы

Антенны выполняются в виде линейных волноводно-щелевых решеток, размеры которых выбраны, как показано на рисунке 3.

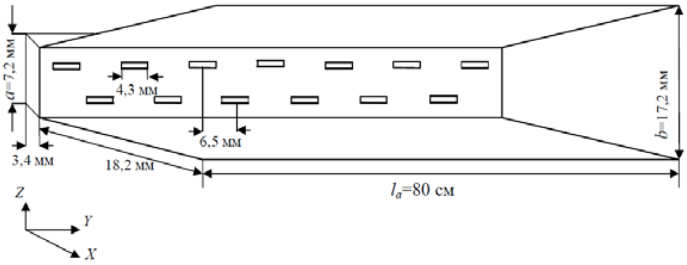


Рис. 3. Габаритный чертеж антенны

В волноводе щели смещены относительно центральной линии для регулировки уровня начальных боковых лепестков. Расстояние между соседними щелями равно $\lambda_в/2$, длина каждой щели – $\lambda/2$ = 4,3 мм, где $\lambda_в$ = 13 мм – длина волны H_{10} в прямоугольном волноводе.

Для формирования ДНА в угломестной плоскости к волноводу добавлен двухсторонний рупорный раскрыв, как показано на рисунке 3. Для получения ширины ДНА по уровню половинной мощности 30 градусов, взята ширина раскрыва $b = 2\lambda$ = 17,2 мм.

Для того чтобы допустимая фазовая ошибка в угломестной плоскости на краю раскрыва не превышала 90°, взята разность хода $\Delta d = \lambda/4$. Геометрия рупора представлена на рисунке 4.

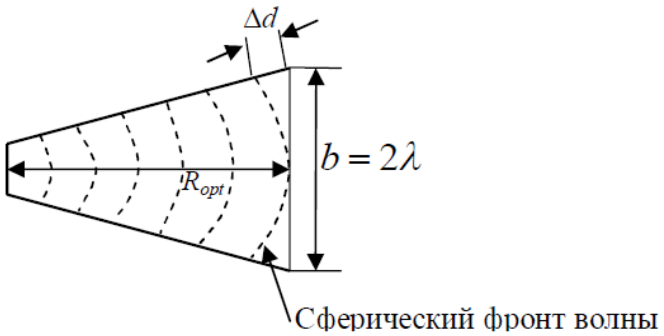


Рис. 4. Геометрия двухгранного рупора

При заданных условиях оптимальная длина рупора равна R_{opt} = 1,6 см.

6. Коррекция искажений в азимутальной плоскости ДНА

Соотношение длины линейной антенны l_a = 0,8 м и длины радиоволны излучения λ = 8,6 мм позволяет формировать узкий луч в азимутальной плоскости Δα. Однако, при выбранных высотах полета вертолета и размерах ПП, работа РЛС в азимутальной плоскости происходит в промежуточной зоне антенн, поэтому угловые ДНА в азимутальной плоскости идентичны и одинаковым образом формируются на всем интервале изменения наклонной дальности.

Вид и характеристики электромагнитного поля линейных и плоских раскрывов в зоне Френеля достаточно хорошо проанализированы в [10,11,12]. Здесь ограничимся лишь утверждением, что в промежуточной зоне поле имеет сложный характер и в ней присутствуют все компоненты поля. Электромагнитное поле в зоне Френеля можно описать с помощью формулы [1]

$$E(\beta) = \frac{1}{R_L}\int_{-1}^{1} \exp(ikly\sin\beta)\exp\left[-ikl\frac{y^2}{2R_L}\left(1-\sin^2\beta\right)\right]\exp\left[i\Phi(y)\right]\rho(y)\,dy, \qquad (1)$$

где Ф(y) - нелинейное фазовое распределение в апертуре антенны, $R_L = R_0/l$ – нормированное расстояние от цента апертуры до точки наблюдения в долях полураскрыва, ρ(y) – амплитудное распределение в апертуре антенны.

Квадратичные фазовые искажения приводят к заплыванию лепестков ДНА, уменьшению коэффициента усиления (КУ) системы. Таким образом, введение компенсирующего квадратичного фазового распределения (ККФР) позволит оптимально сфокусировать раскрыв в промежуточной области облучения ПП и приблизить пространственную зависимость поля в зоне Френеля к зависимости, характерной для поля, сформированного в дальней зоне. Особенность работы в дальней зоне заключается в том, что поле в ней представлено сформировавшейся

электромагнитной волной. Напряженности $\vec{E}$ и $\vec{H}$ изменяются во времени синфазно, а в пространстве сдвинуты друг относительно друга на π/2.

Таким образом, искажения поля в зоне Френеля объясняются различием расстояний от точек раскрыва антенны до точек фокусировки и имеют квадратичную зависимость. Формирование квадратичных искажений со знаком, обратным (1), позволяет скомпенсировать возникающие искажения в этой зоне

$$\Phi(y) = klC_2P_2(y), \tag{2}$$

где C_2 – коэффициент Фурье при ортогональном полиноме второго порядка, $P_2(y) = a_{22}y_2 + a_{21}y + a_{20}$ – полином второго порядка.

Используя (1) и (2), получаем соотношение для определения коэффициента C_2:

$$kl\frac{y^2}{2R_L}\left(1-\sin^2\beta\right) = klC_2a_{22}y^2 \ . \tag{3}$$

Из (3) можно найти коэффициент C_2

$$C_2\left(R_L,\beta\right) = \frac{1-\sin^2\beta}{R_La_{22}}. \tag{4}$$

Из (4) следует, что коэффициент Фурье C_2 при второй гармонике зависит не только от расстояния до точки наблюдения R_L, но и от угла β. Это означает, что полной компенсации квадратичных искажений, обусловленных характером поля в зоне Френеля, возможно добиться лишь в единственной точке β = 0 или в точке ориентации главного максимума $\beta = \beta_{max}$. Поля всех источников в этой точке будут складываться синфазно.

В приближении Френеля для малых углов в пределах $\beta \le 15^\circ$ возможна качественная компенсация фазовых искажений. Для подобных углов полагаем $\sin2\beta \approx 2\beta$. В [13] доказывается, что в фокальной плоскости вблизи оси нормали к раскрыву электрическое поле сфокусированной апертуры имеет все свойства дальнего поля.

Для рассматриваемой задачи приведен расчет характеристик электромагнитного поля линейного раскрыва. Здесь принято, что длина полураскрыва одной антенны l = 0,4м, длина волны λ = 8,6 мм, а также взят линейный раскрыв длиной $kl = 93\pi$. Амплитудное распределение в апертуре антенны – равномерное.

С учетом выбранной высоты полета вертолета H и размера ПП выбираем расстояние прямой видимости до объекта R_0 = 100 м. Тогда R_L = 250. Из формулы (4) получаем коэффициент Фурье второй гармоники $C_2 = 8{,}43\cdot10^{-4}$.

На рис. 3. представлены графики поля сфокусированного на расстоянии R_0 = 100 м и ДН той же антенны.

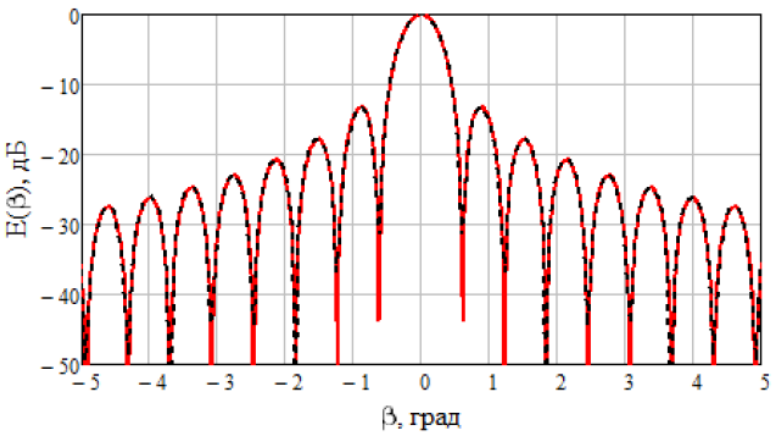


Рис. 5. Поле антенны с введённым ККФР при R_0 = 100 м (штрих) и ДН антенны (сплошной)

Сравнивая графики поля раскрыва, сфокусированного на расстоянии 100 м, и его ДН, представленные на рисунке 5, видно, что они практически совпадают.

На рисунке 6 вычислены пространственные фазовые характеристики с введенным в раскрыв ККФР и без компенсации.

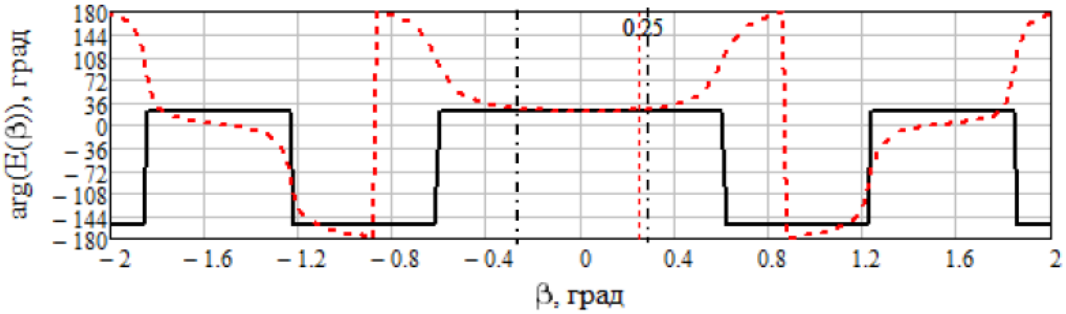


Рис. 6. Фазовые характеристики при R_0 = 100 м с введённым ККФР (сплошной) и без (штрих)

Из рисунка 6 видно, что в пределах ширины ДН антенны по уровню половинной мощности дополнительная фазовая ошибка пренебрежимо мала.

7. Заключение

Была предложена антенная система бортовой РЛС безопасной посадки вертолёта. Необходимость монтажа системы непосредственно на борту ЛА ставит ограничение на варианты выбора параметров антенной системы. Также требования к системе обуславливаются использованием метода интерферометрической съемки ПП. Антенны в системе связаны «жёсткой базой».

При заходе вертолета на посадку и также минимально возможных размерах ПП, которые определяются размером несущего винта рассматриваемого ЛА, оказалось, что работа РЛС в азимутальной плоскости происходит в промежуточной зоне антенн. Работа в промежуточной зоне приводит к значительным искажениям ДНF в

азимутальной плоскости, которые необходимо учесть для правильного восстановления рельефа поверхности. Был предложен метод введения ККФР. После введения данного коэффициента было показано, что раскрыв сфокусирован в промежуточной области облучения ПП наилучшим образом, а пространственная зависимость поля в зоне Френеля была наилучшим образом приближена к полю, сформированному в дальней зоне.

8. Благодарности

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-37-00184.

Литература

1. Rotary–Wing Brownout Mitigation: Technologies and Training // A Technical Report by NATO Science and Technology Organization, 2012.
2. Анализ состояния безопасности полетов в гражданской авиации Российской Федерации в первом полугодии 2016 года. Управление инспекции по безопасности полетов Федерального агентства воздушного транспорта Российской Федерации, 2016.
3. F. Previc, W. Ercoline. Nonvisual Spatial Orientation Mechanisms // Spatial Disorientation in Aviation. Progress in Astronautics and Aeronautics, 2004, vol. 203,pp. 37–94
4. Cross J.; Schneider J., Cariani P. MMW radar enhanced vision systems: the Helicopter Autonomous Landing System (HALS) and Radar-Enhanced Vision System (REVS) are rotary and fixed wing enhanced flight vision systems that enable safe flight operations in degraded visual environments // Proc. SPIE 8737, Degraded Visual Environments: Enhanced, Synthetic, and External Vision Solutions, 16 May 2013
5. Sykora B. BAE systems brownout landing aid system technology (BLAST) system overview and flight test results // Proc. SPIE 8360 Airborne Intelligence, Surveillance, Reconnaissance (ISR) Systems and Applications IX, 83600M, 1 May 2012.
6. 6. Savage J.; Harrington W.; McKinley A. R.; Burns H.M.; Braddom S., et al. 3D–LZ helicopter lidar imaging system // Proc. SPIE 7684 Laser Radar Technology and Applications XV, 768407, Апрель 29, 2010.
7. Murray J.T., Seely J., Plath J; Gotfreson E., Engel J., et al. Dust-Penetrating (DUSPEN) “see-through” lidar for helicopter situational awareness in DVE // Proc. SPIE 8737, Degraded Visual Environments: Enhanced, Synthetic, and External Vision Solutions 2013, 87370H, 16 May 2013.
8. Руководство по лётной эксплуатации вертолёта Ми-8. – М.: Департамент воздушного транспорта министерства транспорта РФ, 1996 г.
9. Кулёмин Г. П., Разсказовский В. Б. Рассеяние миллиметровых радиоволн поверхностью земли под малыми углами. Киев:: Наукова Думка, 1990. – 229 с.
10. Уолтер К. Антенны бегущей волны. М.: Энергия, 1970.
11. Шифрин Я. С. Вопросы статистической теории антенн / Пер. с англ., М.: Сов. Радио, 1970.
12. Гусевский В.И. Анализ и методы расчета амплитудно-фазовых характеристик антенных устройств бортовых фазометрических радиосистем//Кандидатская диссертация. Московский энергетический институт, 1968.
13. Sherman J.W. Properties of Focused Aperture in the Fresnel Region. // IEEE Trans. Antennas and Propagation, 1962. Т. 10, № 4. - С.399-408.

References

1. Rotary–Wing Brownout Mitigation: Technologies and Training // A Technical Report by NATO Science and Technology Organization, 2012.
2. Analysis of the state of flight safety in the civil aviation of the Russian Federation in the first half of 2016. Flight Safety Inspectorate, Federal Air Transport Agency of the Russian Federation, 2016

3. F. Previc, W. Ercoline. Nonvisual Spatial Orientation Mechanisms // Spatial Disorientation in Aviation. Progress in Astronautics and Aeronautics, 2004, vol. 203,pp. 37–94
4. Cross J.; Schneider J., Cariani P. MMW radar enhanced vision systems: the Helicopter Autonomous Landing System (HALS) and Radar-Enhanced Vision System (REVS) are rotary and fixed wing enhanced flight vision systems that enable safe flight operations in degraded visual environments // Proc. SPIE 8737, Degraded Visual Environments: Enhanced, Synthetic, and External Vision Solutions, 16 May 2013
5. Sykora B. BAE systems brownout landing aid system technology (BLAST) system overview and flight test results // Proc. SPIE 8360 Airborne Intelligence, Surveillance, Reconnaissance (ISR) Systems and Applications IX, 83600M, 1 May 2012.
6. Savage J.; Harrington W.; McKinley A. R.; Burns H.M.; Braddom S., et al. 3D–LZ helicopter lidar imaging system // Proc. SPIE 7684 Laser Radar Technology and Applications XV, 768407, April 29, 2010.
7. Murray J.T., Seely J., Plath J; Gotfreson E., Engel J., et al. Dust-Penetrating (DUSPEN) “see-through” lidar for helicopter situational awareness in DVE // Proc. SPIE 8737, Degraded Visual Environments: Enhanced, Synthetic, and External Vision Solutions 2013, 87370H, 16 May 2013.
8. Manual on the flight operation of the Mi-8 helicopter. - M .: Air Transport Department of the Ministry of Transport of the Russian Federation, 1996
9. Kulemin G. P., Razskazovsky V. B. The scattering of millimeter radio waves by the earth's surface at small angles. Kiev :: Naukova Dumka, 1990. - 229 p.
10. Walter K. Antennas traveling wave. M .: Energy, 1970.
11. Shifrin Ya.S., Questions of the statistical theory of antennas / Per. from English., M .: Owls. Radio, 1970.
12. Gusevsky V.I. Analysis and methods for calculating the amplitude and phase characteristics of antenna devices onboard phaseometric radio systems // Candidate dissertation. Moscow Power Engineering Institute, 1968.
13. Sherman J.W. Properties of Focused Aperture in the Fresnel Region. // IEEE Trans. Antennas and Propagation, 1962. T. 10, № 4. - p.399-408.

ДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ИСТРЕБИТЕЛЯ F-22 RAPTOR

В.А. Кузнецов[1], Д.В. Амбросов[1]

[1]Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (ВУНЦ ВВС «ВВА»), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе на основе геометрических размеров фацетов модели поверхности сложного объекта обоснован асимптотический (приближенный) подход к оценке эффективной площади рассеяния воздушной цели, представлен модифицированный метод геометрической оптики для расчета эффективной площади рассеяния каждого фацета модели истребителя F-22, учитывающий динамику ее движения и электромагнитные и поляризационные свойства фацетов. При моделировании используется один из вариантов сокращения вычислительных затрат путем преобразования фацетной модели в точечную. Рассматривается алгоритм проверки видимости точек Hidden Point Removal, позволяющий в реальном масштабе времени производить выборку точек из пространственно-распределенного множества точек. Разобран один из подходов к вычислению частотных составляющих вторичной доплеровской модуляции для обеспечения формирования поляриметрических дальностно-доплеровских портретов воздушной цели.

Ключевые слова: фацетная модель; эффективная площадь рассеяния; геометрическая оптика; поляризационная матрица рассеяния; спектрально-доплеровский портрет.

F-22 RAPTOR DYNAMIC MODEL

V. A. Kuznetsov[1], D. V. Ambrosov[1]

[1]Military Educational and Scientific Centre of the Air Force «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (MECS of AF «AFA»), Voronezh, Russia

Abstract. Based on the geometric dimensions of the facet model of a complex object, the paper substantiates an asymptotic (approximate) approach to estimating the effective scattering area of an air target, presents a modified geometric optics method for calculating the effective scattering area of each facet of the F-22 fighter model, taking into account the dynamics of its movement and electromagnetic polarization properties of facets. The simulation uses one of the options for reducing computational costs by converting the facet model to a point model. An algorithm for checking the visibility of the Hidden Point Removal facet is considered, which allows real-time sampling of points from a spatially distributed set of points. One of the approaches to the calculation of the frequency components of the secondary Doppler modulation is analyzed to ensure the formation of polarimetric long-range Doppler portraits of an air target.

Keywords: facet model; effective area of dispersion; geometrical optics; polarization scattering matrix; spectral Doppler portrait.

1. Введение

Расчет характеристик рассеяния объектами сложной формы производится на основании математического описания его поверхности. Для получения адекватных значений диаграмм обратного вторичного излучения необходимо иметь априорную информацию об электромагнитных параметрах материалов, из которых изготовлены те или иные части объекта. Существующие методы так называемого «предсказания»

эффективной площади рассеяния (ЭПР) сложных объектов позволяют рассчитать только суммарные (не зависящие от разрешающей способности бортовой радиолокационной станции (БРЛС)) характеристики рассеяния статического объекта, единичные для каждого угла облучения, чаще всего подходящие только для приблизительной оценки дальности обнаружения и соответствующей вероятности правильного обнаружения. Для формирования дальностно-доплеровского портрета сложного объекта получаемых известными методами значений ЭПР недостаточно: помимо значений ЭПР в пределах объема разрешения БРЛС, требуется учет вращающихся или вибрирующих составных частей объектов (например, на воздушном судне с турбореактивным двигателем такими частями являются лопатки компрессора низкого давления, на вертолете – лопасти несущего винта и т.п.). Для решения подобных задач требуется динамическая модель сложного объекта, представляющая собой совокупность методов точного описания поверхностей объекта с учетом ее электромагнитных параметров и формирования частот вторичной доплеровской модуляции вследствие отражения от вращающихся или вибрирующих составных частей объекта в условиях взаимного перемещения цели и носителя БРЛС.

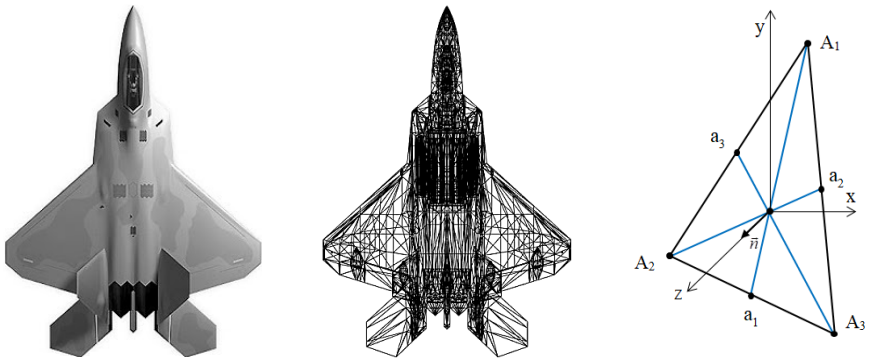
Для реализации динамической модели истребителя F-22 Raptor в условиях наблюдения, изменяющихся в соответствии с заданными координатами и скоростями цели и носителя БРЛС, необходимо рассчитать ЭПР и частотные составляющие геометрической поверхности истребителя F-22 Raptor.

2. Расчет вклада каждого фацета модели истребителя в поляризационную матрицу рассеяния

В качестве объекта моделирования в динамической модели задан многоцелевой истребитель пятого поколения F-22 Raptor. Крыло – ромбовидное, вертикальный стабилизатор V-образной формы. Характеристики планера: размах крыла – 13,56 м; длина самолёта – 18,9 м; высота самолёта – 5,09 м; площадь крыла – 78,04 м^2, площадь вертикального оперения – 16,54 м^2, площадь горизонтального оперения – 12,63 м^2 [1].

F-22 оборудован двумя турбореактивными двухконтурными двигателями с форсажными камерами Pratt & Whitney F119-PW-100 с тягой 15876 кгс, и оснащенными управляемым в вертикальной плоскости вектором тяги. Сопла двигателей имеют плоскую форму, снижающую заметность самолёта в инфракрасном диапазоне. В конструкции сопловых устройств использован радиопоглощающий материал на основе керамики, который снижает радиолокационную заметность самолёта [1].

В соответствии с имеющимися данными о геометрической поверхности многоцелевого истребителя F-22 Raptor с помощью программного продукта 3D Studio Max аппроксимирована комплексная фацетная модель его поверхности (рисунок 1,а), импортирована в формате STL в среду MATLAB для расчетов поляризационной матрицы рассеяния (ПМР) каждого фацета модели (рисунок 1,б). Для реализации вышеуказанных расчетов в MATLAB широко используется пакет Phased Array System Toolbox.



а) б) в)

а) трехмерная модель; б) фацетная модель;
в) единичный фацет с привязкой к локальной системе координат и медианами
Рис. 1. Геометрическая поверхность истребителя F-22 Raptor.

Одновременное движение носителя БРЛС и воздушной цели в пространстве задается через платформы движения, в дискретном времени, соответствующем частоте дискретизации сигнала БРЛС. Предполагается, что платформы испытывают поступательное движение с постоянной скоростью и/или постоянным ускорением на каждом этапе моделирования тактической ситуации (рисунок 2). Пусть R_0 обозначает вектор положения в момент времени 0, а V обозначает вектор скорости. Вектор положения платформы есть функция времени $R(t)$ [2]:

$$R(t) = R_0 + Vt. \qquad (1)$$

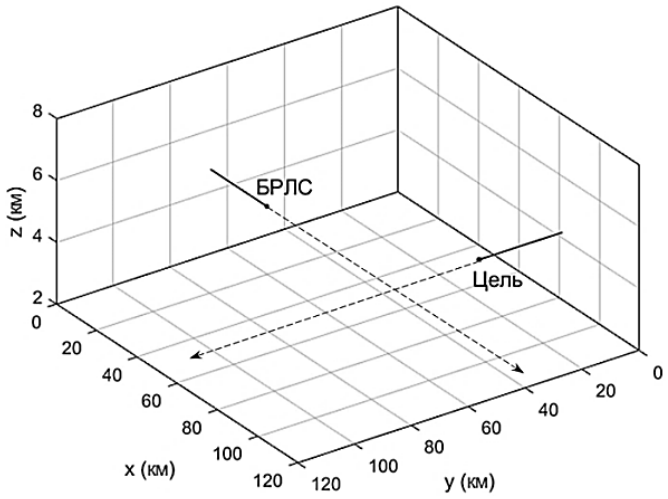


Рис. 2. Моделирование траекторий движения носителя БРЛС и цели.

В каждый момент времени t рассматривается статическая геометрия объекта, соответствующая этому времени. Для проведения дальнейших вычислений выбирается локальная система координат с привязкой оси z к вектору нормали $\vec{n}$ единичного фацета представленного на рисунке 1,в.

Для расчета вклада каждого фацета геометрической поверхности истребителя в ПМР необходимо учесть вытянутость каждого фацета, т.е. максимально длинную медиану из трех и её проекцию на вектор $\vec{E}$ падающей электромагнитной волны (ЭМВ) в плоскостях *zox* и *yox*.

Вычисление координат положения в пространстве точек начала и конца трех медиан всех фацетов геометрической поверхности истребителя выполняется по формулам [2]:

$$A_{i1}\left(x_{i1}, y_{i1}, z_{i1}\right);\ a_{i1}\left(\frac{x_{i2}+x_{i3}}{2}; \frac{y_{i2}+y_{i3}}{2}; \frac{z_{i2}+z_{i3}}{2}\right), \tag{2}$$

$$A_{i2}\left(x_{i2}, y_{i2}, z_{i2}\right);\ a_{i2}\left(\frac{x_{i1}+x_{i3}}{2}; \frac{y_{i1}+y_{i3}}{2}; \frac{z_{i1}+z_{i3}}{2}\right), \tag{3}$$

$$A_{i3}\left(x_{i3}, y_{i3}, z_{i3}\right);\ a_{i3}\left(\frac{x_{i1}+x_{i2}}{2}; \frac{y_{i1}+y_{i2}}{2}; \frac{z_{i1}+z_{i2}}{2}\right), \tag{4}$$

где x_i, y_i, z_i – координаты вершин *i*-го фацета.

Вычисление длин сторон всех фацетов геометрической поверхности истребителя осуществляется согласно выражений [2]:

$$A_{i12} = \sqrt{\left(x_{i1}-x_{i2}\right)^2 + \left(y_{i1}-y_{i2}\right)^2 + \left(z_{i1}-z_{i2}\right)^2}, \tag{5}$$

$$A_{i23} = \sqrt{\left(x_{i2}-x_{i3}\right)^2 + \left(y_{i2}-y_{i3}\right)^2 + \left(z_{i2}-z_{i3}\right)^2}, \tag{6}$$

$$A_{i31} = \sqrt{\left(x_{i3}-x_{i1}\right)^2 + \left(y_{i3}-y_{i1}\right)^2 + \left(z_{i3}-z_{i1}\right)^2}. \tag{7}$$

Вычисляются полупериметры всех фацетов геометрической поверхности истребителя [2]:

$$P_{\Delta i} = \frac{\left(A_{i12}+A_{i23}+A_{i31}\right)}{2}. \tag{8}$$

Вычисляются площади всех фацетов геометрической поверхности истребителя (рисунок 3,а) через полупериметр (формула Герона) [2]:

$$S_{\Delta i} = \sqrt{P_{\Delta i}\left(P_{\Delta i}-A_{i12}\right)\left(P_{\Delta i}-A_{i23}\right)\left(P_{\Delta i}-A_{i31}\right)}. \tag{9}$$

Длины трех медиан к сторонам фацета рассчитываются следующим образом [2]:

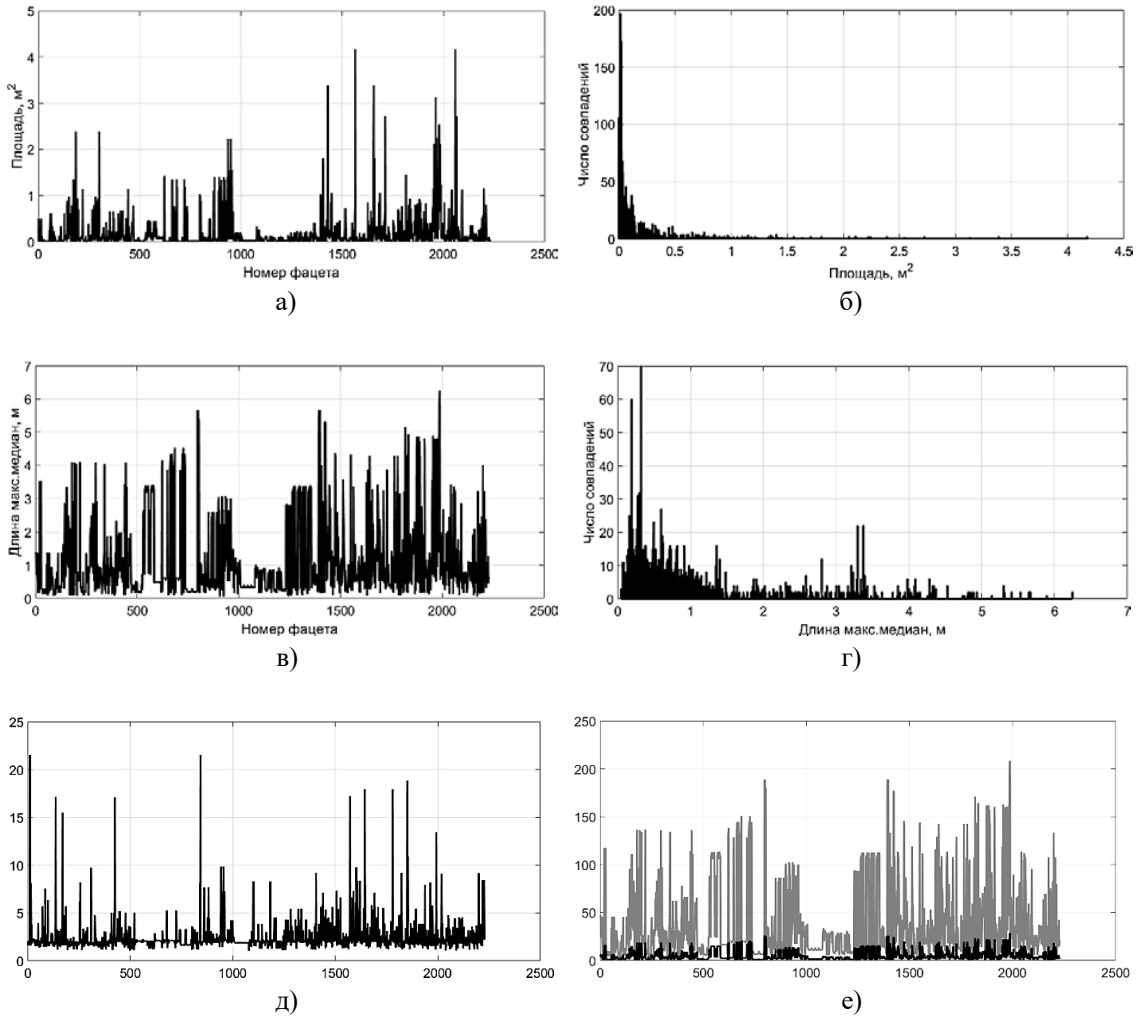
$$M_{i1} = \frac{1}{2}\sqrt{2A_{i13}^2 + 2A_{i23}^2 - A_{i12}^2}, \tag{10}$$

$$M_{i2} = \frac{1}{2}\sqrt{2A_{i12}^2 + 2A_{i13}^2 - A_{i23}^2}, \tag{11}$$

$$M_{i3} = \frac{1}{2}\sqrt{2A_{i12}^2 + 2A_{i23}^2 - A_{i13}^2}. \tag{12}$$

Определяется максимально длинная медиана из трех медиан каждого фацета геометрической поверхности истребителя (рисунок 3,в) [2]:

$$M_{i\max} = \frac{\left|2M_{i3} - \left|M_{i2}-M_{i1}\right| - M_{i2} - M_{i1} + 2M_{i3} + \left|M_{i2}-M_{i1}\right| + M_{i2} + M_{i1}\right|}{4}. \tag{13}$$



а) площади фацетов; б) гистограмма площадей фацетов;
в) максимальные из трех медианы фацетов;
г) гистограмма максимальных из трех медиан фацетов; д) M_{max}/M_{min};
е) отношения M_{max}/λ для λ=0,03 м и λ=0,2 м

Рис. 3. Графическое представление вычисления параметров фацетов.

Большие, до 4 м^2 площади фацетов, длина максимальных медиан до 6 м, фацеты преимущественно вытянутые, и отношение $M_{max}/\lambda > 3$ позволяют обосновать применение асимптотических методов расчета ЭПР в высокочастотной области.

3. Проверка «затенения» фацетов модели истребителя

При анализе условий затенения фацетов геометрической поверхности истребителя применяется алгоритм проверки видимости точек Hidden Point Removal. Видимость определяется без реконструкции геометрической поверхности истребителя и оценки нормалей. Этот алгоритм является универсальным – его можно применять для массива точек, описывающего геометрическую поверхность с разной плотностью. Возможно осуществлять наблюдение с заданной точки обзора, как внутри, так и снаружи массива

точек. Алгоритм состоит из двух функций: инверсия и построение дугообразной (выпуклой) части [3].

На рисунке 4 представлен переход от фацетов к центральным точкам фацетов геометрической поверхности истребителя [2].

Рис. 4. Точечная геометрическая поверхность истребителя.

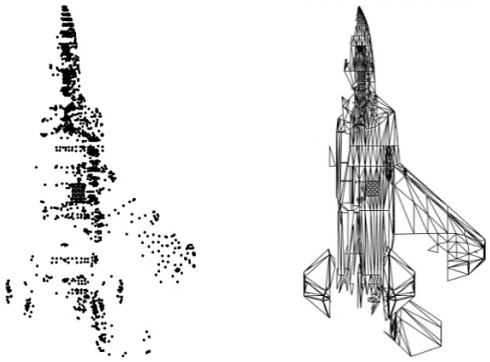
Существуют различные функции выполнения инверсии. В алгоритме в качестве функции инверсии применяется сферический зеркальный перенос. Рассмотрим сферу с радиусом *R*, центрированную в точке наблюдения *C*, и ограничимся включением всех точек в множество $P = \{p_i\}$. Сферическое отображение переносит точку $p_i \in P$ относительно сферы согласно выражения [3]:

$$\hat{p}_i = f(p_i) = p_i + 2\left(R - \|p_i\|\right)\frac{p_i}{\|p_i\|}. \qquad (14)$$

Перенос каждой точки p_i производится внутри сферы вдоль луча от *C* до p_i, до ее появления вне сферы [3].

Следующий этап – функция построения дугообразной (выпуклой) части. Обозначим через $\hat{P}$ преобразованный массив точек: $\hat{P} = \{\hat{p}_i = f(p_i) | p_i \in P\}$. Вычислим выпуклую часть $\hat{P} \cup \{C\}$, то есть множество C в данном случае содержит преобразованный массив точек и центр сферы. Основным результатом работы алгоритма является извлечение точек, находящихся на выпуклой части $\hat{P} \cup \{C\}$ и сводится к определению видимых точек. Выбор точки наблюдения *C* очень важен, поскольку точки на затененной стороне массива могут находиться на выпуклой части, когда *C* является внешней по отношению к *P*. Точка $p_i \in P$ отмечена видимой с *C*, если ее перенесенная точка $\hat{p}_i$ лежит на выпуклой части $\hat{P} \cup \{C\}$ [3].

На рисунке 5,а показан результат работы алгоритма проверки «видимости» фацетов Hidden Point Removal при обработке массива точек поверхности самолета F-22 Raptor (рисунок 4). Результат изменения условий наблюдения фацетной модели истребителя (например, азимут 60 градусов, угол места 0 градусов) представлен на рисунке 5,а, что реально соответствует фацетам на рисунке 5,б.



а) б)

а) незатененная точечная геометрическая поверхность истребителя;
б) незатененная фацетная геометрическая поверхность истребителя

Рис. 5. Результат затенения точечной и фацетной геометрической поверхности истребителя.

4. Формирование поляризационной матрицы рассеяния модели истребителя

Расчет ПМР незатененной фацетной геометрической поверхности истребителя сводится к следующему. Основной характеристикой поляризационных свойств объекта в радиолокации является комплексная поляризационная матрица рассеяния [4]:

$$\dot{\mathbf{S}} = \begin{pmatrix} \dot{S}^{ГГ} & \dot{S}^{ГВ} \\ \dot{S}^{ВГ} & \dot{S}^{ВВ} \end{pmatrix}, \tag{15}$$

где элементы ПМР $\dot{S}^{ГГ}$ и $\dot{S}^{ВВ}$ являются коэффициентами отражения объекта на согласованной поляризации (горизонтальной и вертикальной соответственно), а элементы $\dot{S}^{ГВ}$ и $\dot{S}^{ВГ}$ – на кроссполяризации [4].

Матрицу рассеяния можно использовать для определения взаимосвязи между поляризацией падающего и рассеянного поля [4]:

$$\begin{bmatrix} \dot{E}^{ГГ}_{отр} \\ \dot{E}^{ВВ}_{отр} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{S}^{ГГ} & \dot{S}^{ГВ} \\ \dot{S}^{ВГ} & \dot{S}^{ВВ} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{E}^{ГГ}_{пад} \\ \dot{E}^{ВВ}_{пад} \end{bmatrix}. \tag{16}$$

Символы w и v $\left(S^{wv}\right)$ характеризуют параметры рассеяния, причем индекс w задает поляризацию рассеянного поля, а индекс v задает поляризацию падающего поля. Элементы матрицы рассеяния рассчитываются по формуле:

$$S^{wv} = \frac{\sqrt{\sigma_i^{wv}}}{\sqrt{4\pi R^2}}. \tag{17}$$

Суммарная ЭПР «видимой» части фацетной геометрической поверхности истребителя вычисляется по формуле:

$$\sigma_{\Sigma}^{wv} = \sum_{p=1}^{P} \sigma_i^{wv}. \tag{18}$$

Вклад каждого «видимого» фацета геометрической поверхности истребителя в поляризационную матрицу рассеяния производится следующим образом (рисунок 5). Вычисляются углы, характеризующие положение медианы в пространстве:

$$\angle\varepsilon_i^w = arctg\frac{\left|M_i^w\left(x_{M_i^w}\right)-K\left(x_K\right)\right|}{\left|M_i^w\left(z_{M_i^w}\right)-K\left(z_K\right)\right|},\ \angle\varepsilon_i^v = arctg\frac{\left|M_i^v\left(x_{M_i^v}\right)-K\left(x_K\right)\right|}{\left|M_i^v\left(y_{M_i^v}\right)-K\left(y_K\right)\right|}, \tag{19}$$

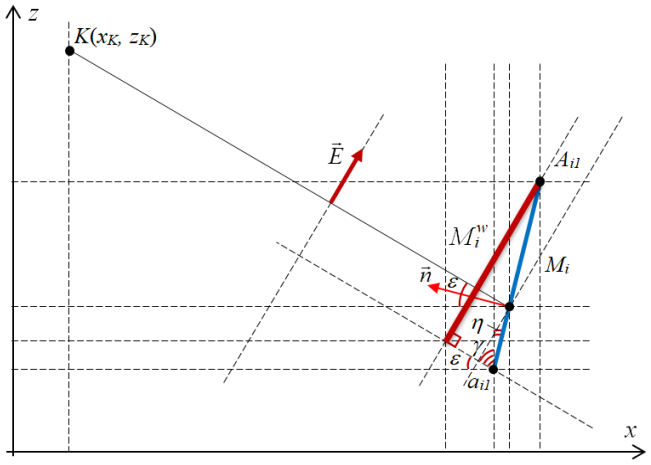
где $x_{M_i}, y_{M_i}, z_{M_i}$ – координаты центральной точки M_i i-го фацета, x_K, y_K, z_K – координаты точки наблюдения K i-го фацета,

$$\angle\gamma_i^w = 90^0 - \angle\varepsilon_i^w,\ \angle\gamma_i^v = 90^0 - \angle\varepsilon_i^v, \tag{20}$$

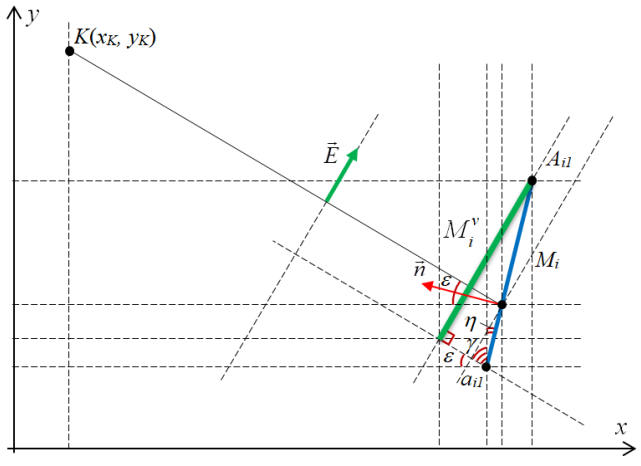
$$\angle\eta_i^w = arctg\frac{\left|A_{i1}\left(z_{i1}\right)-a_{i1}\left(z_{i1}\right)\right|}{\left|A_{i1}\left(x_{i1}\right)-a_{i1}\left(x_{i1}\right)\right|},\ \angle\eta_i^v = arctg\frac{\left|A_{i1}\left(y_{i1}\right)-a_{i1}\left(y_{i1}\right)\right|}{\left|A_{i1}\left(x_{i1}\right)-a_{i1}\left(x_{i1}\right)\right|}. \tag{21}$$

Вычисляются проекции всех максимально длинных медиан незатененной фацетной геометрической поверхности истребителя на вектор $\vec{E}$ падающей ЭМВ

$$M_i^w = M_i\cdot\cos\left(\angle\gamma_i^w + \angle\eta_i^w\right),\ M_i^v = M_i\cdot\cos\left(\angle\gamma_i^v + \angle\eta_i^v\right). \tag{22}$$



а)



б)

а) в плоскости *zox*; б) в плоскости *yox*

Рис. 5. Расчет проекции всех максимально длинных медиан «видимой» фацетной геометрической поверхности истребителя на вектор $\vec{E}$ падающей ЭМВ.

Рассмотрим единичный «незатененный» фацет геометрической поверхности истребителя, определенный разносторонним треугольником, как показано на рисунке 6. ЭПР единичного «незатененного» фацета геометрической поверхности истребителя вычисляется по формуле

$$\sigma_i^{wv} = \frac{4\pi S_{\Delta i}^2}{\lambda^2}\left(\cos\theta\right)^2 \sigma_{i0}^{wv} L_i^{wv}, \tag{23}$$

где $S_{\Delta i}$ – площадь i-го единичного незатененного фацета, L_i^{wv} – отражающие свойства материала i-го единичного «незатененного» фацета, θ – угол места обзора БРЛС,

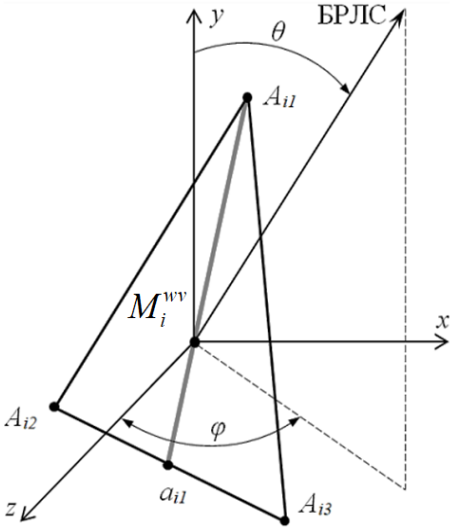


Рис. 6. Схема облучения единичного фацета.

$$\sigma_{i0}^{wv} = \frac{\left[\left(\sin\alpha\right)^2 - \left(\sin\left(\beta/2\right)\right)^2\right]^2 + \sigma_{i01}^{wv}}{\alpha^2 - \left(\beta/2\right)^2}, \tag{24}$$

$$\sigma_{i01}^{wv} = 0,25\left(\sin\varphi\right)^2\left[\left(2M_i^{wv}/A_{i23}\right)\cos\varphi\sin\beta - \sin\varphi\sin 2\alpha\right]^2, \tag{25}$$

где $\alpha = kM_i^{wv}\sin\theta\cos\varphi$, $\beta = kA_{i23}\sin\theta\sin\varphi$, $A_{i23} \in M_i^{wv}$ – основание i-го единичного «незатененного» фацета, $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число, φ – азимутальный угол обзора БРЛС.

На рисунке 7 представлен результат расчета составляющих ПМР динамической модели истребителя F-22 Raptor предложенным в данной работе методом.

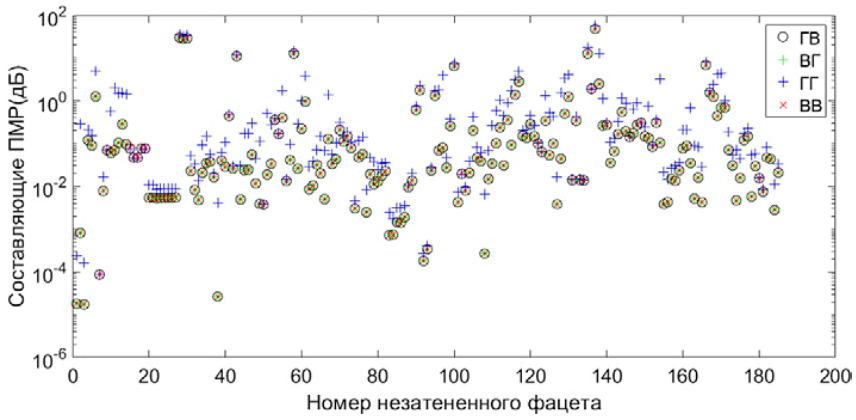


Рис. 7. Составляющие поляризационной матрицы рассеяния каждого «незатененного» фацета.

5. Формирование спектрально-доплеровского портрета модели истребителя

В работе используется математическая модель спектрально-доплеровского портрета воздушной цели с турбореактивным двигателем с учетом конструкции двигателя. Каждая ступень компрессора низкого давления (КНД) расположена на валу диаметром *2r*, имеет *N* лопаток длиной *L* и шириной *d*. Лопатки двигателя расположены эквидистантно с угловым расстоянием между ними: $\beta = 2\pi/N$. Обычно лопатки имеют достаточно сложную форму и расположены по аэродинамическим соображениям, так что элементарная площадка лопатки *dx*, расположенная на расстоянии *x* от центра вращения, не совпадает с плоскостью вращения вокруг оси ротора. Поэтому считаем, что ЭМВ падает под углом θ относительно нормали к плоскости вращения [5].

Импульсный зондирующий сигнал с достаточно большой частотой повторения для исключения неоднозначностей по скорости и несущей частотой f_0, отраженный от лопаток компрессора, представляет собой суперпозицию отражений ЭМВ от оси ротора вращения и лопаток первой ступени КНД и имеет вид [5]

$$s(t) = s_к(t) + s_1(t) = \dot{S}_к e^{\left[j2\pi f_0\left(t-\frac{2}{c}R(t)\right)\right]} + \sum_{n=0}^{N-1}\int_{r}^{\frac{r+L}{2}} \dot{B}(x) e^{j2\pi f_0\left\{t-\frac{2}{c}\left[R(t)-x\sin\gamma\cos(\Omega t+\beta_0+n\beta)\right]\right\}} dx, \quad (26)$$

где $s_к$ – комплексная амплитуда сигнала, отраженная от корпуса двигателя, $\dot{B}(x)$ – распределение электромагнитного поля по поверхности лопаток.

Вынося за скобки общий множитель в формуле (26) $e\left(j2\pi f_0\left\{t-2/\left[cR(t)\right]\right\}\right) = e\left(j2\pi f_0 t - j2\pi\omega_d t - j\varphi_0\right)$ и интегрируя слагаемое, получим [5]

$$s(t) = \left[\dot{S}_к + \sum_{n=0}^{N-1}\dot{S}_л sinc\left\{m\cos\left(\Omega\left(t-nT_n\right)+\beta_0\right)\right\}\times\right.$$
$$\left.\times e^{j\frac{4\pi}{\lambda}\left(r+\frac{L}{2}\right)\sin\theta\cos\left\{\Omega\left(t-nT_n\right)+\beta_0\right\}}\cdot e^{j2\pi f_0 t+\omega_d t+j\varphi_0}\right] \quad (27)$$

где Ω – частота вращения ступени КНД, $S_л = BLd$ – амплитуда сигнала, отраженного от лопастей, sinc = sin *x*/*x* – функция, описывающая огибающую

отраженного сигнала, $m = 2\pi L/\lambda$ – величина обратная длительности импульса, $\varphi_0 = 4\pi R_0/\lambda$ – начальная фаза, $\omega_d = 2V_{\text{сбл}}/\lambda$ – доплеровское смещение частоты, $T_n = 2\pi/N\Omega$ – период повторения импульсов.

Зондирующий сигнал БРЛС после прохождения первой ступени КНД отражается как в сторону БРЛС, так и в сторону второй ступени. Аналогичным образом происходит отражение и от последующих ступеней [5]

$$s_{\Sigma}(t) = s_1(t) + s_2(t) + s_1(t)s_2(t), \tag{28}$$

где $s_1(t)$, $s_2(t)$ – отраженный сигнал от первой и второй ступени КНД соответственно.

Данная математическая модель полностью сопоставима с моделями, полученными в ходе реальных летных экспериментальных исследований с использованием импульсно-доплеровской БРЛС [5]. На рисунке 8 представлен спектрально-доплеровский портрет воздушной цели с турбореактивным двигателем с учетом конструкции двигателя.

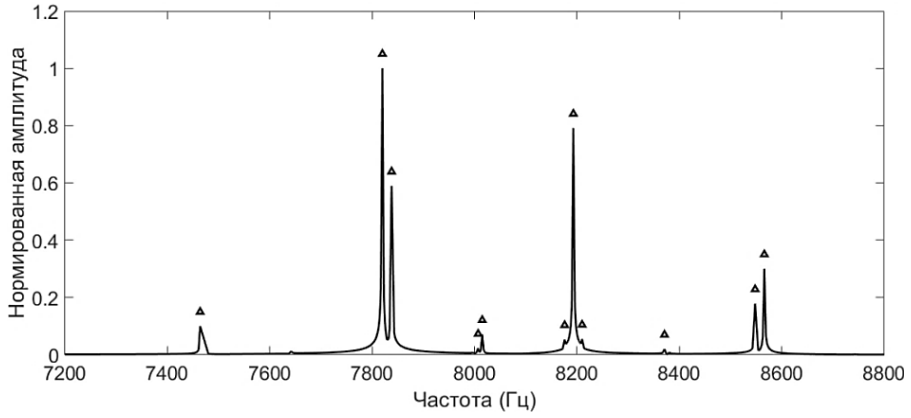


Рис. 8. Спектрально-доплеровский портрет воздушной цели с турбореактивным двигателем с учетом конструкции двигателя полученный на дальности 94 км 180 м; углы наблюдения: $\varphi = 60^0$; $\theta = 0^0$; скорость цели – 250 м/с; скорость носителя БРЛС – 168 м/с; длина волны – 0,03 м; длительность импульса – 0,26 мкс.

6. Заключение

Таким образом, разработанная динамическая модель истребителя F-22 Raptor позволяет рассчитать вклад каждого видимого в текущий момент времени фацета модели в поляризационную матрицу рассеяния и конкретные значения составляющих вторичной доплеровской модуляции по геометрическим параметрам двигателя на основе априорной информации в заданной тактической обстановке. В полученной модели истребителя F-22 используется модифицированный авторами метод геометрической оптики, отличающийся от известных учетом поляризации ЭМВ. В дальнейшем на основе полученных данных предоставляется возможность формировать поляриметрические дальностно-доплеровские портреты воздушных целей со сниженной

радиолокационной заметностью и использовать их для оценки вероятностных характеристик автоматического обнаружения и распознавания.

Литература

1. Miller J. Lockheed Martin F/A-22 Raptor Stealth Fighter. Hinckley: An imprint of lan Allan Publishing, 2005. – 131 p.
2. Кузнецов В.А., Амбросов Д.В., Дятлов Д.В. Динамическая модель пространственно-распределенной воздушной цели // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018661660 (РФ), заяв. 04.09.18, зарег.12.09.18.
3. Sagi K., Ayellet T., Ronen B. Direct Visibility of Point Sets // ACM Transactions on Graphics, 2007, Vol. 26, No. 3. – Pp. 24-1-24-11.
4. Лихачев В.П., Купряшкин И.Ф., Семенов В.В. Поляриметрические и интерферометрические режимы работы РСА в условиях помех: Монография. Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2014. – 109 с.
5. Надточий В.Н., Трущинский А.Ю., Фролов А.Ю., Аврамов А.В. Математическая модель спектрально-доплеровского портрета воздушной цели с турбореактивным двигателем с учетом конструкции двигателя. // Радиотехника, 2017, В. 12. – С. 39-43.

References

1. Miller J. Lockheed Martin F/A-22 Raptor Stealth Fighter. Hinckley: An imprint of lan Allan Publishing, 2005. – 131 p.
2. Kuznetsov V.A., Ambrosov D.V., Dyatlov D.V. Dynamic model of a spatially distributed airborne target // Certificate of state registration of the computer program № 2018661660 (RF), stated. 09.04.18, publ. 12.09.18.
3. Sagi K., Ayellet T., Ronen B. Direct Visibility of Point Sets // ACM Transactions on Graphics, 2007, Vol. 26, No. 3. – Pp. 24-1-24-11.
4. Likhachev V.P., Kupryashkin I.F., Semenov V.V. Polarimetric and interferometric modes of operation of PCA in the conditions of interference: Monograph. Voronezh: Air Force Academy, 2014. – 109 p.
5. Nadtochy V.N., Trushchinsky A.Yu., Frolov A.Yu., Avramov A.V. Mathematical model of spectral Doppler portrait air targets with a turbojet engine, given the engine design. // Radiotekhnika, 2017, No. 12. – Pp. 39-43.

ЗАГОРИЗОНТНАЯ РАДИОЛОКАЦИЯ В МЕТРОВОМ (УКВ) ДИАПАЗОНЕ РАДИОВОЛН

В. А. Алебастров[1], В.А. Борсоев[2], В. В. Борсоева[3], Э.И. Шустов[4]
[1]Научно исследовательский институт дальней радиосвязи (НИИДАР), г. Москва, Россия
[2]Некоммерческое образовательное учреждение дополнительного профессионального образования - Институт аэронавигации (НОУ ДПО «ИАЭН»), г. Москва, Россия
[3]АО «Авиакомпания «Россия», г. Москва, Россия
[4]Закрытое акционерное общество Научно исследовательский центр «Резонанс» (ЗАО НИЦ «Резонанс»), г. Москва, Россия

Аннотация. В работе представлены результаты экспериментально-теоретических исследований, подтвердившие возможность загоризонтного обнаружения низколетящих аэродинамических целей в метровом диапазоне радиоволн.

Ключевые слова: загоризонтное обнаружение, метровый диапазон

OVER-THE-HORIZON RADAR IN THE METER (VHF) RANGE OF RADIO WAVES

V.A. Alebastrov[1], V.A. Borsoev[2], V. V. Borsoeva[3], E.I. Shustov[4].
[1]Research institute of Long-Range Radio Communication (NIIDAR), Moscow, Russia.
[2]Non –commercial educational institute for supplementary professional training «Iinstitute of air navigation», Moscow Russia.
[3]Rossiya Airlines, Moscow Russia.
[4]SRC "Resonance", Moscow, Russia.

Abstract. Over-the-horizon radiolocation in the meter range of radio waves (Ultra Short Radio Waves).

Keywords: over-the-horizon detection, meter rang

1. Введение

В докладе кратко представлены результаты экспериментальных работ выполненных в 1991 г. в СССР (НИИДАР) подтвердивших возможность загоризонтной радиолокации в метровом диапазоне радиоволн (УКВ).

Основанием для постановки этих работ послужили результаты экспериментально-теоретических исследований по загоризонтному распространению ультракоротких радиоволн, проведенных в США, Канаде и СССР начиная с 1950 г. прошлого столетия.

Как продолжение в СССР (НИИДАР) проведены экспериментальные работы в 1991 г., которые доказали практическую возможность загоризонтного обнаружения низколетящих целей на дальностях до 1000 км.

На взгляд авторов полученные результаты представляют не сколько академический, но в большей степени практический интерес, позволяя расширить информационные возможности существующих и разрабатываемых РЛС метрового диапазона радиоволн (по дальности до 1000 км и по классу обнаруживаемых целей в том числе низколетящих гиперзвуковых баллистических и аэродинамических).

2. Предыстория вопроса

Толчком к началу исследований загоризонтного распространения радиоволн метрового диапазона (УКВ) явилось обнаружение регулярного приема сигналов коротковолнового передатчика КВ диапазона в зоне молчания в экспериментах, проведенных в США в 1930-х годах [1].

В 1950-х годах в США совместно с Канадой проведены обширные экспериментальные и теоретические исследования, в которых подтверждено явление регулярного распространения УКВ на трассе 1000 км и более.

Установлено, что ответственным механизмом этого явления является рассеяние радиоволн на мелкомасштабных неоднородностях электронной концентрации в нижней ионосфере (90км-110км), порождаемых турбулентностью атмосферы и диффузионным распадом плазменных следов ненасыщенных метеоров ($\alpha \leq 10^{14}$ эл/м).

С использованием радиометрических и ракетных измерений получены данные о различных масштабах неоднородностей от самых мелких до макротурбулентных.

Теоретически установлено, что мелкие неоднородности ответственны за рассеяние КВ и УКВ радиоволн.

При рассеянии радиоволн на мелкомасштабных неоднородностях, основная часть радиоволн распространяется в первоначальном направлении, часть излучаемой мощности рассеивается под различными углами, при этом чем меньше угол рассеяния, тем больше мощность рассеянного сигнала. Переуплотнённые метеорные следы ($\alpha \geq 10^{15}$ эл/м), ответственные за зеркальное отражение радиоволн здесь и далее не рассматриваются.

Рассеяние на мелкомасштабных неоднородностях нашло практическое применение в реализации радиотелеграфной радиосвязи. По результатам эксплуатации радиотелеграфной связи установлено, что данный вид радиосвязи обеспечивает надежность связи ≈ 95% для среднеширотных трасс и не менее ≈ 90% для трасс, пересекающих приполярные области. Определен оптимальный диапазон радиочастот 30мГц ÷ 35 мГц ($\lambda = 8 \div 10$ м).

3. Кратко о сигналах обратного рассеивания радиоволн (СОР) от мелкомасштабных неоднородностей нижней ионосферы

В 80-х годах в НИИДАР (СССР) проведены масштабные измерения характеристик обратного рассеяния радиоволн на неоднородностях нижней ионосферы (СОР). Применительно к РЛС декаметрового и метрового диапазонов сигналы СОР являются так называемой «пассивной» помехой (в отличие от атмосферных и галактических помех).

Получены круглосуточные данные измерений мощности СОР при средней и высокой солнечной активностях для трех сезонов : зима, лето, равноденствие.

Установлено, что эффективный поперечник обратного рассеяния (ЭПР) сигналов (СОР) практически не зависит от частоты в диапазоне (15-30) мГц и составляет величину порядка (6 - 10) дБ/м^2 для частот 30 мГц и 15 мГц соответственно.

4. Эксперименты по загоризонтальному обнаружению низколетящей цели в метровом диапазоне радиоволн (УКВ)

Проведена серия экспериментов 10 сеансов (ночью и днем) на ЗГРЛС 5Н32 (г. Комсомольск на Амуре) [2].

В качестве эталонной цели использован самолет Ан-26 (с хорошо известной ЭПР), совершающий полет по трассе г. Комсомольск-на-Амуре – г. Петропавловск - Камчатский на высоте 5 тысяч метров.

Зона прямой видимости с учетом диаграмм направленности РЛС 5Н32 на частоте f = 30 мГц составила величину ≤ 200 км.

Наблюдения проведены на частоте f = 30 мГц в условиях, когда МПЧ Е и МПЧ F2 меньше 30мГц для исключения отражения от регулярных слоев ионосферы «Е» и «F2».

Во всех сеансах наблюдения цель устойчиво сопровождалась на загоризонтных дальностях не менее 700 км.

Схема засветки цели при рассеянии радиоволн на высоте h =100 км приведена на рисунке 1.

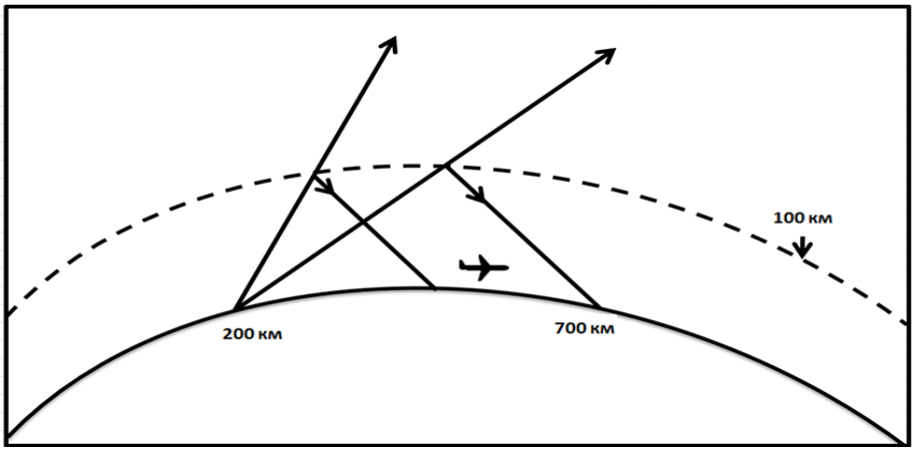


Рис.1. Схема засветки цели при рассеянии радиоволн на высоте 100 км.

5. Заключение

Экспериментально подтверждена возможность загоризонтного обнаружения низколетящих целей на загоризонтных дальностях в метровом (УКВ) диапазоне радиоволн

Литература

1. Г.М. Тептин, Ю.М. Стенин, Неоднородная структура нижней ионосферы и распространение радиоволн. Издательство Казанского университета, 1989 г.
2. В.А. Алебастров, В.А. Борсоев, Э.И. Шустов. Развитие отечественной загоризонтной радиолокации. Издательство «Новое время», 2016, 248 стр.

References

1. G. M. Teptin, Yu. M. Stenin, A heterogeneous structure of the lower ionosphere and radio wave propagation. Publishing house of Kazan University, 1989.
2. V.A. Alebastrov, V.A. Borsoev, E.I. Shustov M., «Elaboration of Russian over- the-horizon radar, Novoe vremya», 2016, 248 p.

КОМБИНИРОВАНИЕ КООРДИНАТ В ПРОСТРАНСТВЕ ИЗМЕРЕНИЙ. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ДАННЫЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ НА УКВ РЛС

В.Б. Иванов, И.П. Назаренко, С.М. Савельев, А.И. Стучилин, А.В. Щербинко, Э.И. Шустов.

ЗАО НИЦ «Резонанс», Россия, Москва

Аннотация. В работе обосновывается возможность использования метода определения курсовой скорости не маневрирующей цели на основе комбинирования координат дальности и скорости в пространстве измерений. Приводятся примеры экспериментальных измерений новым методом. На основе этого метода рассматривается теоретическая возможность нового метода расчета высоты цели без привлечения измерений углов места. Приводятся результаты имитационных расчетов высоты цели по новому методу при движении цели строго на РЛС.

Ключевые слова: надгоризонтная радиолокация; пространства измерения и состояния; инструментальные ошибки; курсовая скорость; высота цели.

A COMBINING COORDINATES IN MEASUREMENT SPACE. EXPERIMENTAL DATA AND DEVELOPMENT PROSPECTS ON VHF RADARS

V.B. Ivanov, I.P. Nasarenko, S.M. Savelyev, A.I. Stuchilin, A.V. Scherbinko, E.I. Shustov

SRC "Resonance", Moscow, Russia

Abstract. The paper substantiates the possibility of using the method of determining the course speed of a non-maneuvering target based on a combination of the coordinates of the distance and speed in the measurement space. Examples of experimental data with a new method are given. Based on this method, the theoretical possibility of a new method for calculating the height of a target without involving measurements of elevation is considered. The results of simulation calculations of the height of the target using the new method are given when the target moves strictly on the radar.

Keywords: VHF radars, measurement and state spaces, instrumental errors, course speed, target height.

1. Введение

В настоящее время продолжается совершенствование надгоризонтных РЛС УКВ диапазона: метровых, дециметровых и более коротких длин волн. К числу таких РЛС относятся и РЛ комплексы класса «Резонанс Н», работающие в длинноволновой части метрового диапазона радиоволн /Л1/. В этих РЛК реализован физический принцип резонансного отражения радиоволн от воздушных объектов, способствующий увеличению их эффективной отражающей поверхности (ЭОП). Метод делает технологию «Stealth» в диапазоне работы такой РЛС менее результативной. Принципы резонансной радиолокации используются для обнаружения широкого класса, как воздушных целей, так и баллистических со сниженной заметностью. Вместе с тем, использование длинноволновой части метрового диапазона в сочетании с разумными габаритами РЛС вносит ограничения на инструментальные точности определения РЛ

координат целей. В связи с этим, развиваются новые методы определения параметров движения целей, позволяющие уменьшить влияние инструментальных ошибок вектора измерений на ошибки нахождения пространственного вектора состояний.

В измерительной системе координат (в пространстве измерений) X={R, Az, V_R, Eps} используют обычно такие понятия, как : наклонная дальность (групповой путь) R, азимут Az, радиальная скорость V_R как производная по времени наклонной дальности R, угол места Eps. Координаты вектора X в зарубежных источниках называют также «наклонными» (slant). Вместо V_R обычно берутся измеренные значения допплеровской скорости Vd, если здесь меньше инструментальная ошибка измерений. Для тропосферы отличие V_R и Vd не значимо. Для ионосферы это отличие составляет около 1% или меньше /Л2/. Если пространственную точку отсчета совместить с РЛС, то пространство состояний можно описать расширенным вектором состояний Y={r,Vr,β,Vβ,Vk,K,H,} = T(X). Здесь компоненты вектора следующие: дальность r от РЛС до проекции точки цели на Землю, скорость изменения этой дальности Vr, азимут β на эту точку от РЛС и скорость Vβ его изменения, курсовая скорость Vk, курс К, высота Н.

Ограничения в размерах антенн приводят к увеличению ошибок измерений угла места Eps = E и азимута Az. Стандартный метод определения курсовой скорости Vkst реализуется с использованием азимутальных измерений, исходя из определения:

$$V2kst = V2r + V2\ tg \qquad (1)$$

где тангенциальная (поперечная) составляющая курсовой скорости V tg определяется в пространстве состояний как (если азимут исчисляется в градусах):

$$Vtg = r*d/dt\ (Az)\ /57{,}3 \qquad (2)$$

Однако реально кроме азимута Az измеряются R и V_R. Поэтому для использования этого метода нужно либо пренебречь разницей координат R и V_R от r и Vr соответственно, либо использовать необходимые функциональные преобразования, где тоже возникают ошибки.

Определение угла места E вектора измерений X осуществляется, как правило, с использованием цифровых методов формирования диаграмм направленности (ЦФДН), основанных на угловом спектральном анализе УСА. При этом вертикальные размеры антенн обычно ограничены. Ошибки в определении угла места E приводят к неправильному определению высоты H цели. Считается также, что при малых углах существует земной луч, который интерферирует с прямым, ни по какому параметру не разрешается и искажает решения УСА. В связи с этим возникает задача оптимального исключение луча, отраженного от поверхности земли. Для этого в работе /Л3/ используется «продвинутая» технология, основанная на преобразованном функционале правдоподобия (метод МП), без использования УСА. При этом необходимо знание комплексного коэффициента отражения от ровной земной поверхности, который не всегда известен. В условиях горной местности задача усложняется переменным углом отражения земного луча.

В связи со сказанным выше, интересно рассмотрение любых новых методов, позволяющих увеличить точность измерения как параметров вектора движения цели, так и ее высоту.

Далее рассматривается возможность определения курсовой скорости Vk на основе расчета произведения R*VR (без азимутальных измерений). Приводятся результаты экспериментальных оценок В теоретическом плане рассматривается вытекающая отсюда потенциальная возможность расчета углов места Е, не прибегая к методам УСА или МП.

2. Исходные теоретические предпосылки

Для дальнейшего рассмотрения целесообразно получить общее выражение радиальной скорости от произвольных в некоторой точке пространства векторов движения цели и радиолуча (вектора Пойтинга). Пусть вектор движения цели имеет единичные вектора (орты) Ev, а радиолуч имеет орты ER. Тогда для радиальной скорости VR:

$$V_R = Vk^* (Ev^* E_R) \qquad (3)$$

Т.е. определяется как модуль курсовой скорости Vk движения цели, умноженный на скалярное произведение ортов движения цели и ортов радиолуча. Произведение единичных ортов $(Ev^* E_R) = \cos U$, где U- угол между единичными векторами Ev и E_R. С другой стороны, скалярное произведение $(Ev^* E_R)$ раскрывается через направляющие косинусы $(a_v^* a_R)$ векторов Ev и E_R (косинусы углов векторов с положительными полуосями системы координат). При неизменной высоте цели

$$a_{v=} (\cos К, \sin К, 0) \qquad (4)$$

Направляющие косинусы вектора E_R формируются следующим образом. В плоскости радиолуча вектор E_R имеет с этой плоскостью угол наклона E_R в общем случае он отличается от угла места Е из-за сферичности земли и эффектов рефракции. Обычно $E_R > E$. Проекция вектора E_R на горизонтальную плоскость равна $\cos E_R$, на вертикальную ось – $\sin E_R$. В горизонтальной плоскости на сфере направление Azr вектора E_R также несколько отличается от исходного азимута $A_Z = A_{Z0}$. В результате,

$$a_{R=} (\cos E_R \cos Azr, \cos E_R \sin Azr, \sin E_R) \qquad (5)$$

Тогда получим для V_R:

$$V_R = Vk * (a_v a_R) = Vk \cos E_R \cos(K- Azr) \qquad (6)$$

Очевидно, что

$$Vk \cos(K- Azr) = Vr \qquad (7)$$

$$V_R = Vr \cos E_R, \text{ или } V_R / Vr = \cos E_R \qquad (8)$$

Несколько примеров расчета параметров радиолуча R, E, E_R, $A_{ZR,}$ приведены в таблице 1.

Таблица1. Примеры пересчета координат цели в параметры радиолуча.

r, км	H, км	AZO град	R, км	E, град	E_R, град	$A_{ZR,}$ град	cos E_R	r/R
250	10	270	250,37	0,66	3,18	266,4	0,9985	0,9985
100	10	270	100,54	5,04	5,83	268,4	0,9948	0,9946
10	10	270	13,80	43,46	43,54	269,8	0,7249	0,7246
5	10	270	10,74	62,2	62,24	269,9	0,4658	0,4655

Высота цели и азимут A_{Z0}, для некоторого географического расположения РЛС здесь постоянны и равны соответственно 10 км и 270 град. Расстояние r по земле здесь взято в интервале 5-250 км. Траекторные расчеты осуществлялись лучевыми метолами для экспоненциальной модели коэффициента преломления тропосферы, описанной ранее в/ Л4/. Расчеты иллюстрируют отличие E_R от E и A_{ZR} от $\beta = A_{Z0}$ при больших удалениях r от РЛС. Отношение r/R может меняться значительно для выбранных значений r. Отметим, что отношение r/R с очень хорошей точностью до сотых долей процента совпадает с cos ER, т.е. с соотношением VR/ Vr (8)

$$r/R = \cos E_R \qquad (9)$$

что ниже будет существенным образом использовано. Аналитически соотношение (9) доказать затруднительно, оно вытекает из численных экспериментов.

3. Новый метод определения курсовой скорости

3.1. Свойства произведения R*V_R

Свойство 1. С большой степенью точности выполняется соотношение:

$$R^* V_R = r^* Vr \qquad (10)$$

Т.е. произведение скорости и дальности в «наклонной системе измерений практически совпадает с произведением дальности и скорости в пространстве состояний на земной поверхности относительно РЛС. Данное свойство вытекает непосредственно. из (8) и (9) если их объединить:

$$V_{R/} Vr = r/R$$

Свойство (10) ранее (также на основе численных экспериментов) было получено для КВ ЗГ РЛС /Л2/ и было предложено для «связывания» (modes linking) трасс для одной и той же цели, возникающих из-за ионосферного размножения целей: размноженные из-за много модового распространения радиоволн цели, имеют одинаковое произведение $I = R^* V_R$ (в пространстве измерений), совпадающее с произведением r*Vr в относительных земных координатах. Произведение I в /Л2/ было названо «модовым инвариантом».

Свойство 2. Определение модуля курсовой скорости Vk. В работе /Л2/ также найдено, что в частном случае движения цели строго на РЛС или от нее (Vk = Vr) значение V2r определяется модулем первой производной инварианта I по времени:

$$V^2r = abs[d (R^*V_R) /dt] \qquad (11)$$

Далее, в /Л5/ было показано, что в пространстве земных координат r и Vr при произвольной геометрии движения (K- Azr не равно 0 плюс-минус πn)

$$V^2k = abs[d (r^*Vr) /dt] \qquad (12)$$

Суть получения (12) пояснена на рисунке1. Пусть П= r*Vr и из (7) Vr = Vk cos (K-Azr). Тогда

$$abs(d\,П /dt) = abs\{d[r^* Vk \cos(K- Azr)] /dt \} = abs\{d [r^* Vk \cos(\Delta y)]/ dt \}$$

При постоянной Vk

$$abs(dП /dt) = Vk\, abs\{d [r^* \cos(\Delta y)]/ dt\}$$

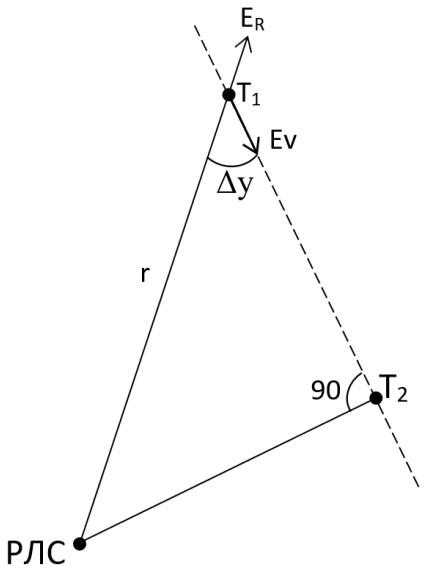


Рис.1. Пояснение к значению произведения r* cos(Δy).

Теперь обратим внимание, что r* cos(Δy) есть перемещения из текущей точки Т1 в точку Т2. В точке Т2 угол между курсом и направлением от целит на РЛС равен 90 град (траверза). Точка Т2 фиксирована, она соответствует минимальному расстоянию от РЛС до трассы движения цели. Т.е., если цель не меняет преднамеренно курс и скорость движения, то abs d {[r* cos(Δy)]/ dt} = Vk. Т.о. в относительном пространстве состояний (к земной поверхности)

$$abs(d\Pi /dt) = abs[d(r*Vr) /dt] = V^2k \qquad (13)$$

Для практического использования (13) в /Л5/ полагается, что дальности всегда большие, допустим, более100км, r и Vr практически соответственно совпадают с R и V_R в пространстве измерений. Однако показанная здесь достаточно точное соотношение (10) позволяет распространить (13) на пространство измерений. То есть, если П= R*V_R (произведение наклонной дальности на радиальную скорость), то имеется возможность рассчитать новое значение курсовой скорости Vkn:

$$Vkn = \{abs[d(R*V_R) /dt]\}^{1/2} \qquad (14)$$

Требование близости земных координат r и Vr с наклонными R и V_R здесь не накладывается.

3.2. Имитационное моделирование нахождения курсовой скорости без азимутальных измерений

С использованием методов имитации /Л4/ имитировалось движение цели на высоте 10км с переменным углом K - Azr, примерно, от 3 до 165 град с переходом траверзы. Значение cosΔy изменялось в интервале 0,999……0…..– 0,966. Исходное значение курсовой скорости взято 1км/сек. Длительность такта составляет 1 сек. Расчетные значения наклонной дальности R показаны на рисунке 2. Значение R для траверза составляет около 30 км, примерно, в 221 такте. Значения r здесь, примерно, 29 км.

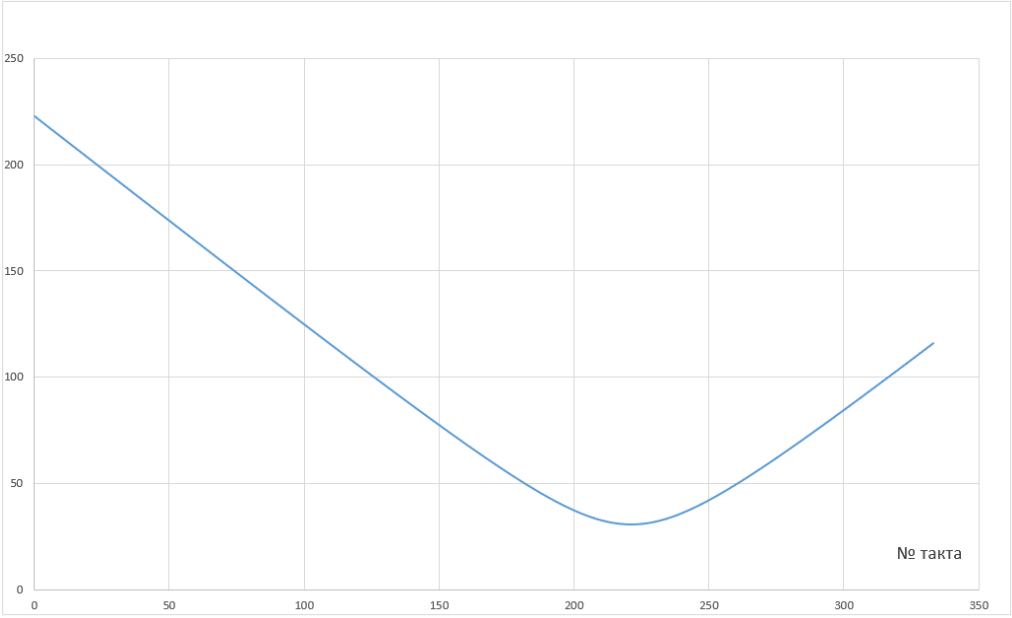


Рис.2. Расчетные значения наклонной дальности R.

Изменения V_R согласно (6) показаны на рисунке 3, а $П = R*V_R$ - на рисунке 4.

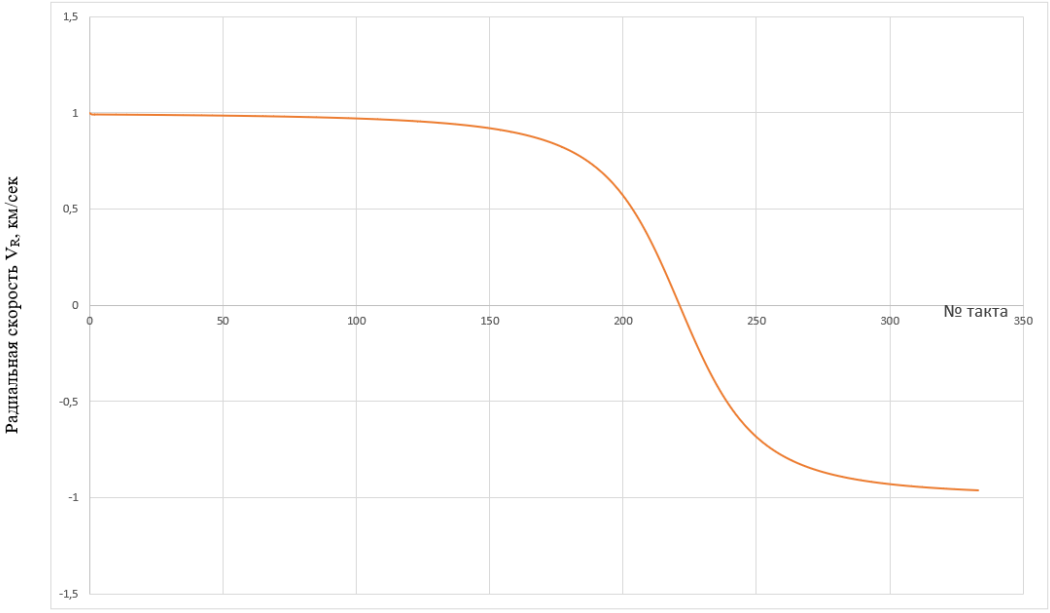


Рис.3. Расчетные значения радиальной скорости V_R

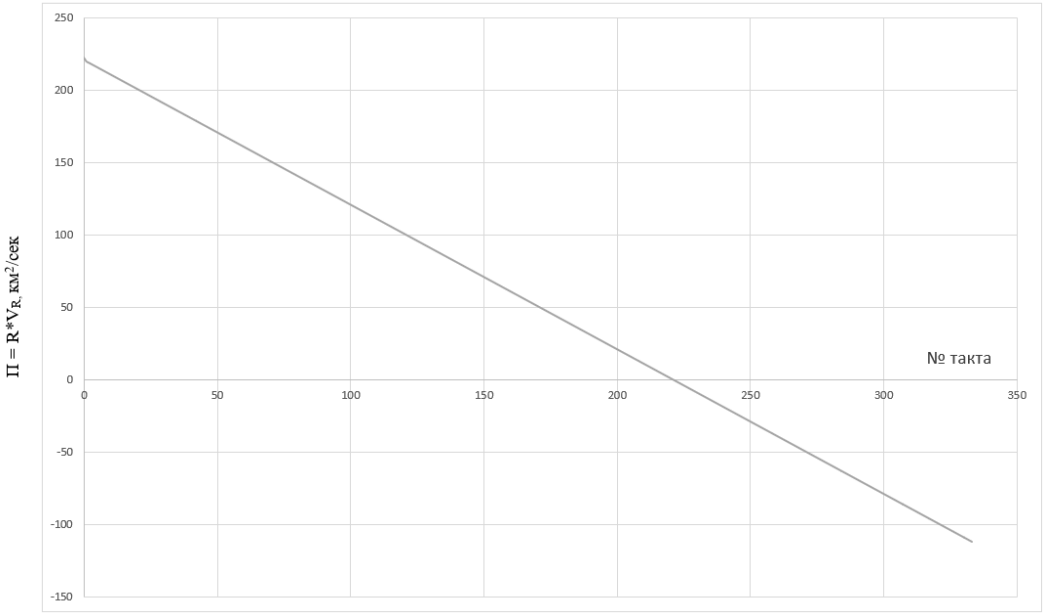


Рис.4. Произведение $П = R*V_R$

Из последнего рисунка видно, что зависимость П от времени действительно имеет вид наклонной прямой. Средняя по всем тактам временная производная от R*VR составляет - 0,9985 $(км/сек)^2$, тогда из (14) Vkn=0,9993км/сек. Получили исходную курсовую скорость 1 км/сек с точностью, примерно, 0,1%.

Значение курсовой скорости можно получить и стандартным методом, с использованием азимутальных измерений. Это нужно делать исходя из определения (1). Модельные значения Vr (см. (7)), r, и Az здесь (в модели) известны. Для примера, в таблице 2 приведено несколько полученных значений Vkst при движении цели по имитированной трассе. В 1-м столбце указаны номера двух соседних тактов, использованных для нахождения d/dt (Az), во 2-м столбце - среднее значение r в этих тактах. Такты 219, 220 взяты в окрестности траверза. Как видно из таблицы, полученные значения Vkst практически совпадают с заданной Vk.

Таблица 2. Примеры расчета Vkst.

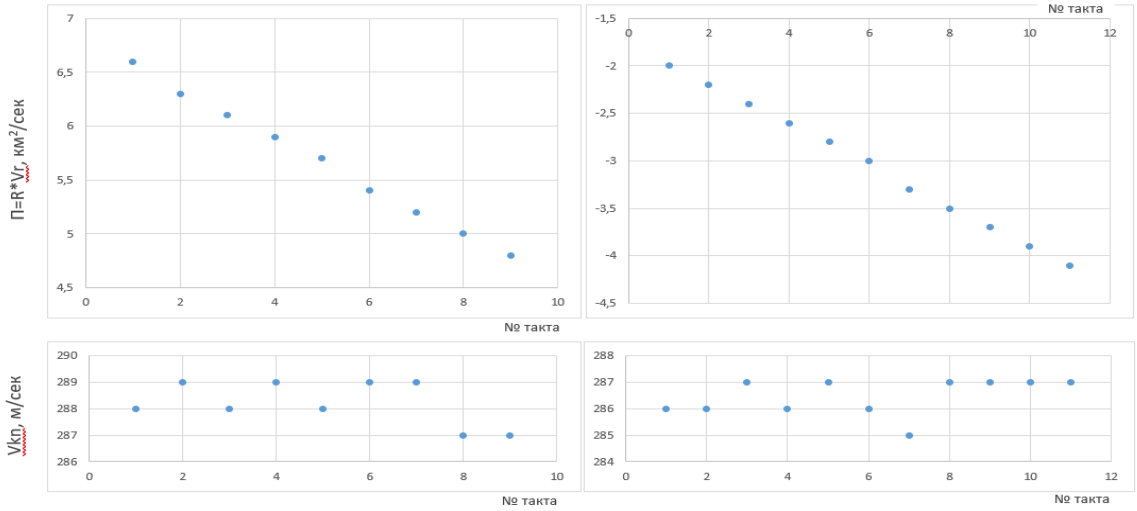
№,№+1	r, км	Vtg, км/сек	Vr, км/ сек	Vkst, км/сек
1,2	221, 0	0,132	0,992	1,00
100, 101	123,8	0,235	0,972	1,00
219, 220	29,0	0,997	0,054	0,999
300, 301	83,5	0,34	0,939	0,998

Как и следовало ожидать, в районе траверза поперечная составляющая близка к полной курсовой скорости.

Таким образом, по результатам имитационного моделирования, значение курсовой скорости, найденное по измерениям наклонной дальности и радиальной скорости, находится в соответствии с исходно заданным, а также со стандартным методом расчета через продольные и поперечные составляющие в пространстве состояний.

3.3. Некоторые результаты измерений Vkn на РЛС «Резонанс Н»

На рисунке 5 приведены результаты экспериментальных значений произведения Пi = Ri*V_Ri и курсовой скорости Vkni в тактах с номером i после вторичной обработки. В качестве радиальной скорости VR брались значения доплеровской скорости Vd. Точность получения первичных измерений наклонной дальности не хуже 0,3 км, доплеровской скорости – не хуже 0,5 м/ сек. После вторичной обработки точности определения этих координат повышаются. Значения Vkni согласно (14) находились численно как abs[(Пi+1 – Пi)/Δt]1/2, где Δt- длительность такта измерения. Рисунок а) соответствует движению с положительной допплеровской скоростью на участке до траверза, рисунок б) – с отрицательной допплеровской скоростью после прохождения траверза. Рисунок 5 (верхние части) демонстрирует устойчивость наклона зависимостей Пi = Ri*V_Ri на различных участках обнаруженной трассы (сравн. с рисунком 4). Найденные значения курсовой скорости на двух участка составляют близкие значения 287-288 м/сек. Такой метод расчета курсовой скорости можно рекомендовать к практическому использования.



а) Движение до траверза б) Движение после траверза

Рис.5. Экспериментальные значения П и Vkn

4. Уравнение баланса скоростей и измерение углов места

Отметим, что определение (1) можно переписать в форме уравнения, если учесть (8), (9) и в качестве Vkst взять найденное новым способом Vkn

$$V^2kn = (V_R/ \cos E_R)^2 + (V_R tg \cos E_R)^2 \qquad (15)$$

$$V_R tg = d/dt\ (AЗ)^* R \qquad (16)$$

Соотношение (15) можно назвать уравнением баланса скоростей, УБС. Здесь R, V_R и Az измеряются, V_R tg рассчитывается по (16) и Vkn находится через (14). Формально неизвестной величиной в уравнении (15) является $\cos E^2_R$. Возможность получения устойчивых решений уравнения (15) с учетом конкретных ошибок в пространстве измерений нуждается в дальнейших исследованиях. Методом имитационного моделирования был рассмотрен упрощенный частный случай $V_R$tg =0 (самолет летит на РЛС). В (6) это соответствует cos(K- Azr) =1. Такой вариант типичен

для независимого наблюдения самолетов гражданской авиации трассовыми РЛС. Тогда из (15)

$$\cos E_R = \mathrm{abs}(V_R / V_к) \qquad (17)$$

На базе /Л4/ разработана программа, позволяющая рассчитывать искомую высоту цели Н, (а также дальность по земле r и угол места Е) при задании координат ER, R и высоты фазового центра антенны Нфца.

$$H = F(R, E_R, Нфца) \qquad (18)$$

Здесь также использованы экспоненциальная модель показателя преломления тропосферы и лучевые расчеты. При имитации этого варианта для ряда дальностей r при высоте Н= 10.5 км, Нфца =500м находились значения R и E_R аналогично таблице 1. Исходные значения V_R находились из (17) как V_R= Vk* $\cos E_R$ при Vk = 200м/сек. Далее получались «зашумленные» первичные значения R1 и $V1_R$ путем разыгрывания R по методу Монте -Карло с ско = 0,1км и разыгрывания V_R с ско = 0,17 м/сек. Значения V1kn находились согласно (14) заменой $R*V_R$ на $R1*V1_R$, путем определения коэффициентов ожидаемой линейной регрессии $R1*V1_R$. с накоплением за текущее значение количества тактов наблюдения. Согласно (17) находились

$$E1_R = \arccos \mathrm{abs}(V1_R / V1кn) \qquad (19)$$

Далее по (18)

$$H1 = F(R1, E1_R, Нфца) \qquad (20)$$

Как указывалось выше, вторичная (траекторная) обработка может сгладить первичные ошибки R и V_R, что здесь учесть проблематично. Поэтому при расчете по (19) и (20) использованы значения $V1_R$ и R1 с ошибками первичных измерений. что в конечном счете ухудшает точность нахождения Н. Значения V1к в (20) сглаживаются накоплением коэффициентов линейной регрессии.

Решение (19) находится, если

$$\mathrm{abs}\ V1_R = \mathrm{abs}\ (V_R + dV_R) < V1кn, \qquad (21)$$

где dV_R - случайная инструментальная ошибка измерения доплеровской скорости.

В данном случае (без предварительного сглаживания $V1_R$ и V1кn) условие (21) начинает устойчиво выполняться примерно с сотого такта наблюдения. Полученные согласно (20) значения Н тактах 100…400 показаны на рисунке 6. Дальность r по земле здесь убывает, примерно, от 240км до 60 км. По горизонтальной оси на рисунке 6 показаны номера тактов № и соответствующие им дальности по земле r.

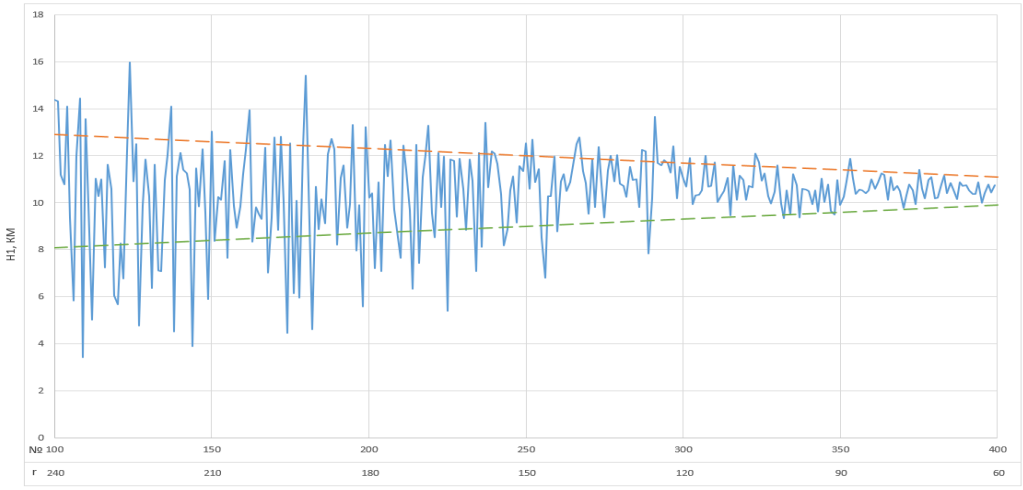


Рис.6. Расчетные случайные значения высоты H1 цели.

Углы места составляют 1,5 - 8град. Уменьшение ошибки dH по высоте связано с тем, что эта ошибка пропорциональна расстоянию r, которое здесь уменьшает. В работе /Л3 / отмечается, что для геометрии угломестной антенны близкой к /Л1/ метод МП дает скоЕ около 0,2 град в диапазоне углов Е, примерно, 3… 60 град. Вне этого интервала точность МП ухудшается. В данном случае углу 3град соответствует такт 240 при r=160 км. Ско ошибки расчете высоты скоdH приблизительно оценивалось по формуле скоdH = r* скоЕ (ско Е =0,20 взято в радианах). На рисунке 6 пунктиром нанесены зависимости (10,5 +3 скоdH) км и (10,5 -3 скоdH) км.

Для практического использования может оказаться полезной процедура накопления результатов расчетов (21), полученных за некоторый период времени, по высотным интервалам (фильтрам), или получения гистограмм распределений Н. Пример такой фильтрации показан в табличном виде в таблице 3 для 3-х положений 20-ти тактного накопителя информации. Для выбранных интервалов высот (Нн-Нк) км рассчитаны вероятности Р попадания найденных значений высот в эти интервалы.

Таблица 3. Результаты распределения измерений по интервалам высот.

Нн-Нк,км	5-7	7-9	9-11	11-13	13-15
Р%	20	15	25	20	20

а)

9-10	10-11	11-12
30	50	20

б)

10-10,3	10,3-10,6	10,6-10,9	10,9-11,2
20	50	20	10

в)

Раздел а) таблицы3 соответствует тактам 100 -120, б) – тактам 330- 350, в) - тактам 380-400. Этим трем интервалам накопления соответствуют углы места, примерно, 1,5; 5,5 и 8,0 град и дальности по земле, соответственно, 240. 100 и 60 км. Отметим, что истинной высоте цели 10,5 км везде соответствует интервал с максимальной вероятностью Р%. Можно найти и другие статистики распределений. Однако видно, что в рассмотренном диапазоне дальностей (углов места), при которых выполняется условие (21), данный метод может дать не худшие, возможно даже, лучшие точности, чем МП /Л3/. Оценки показывают, что при дополнительном сглаживании $V1_R$ и V1к для выполнения (21) требуется гораздо меньше тактов от начала регистрации.

5. Заключение

Выполненные исследования показали, что использование комбинированной переменной «произведение дальности до цели на ее скорость» в пространстве наклонных координат для определения модуля курсовой скорости не маневрирующей цели может быть реальной и более точной альтернативой стандартному методу. При этом, в новом методе нет необходимости не только в азимутальных измерениях, но и в использовании примерных значений дальности и скорости в земных координатах. Отдельные экспериментальные измерения подтверждают устойчивость нового метода нахождения курсовой скорости.

Полученный результат позволяет сформулировать задачу нахождения высоты цели без проведения измерений угла места. Решение этой задачи проиллюстрировано имитационным методом при движении цели строго на РЛС, что характерно для независимых наблюдений в гражданской авиации. При этом имитировались инструментальные ошибки близкие к реальным. Показано, что ожидаемая точность расчете высоты может быть не хуже, или даже лучше, чем при использовании известных «продвинутых» методов анализа распределения поля на апертуре приемной угломестной антенны (в области устойчивости обоих методов).

6. Благодарности

Авторы благодарны С.Ю. Красавину за полезные обсуждения проблем обработки РЛ информации, А.Л. Прокофьеву за помощь при оформлении результатов исследований.

Литература

1. 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).
2. Каменков О. М., Некипелов Н.Д., С.М. Савельев С.М., Щукин А.Ю. Использование «наклонной» информации ЗГРЛС для компенсации искажений координатно-целевой обстановки. //XVI Международная Научно- техническая конференция «Радиолокация, Навигация, Связь», том 3, с.1794-1805, Воронеж 2010.
3. Прищеп Д.В. Пахотин В.А Власова К.В Симонов Р.В. Оценка углов места в системах локации метрового диапазона.// Российские научно-техническое сообщество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, 1-я Всероссийская конференция "Современные технологии" (СТОС-2018). 31 октября - 02 ноября 2018, Доклады конференции, Москва 2018, с.168.
4. Иванов В.Б., Савельев С.М., Стучилин А.И., Щербинко А.В., Шустов Э.И. Радиолучевые методы в надгоризонтной радиолокации. Комплекс имитационных математических программ.// XXIV Международная Научно- техническая конференция «Радиолокация, Навигация, Связь», том3, с. 256-26, Воронеж 2018.
5. Белоногов П.З., Стучилин А.И., Щербинко А.В., Шустов Э.И. Патент 2644588 от 13.01.17. Способ радиолокационного определения путевой скорости не маневрирующей аэродинамической цели по выборке произведений дальности на радиальную скорость и устройство для его реализации.

REFERENCES

1. 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).
2. Kamenkov O. M., Nekipelov N.D., Saveleyv S.M., Shchukin A.Yu.The using of slant information of over the horizon radar for compensation of ionospherical deformation of target situation.// XVI International scientific and technical conference "Radiolocation, navigation, communication" Voronezh, 2010. Proceedings, volum 3. P.p 1794-1805.
3. Prischep D.V., Pakhotin V.A., Vlasova K.V., Simonov R.V. Evaluation of the angles of a place in meter range location systems.// Russian scientific and technical community of radio engineering, electronics and communications by A.S. Popov. The 1st All-Russian Conference "Modern Technologies" (STOS-2018). October 31 - November 02, 2018, Conference reports, Moscow 2018, P.168
4. Ivanov V.B., Savelyev S. M., Stuchilin A.I., Scherbinko A.V., Shustov E.I. Ray tracings methods in above an horizon radar. Imitation mathematical programs. // XXIV International scientific and technical conference "Radiolocation, Navigation, Communication", April 17-19, 2018. Proceedings, volum 3. P.p 256-267. Voronezh 2018.
5. Belonogov P.Z., Stuchilin A.I., Scherbinko A.V., Shustov E.I. Patent 2644588 of January 13.01 17. Radar method for determining the ground speed of a non-maneuvering aerodynamic target on selection of works of range on the radial velocity and the device for its implementation.

КОНСТРУКЦИЯ ТЕРМИНАЛА ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ KU- ДИАПАЗОНА

М. А. Донских[1], Ю. Г. Пастернак[2, 3], В. А. Пендюрин[1], И. В. Попов[4], К. С. Сафонов[2]

[1]Акционерное общество научно-производственное предприятие "автоматизированные системы связи" (АО НПП "Автоматизированные системы связи"), Воронеж, Россия
[2]Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия
[3]Военный учебно-научный центр ВВС "Военно-воздушная академия им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина" (ВУНЦ ВВС "ВВА"), Воронеж, Россия
[4]АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Решение задачи связи в Арктике, а также – в тундре, в тайге, в лесу, в море, на полях возможно только с использованием мобильных систем спутниковой связи. ФГУП «Космическая связь» (г. Москва) располагает группировкой спутников, которая постоянно расширяется. Для надежной связи в Арктике и в северных широтах, помимо геостационарных спутников, запущены спутники, движущиеся по высокоорбитальным траекториям. Для переключения со спутника на спутник, входящих в зону видимости абонента, необходимо использовать антенные решетки. Проблема заключается в том, что в настоящее время отсутствуют мобильные терминалы высокоскоростной спутниковой связи, а стоимость зарубежных аналогов препятствует широкому их использованию (достигает 50 тысяч долларов).

Ключевые слова: мобильный терминал спутниковой связи, ku- диапазон, связь в Арктике, в тундре, в тайге, в лесу, в море, высокоскоростная спутниковая связь.

THE DESIGN OF THE MOBILE COMMUNICATION TERMINAL KU-BAND

M. A. Donskih[1], Yu. G. Pasternak[2, 3], V. A. Pendiurin[1], I. V. Popov[4], K. S. Safonov[2]

[1]Joint stock company research and production enterprise "automated communication systems "(JSC NPP "As"), Voronezh, Russia
[2]Voronezh state technical University (VSTU), Voronezh, Russia
[3]Military training and research center of the air force " Air force Academy. Professor N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin" (VUNTS VVS "VVA"), Voronezh, Russia
[4]JSC "Concern "Sozvezdie", Voronezh, Russia

Abstract. The solution of the communication problem in the Arctic, as well as in the tundra, in the taiga, in the forest, in the sea, in the fields is possible only with the use of mobile satellite communication systems. FSUE "Space communications" (Moscow) has a group of satellites, which is constantly expanding. For reliable communication in the Arctic and Northern latitudes, in addition to geostationary satellites, satellites moving along high-orbit trajectories have been launched. To switch from satellite to satellite, included in the subscriber's visibility area, it is necessary to use antenna arrays. The problem is that currently there are no mobile terminals for high-speed satellite communication, and the cost of foreign analogues prevents their widespread use (up to 50 thousand dollars).

Keywords: mobile satellite communication terminal, ku - band, communication in the Arctic, in the tundra, in the taiga, in the forest, in the sea, high-speed satellite communication

1. Введение

Основной задачей данной работы является проработка различных вариантов антенной системы и выбор пригодной в дальнейшем для серийного производства терминалов подвижной связи Ku- диапазона.

Важным элементов работы является выбор таких технических решений, которые обеспечат приемлемую стоимость серийного изделия, обеспечивающую конкурентно способную цену на отечественном рынке терминалов. Антенная система для терминалов подвижной связи должна удовлетворять требованиям различных групп потребителей, например:

- для бытового сектора – должна иметь низкую стоимость и малый вес (для установки на легковой автомобиль);

- для железнодорожного и ведомственного транспорта – удовлетворять жестким условиям эксплуатации.

Для обеспечения работы с существующей спутниковой группировкой, расположенной на геостационарной орбите, требуются антенные системы имеющие коэффициент усиления не менее 32-35 дБ. Для обеспечения этих требований антенная система на основе фазированной антенной решетки (ФАР) должна содержать 800 – 1600 антенных элементов, а антенна на основе параболического отражателя должна иметь диаметр не менее 90 см.

Учитывая то, что антенные системы будут устанавливаться на подвижном транспорте, они должны обладать возможностью оперативного управления лучом (диаграммой направленности).

Антенная система терминала подвижной связи должна отрабатывать динамику движения транспортного средства, на котором она размещена:

- обеспечивать поддержание точности наведения антенной системы на спутник по азимуту не хуже 0,5 градуса (RMS),

- обеспечивать скорость вращения по азимуту – не менее 60 град/сек;

- крен - диапазон изменений ±30°, скорость изменения – не более 100°в секунду;

- обеспечивать отработку параметров крен, тангаж – диапазон изменений ±30°, скорость изменения – не более 100°в секунду;

- отрабатывать изменение угловой скорости в азимутальном направлении – не более 60°в секунду.

Актуальность проблемы моделирования и разработок плоских антенн СВЧ и КВЧ с электрически управляемыми характеристиками обусловлена интенсивным внедрением и использованием РТС общего и специального назначения, работающих в высокочастотной области СВЧ диапазона, а также в диапазоне КВЧ. К числу таких систем относятся, например, широко используемые системы приема программ спутникового теле- и радиовещания, широкополосные мультимедийные системы передачи (LMDS (Local Multipoint Distribution Service), MMDS/MVDS (Multipoint Video Distribution Systems) и др. [1]), радиорелейные линии связи [1], радиолокационные системы [1-3], охранные системы [4, 5], а также системы КВЧ военного назначения [2, 6].

2. Конструкция терминала

Предполагаемый вариант размещения приемной и передающей антенных систем в корпусе мобильного терминала приведен на рис. 1.

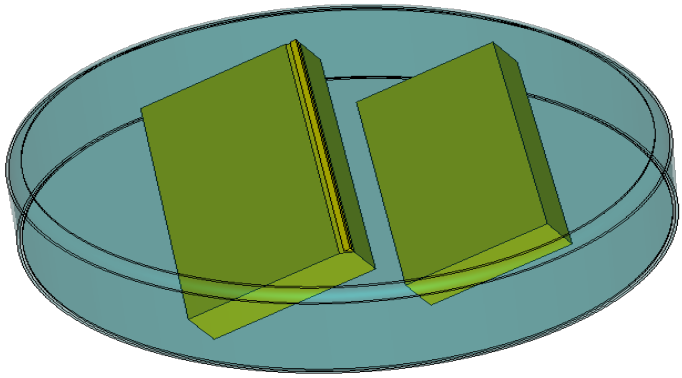


Рис. 1. Пример размещения приемной и передающей антенной системы в корпусе терминала

Угол наклона подрешеток в угломестной плоскости, может быть выставлен с помощью механических устройств равным 30 градусов или другой, в зависимости от места расположения. Электронное сканирование лучом по углу места будет выполняться в диапазоне ±30 °, как показано на рис. 2.

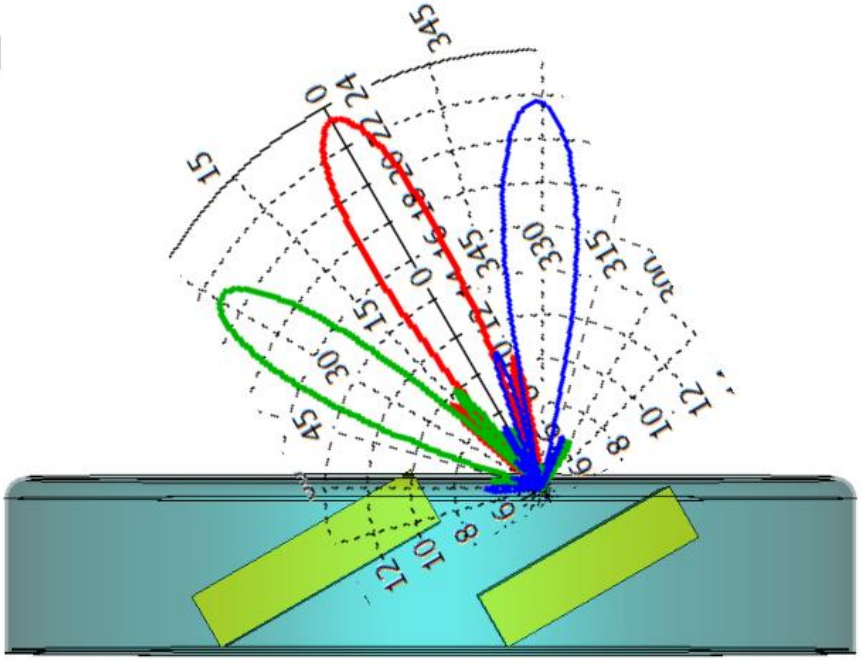


Рис. 2. Пример размещения приемной и передающей антенной системы в корпусе мобильного терминала

Предполагаемы габаритные размеры мобильного терминала следующие:

- антенное полотно передающее 245х600х65 мм;
- антенное полотно приемное 270х690х82 мм;
- диаметр кожуха 950 мм, высота 160 мм;
- диапазон сканирования по углу места 30°–90°;
- КУ = 31…34 дБи.

Изготавливаемый макет мобильного терминала, с размещёнными приемной и передающей антеннами в корпусе мобильного терминала, приведен на рис. 3.

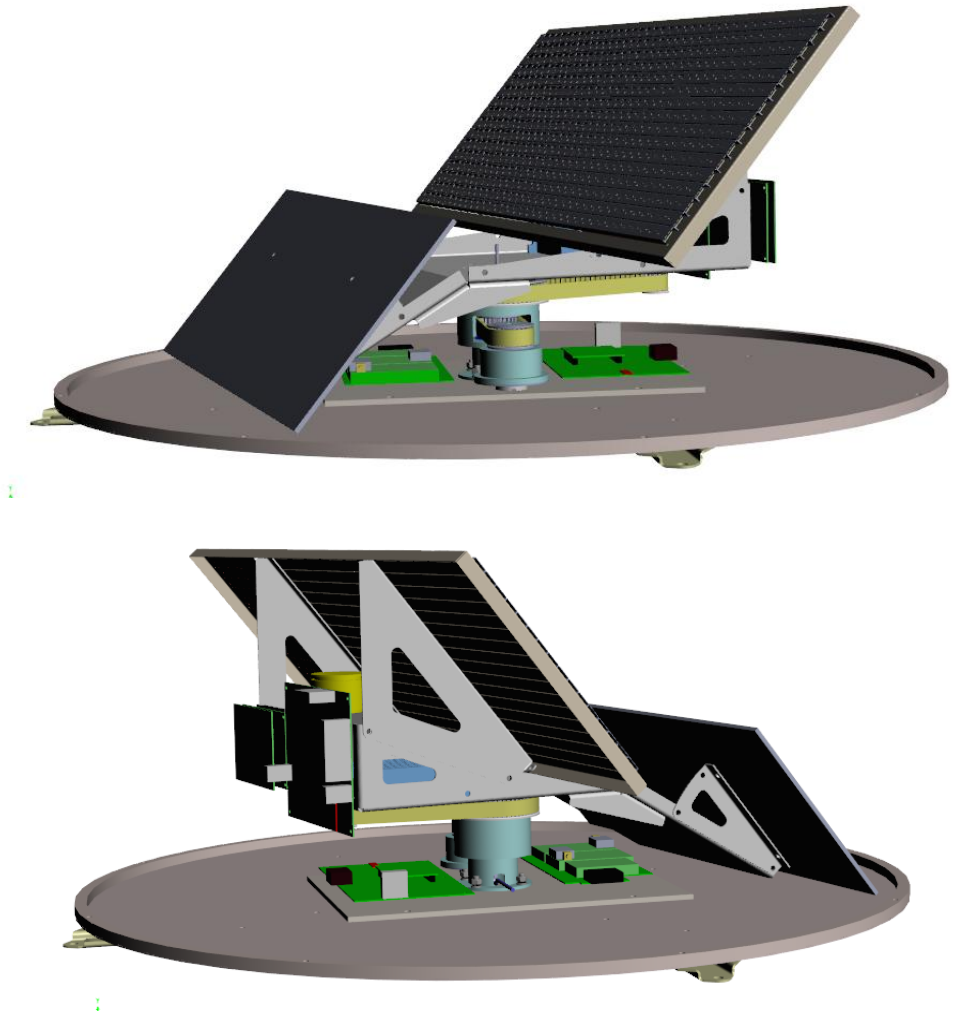


Рис. 3. Изготавливаемый макет терминала с размещёнными приемной и передающей антеннами

Фрагмент изготавливаемого опорно-поворотного устройства терминала приведен на рис. 4.

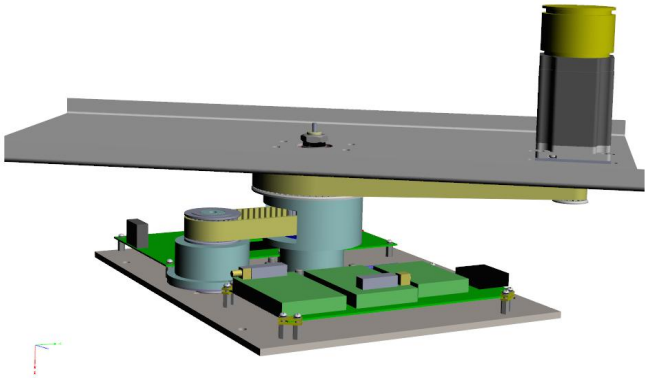


Рис. 4. Фрагмент изготавливаемого опорно-поворотного устройства терминала

Структурная схема макета мобильного терминала спутниковой связи, с размещёнными приемной и передающей антеннами в корпусе мобильного терминала, приведена на рис. 5.

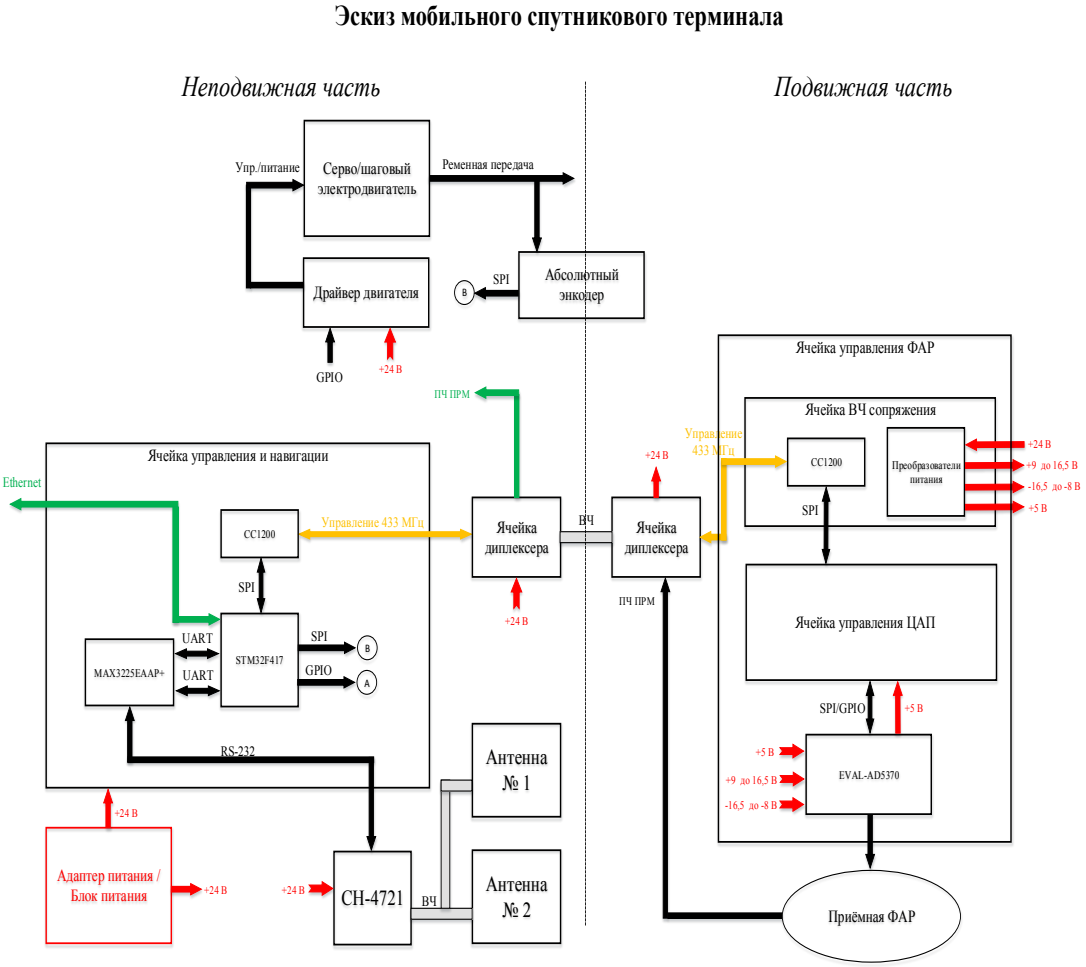


Рис. 5. Структурная схема макета мобильного терминала, с размещёнными приемной и передающей антеннами в корпусе мобильного терминала

На рис. 6 показана плата малошумящих усилителей – фазовращателей со снятой экранирующей крышкой.

Плата содержит следующие функциональные узлы:

-2-х каскадный усилитель на полевых транзисторах, коэффициент шума транзистора – 0,6 дБ, коэффициент усиления около 10 дБ;

- управляемый фазовращатель;
- сумматор (16 каналов);
- выходной усилитель.

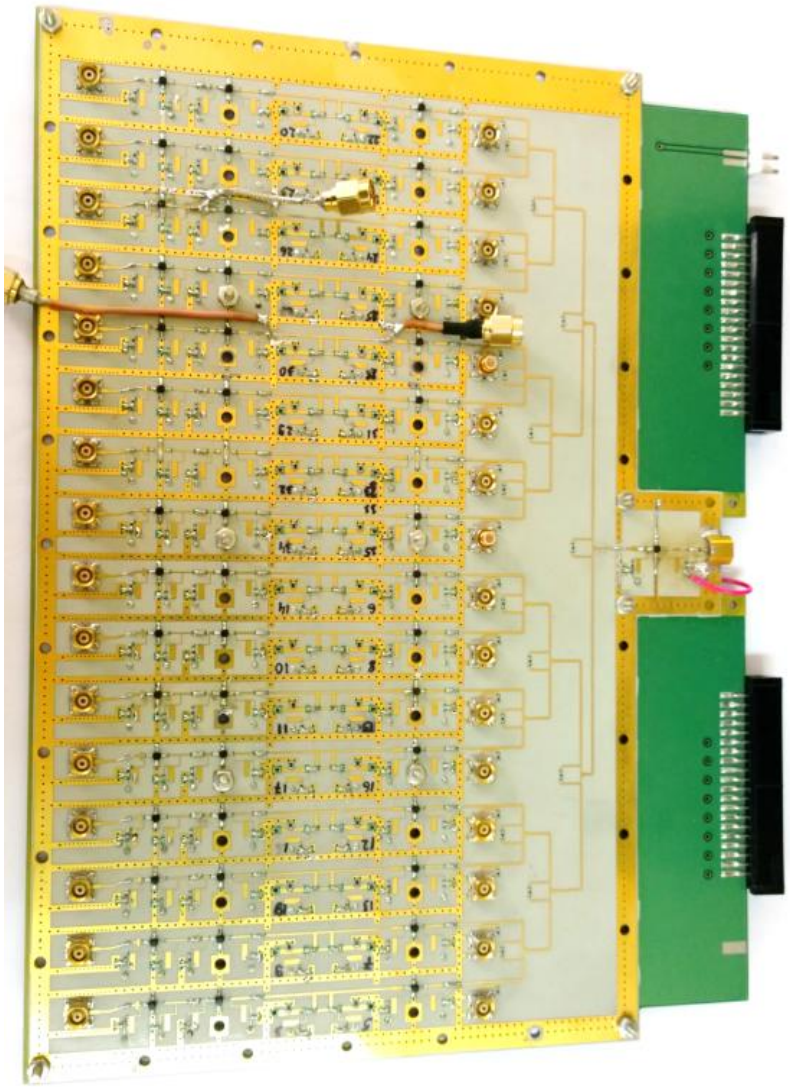


Рис. 6. Плата малошумящих усилителей – фазовращателей со снятой экранирующей крышкой

На рис. 7 показана плата питания малошумящих усилителей –фазовращателей со снятой экранирующей крышкой

Рис. 7. Плата питания малошумящих усилителей – фазовращателей со снятой экранирующей крышкой

На рис. 8 показана плата питания и ВЧ сопряжения. Плата питания и ВЧ сопряжения обеспечивает формирование и передачу через вращающийся коаксиальный переход следующих сигналов:

- питание 48 В ток до 3 А;

- передачу и развязку сигналов ПЧ приема и передачи;

- передачу сигналов канала управления.

Рис. 8. Плата питания и ВЧ сопряжения

На рис. 9 показана ячейка управления и навигации.

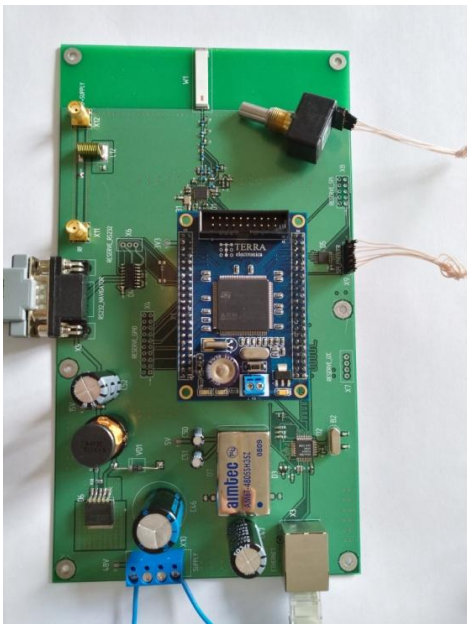


Рис. 9. Ячейка управления и навигации

На рис. 10 показана ячейка управления ЦАП.

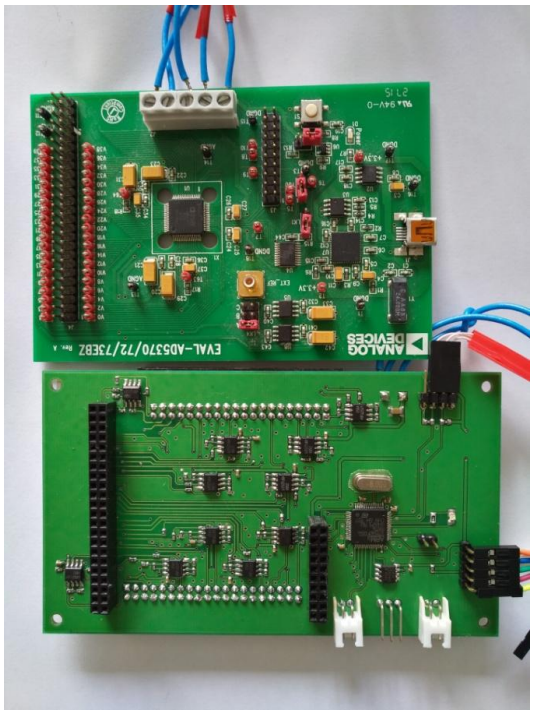


Рис. 10. Ячейка управления ЦАП

На рис. 11 показан шаговый двигатель с драйвером.

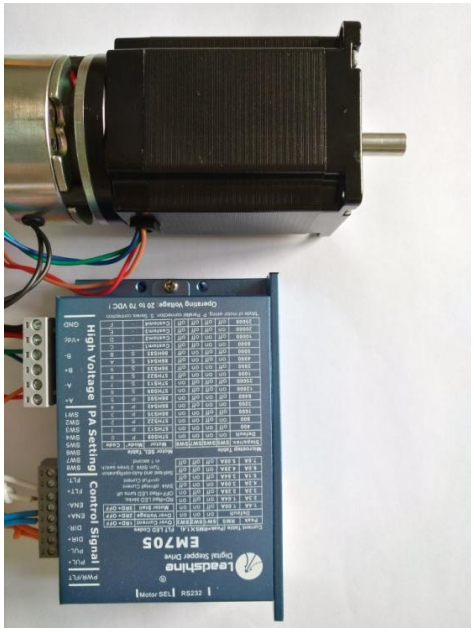


Рис. 11. Шаговый двигатель с драйвером

На рис. 12 показан спутниковый угломер.

Рис. 12. Спутниковый угломер

3. Заключение

В ходе работ Воронежским государственным техническим университетом и АО НПП «Автоматизированные системы связи» была разработана и изготовлена антенная решетка для мобильного терминала спутниковой связи [7-9]. В Перспективе развития планируется разработать полностью мобильный терминал высокоскоростной спутниковой связи, провести его сертификацию в РФ (при содействии ФГУП «Космическая связь»), организовать серийное производство и продажу, организовать сервисное обслуживание и поддержку.

Создание фазированной антенной решетки для мобильного терминала высокоскоростной спутниковой связи стоимостью не более 700 тысяч рублей (на порядок дешевле зарубежных аналогов) позволит решить проблемы надежной и высокоскоростной связи в местностях со слабо развитой или отсутствующей сетью сотовой связи. Позволит повысить качество жизни граждан за счет доступа к высокоскоростным каналам связи, в т.ч. во время движения транспортных средств.

Литература

1. Huang, Kao-Cheng. Millimetre Wave Antennas for Gigabit Wireless Communications: a Practical Guide to Design and Analysis in a System Context / Kao-Cheng Huang, David J. Edwards. – John Wiley & Sons Ltd , 2008 . – 271 P.
2. Вендик, О.Г. Антенны с электрическим сканированием / О.Г. Вендик, М.Д. Парнес; под ред. Л. Д. Бахраха. – С.-Пб.: ЛЭТИ, 2001. – 250 с.
3. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток: Учеб пособие для вузов / Д.И. Воскресенский [и др.]; под ред. Д.И. Воскресенского. – М.: Радиотехника, 2003. – 632 с.
4. Masa-Campos, J.L. Design and measurement of a new Radial Line Patch Antenna for DBS reception [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://w3.iec.csic.es/URSI/articulos_modernos/articulos_gandia_2005/articulos/ACE2/660.pdf (дата обращения: 30.09.2009).
5. Masa-Campos, J.L. Parallel Plate Patch Antenna with TEN0 mode excitation and microstrip coupling lines [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://w3.iec.csic.es/URSI/articulos_modernos/articulos_gandia_2005/articulos/ACE1/662.pdf (дата обращения: 30.09.2009).
6. Flachantenne für stationäre Anwendung [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.kathrein.de/en/sat/products/doc/9363347a.pdf (дата обращения: 30.09.2009).
7. https://www.youtube.com/watch?v=Fm8_bzcLGZ4
8. https://riavrn.ru/news/uchenye-opornogo-vuza-voronezha-izobreli-antennu-dlya-eredachi-signala-5g/
9. https://moe-online.ru/news/society/360700.

References

1. Huang, Kao-Cheng. Millimetre Wave Antennas for Gigabit Wireless Communications: a Practical Guide to Design and Analysis in a System Context / Kao-Cheng Huang, David J. Edwards. – John Wiley & Sons Ltd , 2008 . – 271 P.
2. Vendik, O. G. Antenna with electric scan / Vendik O. G., M. Parnes D.; ed. by L. D. Bakhrakh. – S.-Pb.: LETI, 2001. - 250 p.
3. Microwave devices and antennas. Design of phased array antennas: textbook for universities / D. I. Voskresensky [et al.]; ed. D. I. Voskresensky. - Moscow: Radio Engineering, 2003. - 632 p.
4. Masa-Campos, J.L. Design and measurement of a new Radial Line Patch Antenna for DBS reception [Электронный ресурс]. – Режим доступа:

http://w3.iec.csic.es/URSI/articulos_modernos/articulos_gandia_2005/articulos/ACE2/660.pdf (дата обращения: 30.09.2009).
5. Masa-Campos, J.L. Parallel Plate Patch Antenna with TEN0 mode excitation and microstrip coupling lines [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://w3.iec.csic.es/URSI/articulos_modernos/articulos_gandia_2005/articulos/ACE1/662.pdf (дата обращения: 30.09.2009).
6. Flachantenne für stationäre Anwendung [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.kathrein.de/en/sat/products/doc/9363347a.pdf (дата обращения: 30.09.2009).
7. https://www.youtube.com/watch?v=Fm8_bzcLGZ4
8. https://riavrn.ru/news/uchenye-opornogo-vuza-voronezha-izobreli-antennu-dlya-eredachi-signala-5g/
9. https://moe-online.ru/news/society/360700

МАКЕТ МАЛОГАБАРИТНОЙ ПРОГРАММНО-ОПРЕДЕЛЯЕМОЙ РЛС С СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ АНТЕННЫ НА МУЛЬТИКОПТЕРЕ

А.В. Дмитриев, Д.С. Жарков, И.М. Ярцев, А.С. Половинкина

АО «Федеральный научно-производственный центр «Нижегородский научно-исследовательский институт радиотехники» (АО «ФНПЦ «ННИИРТ»), г. Нижний Новгород, Российская Федерация

Аннотация. Описан макет малогабаритный программно-определяемой бортовой радиолокационной станции (РЛС), работающей в ближней зоне разведки по наземным целям, созданной для обеспечения задела по технологиям первичной обработки радиолокационной информации в режиме синтезированной апертуры в широком диапазоне частот. Макет представляет собой бортовую РЛС, имеющую малые массогабаритные характеристики, размещенную на мультикоптере, программно-аппаратный комплекс цифровой первичной обработки и регистрации сигналов РЛС и комплекс программ, обеспечивающих формирование радиолокационных изображений местности в частотных диапазонах 1200 МГц, 3500 МГц и 5500 МГц.

Ключевые слова: малогабаритная бортовая радиолокационная станция, режим синтезирования апертуры, радиолокационное изображение, программно-определяемая РЛС, бортовая двухпозиционная РЛС.

A MOCK-UP MODEL FOR A SMALL-SIZE SOFTWARE-DEFINED SYNTHETIC-APERTURE RADAR ON A MULTIROTOR

A.V. Dmitriev, D.S. Zharkov, I.M. Yartsev, A.S. Polovinkina

Federal Research and Production Centre Nizhniy Novgorod Research Institute of Radio Engineering, JSC (FRPC NNIIRT, JSC), Nizhniy Novgorod, Russian Federation

Abstract. A small-size mock-up of an airborne software-defined radar for short-range surveillance of ground targets is described, which is designed to provide technological groundwork for primary processing of radar signal in SAR mode, in a broad range of frequencies. The mock-up is comprised of an airborne radar of small weight and size installed on a multirotor, a hardware and software system for digital primary processing and recording of radar signals, and software package for radar imaging of terrain in 1200 MHz, 3500 MHz, and 5500 MHz bands.

Keywords: small-size airborne radar, SAR mode, radar image, software-defined radar, airborne bistatic radar.

1. Введение

В настоящее время радиолокационные станции (РЛС), формирующие радиолокационные изображения (РЛИ) земной (водной) поверхности, являются неотъемлемой частью комплекса оборудования летательных и космических аппаратов, способной обеспечивать эффективное решение разнообразных задач в любых условиях, на больших удалениях и с высокой информативностью.

В современных военных конфликтах для разведки и в целях наведения артиллерии повсеместно применяются малогабаритные беспилотные летательные аппараты (БПЛА), оснащённые оптическими и тепловизионными камерами. Для расширения возможностей разведки имеет смысл дооснастить малогабаритные БПЛА бортовыми

РЛС с режимом синтезирования апертуры (РСА) различных диапазонов. Низкочастотный диапазон применим для обнаружения замаскированных в листве целей, в условиях недостаточной видимости (разведка в туман, дождь, темное время суток), а высокочастотный диапазон для получения РЛИ с высоким разрешением.

На данный момент известно о нескольких отечественных малогабаритных бортовых радиолокационных станциях с РСА [1, 2], работающих в нескольких диапазонах частот: МБРЛС МФ-2 «Когитор», разработанная НЦ СРМ МАИ совместно с ОАО «Корпорация «Фазотрон-НИИР», и БАК «Флибустьер», созданный АО «НИИ СТТ». БАК «Флибустьер» позволяет формировать РЛИ на дальности до 5 км с разрешением 1 м при работе в L-диапазоне (1300 МГц) и 0,5-0,3 м в С (5500 МГц) и Х (9500 МГц) диапазонах частот. Аппаратура РЛС БАК «Флибустьер» выполнена в виде отдельных целевых нагрузок массой 4 кг для каждого диапазона частот. МБРЛС МФ-2 «Когитор» двухдиапазонная РЛС, обеспечивающая получение РЛИ с разрешением 0,25 м в К диапазоне и 0,5 м в Х диапазоне частот. МБРЛС МФ-2 «Когитор» выполнена в виде отдельных радиочастотных модулей массой 30 кг каждого диапазона частот.

При разработке бортовых РЛС с РСА на малых БПЛА возникают следующие задачи:

- отработка алгоритмов первичной обработки, таких как компенсация траекторных нестабильностей (автофокусировка по подстилающей поверхности), устранение нелинейной миграции цели по дальности, селекция движущихся целей, увеличение разрешающей способности по дальности путем сложения последовательно излученных сигналов со смещением несущей частоты, построение РЛИ высокого разрешения;

- отработка алгоритмов совмещения навигационных данных от GPS-приемника с данными от микромеханических акселерометров, гироскопов, магнетометров для повышения точности позиционирования;

- отработка алгоритмов распознавания объектов на РЛИ;

- изучение возможности когерентной обработки информации с нескольких приемников, размещенных на БПЛА.

Для решения этих задач в АО ФНПЦ ННИИРТ с 2017 года ведётся работа по созданию макета бортовой РЛС (летающей лаборатории) на которой возможно проведение множества натурных экспериментов в различных диапазонах частот с возможностью быстрого программного изменения параметров бортовой РЛС (программно-определяемая РЛС).

2. Макет бортовой радиолокационной станции

2.1. Технические характеристики и состав макета

Разработанный макет бортовой РЛС обеспечивает проведение работ в диапазонах частот 1155 — 1255 МГц, 3400 — 3600 МГц, 5100 — 5900 МГц. Изменение частотного диапазона работы производится путем замены фильтров приемного тракта и антенны.

На макете реализован боковой обзор пространства с шириной полосы обзора по дальности от 500 м до 2000 м.

Макет работает в импульсном режиме с мгновенной шириной спектра зондирующего импульса (ЗИ) до 56 МГц и импульсной мощностью 0,5 Вт.

Макет может работать в однопозиционном режиме, когда передатчик и приёмник находятся на борту носителя, и в разнесённом режиме, когда приёмник находится на носителе, а передатчик излучает со стационарной точки на земле. Разработанный макет бортовой РЛС функционально состоит из носителя, системы электропитания, навигационной системы, системы передачи данных, антенной системы, приемопередающей системы. Структурная схема однопозиционного варианта макета, размещаемого на борту носителя, приведена на рисунке 1. Внешний вид макета бортовой РЛС представлен на рисунке 2.

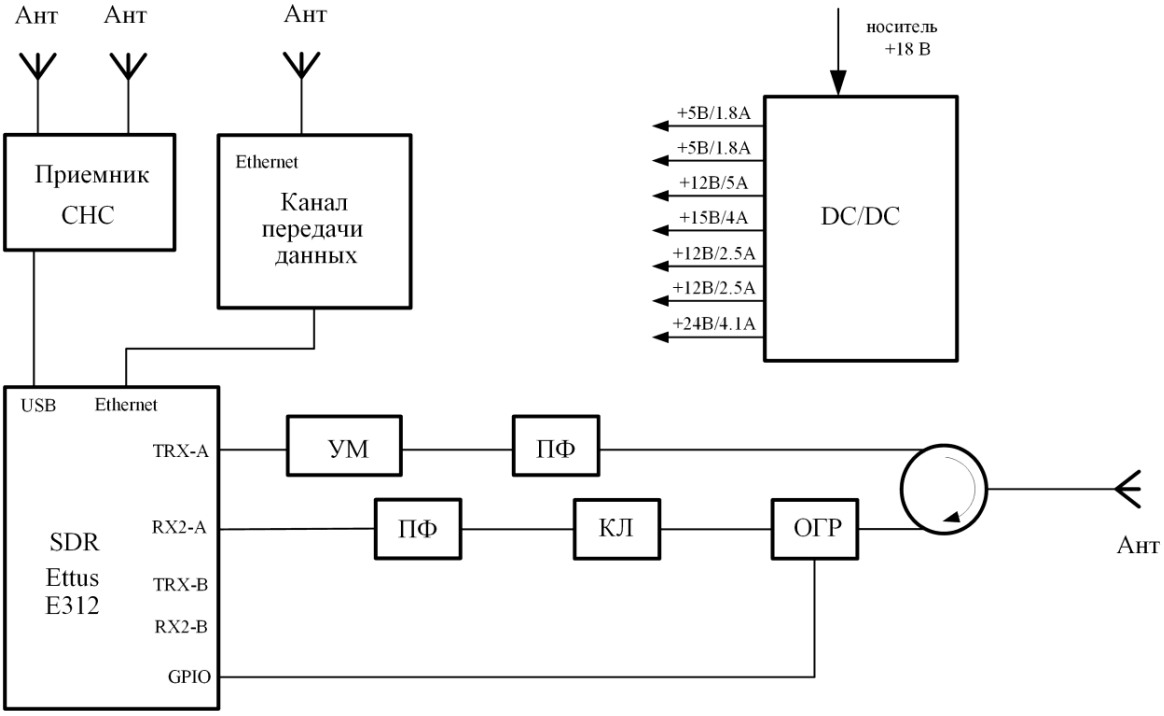


Рис. 1. Структурная схема однопозиционного макета бортовой РЛС.

Рис. 2. Внешний вид макета бортовой РЛС.

В качестве носителя макета радара используется мультикоптер (гексакоптер) Matrice 600 Pro фирмы DJI. Matrice 600 Pro имеет размер по диагонали с пропеллерами – 1,133 м, вес полезной нагрузки 6 кг и время полета 18 минут с максимальной скоростью 17 м/с.

В качестве первичного источника для электропитания аппаратуры макета радара используется постоянное напряжение 18 В из системы управления электропитанием носителя. Для получения требуемых вторичных номиналов напряжений применяются DC/DC преобразователи.

Навигационная система состоит из двух модулей спутниковой навигационной системы (СНС), установленных на борту мультикоптера (ровер) и на наземной базовой станции (база). Система работает в дифференциальном режиме, при котором координаты ровера уточняются поправками от базы. Навигационная система макета обеспечивает точность позиционирования 2,5 м в автономном режиме и 0,02 м в дифференциальном режиме, точность определения скорости 0,05 м/с.

Система передачи данных обеспечивает управление режимами и контроль за параметрами работы аппаратуры на мультикоптере, передачу навигационных поправок в дифференциальном режиме, передачу текущих координат мультикоптера на базовую станцию. Система передачи данных представляет собой Wi-Fi мост с мощностью на передачу 31 дБм и скоростью до 8 Мбит/сек. Для увеличения дальности работы канала передачи данных разработано одноосевое следящее поворотное устройство для антенны канала передачи данных на земле.

Антенная система состоит из приемопередающей антенны радара на носителе, антенны канала передачи данных на носителе, передающей антенны в разнесенном режиме на земле и антенны канала передачи данных на базовой станции на земле. Приемопередающая антенна макета радара представляет собой выносную направленную панельную синфазную решетку. В зависимости от используемого частотного диапазона используются разные приемопередающие антенны.

Приемопередающая система при однопозиционном режиме работы размещается на борту носителя и включает в себя: малошумящий усилитель (МШУ), полосовые фильтры на прием и передачу, циркулятор, усилитель мощности, клапан, ограничитель и приемопередатчик (трансивер). При разнесенном варианте работы дополнительно используется наземная часть приемопередающей системы, которая состоит из приемопередатчика, усилителя мощности и полосового фильтра на передачу.

Основой макета бортовой радиолокационной станции является микросхема приемопередатчика AD9361. Данная микросхема лежит в основе приемопередатчика USRP E312 фирмы Ettus Research (рисунок 3). AD9361 это 2x2 СВЧ приемопередатчик с 12 разрядными АЦП и ЦАП. USRP E312 совмещает в себе формирователь сигнала, синтезатор частот, смеситель, приемник и АЦП, имеет в своей структуре настраиваемые СВЧ усилители и фильтры.

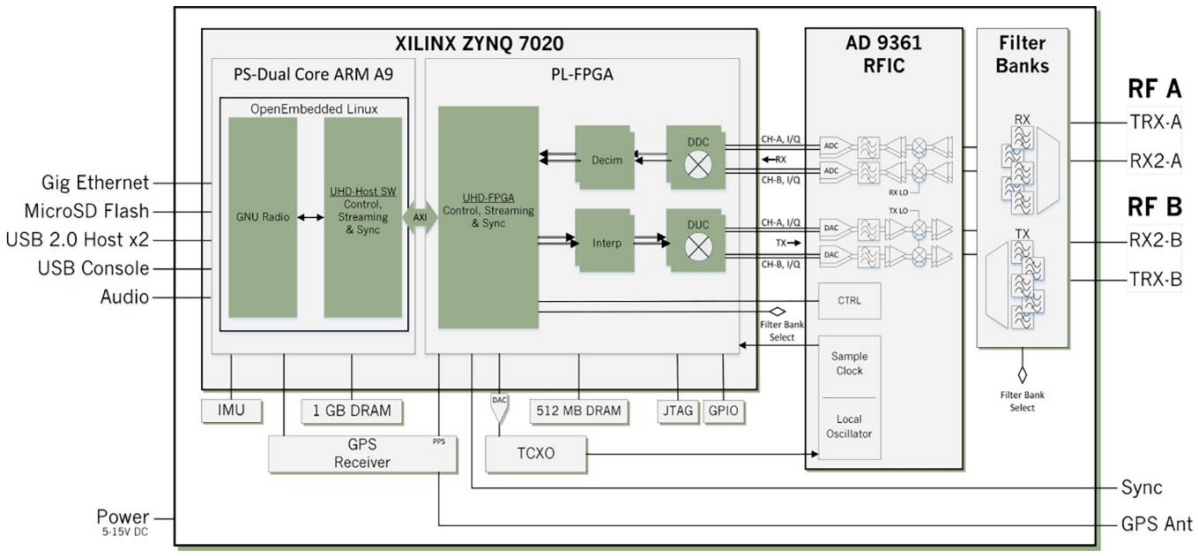


Рис. 3. Структурная схема приемопередатчика USRP E312

USRP E312 имеет максимальную мгновенную полосу 56 МГц в диапазоне перестраиваемой центральной частоты от 70 МГц до 6 ГГц и программируемый коэффициент усиления для приемного и передающего канала 76 дБ и 89,5 дБ соответственно.

В USRP E312 установлена система на кристалле SoC Xilinx Zynq 7020, которая состоит из ПЛИС Xilinx 7 серии и двухъядерного процессора ARM Cortex A9 866 МГц. Максимальная скорость передачи данных между ПЛИС и процессором составляет 10 миллионов отсчетов в секунду для 32 разрядных комплексных отсчетов.

В качестве усилителя мощности в приемопередающей системе используются усилители фирмы Mini-Circuits. В приемном тракте макета бортовой РЛС используются МШУ, клапан и ограничитель фирмы Mini-Circuits, а также циркуляторы серии ФКЦН. Для увеличения развязки между приемным и передающим трактами используется быстродействующий СВЧ клапан.

2.2. Программное обеспечение

Для обеспечения управления режимами работы макета разработано программное обеспечение (ПО) процессора ARM и прошивка ПЛИС приёмопередающего модуля USRP E312 для управления микросхемой AD9361, перепрограммирования её регистров и формирования сигнала. На рисунке 4 приведена функциональная схема ПО в однопозиционном режиме работы. Разработанное ПО обеспечивает изменение частоты несущей ЗИ, установку коэффициента усиления приемного и передающего каналов, формирование ЗИ с заданными параметрами (ширина спектра, длительность импульса и период повторения), регистрацию радиолокационной и навигационной информации, управление антенно-поворотным устройством антенны канала передачи данных на земле. Причем, изменение несущей частоты ЗИ в процессе работы возможно с задержкой не более 10 мкс, что позволяет реализовать алгоритм межпериодного расширения полосы ЗИ до 450 МГц.

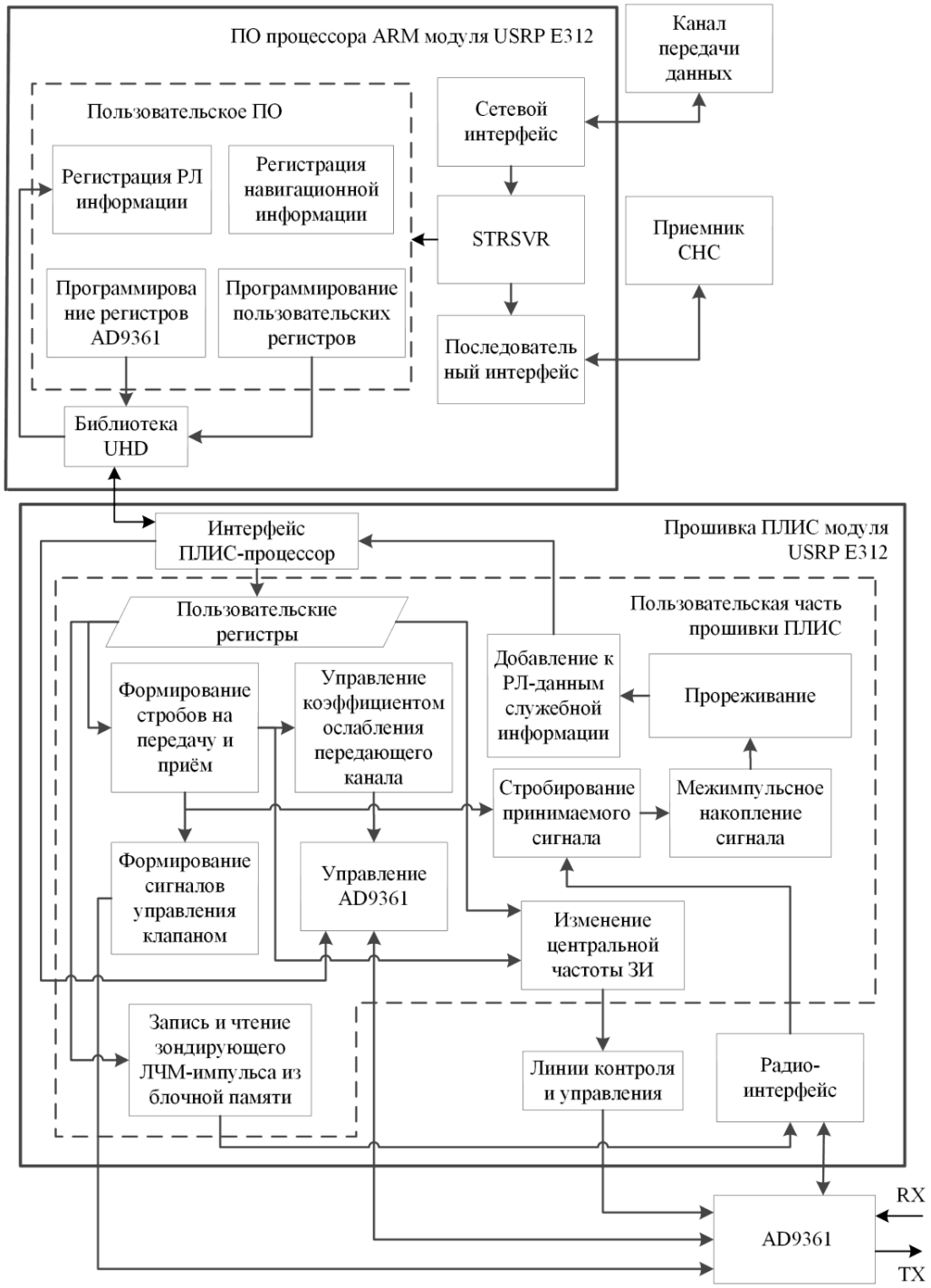


Рис. 4. Функциональная схема ПО бортовой части

Связь и управление с устройствами серии USRP осуществляется с помощью библиотеки с открытым исходным кодом UHD (USRP Hardware Driver). UHD обеспечивает программный интерфейс по передаче и приему пользовательских сигналов (отсчетов) в аппаратную часть USRP и из нее, а также для управления различными параметрами (например, частотой дискретизации, центральной частотой, коэффициентами усиления и т. д.). UHD состоит из программной части, выполняющейся на процессоре общего назначения, и прошивки ПЛИС.

Разработано ПО обработки регистрации радиолокационной и навигационной информации для однопозиционного и разнесенного режимов. В ПО реализованы алгоритмы фокусировки РЛИ по данным навигации, автофокусировки РЛИ по подстилающей поверхности несколькими методами, межпериодного расширения спектра ЗИ («Частотная ступень») с адаптивной подстройкой фаз и формы сигнала для разных частот, нелинейной миграции по дальности. Результатом обработки является радиолокационное изображение участка местности. На рисунке 5 приведена схема обработки регистрации, полученной в ходе лётных экспериментов при однопозиционном режиме работы.

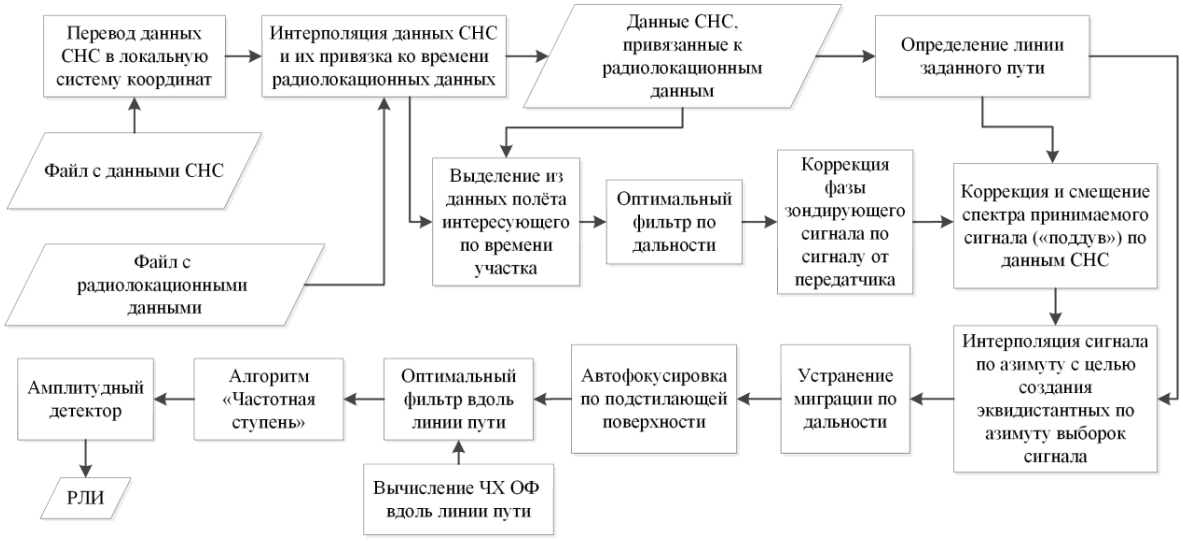


Рис. 5. Функциональная схема ПО обработки регистрации

3. Особенности малогабаритного программно-определяемого радара с РСА на мультикоптере

3.1. Автофокусировка по азимуту

Существующие на данный момент малогабаритные РЛС с синтезированием апертуры (БАК «Флибустьер» [1]) предполагают их установку на БПЛА самолётного типа. Размещение же рассматриваемой РЛС производилось на мультикоптере. Данный тип носителя был выбран из-за более низкой стоимости по сравнению с БПЛА самолётного типа и удобством эксплуатации: вертикальный взлёт и посадка с любой позиции, возможность надолго зависать на одном месте, не требуется катапульта для запуска и парашют для приземления, простота в управлении. БПЛА самолетного типа обладают рядом преимуществ по сравнению с мультикоптером: более высокая скорость, более устойчивый полёт.

Также имеет высокое значение система навигации и ориентации летательного аппарата. В серийных образцах БРЛС с РСА устанавливаются тяжелые, дорогие, но обладающие высокой точностью измерения параметров движения инерциальные датчики, корректируемые СНС. Из-за ограничения максимального веса полезной нагрузки в макете предполагалась лишь установка спутниковой навигационной системы, работающей в дифференциальном режиме. Для 5-ти сантиметрового (и выше)

диапазона длин волн точность позиционирования в дифференциальном режиме (0,02 м) недостаточна для получения РЛИ высокого разрешения при коррекции траекторного сигнала только по навигационным данным. Стоит также отметить, что антенны СНС располагаются на расстоянии нескольких десятков сантиметров от фазового центра антенны РЛС, что приводит к дополнительной ошибке измерения параметров траектории.

Указанные недостатки макета, такие как низкая скорость, нестабильность полёта мультикоптера и низкие точности системы навигации, предъявляют очень высокие требования к алгоритмам автофокусировки РЛИ по подстилающей поверхности. Наиболее известные фазоградиентный алгоритм автофокусировки, описанный, например, в [4], или аналогичный алгоритм автофокусировки по точечных объектам [3], или алгоритм автофокусировки по измерению доплеровского сдвига субапертур не позволяют получить на описываемом макете РЛИ с разрешающей способностью 1 метр и ниже. Для получения таких РЛИ был разработан алгоритм автофокусировки, состоящий из 3-х ступеней автофокусировки:

- модифицированная автофокусировка по точечным отражателям (основанная на алгоритме, описанном в [3]),
- автофокусировка методом максимизации контрастности изображения (либо минимизации энтропии) по вектору параметров траектории движения [4],
- автофокусировка методом «минимизации количества точек объекта».

Реализованный алгоритм работает с разномасштабными перекрывающимися окнами и имеет несколько итераций на каждое окно. В результате работы алгоритма в каждом окне анализа на выходе получается производная от фазы ошибки траекторного сигнала, которая после интегрирования используется для коррекции траекторного сигнала. Фаза траекторного сигнала следующего перекрывающегося с предыдущим окна анализа предварительно корректируется по данным автофокусировки предыдущего окна с экстраполяцией этих данных. Производные фазы ошибки текущего и предыдущего окна соединяются методом минимизации энтропии эталонного набора объектов, выделенных на РЛИ. Схема работы алгоритма для одного окна анализа представлена на рисунке 6.

В автофокусировке по точеным отражателям реализован отсев объектов не только по «точечности», как описано в [4], но и по качеству «фокусировки» эталонного набора объектов сигналом от тестируемой «точки».

Автофокусировка методом минимизации энтропии производится по эталонному набору объектов, выделенных на РЛИ текущего окна анализа.

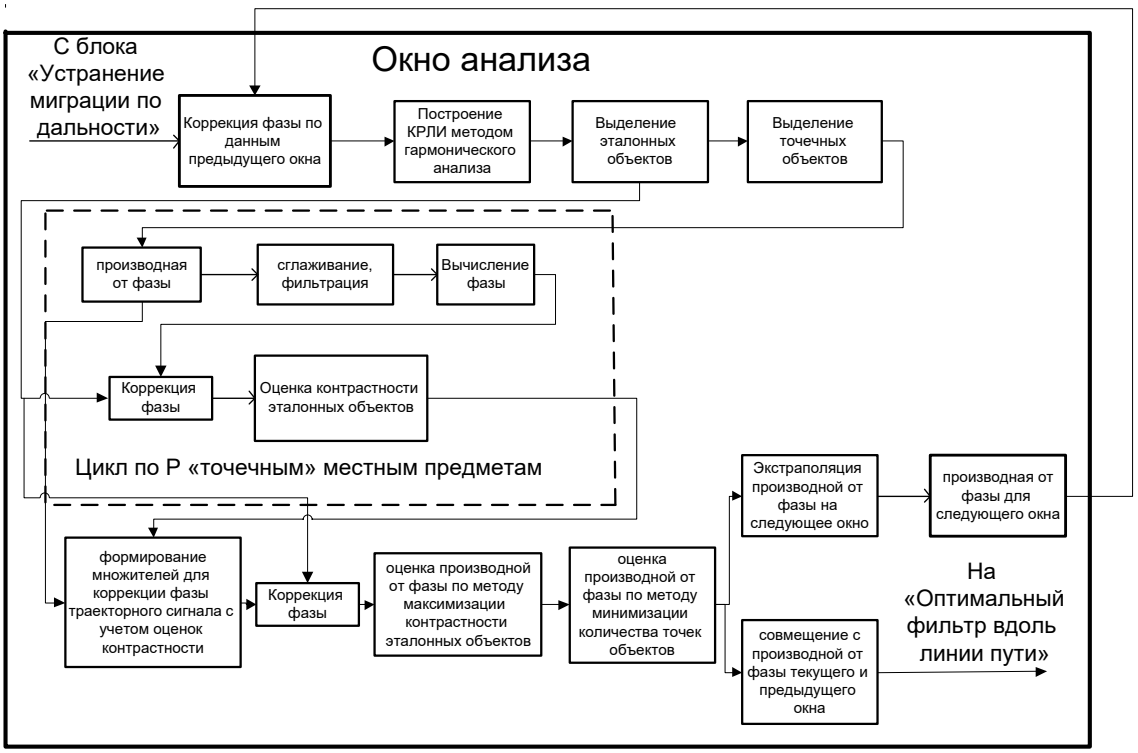


Рис.6. Функциональная схема алгоритма автофокусировки по подстилающей поверхности для одного окна анализа.

После автофокусировки методом минимизации энтропии производится автофокусировка методом «минимизации количества точек объекта». Данный алгоритм также работает по эталонному набору объектов, выделенных на РЛИ. В этом алгоритме направление движения производной фазы ошибки определяется исходя из предположения, что точки местного предмета с малой амплитудой должны «давиться» в отличие от точек с большой амплитудой, так чтобы энергия «перетекала» к точкам с большей амплитудой. Этот процесс останавливается, когда дальнейшее уменьшение маломощных точек невозможно. Этот алгоритм на модели показал лучшие результаты, чем алгоритм минимизации энтропии. Модельный эксперимент представлял собой генерирование траекторного сигнала по азимуту от 5-ти объектов, состоящих из случайного набора точек со случайной фазой и амплитудой, наложение случайных фазовых искажений с ограниченным спектром, пропускание этих сигналов через ОФ по азимуту методом гармонического анализа [3, 4] и подачу полученных изображений объектов на алгоритмы автофокусировки методом «минимизации количества точек объекта» и методом минимизации энтропии, на выходе которых восстановленная производная от фазовых искажений. Проводилось несколько экспериментов со случайным генерированием случайных объектов и случайных фазовых искажений. На рисунке 7 представлен графики зависимости ошибки восстановления производной от фазы искажений от номера эксперимента для метода минимизации энтропии (прерывистая линия) и метода минимизации точек объекта (сплошная линия). Из ста модельных экспериментов метод минимизации количества точек объектов дал лучший результат в 90% случаев.

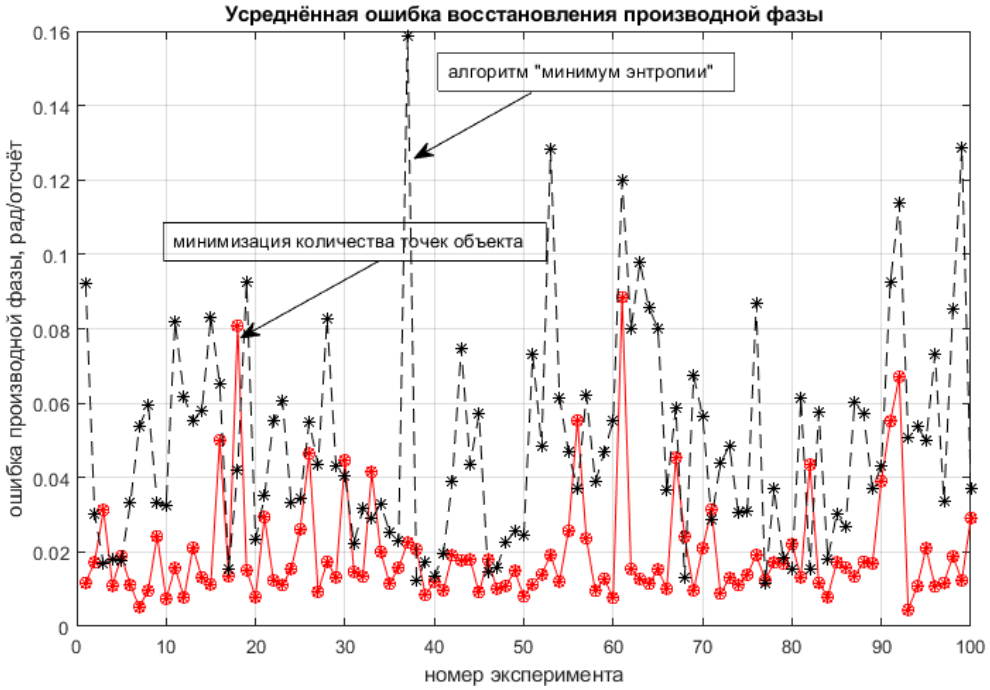


Рис. 7. Усредненная разница производной от изначальных фазовых искажений и восстановленной производной методами минимизации количества точек объекта и минимизации энтропии для множества экспериментов.

3.2. Увеличение разрешающей способности по дальности

Ширина спектра ЗИ составляет 56 МГц, что при сжатии в оптимальном фильтре (ОФ) по дальности должно давать разрешение около 4 м. Для того, чтобы увеличить разрешение по дальности до 1 м, был реализован алгоритм межпериодного расширения спектра ЗИ («Частотная ступень») [6]. Для работы этого алгоритма центральная частота ЗИ перестраивается от такта к такту зондирования пятикратно с шагом 45 МГц. Суть алгоритма заключается в получении в частотной области спектра сигнала шириной в 225 = 45*5 МГц путем соединения спектров сигналов на разных несущих частотах.

В реальности осуществление алгоритма ЧС наталкивается на ряд трудностей. Первая из них – это эффект Доплера, возникающий в силу того, что скорость бортовой РЛС ненулевая. В силу низкой точности системы навигации макета, низкой скоростью и особенностями полёта мультикоптера данная проблема особенно остра.

Вторая трудность – отсутствие информации о фазах ЗИ на разных частотах, о точной частоте излучения и искажениях ЗИ в передающем тракте.

Для устранения указанных трудностей в алгоритм межпериодного расширения спектра были добавлены следующие усовершенствования:

- алгоритм располагается после ОФ вдоль линии пути (рисунок 5) и работает с пятью комплексными РЛИ, сжатыми по азимуту, полученными на разных центральных частотах ЗИ;

- производится автофокусировка по дальности по точечным отражателям;

- при сложении комплексных РЛИ на разных центральных частотах ЗИ производится итерационная дополнительная фокусировка по критерию минимума энтропии.

Описанный подход позволил получить разрешающую способность по дальности ~ 1 м (результаты см. ниже на рисунке 9).

3.3. Разнесённый (бистатический) режим

В России ведутся работы по разработке бортовых РЛС с синтезированием апертуры в бистатическом (разнесённом) режиме [5]. Этот режим может быть интересен тем, что мощный передатчик располагается далеко, например, на спутнике или на самолете, а малогабаритные бортовые приёмники, размещённые на лёгких БПЛА, работая в пассивном режиме, могут приближаться к цели на небольшое расстояние. Причем передатчик может «подсвечивать» цели для нескольких бортовых приёмников.

Для отработки механизма синхронизации передатчика и приёмника для когерентной обработки в режиме РСА и получения РЛИ приемлемого качества в макете бортовой РЛС был реализован разнесённый (бистатический) режим работы, в котором неподвижный передатчик находился на высоте 15 метров над землёй, а приёмник располагался на мультикоптере. Для синхронизации передатчика и приёмника была доработана прошивка ПЛИС приёмника, производящая «захват» прямого сигнала передатчика. Эксперимент производился на частоте 1200 МГц. В алгоритм обработки введено измерение фазы и амплитуды прямого сигнала передатчика и коррекция фазы и амплитуды эхо-сигнала, введен дополнительный сдвиг по дальности, обусловленный изменением расстояния между передатчиком на земле и приёмником на мультикоптере.

4. Экспериментальные исследования

На макете бортовой РЛС были проведены летные эксперименты и получены РЛИ в разных режимах работы:

- в разнесенном режиме работы (на мультикоптере только приемник, передатчик на земле) в диапазоне 1200 МГц с полосой ЗИ 50 МГц,

- в однопозиционном режиме в диапазоне 3500 МГц с полосой ЗИ 56 МГц с межтактовой перестройкой центральной частоты ЗИ с шагом 45 МГц,

- в однопозиционном режиме в диапазоне 5500 МГц с полосой ЗИ 56 МГц с межтактовой пятикратной перестройкой центральной частоты ЗИ с шагом 45 МГц (СНС работала в автономном режиме, соответственно точность определения координат была не менее 2,5 м).

На рисунке 8 справа представлено РЛИ в разнесённом варианте в диапазоне 1200 МГц с полосой ЗИ 56 МГц в полярной системе координат. Также для сравнения слева приведено фото этого же участка местности. Полученное РЛИ свидетельствует о том, что когерентная обработка сигнала при разнесении приёмника и передатчика возможна в условиях движения приёмника.

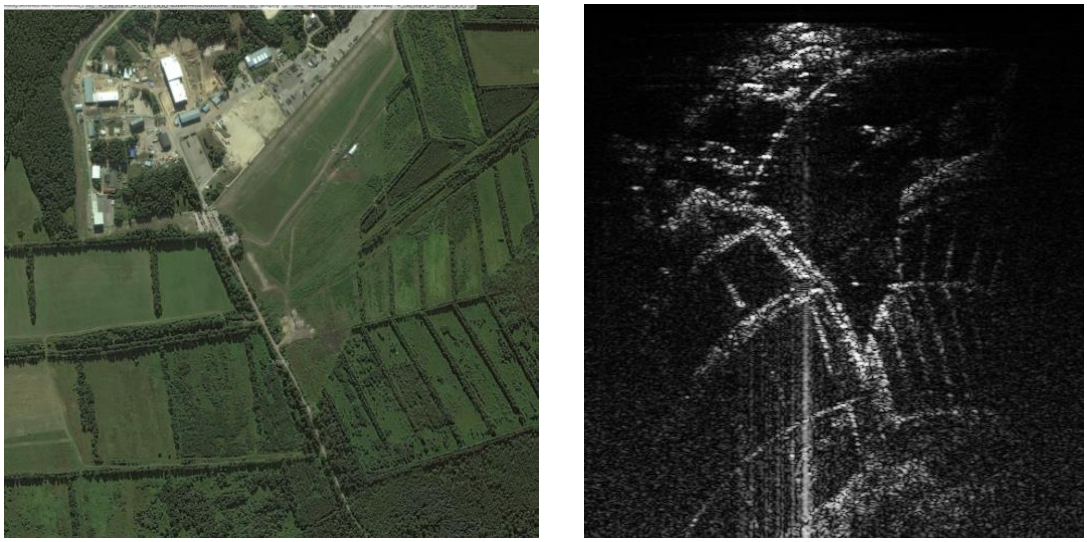


Рис. 8. Спутниковое изображение и РЛИ в разнесенном режиме работы.

На макете РЛС также были проведены летные эксперименты в однопозиционном режиме бортовой РЛС в диапазоне 3500 МГц с полосой ЗИ 56 МГц.

На рисунке 9 приведены фрагменты РЛИ после обработки модифицированным алгоритмом межпериодного расширения спектра (нижнее изображение) и без обработки (верхнее изображение) на частоте 3500 МГц. Как видно из сравнения этих РЛИ ширина сигнала по дальности (на рисунках по вертикали) уменьшается примерно в 3,5 раза при использовании алгоритма межпериодного расширения спектра. Качество изображения существенно повышается.

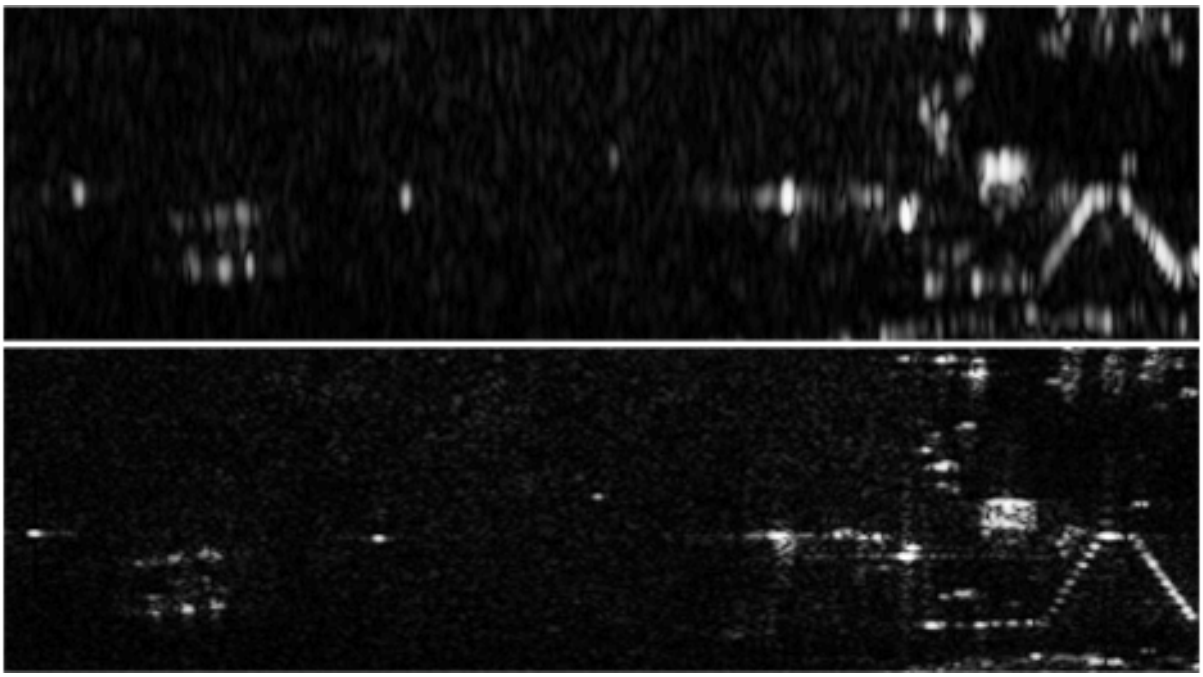


Рис. 9. РЛИ без «Частотной ступени» и с «Частотной ступенью».

На рисунке 10 приведено радиолокационное изображение в диапазоне 3500 МГц с разрешением по дальности – 1 м и по азимуту – 1,0 - 1,5 м.

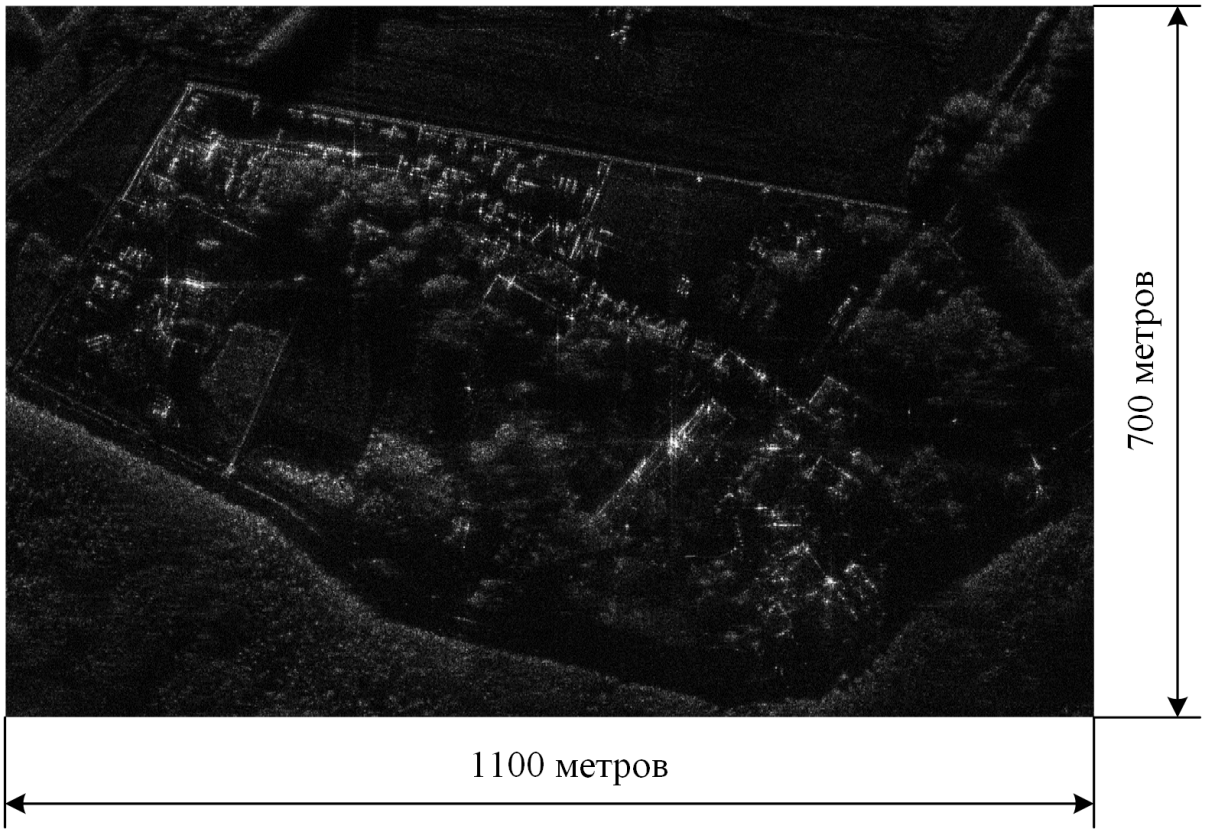


Рис. 10. РЛИ в диапазоне 3500 МГц.

На рисунке 11 представлен фрагмент РЛИ с уголковыми отражателями и 3-мя прицепами-платформами в диапазоне 5500 МГц. На рисунках 12-13 представлены отклики от уголкового отражателя по азимуту (вдоль линии пути) и по дальности.

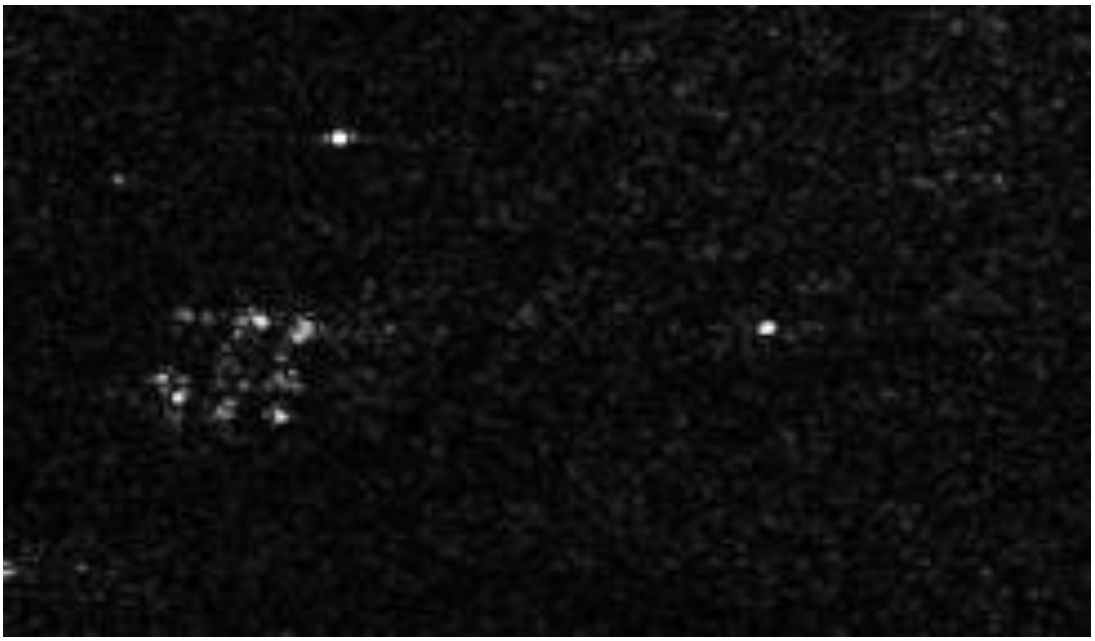


Рис. 11. Фрагмент РЛИ с уголковыми отражателями и 3-мя прицепами платформами в диапазоне 5500 МГц. СНС в автономном режиме работы.

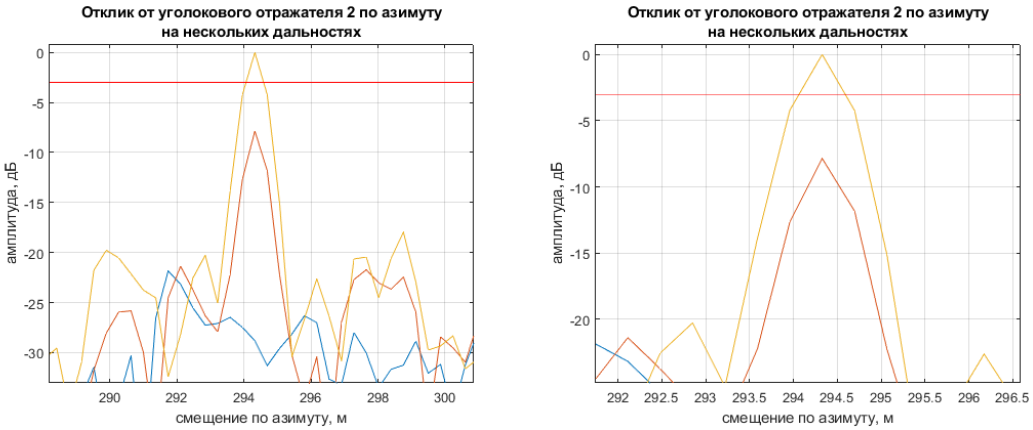


Рис. 12. Отклик от уголкового отражателя 2 по азимуту (вдоль линии пути).

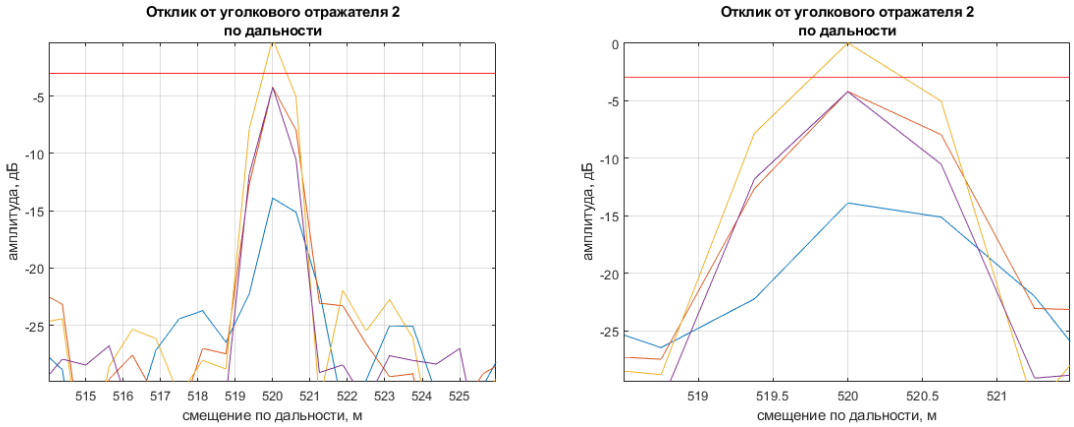


Рис. 13. Отклик от уголкового отражателя 2 по дальности.

На рисунке 14 приведен слева спутниковый снимок РЛС и ее радиолокационное изображение справа, полученное в диапазоне 3500 МГц.

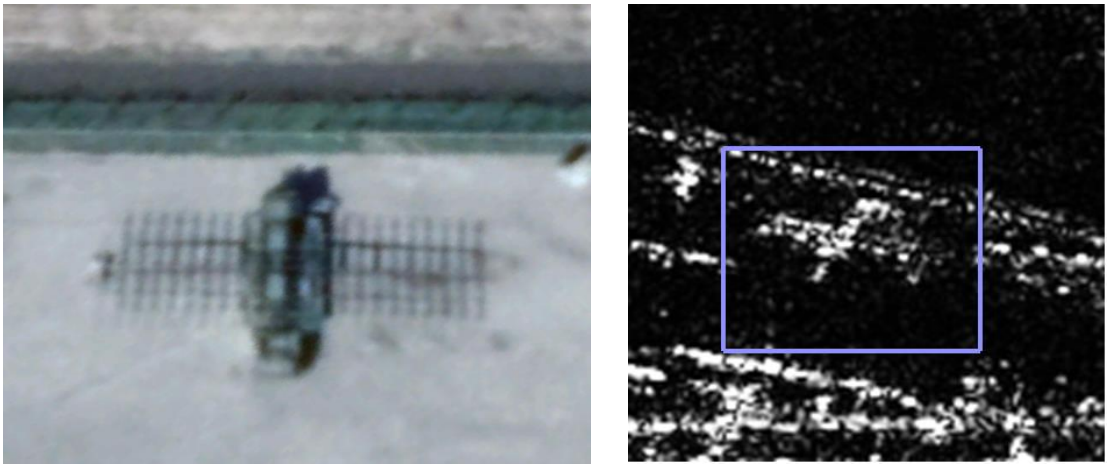


Рис. 14. РЛС.

На рисунке 15 изображены фрагмент спутниковой фотографии с тремя трехосными автомобилями КАМАЗ с кунгом, РЛС и контейнер с расставленными вокруг него стойками для антенных решеток размером около 1 м; а также два РЛИ этого участка местности в диапазонах 3500 МГц (сверху), 5500 МГц (снизу).

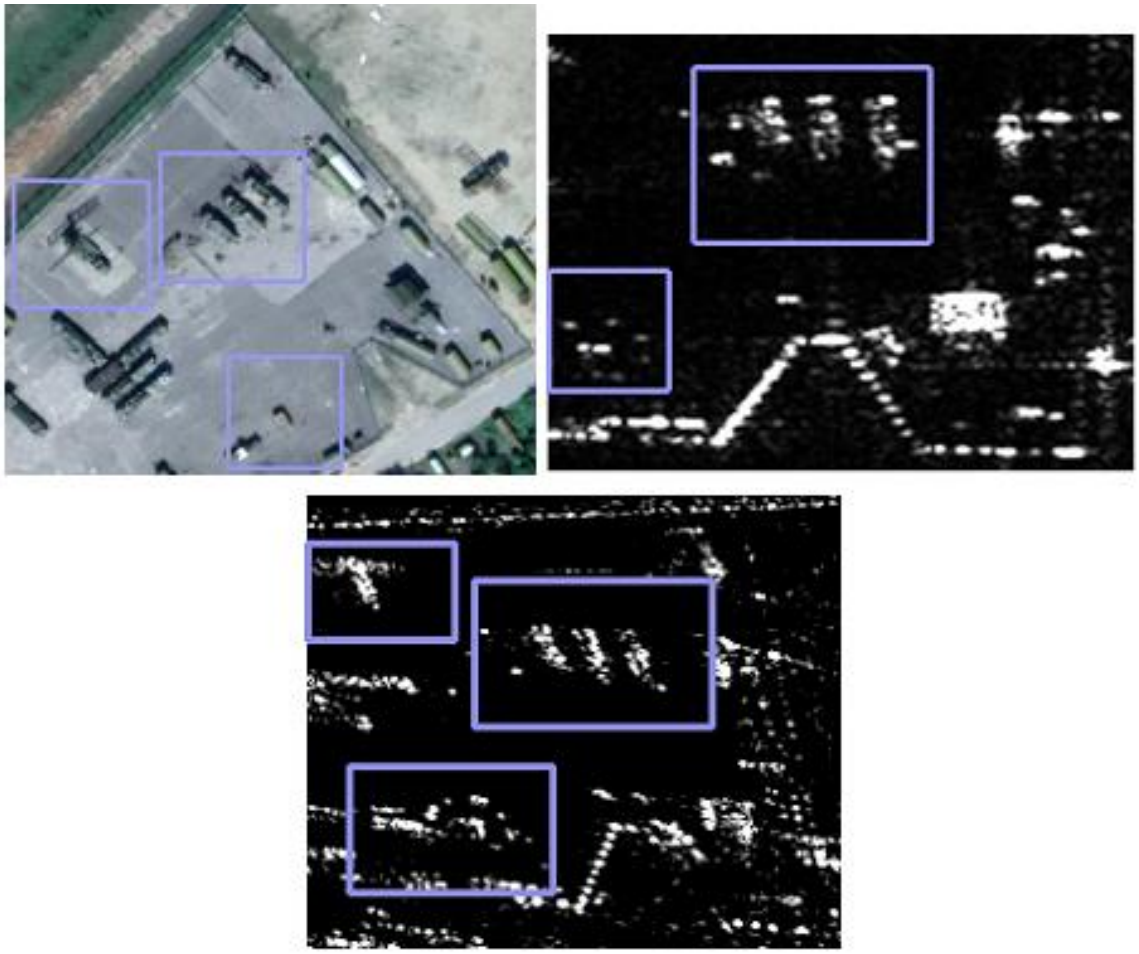


Рис. 15. Спутниковая фотография и РЛИ участка местности с техникой.

5. Заключение

В ходе выполнения работы были созданы:

- макет бортовой многодиапазонной РЛС, имеющей малые массогабаритные характеристики (масса 4 кг);

- аппаратно-программный комплекс управления, цифровой первичной обработки и регистрации сигналов РЛС;

- комплекс ПО, обеспечивающий формирование РЛИ местности в диапазоне частот 800 – 6000 МГц с разрешающей способностью по азимуту и дальности от 1 м до 10 м;

На макете бортовой РЛС были проведены экспериментальные исследования и получены следующие результаты:

- получены РЛИ в диапазоне 3400-3600 МГц с разрешением 1 м по дальности и 1,0-1,5 м по азимуту;

- получены РЛИ в диапазоне 5400-5600 МГц с разрешением 1 м по дальности и 0,7 м по азимуту при автономном режиме работы СНС;

- получены РЛИ в разнесенном режиме работы в диапазоне 1200-1250 МГц с разрешением 4 м по дальности и 5-10 м по азимуту.

Несмотря на низкую скорость носителя бортовой РЛС, систему навигации с малой точностью позиционирования удалось получить РЛИ с разрешающей способностью менее 1 м, применив разработанный комплексный алгоритм автофокусировки.

Макет бортовой РЛС позволяет продолжить исследования по следующим направлениям:

- доработка и отработка алгоритмов первичной обработки, таких как межпериодного расширения спектра, автофокусировка по подстилающей поверхности и селекция движущихся целей в РСА;
- получение базы данных РЛИ различных объектов, таких как техника, инженерные сооружения, природные объекты и т.п. в различных диапазонах волн для последующей отработки алгоритмов наложения РЛИ друг на друга, на оптические изображения, на цифровую карту местности и реализации алгоритмов распознавания целей;
- изучение возможности обнаружения целей, замаскированных, например, в листве;
- отслеживание движущихся и неподвижных маломерных судов на водоемах;
- получение РЛИ с разрешением до 0,5 метров.

Макет может быть использован для оценки радиолокационной заметности различных объектов в диапазоне частот от 800 МГц до 6000 МГц.

Созданный макет является прототипом малогабаритной бортовой РЛС с РСА для его установки на малые БПЛА.

Литература

1. Беспилотный авиационный комплекс «Флибустьер» http://niistt.ru/products/uav/flibustier.aspx, 19.02.2019
2. Малогабаритная бортовая радиолокационная станция двойного назначения «Когитор» (МФ2) https://mai.ru/science/dev/index.php?ELEMENT_ID=33319, 19.02.2019
3. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. Под ред. Г.С. Кондратенкова. М.: «Радиотехника», 2005. – 368с.
4. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования. Под ред. В.С. Вербы. М.: «Радиотехника», 2010. – 680 с.
5. Горячкин О.В., Женгуров Б.Г., Бакеев В.Б., Барабошин А.Ю., Невский А.В., Скоробогатов Е.Г. Бистатический радиолокатор с синтезированной апертурой Р-диапазона для МКА «АИСТ-2» // Электросвязь. 2015. No8. С. 34-39.
6. Гусейнов М.Я., Лепёхина Т.А., Николаев В.И. Выбор оптимальной реализации метода межпериодного расширения спектра для улучшения разрешающей способности по дальности радиолокатора с синтезированной апертурой. Сб. докладов Всерос. науч.-техн. конф. «XI Научные чтения, посвященные памяти Н.Е. Жуковского». М: Издательский дом Академии имени Н.Е. Жуковского. 2014. С. 443-448.

References

1. Flibustier unmanned aircraft system. Available at: http://niistt.ru/products/uav/flibustier.aspx (Accessed 19.02.2019) (In Russian)
2. Kogitor dual-purpose small-size airborne radar (MF2). Available at: https://mai.ru/science/dev/index.php?ELEMENT_ID=33319 (Accessed 19.02.2019) (In Russian)

3. Kondratenkov G.S., Frolov A.Yu. Radio vision. Remote sensing radars. Edited by Kondratenkov G.S., M.: Radiotekhnika, 2005, p.– 368. (In Russian)
4. Verba V.S., Neronsky L.B., Osipov I.G., Turuk V.E. Space-based radars for Earth's remote sensing. Edited by V.S. Verba., M.: Radiotekhnika, 2010, p. – 680. (In Russian)
5. Goryachkin O.V., Zhengurov B.G., Bakeyev V.B., Baraboshin A.YU., Nevskiy A.V., Skorobogatov Ye.G. Bistatic radar with synthesized aperture of the P-range for the MCA "AIST-2" // Elektrosvyaz'. 2015. No 8. p. 34-39
6. Guseinov M.Ya., Lepyokhina T.A., Nikolaev V.I. Selection of the optimal implementation of the method of inter-period spreading of the spectrum to improve the resolution over the range of a synthetic aperture radar. Sat reports Vseros. scientific and technical conf. "XI Scientific Readings dedicated to the memory of N.Ye. Zhukovsky. M: Publishing House of the Academy named after NE. Zhukovsky. 2014. p. 443-448.

МЕТОД ОПТИМИЗАЦИИ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕННЫХ РЕШЕТОК КОМПЕНСАЦИОННЫХ КАНАЛОВ ИНТЕГРИРОВАННЫХ В РАСКРЫВ КРУГЛОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ПРОХОДНОГО ТИПА

Р. В. Калашников[1], А. М. Лаврентьев[1].

[1]Ярославское высшее военное училище ПВО, Ярославль, Россия

Аннотация. Рассмотрен метод формирования антенных решеток (АР) компенсационных каналов, которые интегрированы в основную фазированную антенную решетку (ФАР) проходного типа. Представлена формализация и решение задачи обоснования конфигурации и размерных характеристик компенсационных АР. Показана оптимальность конфигурации компенсационных АР с кольцевой формой апертуры, примыкающих к кромке круглого раскрыва ФАР. Методом численного моделирования проходной ФАР миллиметрового частотного диапазона проведены оценки диаграммных характеристик, интегрированных основной и компенсационных АР. Применительно к круглым ФАР показана возможность реализации 4…6 компенсационных каналов при допустимом снижении дальности обнаружения целей и их углового разрешения не более 4...7 % и 3,5…7 % соответственно.

Ключевые слова: фазированная антенная решетка; многофункциональная радиолокационная станция (МРЛС); диаграмма направленности антенны (ДНА); компенсационный канал; развязка между каналами.

METHOD OF OPTIMIZATION OF ANTENNA LATTICES CHARACTERISTICS OF COMPENSATION CHANNELS INTEGRATED IN OPENING A ROUND-SHAPED ANTENNA GRID OF THE PASSING TYPE

R. V. Kalashnikov[1], A. M. Lavrent'ev[1].

[1]Yaroslavl high military Air Defense college, Yaroslavl, Russia

Abstract. The method of forming antenna arrays of compensation channels, which are integrated into the main phased antenna array of the through passage type, is considered. The formalization and solution of the problem of justifying the configuration and dimensional characteristics of compensatory antenna arrays are presented. The optimal configuration of compensatory antenna arrays with a ring-shaped aperture adjacent to the edge of a circular aperture of the phased antenna array is shown. The method of numerical simulation of the passing phased lamp of the millimeter frequency range has been used to estimate the diagram characteristics integrated with the main and compensating antenna arrays. With regard to round phased antenna arrays, the possibility of implementing 4...6 compensation channels is shown with an acceptable reduction in the range of target detection and their angular resolution not more than 4...7 % and 3,5...7 %, respectively.

Keywords: phased array antenna; multi-function radar; antenna pattern; compensation channel; isolation between channels.

1. Введение

В настоящее время тенденции развития средств воздушно-космического нападения направлены как на совершенствование бортовых комплексов радиоэлектронного подавления (РЭП) (CCJ, AN/ALQ-165, AN/ALQ-136) и специализированных самолетов – постановщиков активных помех (ПАП) (EC-130H,

EA-6B, EA-18G), так и на увеличение их численности [1]. Оснащение большей части средств воздушно-космического нападения бортовыми комплексами РЭП вынуждает применять ответные меры по защите РЛС ПВО от активных помех.

Анализ современных средств РЭП вероятного противника, а также способов и тактических приемов их применения показывает, что количество источников активных помех (АП) для зенитного ракетного комплекса малой дальности (ЗРК МД) в прогнозируемом противовоздушном бою может достигать 4-6 единиц.

Известно, что для эффективного подавления активных помех, действующих по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны (ДНА) должно выполняться условие [2]:

$$N_{\text{КК}} \geq N_{\text{ПАП}}, \quad (1)$$

где $N_{\text{КК}}$ – количество компенсационных каналов (компенсационных антенн), $N_{\text{ПАП}}$ – количество постановщиков активных помех.

Количество компенсационных каналов определяется числом соответствующих дополнительных антенн. Ограничения, накладываемые на габариты (определяемые размерами антенной системы) и на стоимость ЗРК малой дальности, не позволяют создавать многофункциональную радиолокационную станцию (МРЛС) с необходимым количеством компенсационных антенн. Это приводит к невыполнению условия (1) и, следовательно, к значительному снижению дальности обнаружения целей в условиях активных помех.

Широкое распространение в МРЛС ЗРК МД получили антенные системы, выполненные в виде плоских круглых фазированных антенных решеток (ФАР) проходного типа. Формирование дополнительных приемных антенн в таких решетках основано на выделении элементов из ФАР основного канала (ОК) и объединении их в подрешетки с общим, не зависимым от основного полотна управлением [3]. Для питания подрешеток используются дополнительные облучатели, ДНА которых зависит от формы и размеров подрешеток.

Очевидно, что выделение элементов ФАР ОК в подрешетки приведет к снижению качества ДНА ОК, а использование дополнительных облучателей может привести к просачиванию части энергии полезного сигнала в компенсационные каналы. В связи с этим целью статьи является повышение помехоустойчивости МРЛС методом оптимизации характеристик антенных решеток компенсационных каналов, интегрированных в раскрыв круглой ФАР основного канала, включающим в себя методику обоснования конфигурации и размерных характеристик компенсационных антенных подрешеток, интегрированных в раскрыв круглой ФАР и способ расчета места расположения облучателей подрешеток компенсационных каналов, обеспечивающий развязку между основным и компенсационными каналами.

2. Методика обоснования конфигурации и размерных характеристик компенсационных антенных подрешеток, интегрированных в раскрыв круглой ФАР

Считаем, что качество ДНА ОК выражается значением коэффициента направленного действия – $D_{\max}$. $D_{\max}$ выбран в связи с тем, что он определяется лишь диаграммой направленности, чувствителен к изменению уровня боковых лепестков (УБЛ) и ширины главного луча ДНА, отсчитываеммой по уровню -3дБ ($\Delta\theta_{0,5P}$), при этом от коэффициента усиления (КУ) антенны G_{max} отличается лишь постоянным множителем, равным коэффициенту полезного действия антенны [4]:

$$D_{\max} = \frac{4\pi}{\sum_{\theta=0}^{\pi}\sum_{\varphi=0}^{2\pi} f^2(\theta,\varphi)\sin\theta\Delta\theta\Delta\varphi}, \quad (2)$$

где $f(\theta,\varphi)$ – ДНА, θ,φ – координаты в полярной системе координат, $\Delta\theta,\Delta\varphi$ – приращение координат на текущем шаге.

Диаграмму направленности (ДН) ФАР рассчитаем по формуле [5]:

$$f(\theta,\varphi) = f_0(\theta,\varphi) f_{\text{сист}}(\theta,\varphi), \quad (3)$$

где $f_0(\theta,\varphi)$ – ДН одного элемента ФАР (излучателя), $f_{\text{сист}}(\theta,\varphi)$ – множитель решетки, представленный выражением [5]:

$$f_{\text{сист}}(\theta,\varphi) = \frac{\sum_{m=0}^{M}\sum_{n=0}^{N}\left[A_{m,n}\exp\left(i\left(kX_{m,n}\sin\theta\cos\varphi + \Psi x_{m,n}\right)\right)\exp\left(kY_{m,n}\sin\theta\sin\varphi + \Psi y_{m,n}\right)\right]}{\sum_{m=0}^{M}\sum_{n=0}^{N}A_{m,n}}, \quad (4)$$

где m, n – номер строки и столбца элемента ФАР, $X_{m,n}$, $Y_{m,n}$ – координаты элементов ФАР, $A_{m,n}$ – амплитудное распределение (АР) на элементах ФАР, $k = 2\pi/\lambda$, λ – длинна волны, $\Psi x_{m,n}$ ($\Psi y_{m,n}$) – фазовое распределение (ФР) по оси x (y).

АР, создаваемое облучателем на элементах решетки, аппроксимировано распределением:

$$A_{m,n} = \cos\left[\frac{\pi}{2R_{\text{ФАР}}}\sqrt{X_{m,n}^2 + Y_{m,n}^2}\left(1 - \frac{2p_{\min}}{\pi}\right)\right], \quad (5)$$

где $R_{\text{ФАР}}$ – радиус круглой ФАР, p_{min} – минимальный уровень АР.

ФР рассчитаем согласно выражению [4]:

$$\Psi x(y)_{m,n} = \xi x(y)_{m,n} + \nu x(y)_{m,n} + \upsilon x(y)_{m,n} + \delta\Psi x(y)_{m,n}, \quad (6)$$

где $\xi x(y)_{m,n} = kX_{m,n}(Y_{m,n})\sin\beta(\sin\varepsilon)$ – ФР, необходимое для сканирования лучом, $\nu x(y)_{m,n} = -aX_{m,n}^2(Y_{m,n}^2), a = const$ – разности фаз, создаваемые на элементах решетки сферическим фронтом волны от облучателя [4], $\upsilon x(y)_{m,n}$ – ФР, преобразующее сферический фронт волны в плоский, $\delta\Psi x(y)_{m,n}$ – ошибки установки фазы на фазовращателях, распределенные по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием и среднеквадратическим отклонением π/16.

ФР на элементах ФАР, преобразующее сферический фронт волны в плоский рассчитаем по формуле:

$$\upsilon x(y)_{m,n} = -\nu x(y)_{m,n}. \tag{7}$$

При расчетах были учтены сброс ФР в 0 радиан при достижении значения 2π и дискретное управление фазовращателями с шагом $\Delta\Psi = \pi/8$:

$$\Psi' x(y)_{m,n} = \Psi x(y)_{m,n} - \left\lfloor \frac{\Psi x(y)_{m,n}}{2\pi} \right\rfloor 2\pi, \tag{8}$$

$$\Psi'' x(y)_{m,n} = \left\lfloor \frac{\Psi' x(y)_{m,n}}{\Delta\Psi} \right\rfloor \Delta\Psi. \tag{9}$$

Диаграмма направленности ФАР без выделения элементов в компенсационные подрешетки представлена на рисунке 1.

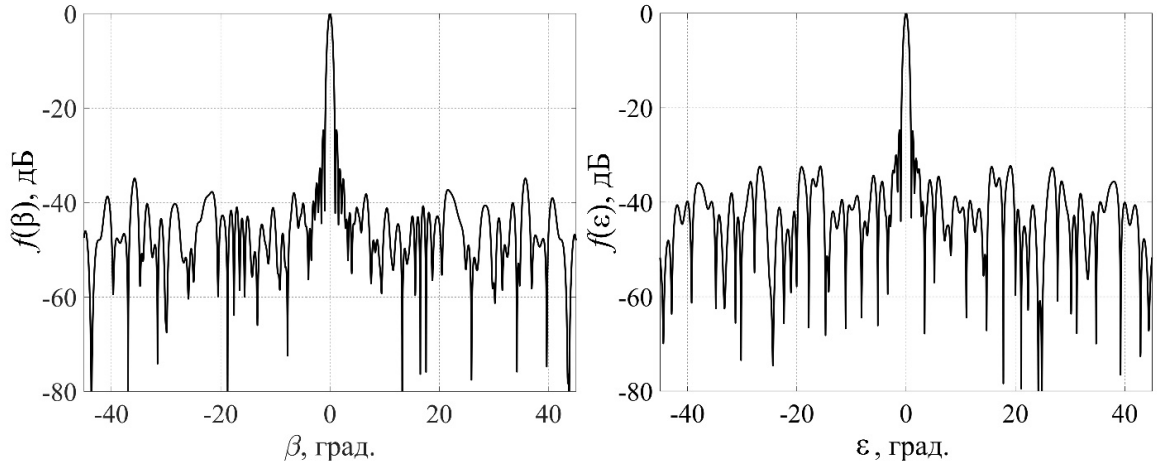


Рис. 1. Сечения ДН ФАР в азимутальной и угломестной плоскостях

Для определения координат элементов, выделение которых приводит к наименьшему снижению качества ДН ФАР основного канала, была получена зависимость КНД от количества и среднего удаления от центра решетки выделенных элементов (рисунок 2).

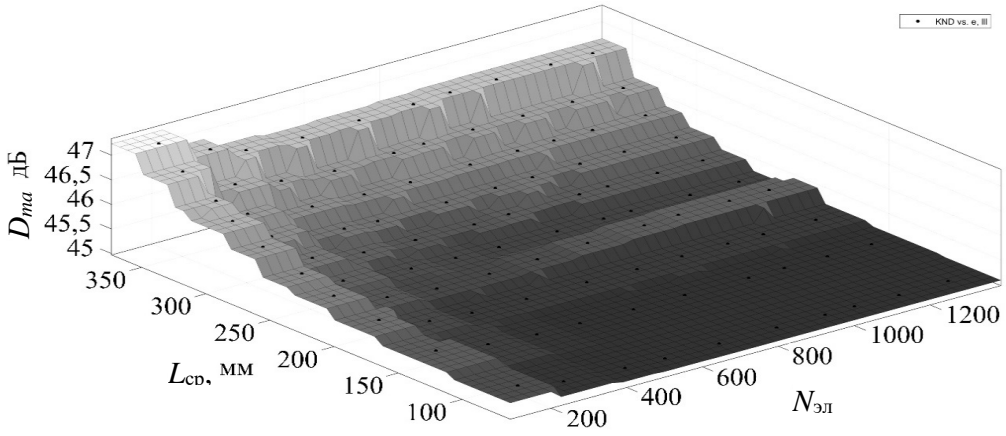


Рис. 2. Зависимость КНД от количества и среднего удаления выделяемых элементов

Анализ полученной зависимости показывает, что при среднем удалении выделяемых элементов более 325 мм D_{max} уменьшается не более чем на 1 дБ, это соответствует снижению дальности обнаружения на 5,5%, что приемлемо, так как техническим заданием на МРЛС ЗРК допускается снижение дальности обнаружения на 20% в условиях воздействия АП.

Соответственно, для минимального снижения качества ДНА основного канала, необходимо выделять периферийные элементы. Кольцевая форма подрешеток (рисунок 3) позволяет использовать максимально удаленные от центра решетки излучатели.

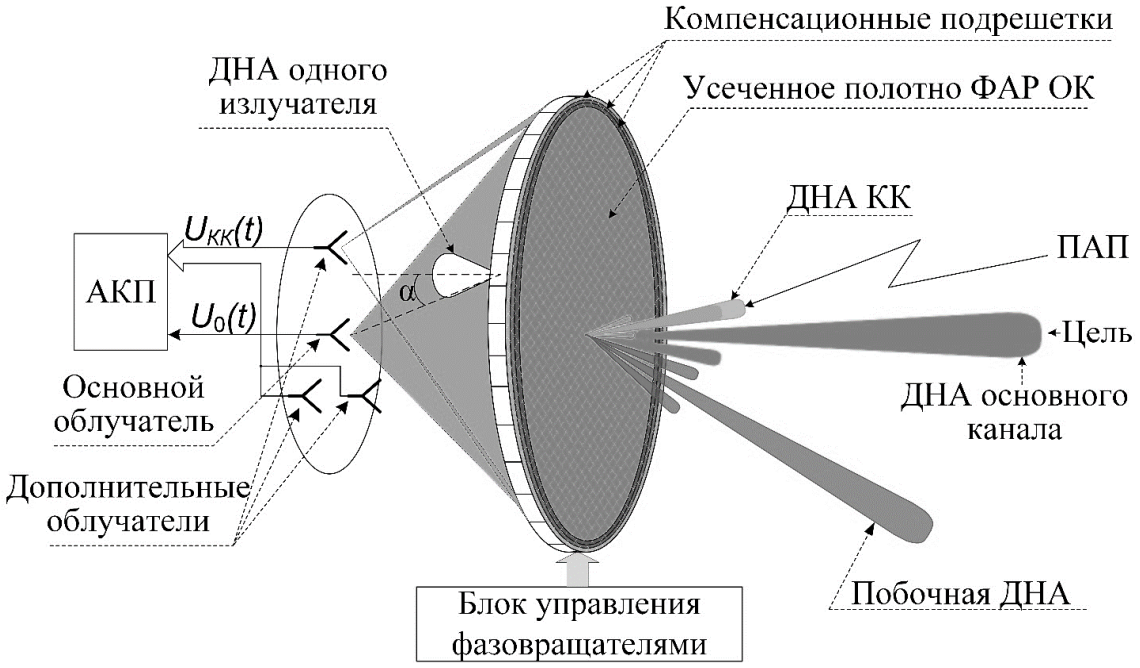


Рис. 3. Пояснение к методике обоснования конфигурации и размерно-геометрических характеристик компенсационных антенных подрешеток, интегрированных в раскрыв ФАР ОК

Для эффективного подавления АП, кроме (1), должно соблюдаться следующее условие [5]:

$$f_{КК}(\theta_{гл},\varphi_{гл}) \geq f_{ОК}(\theta_{бл},\varphi_{бл}), \qquad (10)$$

где $f_{КК}(\theta_{гл},\varphi_{гл})$ – максимальный уровень главного лепестка ДНА компенсационного канала, $f_{ОК}(\theta_{бл},\varphi_{бл})$ – уровень первого бокового лепестка ДНА основного канала.

Расчеты показали, что для выполнения условия (10) при равномерном амплитудном распределении на элементах подрешеток для их формирования необходимо выделять не менее 500 элементов в каждую. Такие подрешетки формируют узкий луч (рисунок 4), что позволяет добиться пространственной избирательности.

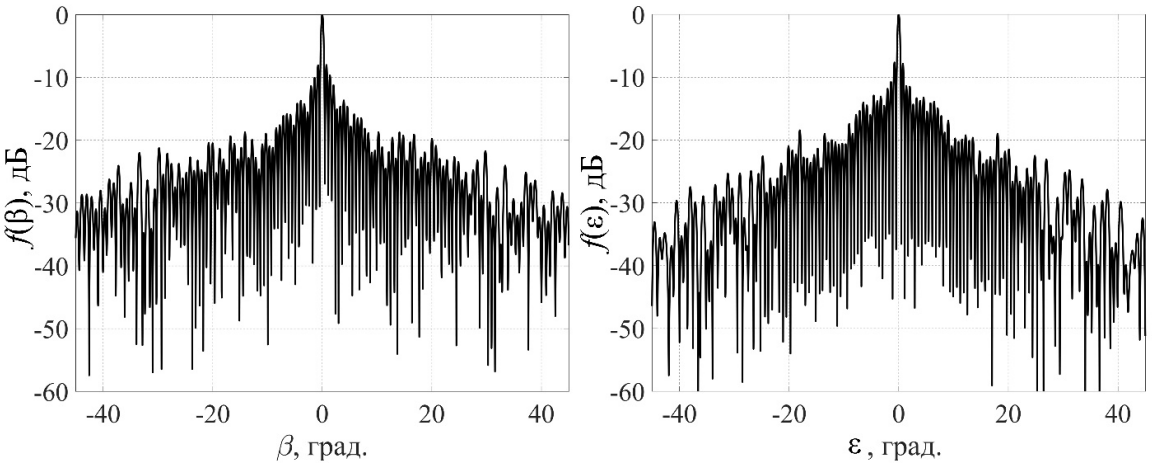


Рис. 4. Сечения диаграммы направленности кольцевой подрешетки в азимутальной и угломестной плоскостях

Характер изменения основных характеристик ДНА ОК при использовании предложенного способа формирования компенсационных каналов представлена в таблице. Из таблицы видно, что формирование шести подрешеток кольцевой формы из излучателей ФАР ОК приводит к снижению КУ на 1,13 дБ, возрастанию УБЛ на 2,05 дБ, расширению главного луча на 0,058 градусов, что является допустимым.

Таблица 1. Значения основных характеристик ДНА усеченной ФАР ОК при выделении компенсационных подрешеток

Характеристики ДНА ОК	Количество формируемых компенсационных подрешеток						
	0	1	2	3	4	5	6
G_{max}, дБ	40,97	40,82	40,65	40,44	40,26	40,06	39,84
УБЛ, дБ	-24,73	-24,36	-23,84	-23,8	-23,57	-22,96	-22,68
$\Delta\theta_{0,5P}$, град.	0,849	0,855	0,862	0,872	0,88	0,89	0,907

Поэтому формирование кольцевых подрешеток основано на выполнении условий (1) и (10), при допустимом снижении качества диаграммы направленности усеченного полотна ФАР основного канала.

Существенным преимуществом предложенной методики является то, что в отсутствии воздействия АП, а также при работе на передачу, элементы, выделяемые в подрешетки, используются в составе ФАР основного канала, а значит снижение качества ДНА основного канала присутствует лишь при наличии источников АП.

3. Способ расчета места расположения облучателей подрешеток компенсационных каналов, обеспечивающий развязку между основным и компенсационными каналами

Использование предложенной методики может привести к просачиванию части энергии полезного сигнала, принятой усеченной ФАР ОК, в дополнительные облучатели, что снизит качество его приема. Оценим данный эффект рассчитав побочную диаграмму направленности (рисунок 3), создаваемую усеченной ФАР ОК, запитанной дополнительным облучателем, установленным в точке плоскости параллельной апертуре ФАР и проходящей через фазовый центр основного облучателя с

координатами x=11 мм, y=0 мм. Для этого воспользуемся выражениями (3,4,6-9). Очевидно, что для снижения максимального значения побочной диаграммы направленности, амплитудное распределение, создаваемое дополнительным облучателем, должно быть максимальным на элементах, выделенных в компенсационные подрешетки и минимальным на элементах усеченной ФАР ОК. Такое АР можно получить, используя для питания кольцевых подрешеток дополнительные облучатели с воронкообразной ДНА [6,7]. АР, создаваемое дополнительным облучателем, аппроксимируем выражением:

$$A\kappa\kappa_{m,n} = \sin^2\left[\frac{\pi}{2R_{\text{ФАР}}}\sqrt{X_{m,n}^2 + Y_{m,n}^2}\right], \tag{11}$$

Значение максимума побочной диаграммы направленности, нормированной к максимальному значению диаграммы направленности ФАР ОК, составляет -18дБ, что превышает УБЛ основного канала. Как уже было отмечено, данный эффект может привести к компенсации полезного сигнала при прохождении через АКП. Поэтому его необходимо минимизировать.

Электрическое поле, создаваемое ФАР, обладает интерференционными свойствами, а значит в плоскости параллельной апертуре ФАР, где расположены облучатели имеет зоны максимальных и минимальных значений амплитуды. Определим характер и расположение этих зон, для чего, согласно выражения (12), рассчитаем зависимость амплитуды электрического поля, созданного усеченной ФАР ОК от координат облучателя, располагаемого в плоскости параллельной апертуре ФАР:

$$E(x, y) = \sum_{m=0}^{M}\sum_{n=0}^{N} f_{m,n}^0 \exp\left(i\Phi_{m,n}\right), \tag{12}$$

где x, y – координаты точки в плоскости, проходящей через фазовый центр главного облучателя и параллельной апертурной плоскости ФАР, $f_{m,n}^0$, $\Phi_{m,n}$ – значение ДНА (13) и фазы электрического поля (14) создаваемого элементом ФАР с индексами m, n в точке с координатами x, y:

$$f_{m,n}^0 = L\frac{\sin\frac{kL}{2}\left(\beta - \cos\alpha_{m,n}\right)}{\frac{kL}{2}\left(\beta - \cos\alpha_{m,n}\right)} \times \frac{\mathrm{J}_1\left(ka\sin\alpha_{m,n}\right)}{ka\sin\alpha_{m,n}}, \tag{13}$$

где L, a – длина и радиус диэлектрического стержня, β – коэффициент замедления, $\alpha_{m,n}$ – угол между нормалью элемента ФАР с индексом m, n и направлением на точку с координатами x, y, J_1 – функция Бесселя первого рода,

$$\Phi_{m,n} = \upsilon_{m,n} - \nu_{m,n}^0, \tag{14}$$

где $\nu_{m,n}^0$ – набеги фаз, создаваемые элементом ФАР с индексом m, n в точке с координатами x, y (15), $\nu_{m,n}^0$ – ФР на фазовращателях при не отклонённом луче ДНА (7):

$$\nu_{m,n}^0 = k\left(\sqrt{\left(X_{m,n} - x\right)^2 + \left(Y_{m,n} - y\right)^2 + z^2} - z\right), \tag{15}$$

где z – расстояние между фазовым центром облучателя ОК и центром апертуры ФАР.

Угол α рассчитывается согласно выражения:

$$\alpha_{m,n} = \mathrm{tg}\left(\frac{\sqrt{\left(X_{m,n}-x\right)^2+\left(Y_{m,n}-y\right)^2}}{z}\right). \quad (16)$$

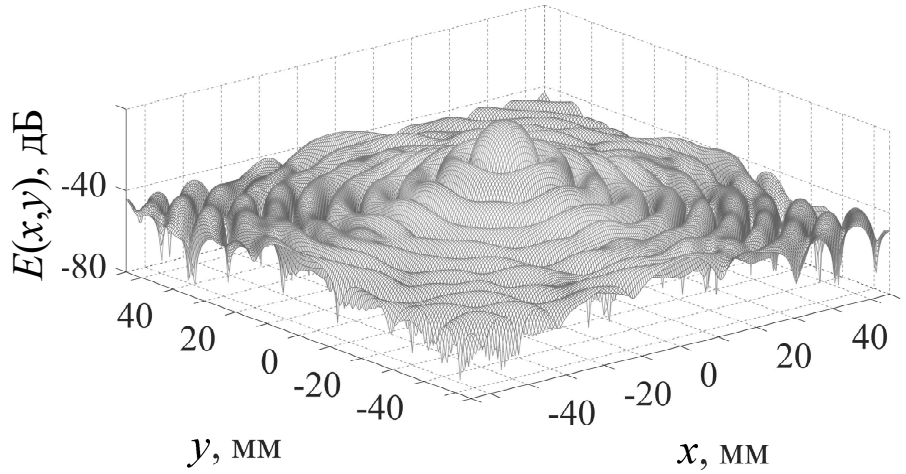


Рис. 5. Зависимость амплитуды электрического поля, создаваемого усеченной ФАР ОК, от координат облучателя, располагаемого в плоскости параллельной апертуре ФАР

Анализ зависимости, представленной на рисунке 5, показывает, что поле имеет провальные зоны кольцевой формы. При расположении фазового центра дополнительного облучателя в провальной зоне можем добиться развязки между основным и дополнительным каналами.

Например, в точке с координатами x=20,5 мм, y=22 мм создается поле с амплитудой -58дБ. Расположив в данной точке дополнительный облучатель, получим зависимость амплитуды электрического поля, создаваемого компенсационной подрешеткой, от координат облучателя, располагаемого в плоскости параллельной апертуре ФАР – $E_{КК}(x,y)$ (рисунок 6).

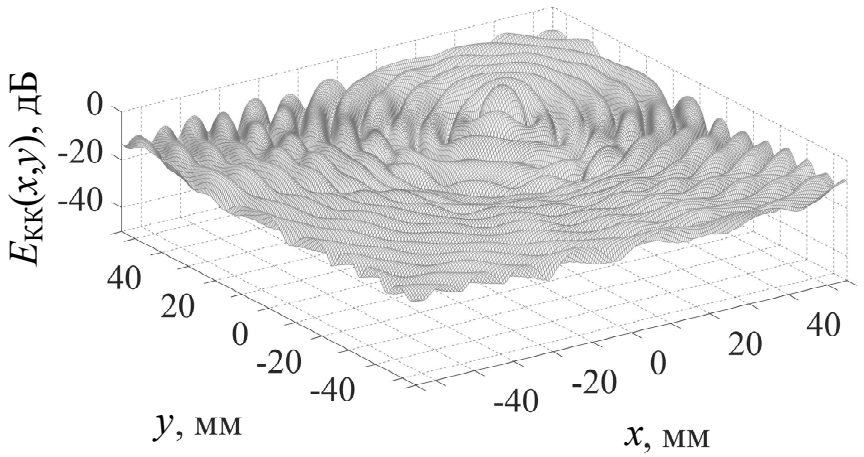


Рис. 6. Зависимость амплитуды электрического поля, создаваемого компенсационной подрешеткой, от координат облучателя, располагаемого в плоскости параллельной апертуре ФАР

Из графика, представленного на рисунке 6, видно, что поле, создаваемое компенсационной подрешеткой, так же имеет провальные зоны кольцевой формы, но максимум его смещен в точку расположения фазового центра дополнительного облучателя. В точке, где расположен основной облучатель, его значение составляет -41 дБ. Для большей наглядности представим сечения зависимостей $E(x,y)$, $E_{КК}(x,y)$ изовысотными линиями (рисунок 7).

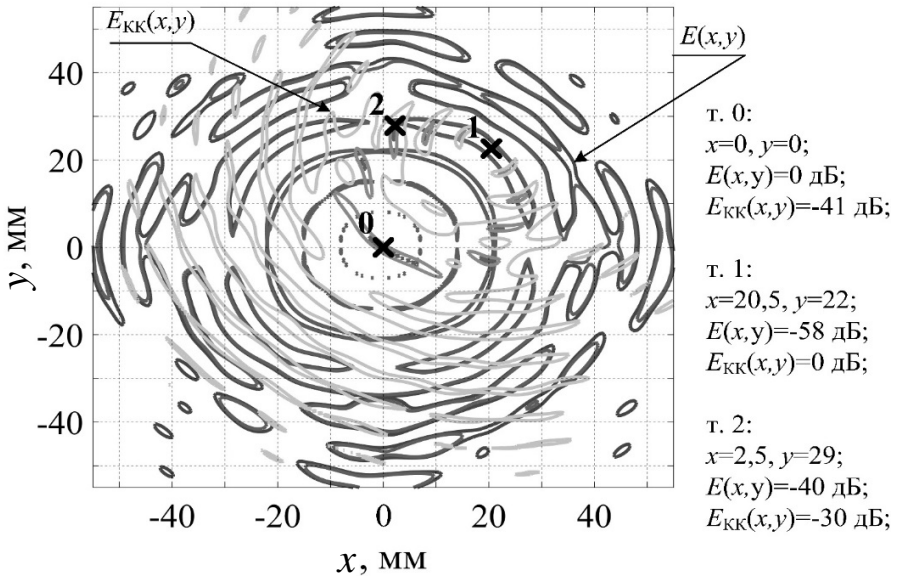


Рис. 7. Сечения изовысотными линиями зависимостей амплитуды электрических полей, создаваемых компенсационной подрешеткой и усеченной ФАР ОК, от координат облучателя, располагаемого в плоскости параллельной апертуре ФАР

Анализ рисунка 7 показывает, что имеются точки пересечения провальных зон электрических полей, создаваемых ФАР основного канала и компенсационной подрешетки, в который возможно установить следующий дополнительный облучатель.

Например, установкой второго дополнительного облучателя в точку 2 (рисунок 7), обеспечивается развязка между основным и компенсационными каналами в -40дБ, между компенсационными каналами в -30 дБ.

4. Заключение

В качестве выводов можно отметить:

1. применительно к ФАР проходного типа возможно альтернативное решение задачи многоканальной автокомпенсации активных помех с использованием интегрированных в основную антенную решетку 4-6 компенсационных антенных решеток;

2. оптимальный по критерию минимизации ухудшения диаграммных характеристик основных приемных каналов является выбор компенсационных подрешеток в виде совокупности антенных подрешеток с кольцевой формой апертуры с наружным диаметром, ограниченным диаметром раскрыва ФАР;

3. по результатам числовых модельных экспериментов круглой ФАР с интегрированными основной и компенсационными подрешетками установлено, что при

реализации 4-6 каналов автокомпенсации АП с эффективностью подавления помех не хуже 20 дБ ухудшение диаграммных характеристик основных приемных каналов составило: снижение коэффициента усиления на 0,7…1,1 дБ, расширение главного луча на 0,03…0,06^0, возрастание уровня боковых лепестков на 1,25…2,1 дБ, снижение крутизны пеленгационной характеристики на 8…11%;

4. рассмотренный метод повышения помехоустойчивости МРЛС обеспечивается ценой допустимого ухудшения диаграммных характеристик ФАР основных приемных каналов и усложнения аппаратной части ФАР: включения дополнительных облучателей, усложнения программно-алгоритмического обеспечения процессом фазирования антенных решеток.

Литература

1. Максименков А. В. Основные программы ВВС США по созданию средств радиоэлектронной борьбы // Зарубежное военное обозрение, 2010, № 1 – С. 54-58.
2. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
3. Справочник по радиолокации: в 4 т. Т. 2 / под ред. М.И. Сколника. М.: Сов. Радио, 1977. – 408 с.
4. Шифрин Я. С. Антенны: учеб. пособие. Харьков: ВИРТА им. Говорова Л. А., 1976. – 408 с.
5. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: [пер. с англ]. М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
6. Борисов С. Н., Кураленко В. П. Телеметрическая антенна. RU 2353029 C2 заявл. 24.07.06; опубл. 20.04.09.
7. Юрцев О. А., Спиральные антенны / Юрцев О. А., Рунов А. В., Казарин А. Н. М.: Радио и связь, 1974. – 224 с.

References

1. Maksimenkov A. V. The main programs of the US Air Force to create electronic warfare. // Foreign military review, 2010, No 1 – Pp. 54-58.
2. Shirman Ya. D., Manzhos V. N. Theory and technology of radar information processing against interference. M .: Radio and communication, 1981. - 416 p.
3. Handbook of radar: in 4 volumes. Vol. 2 / ed. Skolnik M. I. M .: Sov. Radio, 1977. - 408 p.
4. Shifrin Ya. S. Antennas: study guide. Kharkov: VIRTA them. Govorova L. A., 1976. - 408 p.
5. Monzingo R. A., Miller T. U. Adaptive Antenna Arrays: An Introduction to Theory: [trans. from English]. M .: Radio and communication, 1986. - 448 p.
6. Borisov S. N., Kuralenko, V. P. Telemetry Antenna. RU 2353029 C2, stated. 07.24.06; publ. 04.20.09.
7. Yurtsev O. A. Spiral antennas / Yurtsev O. A., Runov A. V., Kazarin A. N. M.: Radio and communication, 1974. - 224 p.

МЕТОДИКА ВЫБОРА ТИПА ВЕСОВОЙ ОБРАБОТКИ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩЕЙ СНИЖЕНИЕ УРОВНЯ ПОРОГА ДЛЯ ЗОНДИРУЮЩЕГО КВАЗИНЕПРЕРЫВНОГО СИГНАЛА С ЛЧМ ПРИ ЗАДАННОЙ ВЕРОЯТНОСТИ ЛОЖНОЙ ТРЕВОГИ

А. М. Лаврентьев[1], С. А. Зайцев[1]

[1]ЯВВУ ПВО, Ярославль, Россия

Аннотация. Разработана методика выбора типа весовой функции, обеспечивающей снижение вероятности ложной тревоги для квазинепрерывного сигнала с линейной частотной модуляцией при устранении неоднозначных измерений дальности до не разрешаемых по скорости и угловым координатам целей на фоне интенсивных отражений от подстилающей поверхности. Произведен выбор весовой функции, обеспечивающей достижение требуемых показателей качества обнаружения.

Ключевые слова: квазинепрерывный сигнал с линейной частотной модуляцией, весовая функция, Q-функция, вероятность ложной тревоги, уровень порога, плотность вероятности.

THE TECHNIQUE OF SELECTING THE TYPE OF WEIGHT TREATMENT TO ENSURE THE REDUCTION OF THE THRESHOLD THROUGH THE PROBING QUASINATURATED ALARM SIGNAL WITH THE PRESET PROBABILITY OF FALSE ALARM

A.M. Lavrentiev[1], S.A. Zaitsev[1]

[1]AVAVU Air Defense, Yaroslavl, Russia

Annotation. A method has been developed for selecting the type of weight function, which reduces the probability of false alarm for a quasi-continuous signal with linear frequency modulation while eliminating ambiguous distance measurements to unresolved in speed and angular coordinates of targets against the background of intense reflections from the underlying surface. The weight function was selected to achieve the required detection quality indicators.

Keywords: quasi-continuous signal with linear frequency modulation, weighting function, Q function, false alarm probability, threshold level, probability density.

1. Введение

В условиях не разрешения целей по угловым координатам и скорости для повышения оперативности устранения неоднозначных измерений дальности в импульсно-доплеровской (ИД) радиолокационной станции (РЛС) применяется метод, основанный на последовательном зондировании квазинепрерывным сигналом (КНС) и КНС той же частоты повторения импульсов (ЧПИ) с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) [1-3]. Однако, при применении последнего сигнала существенно снижается помехоустойчивость ИД РЛС [2, 3]. Возможность применения КНС с ЛЧМ в условиях интенсивных протяженных по дальности узкополосных пассивных помех (ПП) основана на выборе ЧПИ – $F_{\text{п}}$ и крутизны девиации ЛЧМ – β в соответствии с правилом [5]:

$$\overset{*}{F}_{\text{п}} = 2f_{\text{д}}, \overset{*}{\beta} = \overset{*}{F}_{\text{п}}{}^2, \quad (1)$$

где $f_{\text{д}}$ – частота Доплера.

При работе в условиях ПП для стабилизации уровня ложных тревог порог обнаружения устанавливается в зависимости от интенсивности отражений от подстилающей поверхности [6]. При зондировании КНС уровень боковых лепестков эхо-сигнала цели на выходе согласованного фильтра (СФ) ниже, чем при КНС с ЛЧМ [13]. Это утверждение справедливо и для ПП, поэтому при смене зондирующего сигнала требуется корректировка порога. Соответственно изменится и вероятность правильного обнаружения в разных тактах зондирования в процессе устранения неоднозначности по дальности. Для уменьшения уровня боковых лепестков применяется взвешивание [11], гипотетически она обеспечит постоянный уровень ложной тревоги, не снижая при этом вероятности правильного обнаружения.

Известно, что выбор той или иной весовой функции производится, исходя из ее свойств: скорости спада боковых лепестков и ширины основного лепестка амплитудно-частотной характеристики, влияющих на уровень помехи в области дальних и ближних боковых лепестков, а также на разрешающую способность соответственно [11]. Наибольшее распространение в технике цифровой обработки сигналов получили весовые функции: Чебышева, Барлета, Ханна, Рисса, Римана, Хемминга, Блекмана, Блекмана-Харриса и функции Плосковершиного окна. Границы применимости данных весовых функций в рамках решаемой научной задачи нуждается в корректировке, поэтому целью настоящей статьи является разработка методики выбора типа весовой функции, которая в процессе устранения неоднозначности первичных оценок дальности обеспечивает для зондирующего КНС с ЛЧМ снижение значения вероятности ложной тревоги $F_{\text{лт(лчм)}}$ при заданной вероятности правильного обнаружения $D_{\text{тр}}$. Решаемая задача в формализованном виде представлена ниже:

$$m : \overset{*}{\text{v}} = \arg\min_{\text{v}\in\text{V}} F_{\text{лт(лчм)}}(\text{v}, l_0), \quad \text{при } F_{\text{лт(лчм)}}(l_0) \le F_{\text{лт(кнс)}}(l_0),\ D(l_0) \ge D_{\text{тр}}, \quad (2)$$

где $\overset{*}{\text{v}}$ – оптимальная весовая функция; V – множество весовых функций; v – изменяемые весовые функции; $F_{\text{лт(кнс)}}, F_{\text{лт(лчм)}}$ – вероятность ложной тревоги для КНС и КНС с ЛЧМ соответственно; $D_{\text{тр}}, D$ – требуемая и реализуемая вероятности правильного обнаружения соответственно, l_0 – уровень порога.

2. КРИТЕРИЙ «БОЛЬШЕГО ОТНОШЕНИЯ ПОРОГОВ»

Ложная тревога и правильное обнаружение являются независимыми событиями, однако вероятность их появления зависит от уровня порога. При увеличении l_0 вероятность $F_{\text{лт}}$ уменьшается, но при этом ухудшается и вероятность D [7, 12]. Исходя

из этого, один из подходов к выбору весовой функции может быть следующим: последовательно рассчитаем значения порога l_0 для каждого из сигналов и набора весовых функций при условии $F_{\text{лт(лчм)}}(l_0) \le F_{\text{лт(кнс)}}(l_0)$ и проверим, выполняется ли условие $D(l_0) \ge D_{\text{тр}}$. Введем критерий «большего отношения порогов» для выбора типа весовой функции:

$$\frac{l_{0(кнс)}}{l_{0(лчм)}} \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} 1, \tag{3}$$

где $l_{0(кнс)}$ – уровень порога для зондирующего КНС, $l_{0(лчм)}$ – уровень порога для зондирующего КНС с ЛЧМ. Назовем $\frac{l_{0(кнс)}}{l_{0(лчм)}}$ отношением порогов. Выбранная весовая функция будет удовлетворять предъявляемым к ней в настоящей работе требованиям, если отношение порогов превысит единицу. В противном случае вероятность D во втором цикле зондирования КНС с ЛЧМ будет ниже, чем при первом зондировании КНС.

Найдем значения порога при заданных условиях и ограничениях, воспользовавшись выражением для расчета вероятности ложной тревоги $F_{\text{лт}}$ [7, 12]:

$$F_{\text{лт}} = \int_{l_0}^{\infty} w\left(z / A_0 \right) dz, \tag{4}$$

где l_0 – уровень порога; z – реализация на выходе согласованного фильтра (СФ); $w\left(z / A_0 \right)$ – условная плотность вероятности реализации на выходе СФ при отсутствии в ней полезного сигнала.

Оптимальная обработка предполагает операцию “обеления” помехи [14], поэтому распределение продетектированной реализации на выходе СФ подчиняется закону Рэлея [4, 10]:

$$w\left(z / A_0 \right) = \frac{z}{\sigma^2} e^{\left(-\frac{z^2}{2\sigma^2}\right)}, \tag{5}$$

где z – реализация на выходе СФ; σ^2 – дисперсия реализации на выходе СФ. Среднее квадратическое отклонение (СКО) для данного закона распределения описывается выражением [8]:

$$\sigma = \frac{\mathrm{m}_z}{\sqrt{\pi / 2}}, \tag{6}$$

где m_z – математическое ожидание реализации на выходе СФ.

Найдем параметры закона распределения реализации на выходе СФ. При этом пренебрежем собственным шумом (СШ) приемного устройства, так как при смене зондирующего сигнала его параметры не изменяются. Известно, что энергия, выделяемая сигналом на выходе СФ, при рассогласовании по частоте определяется Q-функцией [9, 16]:

$$\mathrm{Q}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \left|\rho(\tau,0)\right|^2 e^{j2\pi f\tau} d\tau \qquad (7)$$

где $\rho(\tau,0)$ – функция неопределенности (ФН) сигнала; f – рассогласование по частоте; τ – рассогласование по времени.

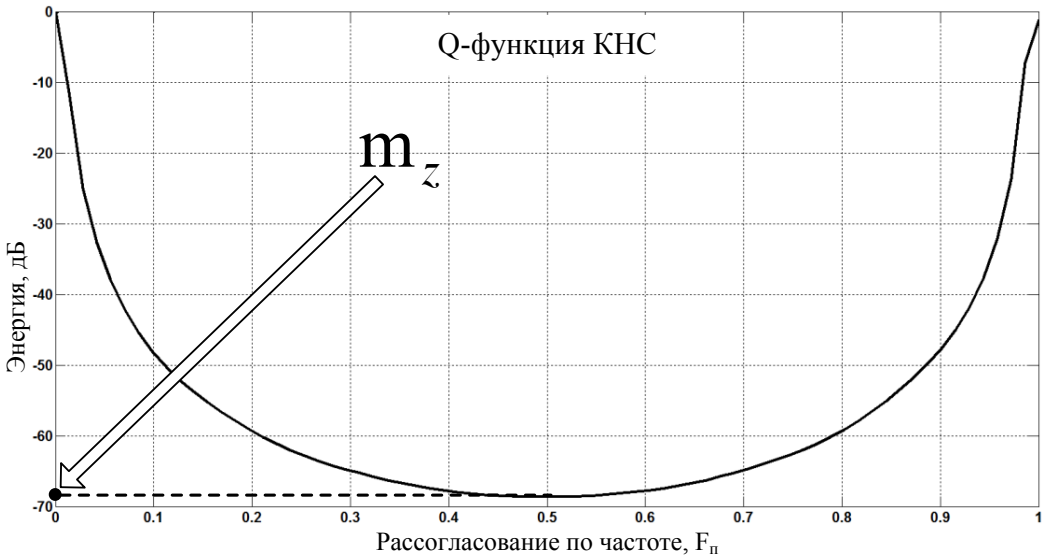


Рис. 1. Определение математического ожидания с помощью Q-функции

Так как, энергию детерминированного не искаженного помехами сигнала на выходе СФ показывает Q-функция, можно полагать, что она определяет и математическое ожидание m_z нормально распределенной ПП (после операции “обеления”). Для расчета СКО подставим в (6) значение m_z – уровень энергии на выходе СФ, настроенного на доплеровскую частоту (при рассогласовании $f = 0.5 \cdot F_{\text{п}}$) (рис. 1), а затем рассчитаем (5).

Последовательно определим, в соответствии с (4), значения порога для каждого из рассматриваемых сигналов и имеющегося множества весовых функций при условии $F_{\text{лт(кнс)}}(l_0) = 10^{-3}$, а затем проверим выполнение критерия (3).

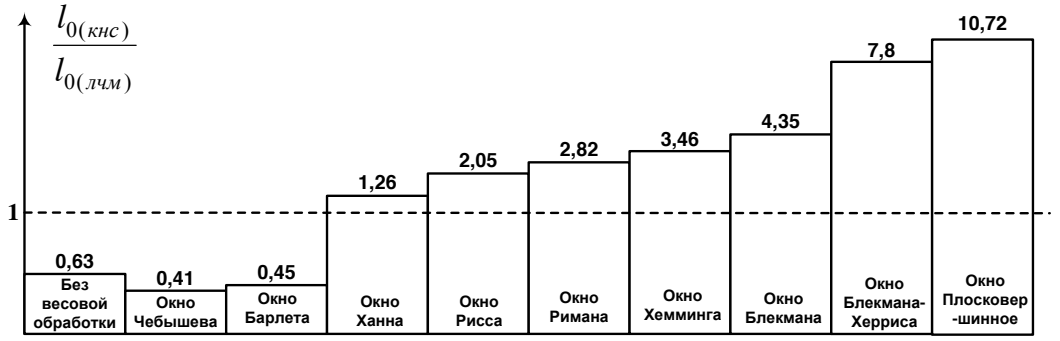


Рис. 2. Отношения порогов для различных типов весовой обработки, полученные путем аналитических расчетов

Проведенные математические расчеты свидетельствуют о невозможности обеспечения требуемых показателей качества обнаружения в процессе устранения неоднозначности по дальности рассматриваемым способом как при осуществлении весовой обработки функциями Чебышева и Барлета, так и без нее. Напротив, применение большинства анализируемых функций обеспечивает решение поставленной задачи, а наилучший результат достигается с помощью весовой функции Плосковершинного окна (рис. 2).

Оценка выполнимости критерия (3) связана с трудоемкими рутинными расчетами, которые целесообразнее всего осуществить методом имитационного моделирования на ЭВМ. Для этого разработана имитационная модель приемного тракта согласно схеме типового радиолокационного приемника (рис. 3).

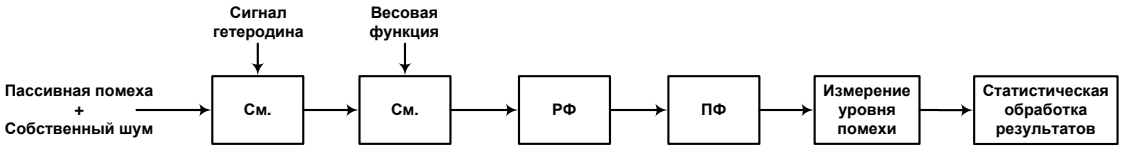


Рис. 3. Структура имитационной модели приемного тракта РЛС

Входная смесь СШ+ПП подвергалась корреляционно-фильтровой обработке, а также осуществлялись взвешивание и режекция. В соответствии с [15] для обеспечения приемлемой достоверности получаемых результатов количество проводимых опытов составило N=3000. Измерение уровня помехи на выходе тракта обработки осуществлялось в момент времени, соответствующий длительности зондирующего сигнала. Для полученного ансамбля оценок помехи производился расчет уровня порога по формуле [15]:

$$l_{\text{п}} = \frac{l_k^{'} + l_{k+1}^{'}}{2}, \qquad (8)$$

где $k = N - N \cdot F_{\text{лт}}$; $l_{\text{п}}$ – ранжированный ансамбль оценок уровня помехи; N – количество испытаний.

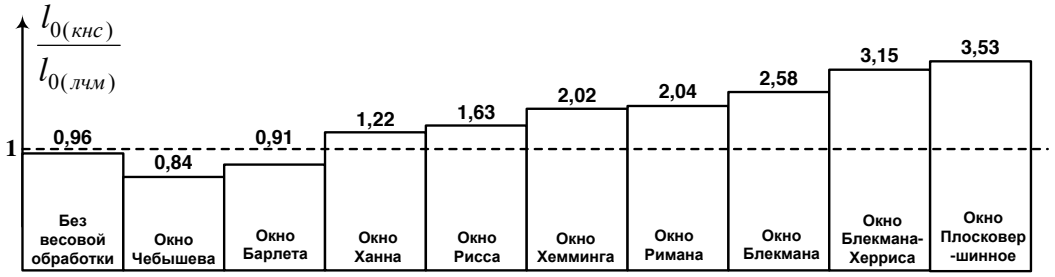


Рис. 4. Отношения порогов для различных типов весовой обработки, полученные путем имитационного моделирования

Общие результаты имитационного моделирования совпадают с теоретическими расчетами – неизменными остались весовые функции, как удовлетворяющие, так и не удовлетворяющие критерию (3). По-прежнему наилучший результат достигается при обработке Плосковершинным окном, однако, явное его преимущество перед другими видами окон отсутствует. Кроме того, при весовой обработке функцией Хемминга требуется устанавливать порог выше, чем при обработке окном Римана, хотя предварительные расчеты показали обратное. Следует отметить, что изложенные замечания не влияют на эффективность того или иного применяемого весового окна в соответствии с выбранным критерием, так как достаточно чтобы отношение порогов превысило единицу, а полученные результаты не позволяют выделить одну весовую функцию из отобранного множества и отдать ей приоритет по правилу (3). Однако, уровень помехи в доплеровских фильтровых каналах будет отличаться для каждого типа весовой обработки в связи разной степенью подавления боковых лепестков.

3. КРИТЕРИЙ «МИНИМАЛЬНОГО УРОВНЯ ПОМЕХИ»

Введем дополнительный критерий – «минимальный уровень помехи» на выходе СФ при рассогласовании по частоте Доплера (при $f = 0.5 \cdot F_{\text{п}}$) и определим наилучшую весовую функцию из множества имеющихся. Для этого, используя (7), последовательно рассчитаем и сравним энергию в доплеровских фильтровых каналах при взвешивании всеми располагаемыми окнами.

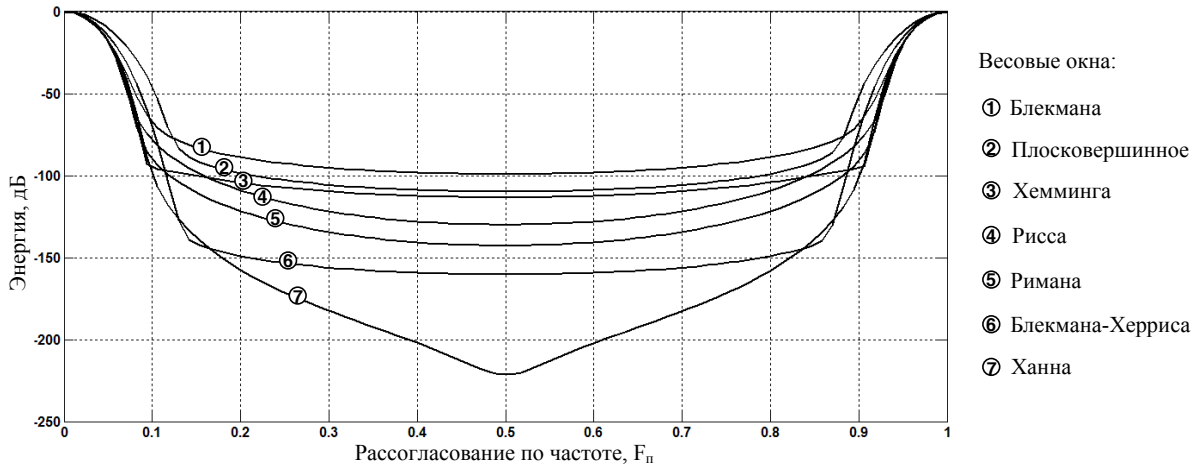


Рис. 5. Q-функции для КНС с ЛЧМ при различных типах весовой обработки

Представленные на рис. 5 зависимости показывают потенциальные возможности различных весовых окон по подавлению помехи, а значение энергии при заданном ранее частотном рассогласовании – минимально возможный уровень помехи в доплеровском фильтровом канале. В соответствии с критерием минимального уровня помехи оптимальной является весовая функция Ханна. Высокая скорость спада боковых лепестков позволяет достичь их минимума на рассматриваемом участке частотного рассогласования.

С помощью разработанной ранее имитационной модели получим и сравним уровень помехи в доплеровских фильтровых каналах для каждой весовой функции.

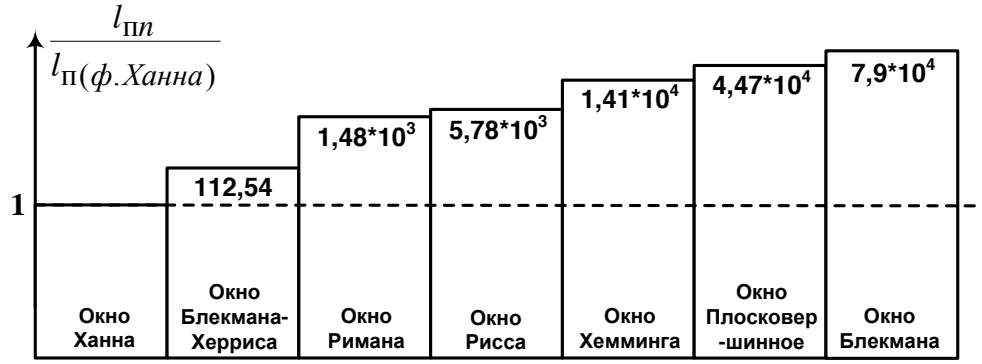
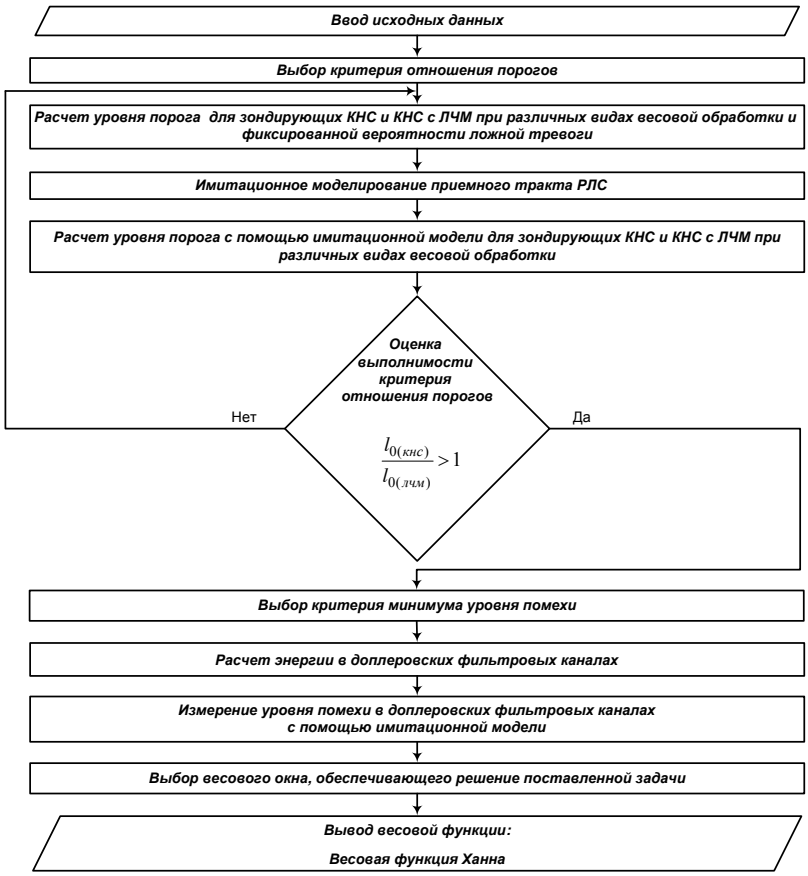


Рис. 6. Нормированный уровень помехи в доплеровском фильтровом канале

Полученные с помощью модели для n окон уровни помехи $l_{\text{п}n}$ нормированы ее минимальным значением $l_{\text{п}(ф.Ханна)}$, который достигается при использовании функции Ханна (рис. 6). Проведенные исследования показывают, что при устранении неоднозначности первичных оценок дальности до не разрешаемых по скорости и угловым координатам маловысотных целей на фоне интенсивных отражений от подстилающей поверхности с помощью метода, основанного на использовании зондирующего КНС с ЛЧМ с параметрами (1), оптимальной является весовая обработка эхо-сигнала функцией Ханна.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, настоящая методика позволяет определить тип весовой функции по двум критериям – отношения порогов и минимального уровня помехи, и может быть представлена в следующие виде:



Можно сделать вывод о том, что цель настоящей работы достигнута, разработана методика выбора типа весовой функции, которая в процессе устранения неоднозначности первичных оценок дальности обеспечивает для зондирующего КНС с ЛЧМ снижение значения вероятности ложной тревоги при заданной вероятности правильного обнаружения. В отличие от известных, настоящая методика определения оптимального весового окна основана на использовании двух введенных критериев – отношения порогов и минимального уровня помехи, а также применима исключительно при устранении неоднозначных оценок дальности методом, предполагающим последовательное зондирование КНС и КНС с ЛЧМ с параметрами (1).

ЛИТЕРАТУРА

1. Справочник по радиолокации, под ред. Сколника М., т.3. М.: Сов. радио. 1979. С. 383.
2. Меркулов В.И. и др. Оценивание дальности и скорости в радиолокационных системах. ч.1. / Под. ред. А.И. Канащенкова и В.И. Меркулова – М.: «Радиотехника», 2004. С.259-291.
3. Трухачев А.А. Радиолокационные сигналы и их применение. – М.: Воениздат. 2005. С. 234.
4. Лебедев А.Н., Куприянов М.С., Недосекин Д.Д., Чернявский Е.А. Вероятностные методы в инженерных задачах: Справочник. – СПб.: Энгергоатомиздат. Санкт-Петербургское отделение, 2000. – 333 с.: ил.
5. Кириченко А.А., Колбаско И.В., Лаврентьев А.М., Зайцев С.А. Импульсно-доплеровская первичная дальнометрия целей с использованием квазинепрерывных сигналов с частотной модуляцией // Успехи современной радиоэлектроники. 2018. № 2, с. 32-39.
6. Трухачев А.А. Адаптивные пороговые уровни в устройствах обнаружения радиолокационных сигналов. – М.: НПО «Алмаз», 2017. – 344 с.: ил.

7. Ширман Я.Д., Голиков В.Н., Бусыгин И.Н., Костин Г.А., Манжос В.Н., Минервин Н.Н., Найденов Б.В., Челпанов А.С. Теоретические основы радиолокации. Под ред. Ширмана Я.Д. – 443 с.
8. Купер Дж., Макгиллем К. Вероятностные методы анализа сигналов и систем: Пер. с англ. – М.: Мир, 1989. – 376 с., ил.
9. Справочник по радиолокации, под ред. Сколника М., т.1. М.: Сов. радио. 1976. С. 152-153, 456.
10. Вержбицкий В.М. Численные методы (математический анализ и обыкновенные дифференциальные уравнения). Изд. 2-е, испр. – М.: ОНИКС 21 век, 2005.
11. Марпл.-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. – М.: Мир,1990. – 584 с., ил.
12. Информационные технологии в радиотехнических системах: И741 учеб. пособие / под ред. И.Б. Федорова. – Изд. 3-е перераб. и доп. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2011. – 846, [2] с.: ил.
13. Кочемасов В.Н., Белов Л.А., Оконешников В.С. Формирование сигналов с линейной частотной модуляцией. – М.: Радио и связь, 1983. – 192 с., ил.
14. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / Под. ред. Я. Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.: ил. С. 251-262.
15. Лаврентьев А.М., Пискунов А.В. Основы компьютерного проектирования и моделирования радиоэлектронных систем. Моделирование компонентов радиоэлектронных систем различного уровня сложности средствами пакетов прикладных программ MATLAB и MathCAD: Учебное пособие / Филиал ВКА им. А.Ф. Можайского (г. Ярославль). – Ярославль, 2013. – 136 с.
16. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. Теория и применение. Перевод с английского под редакцией В.С. Кельзона. М.: Сов. радио 1971. С. 83-377.

REFERENCES

1. Handbook of radar, ed. Skolnik M., v.3. M .: Owls. radio. 1979. p. 383.
2. Merkulov V.I. and others. Estimation of range and speed in radar systems. Part 1 / Under. ed. A.I. Kanashchenkova and V.I. Merkulova - M .: "Radio Engineering", 2004. S.259-291.
3. Trukhachev A.A. Radar signals and their application. - M .: Military Publishing. 2005. p. 234.
4. Lebedev, A.N., Kupriyanov, MS, Nedosekin, DD, Chernyavsky, E.A. Probabilistic methods in engineering problems: a Handbook. - SPb .: Engergoatomizdat. St. Petersburg Branch, 2000. - 333 pp., Ill.
5. Kirichenko A.A., Kolbasko I.V., Lavrentiev A.M., Zaitsev S.A. Impulse-Doppler primary ranging of targets using quasi-continuous signals with frequency modulation // Advances of modern radio electronics. 2018. № 2, p. 32-39.
6. Trukhachev A.A. Adaptive threshold levels in radar signal detection devices. - M .: Almaz Scientific and Production Association, 2017. - 344 pp., Ill.
7. Shirman Ya.D., Golikov V.N., Busygin I.N., Kostin G.A., Manzhos V.N., Minervin N.N., Naidenov B.V., Chelpanov A.S. Theoretical foundations of radar. Ed. Shirman Ya.D. - 443 s.
8. Cooper, J., McGill K. Probabilistic methods for analyzing signals and systems: Trans. from English - M .: Mir, 1989. - 376 p., Il.
9. Handbook of radar, ed. Skolnik M., v.1. M .: Owls. radio. 1976. p. 152-153, 456.
10. Verzhbitsky V.M. Numerical methods (mathematical analysis and ordinary differential equations). Ed. 2nd, rev. - M .: ONIKS 21st Century, 2005.
11. Marple.-ml. S.L. Digital spectral analysis and its applications: Trans. from English - M .: Mir, 1990. - 584 s., Silt.
12. Information technology in radio systems: I741 studies. manual / ed. Ib Fedorov. - Ed. 3rd revised and add. - M .: Publishing House of Moscow State Technical University. N.E. Bauman, 2011. - 846, [2] c .: ill.
13. Kochemasov V.N., Belov L.A., Okoneshnikov V.S. Signal generation with linear frequency modulation. - M .: Radio and communication, 1983. - 192 p., Il.
14. Radio-electronic systems: Fundamentals of construction and theory. Directory. Ed. 2nd, reab. and add. / Under. ed. Ya. D. Shirman. - M .: Radio Engineering, 2007. - 512 pp., Ill. Pp. 251-262.

15. Lavrentyev A.M., Piskunov A.V. Fundamentals of computer-aided design and modeling of electronic systems. Simulation of components of electronic systems of different levels of complexity by means of the MATLAB and MathCAD application software packages: Tutorial / VKA Branch A.F. Mozhaiskogo (Yaroslavl). - Yaroslavl, 2013. - 136 p.
16. Cook H., Bernfeld M. Radar signals. Theory and application. Translation from English edited by V.S. Kelzon M .: Owls. radio 1971. pp. 83-377.

МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЯ ШУМОВЫХ ПАРАМЕТРОВ АФАР

В. И. Гриднев

АО "НИИП имени В.В. Тихомирова", г. Жуковский, Россия

Аннотация. Теоретически обоснована и изложена методика измерения коэффициента шума и шумовой температуры АФАР, основанная на новых терминах теории приемных активных антенн, включенных в последнюю версию стандарта по антенным терминам IEEE std 145.

Ключевые слова: активная фазированная антенная решетка; коэффициент шума; шумовая температура; эквивалентная схема.

MEASURE METHOD AESA NOISE CARACTERICTICS

V. I. Gridnev

JSC "NIIP", Zhukovsky, Russia

Abstract. The article describes and substantiates AESA noise figure and noise temperature measurement method. This method bases on a new terms of receivers AESA theory that is included in IEEE std 145.

Keywords: Active antenna receiver array; noise figure; noise temperature; equivalent circuit.

1. Введение

В условиях, когда технологические проблемы изготовления АФАР могут поставить под сомнение необходимость их применения, необходимо еще раз подчеркнуть значительные преимущества АФАР перед обычными ФАР. Это прежде всего многофункциональность, повышенная эксплуатационная надежность, больший энергетический потенциал, более высокое быстродействие. Модульный принцип построения АФАР обеспечивает повышенную технологичность производства и обслуживания, а внедрение систем контроля отдельных узлов позволит автоматизировать настройку и текущее тестирование состояния системы. Вместе с тем АФАР имеют ряд специфических свойств: они являются невзаимными устройствами, у которых характеристики в режиме приема и передачи отличаются. АФАР представляет собой многоканальную, неразъемную приемную систему, характер прохождения сигналов и помех в которой отличается от одноканальной. Это является главной причиной трудностей измерения классических шумовых величин: коэффициента шума и шумовой температуры АФАР.

2. Особенности приемных АФАР

Ключевыми характеристиками любой приемной системы являются коэффициент шума и шумовая температура. В одноканальной приемной системе (рис.1), состоящей из пассивной антенны и приемника эти параметры определяются в строго определенной точке системы, точке сопряжения выхода антенны и входа приемника.

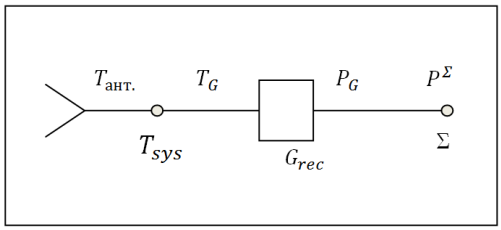


Рис.1. Одноканальная приемная система

Шумовую температуру приемной системы T_{sys} в этой точке можно определить, если измерить спектральную плотность мощности шума на выходе приемника P^{Σ} и разделить ее на коэффициент усиления G_{rec} приемника:

$$T_{sys} = \frac{P^{\Sigma}}{k_B G_{rec}} \tag{1}$$

Здесь $k_B = 1,38 \cdot 10^{-23}$ $[Дж/K]$ - постоянная Больцмана. Системная шумовая температура является суммой реальной шумовой температуры антенны $T_{ант}$, которая может быть измерена на выходе антенны и расчетной температуры T_G, обусловленной шумами, созданными электроникой приемника.

$$T_{sys} = T_{ант} + T_G \tag{2}$$

Коэффициент шума приемной системы F_{sys} равен

$$F_{sys} = \frac{T_{sys}}{T_0}, \tag{3}$$

где $T_0 = 290^0 K$. В одноканальной системе, как правило, возможно прямое измерение коэффициента усиления приемника, причем он будет одинаков, как для гармонических сигналов, так и для шумовых. В АФАР, являющейся многоканальной системой (рис.2а), возникают трудности измерения коэффициента шума по нескольким причинам. Во-первых, роль приемника выполняет распределенная усилительная система с множеством МШУ, аттенюаторов и сумматора. Единой точки входа у такой системы нет, следовательно ни какие прямые методы измерения коэффициента усиления G_{rec} не возможны. По этой причине стали применятся для описания шумовых характеристик АФАР различные "интегральные" параметры [1] G/T, $h_ш/S_{экв}$ и др. Однако, для сопоставимости шумовых характеристик различных радиосистем, необходимо применять единые понятия, использующие формулы (1)-(3). Таким образом, возникает задача построения одноканальной схемы эквивалентной по шумовым характеристикам многоканальной АФАР и определения коэффициента усиления G_{rec} эквивалентного приемника.

Во вторых, возникающие в МШУ различных каналов шумы, не коррелированы между собой. Поступая из каждого канала к выходу сумматора, эти шумы, в результате деления, ослабляются по мощности в N раз (N-число излучателей решетки). При сложении мощностей из разных каналов, на выходе сумматора, имеем мощность сопоставимую с мощностью шума на входе каждого канала сумматора [2]. Для когерентных сигналов суммируются амплитуды, в результате мощность на выходе равна сумме мощностей на всех входах сумматора. При построении эквивалентной схемы необходимо учитывать специфику прохождения коррелированных и некоррелированных сигналов.

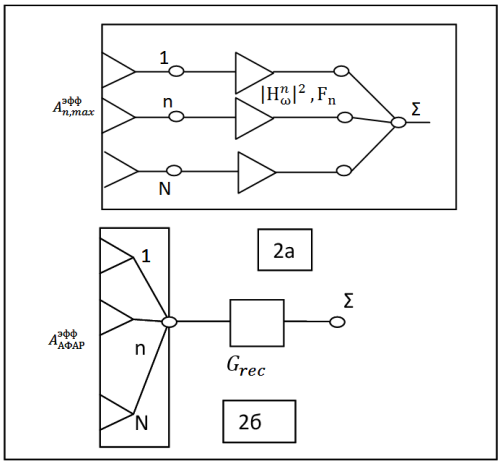


Рис.2 Многоканальная АФАР и ее эквивалентная схема

В отличии от внутренних (некоррелированных) шумов, внешние шумы, источники которых, можно считать расположенными на сфере большого радиуса, обрабатываются антенной решеткой как коррелированные, что выражается в присутствии диаграммы направленности в выражении для шумовой температуры [3]

$$T^{ext}_{\omega,\Sigma} = \frac{\iint\limits_{\theta,\varphi} \overline{T_{ярк}}(\theta,\varphi)\left|F_\omega(\theta,\varphi)\right|^2 \sin\theta d\theta d\varphi}{\iint\limits_{\theta,\varphi} \left|F_\omega(\theta,\varphi)\right|^2 \sin\theta d\theta d\varphi} \qquad (4)$$

Здесь $\overline{T_{ярк}}(\theta,\varphi)$ - усредненное по времени распределение яркостной температуры внешних шумовых источников на сфере. Индекс ^{ext} указывает на внешнее происхождение шумов. Из этой формулы следует, что в особом случае, при не зависящем от угла распределении яркостной температуры $\overline{T_{ярк}}(\theta,\varphi) = T_{iso}$, шумовая температура на выходе любой пассивной антенны будет равна яркостной

$$T^{ext}_{\omega,\Sigma} = T_{iso} \qquad (5)$$

Такая шумовая температура будет как на выходе каждого отдельного излучателя пассивной антенной решетки, так и на ее суммарном и разностном выходах, при условии отсутствия диссипативных потерь в сумматоре. Объяснить это можно, только предположив, что шумовые сигналы в различных каналах, созданные всей шумовой

сферой оказываются не коррелированными. Это обстоятельство позволяет использовать случай с изотропным распределением яркостной температуры для определения коэффициента усиления G_{rec} эквивалентной одноканальной схемы АФАР по некоррелированным шумовым сигналам.

3. Новые термины для приемных АФАР

Идея метода измерения шумовых характеристик АФАР в окончательном виде подробно изложена в [4]. В работе вводятся несколько новых терминов, относящихся к теории приемных АФАР. Наиболее важным из них является - отклик антенны на изотропный шум (Isotropic Noise Responce), под которым понимается доля мощности шума на выходе АФАР $P_{t,iso}$, созданная внешними шумами, имеющими изотропное распределение в пространстве с яркостной температурой T_{iso}. Т.е. это мощность шума на выходе АФАР без учета внутренних шумов, созданных электроникой всех МШУ. Выделить только внешние шумы можно путем проведения измерений мощности шума АФАР на выходе при 2-х известных яркостных температурах внешнего изотропного окружения T_{hot} и T_{cold}. При этом важно обеспечить одинаковую температуру приемных устройств при измерениях с различной внешней температурой. Если при этих температурах были измерены на выходе мощности шума P_{hot}^{Σ} и P_{cold}^{Σ}, тогда искомая мощность $P_{t,iso}$, при температуре T_{iso} равна

$$P_{t,iso} = T_{iso}\frac{P_{hot}^{\Sigma} - P_{cold}^{\Sigma}}{T_{hot} - T_{cold}} \tag{6}$$

Второй термин носит название: Active antenna available gain - действующий коэффициент усиления активной антенны. Поскольку, в силу (5) шумовая температура на входе эквивалентного приемника (рис.2б) равна T_{iso}, то коэффициент усиления G_{rec} может быть определен

$$G_{rec} = \frac{P_{t,iso}}{k_b T_{iso}} \tag{7}$$

Это же значение коэффициента усиления в [4] используется для расчета действующей мощности сигнала (**Active antenna available power**), равной отношению мощности сигнала на выходе АФАР к G_{rec}:

$$P_{sig}^{av} = \frac{P^{sig}}{G_{rec}} \tag{8}$$

Все эти параметры названы параметрами активной антенны, хотя по смыслу определения, они относятся к коэффициенту усиления приемника эквивалентной схемы. На международном симпозиуме общества IEEE в 2017 г. Karl F. Warnick [5] сообщил, что перечисленные новые термины включены в последнюю версию стандарта по антенным терминам IEEE std 145.

Данная работа посвящена анализу, предложенного в [4], метода измерения шумовых характеристик и применимости полученной эквивалентной схемы для сигналов.

4. Методика измерения шумовых параметров АФАР

Физически реализовать изотропное яркостное распределение шумовых источников можно в безэховых камерах (БЭК), покрытых радиопоглощающим материалом (РПМ). Известно, что РПМ не только поглощает электромагнитные волны, но и излучает их в широком диапазоне частот. Яркостная температура РПМ определяется законом Кирхгофа об излучении "серых" тел и законом Релея-Джинса в области радиочастот [6]

$$\overline{T_{ярк}} = T(1-R) \tag{9}$$

Здесь T – термодинамическая температура, R – коэффициент отражения по мощности от РПМ. Для большинства РПМ с коэффициентом отражения меньше -30 дБ яркостная температура равна термодинамической. Поместим АФАР в БЭК, стенки которой полностью покрыты РПМ с одинаковой термодинамической температурой T_{iso} (рис.3). При этом температуру самой АФАР будем считать постоянной и равной T_0. На выходе каждого излучателя АФАР спектральная мощность шума в узкой полосе частот в окрестности частоты ω, в соответствии с (4), равна $\overline{P^n} = k_B T_{iso}$.

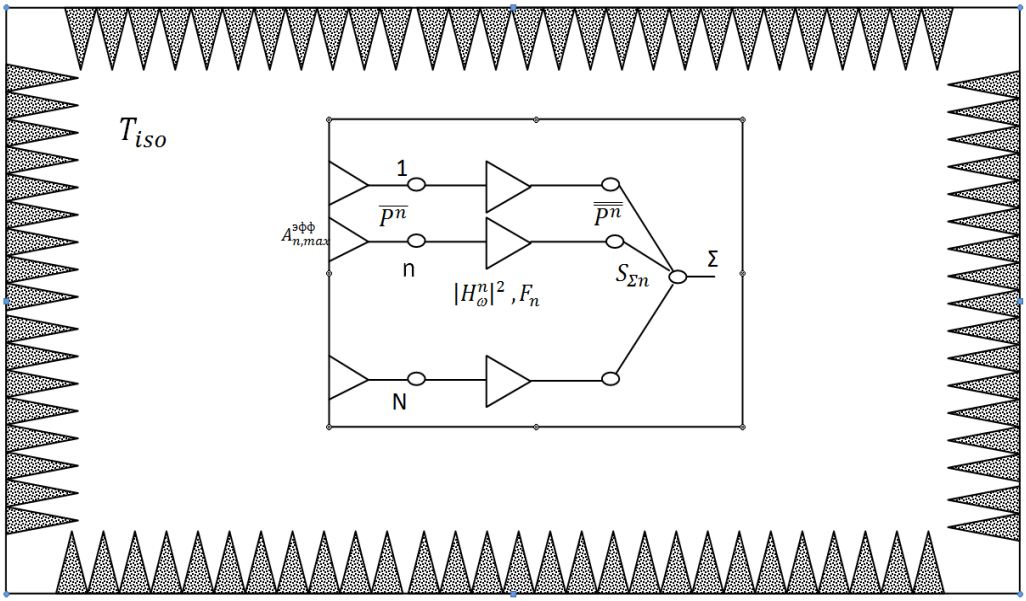


Рис.3 АФАР в БЭК

Если излучатели хорошо согласованы с входными цепями приемника, мощность на входе сумматора в канале с номером n равна сумме мощностей входных шумов,

усиленных МШУ канала с коэффициентом усиления по мощности $\left|\mathrm{H}_{\omega}^{n}\right|^{2}$ и шумов, возникших в МШУ:

$$\overline{\overline{P^{n}}} = k_B T_{iso} \left|\mathrm{H}_{\omega}^{n}\right|^{2} + k_B T_0 \left|\mathrm{H}_{\omega}^{n}\right|^{2} (F_n - 1), \qquad (10)$$

здесь F_n - коэффициент шума МШУ n канала. Строго говоря к ним должны быть добавлены шумы, возникшие из-за потерь в линиях передачи. Эти шумы мы учтем ниже, объединив с шумами, возникшими в сумматоре. Будем считать, что элементы матрицы рассеивания сумматора для всех каналов одинаковы $S_{\Sigma n} = 1/\sqrt{N}$. Т.е. сумматор представляет собой равноамплитудный делитель. Если сумматор не является равноамплитудным, можно для каждого канала вычислить множитель, отличающий его от равноамплитудного и величину этого множителя включить в коэффициент усиления МШУ. Тогда мощность шума на выходе сумматора будет равна:

$$\mathrm{P}_{iso}^{\Sigma} = \frac{\sum_{n=1}^{N} \overline{\overline{P^{n}}}}{N} + \sum_{n=1}^{N} k_B T_0 (1 - \exp(-\alpha_n L_n)) \qquad (11)$$

Последняя сумма в этом выражении представляет собой сумму мощностей шума, возникающего из-за диссипативных потерь в сумматоре и фидерных цепях каналов, имеющих погонное затухание α_n и длину L_n. Если термодинамическая температура T_{iso} стенок камеры будет другой, а температура антенны останется прежней, то изменятся только первые слагаемые в (10) и (11). Поэтому вычислив разность спектральных плотностей мощностей шума на выходе АФАР при различных температурах T_{iso} получим

$$\mathrm{P}_{iso2}^{\Sigma} - P_{iso1}^{\Sigma} = k_B (\mathrm{T}_{iso2} - T_{iso1}) \frac{\sum_{n=1}^{N} \left|\mathrm{H}_{\omega}^{n}\right|^{2}}{N} \qquad (12)$$

Коэффициент усиления эквивалентного усилителя равен

$$G_{rec} = \frac{\mathrm{P}_{iso2}^{\Sigma} - P_{iso1}^{\Sigma}}{k_B (\mathrm{T}_{iso2} - T_{iso1})} = \frac{\sum_{n=1}^{N} \left|\mathrm{H}_{\omega}^{n}\right|^{2}}{N} \qquad (13)$$

Для определения коэффициента усиления эквивалентного усилителя необходимо измерить 4 величины. Два значения спектральной плотности мощность шума на выходе АФАР и 2 значения яркостной температуры стенок РПМ T_{iso2} и T_{iso1}. Температура различных элементов АФАР: охлаждаемых модулей, излучателей, сумматора, фидерных линий может быть различной, но должна быть постоянной при 2-х измерениях с различной яркостной температурой. Измеренное значение коэффициента усиления соответствует некоррелированным (внутренним) шумам. Но на выходе АФАР присутствуют и усиленные внешние (коррелированные) шумы. Для их пересчета необходимо знать эквивалентный коэффициент усиления по когерентным сигналам.

Рассмотрим прохождение когерентных сигналов по цепям АФАР. Пусть на антенну с направления (θ,φ) падает плоская волна с величиной вектора Пойтинга $\left|\overrightarrow{\Pi^{пад.}}\right|$ и волновым вектором

$$\vec{k} = -(\overrightarrow{x_0}u + \overrightarrow{y_0}v + \overrightarrow{z_0}\cos\theta), \tag{14}$$

где $u = \sin\theta\cos\varphi$ $v = \sin\theta\sin\varphi$. Положение излучателя с номером n в антенной решетке задается радиус-вектором $\overrightarrow{r_n}$. Амплитуда сигнала на выходе излучателя равна

$$U_{sig}^{n} = \sqrt{A_{n,\max}^{эфф}\left|\overrightarrow{\Pi^{пад.}}\right|} f_n(\theta,\varphi)\exp(-(\vec{k} * \overrightarrow{r_n})) \tag{15}$$

Здесь $f_n(\theta,\varphi)$ - нормированная диаграмма направленности (ДН) излучателя по амплитуде в составе решетки, а $A_{n,\max}^{эфф}$ - эффективная поверхность в составе антенной решетки n-го излучателя в направлении нормали. Этот сигнал усиливается МШУ с коэффициентом усиления H_{ω}^{n}, и ослабляется в сумматоре пропорционально элементу матрицы рассеивания $S_{\Sigma n}$. Суммарная амплитуда на выходе сумматора:

$$U_{sig}^{n} = \sum_{n=1}^{N}\sqrt{A_{n,\max}^{эфф}\left|\overrightarrow{\Pi^{пад.}}\right|} f_n(\theta,\varphi)\,\mathrm{H}_{\omega}^{n}\,S_{\Sigma n}\exp(-(\vec{k} * \overrightarrow{r_n})) \tag{16}$$

Будем считать эффективную поверхность всех излучателей одинаковой. Тогда для суммарной мощности на выходе АФАР получим

$$\mathrm{P}_{sig}^{n} = \left|U_{sig}^{n}\right|^2 = A_{n,\max}^{эфф}\left|\overrightarrow{\Pi^{пад.}}\right|\left|f_n(\theta,\varphi)\right|^2\frac{1}{N}\left|\sum_{n=1}^{N}\mathrm{H}_{\omega}^{n}\exp(-(\vec{k} * \overrightarrow{r_n}))\right|^2 \tag{17}$$

С учетом (13) это выражение можно преобразовать

$$\mathrm{P}_{sig}^{\Sigma} = NA_{n,\max}^{эфф}\left|\overrightarrow{\Pi^{пад.}}\right|\left|f_n(\theta,\varphi)\right|^2\frac{\left|\sum_{n=1}^{N}\mathrm{H}_{\omega}^{n}\exp(-(\vec{k} * \overrightarrow{r_n}))\right|^2}{\left|\sum_{n=1}^{N}\mathrm{H}_{\omega}^{n}\right|^2}G_{rec}\frac{\left|\sum_{n=1}^{N}\mathrm{H}_{\omega}^{n}\right|^2}{N\sum_{n=1}^{N}\left|\mathrm{H}_{\omega}^{n}\right|^2} \tag{18}$$

В итоге получаем

$$\mathrm{P}_{sig}^{\Sigma} = A_{sum}^{эфф.}\left|\overrightarrow{\Pi^{пад.}}\right|\left|f^{АФАР}(\theta,\varphi)\right|^2 G_{rec}\eta \tag{19}$$

Здесь $\mathrm{A}_{sum}^{эфф.} = N\,\mathrm{A}_{n\max}^{эфф.}$ суммарная эффективная поверхность всех излучателей антенны, $\left|f^{АФАР}(\theta,\varphi)\right|^2$ - нормированная ДН всей АФАР, равная

$$\left|f^{АФАР}(\theta,\varphi)\right|^2 = \left|f_n(\theta,\varphi)\right|^2\frac{\left|\sum_{n=1}^{N}\mathrm{H}_{\omega}^{n}\exp(-(\vec{k} * \overrightarrow{r_n}))\right|^2}{\left|\sum_{n=1}^{N}\mathrm{H}_{\omega}^{n}\right|^2} \tag{20}$$

$$\eta = \frac{\left|\sum_{n=1}^{N} \mathrm{H}_{\omega}^{n}\right|^{2}}{N\sum_{n=1}^{N}\left|\mathrm{H}_{\omega}^{n}\right|^{2}},$$

Коэффициент (21)

не зависит от направления и равен 1 только, когда коэффициенты усиления МШУ всех каналов одинаковы, что с учетом свойств распределителя соответствует равномерному амплитудному распределению в АФАР. Если же распределение носит спадающий характер, η<1. Таким образом, этот коэффициент связан с амплитудным распределением в антенной решетке и должен быть отнесен к пассивной антенне. Введя эффективную поверхность с учетом амплитудного распределения

$$A_{AФAP}^{эфф.} = \eta A_{sum}^{эфф.} = \eta N A_{n,\max}^{эфф} \tag{22}$$

получим итоговую формулу для мощности когерентных сигналов на выходе АФАР

$$\mathrm{P}_{sig}^{\Sigma} = A_{AФAP}^{эфф.}\left|\overrightarrow{\Pi^{наб.}}\right|\left|f^{AФAP}(\theta,\varphi)\right|^{2} G_{rec} \tag{23}$$

Соответствующая этой формуле эквивалентная схема АФАР показана на рис.2б. Пассивная решетка в этой схеме имеет реальную нормированную ДН АФАР и эффективную поверхность, учитывающее произвольное амплитудное распределение. Коэффициент усиления эквивалентного приемника по когерентным сигналам оказывается таким же, как и для некоррелированных шумов. Это позволяет все шумы на выходе, не подразделяя их на коррелированные и некоррелированные, пересчитывать с одним и тем же коэффициентом усиления G_{rec}. Поэтому, для определения шумовых параметров АФАР, размещенной в реальных условиях, необходимо измерить на выходе АФАР спектральную плотность мощности шума P^{Σ} и разделить ее на G_{rec}:

$$T_{sys} = \frac{P^{\Sigma}}{k_B G_{rec}} \tag{24}$$

Далее системный коэффициент шума АФАР определяется по формуле (3).

Методика измерения шумовых характеристик состоит из 2-х этапов. Первоначально АФАР размещают в БЭК, имеющей температуру стенок T_{iso2} и измеряют спектральную мощность шума на выходе АФАР P_{iso2}^{Σ}. Поскольку в БЭК изменить температуру стенок в значительных пределах проблематично, второе измерение проводят на открытой площадке, направляя антенну вертикально вверх в "холодный" участок неба. Значение яркостной температуры T_{iso1} обычно не велико и составляет 10-150К. Если этим значением пренебречь, ошибка измерений составит примерно 5%, что для практики вполне допустимо. Более точное определение T_{iso1} можно выполнить с помощью одноканальной приемной измерительной системы с калиброванными антенной и приемником. Процедура измерений шумовых параметров для антенны L диапазона приведена в [7].

При выполнении измерений спектральной мощности на выходе АФАР на открытой площадке необходимо принять меры для экранирования теплового излучения земли и индустриальных помех. Для этого вокруг стенда размещают сетчатый или металлический экран. В X диапазоне индустриальные помехи практически отсутствуют. Но с понижением частоты уровень помех возрастает, особенно он становится велик в L диапазоне, из-за работы телефонных станций. В этом случае измерения на открытой площадке могут оказаться не возможными.

5. Заключение

В работе теоретически обоснована методика измерения коэффициента шума и шумовой температуры АФАР. Параметры одноканальной эквивалентной схемы АФАР, пригодной, как для шумовых так и гармонических сигналов, измеряются по шумовым сигналам в БЭК и на открытой площадке, при направлении антенны в "холодный" участок неба. Работа является актуальной, так как системный коэффициент шума АФАР является ее важнейшим параметром.

6. Благодарности

Автор благодарен Ю.И. Белому за постановку в АО "НИИП имени В.В.Тихомирова" НИР, посвященной этой теме.

Литература

1. Гостюхин В.Л., Трусов В.Н., Гостюхин А.В. Активные фазированные решетки. Под ред. Гостюхина В.Л. М.: Радиотехника, 2011.
2. Bhattacharyya A.K. Phased Array Antennas. Floquet Analysis, Synthesis, BFNs, and Active Array Systems. A John Wiley & sons, Inc., 2006.
3. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны. М.: Энергия, 1975.
4. Warnick K.F., Maaskant R., Ivashina M.V., Davidson D.B., .Jeffs B.D. Phased Arrays for Radio Astronomy, Remote Sensing and Satellite Communications. Cambridge university press, 2018.
5. Warnick K.F. Antenna Terms and Measurement Techniques for Active Receiving Arrays. IEEE International symposium on antennas and propagation, 2017, p. 2059-2060.
6. Цейтлин Н.М. Антенная техника и радиоастрономия. М.: Сов.радио, 1976 г.
7. Chippendale A.P., Hayman D.B., Hay S.G. Measuring Noise Temperatures of Phased Array Antennas for Astronomy at CSIRO. Astronomical society of Australia (PASA), 2014

References

1. Gostuhin, V.L., Trusov, V.N., Gostuhin, A.V. Active antenna arrays M: Radiotechnics , 2011.
2. Bhattacharyya A.K. Phased Array Antennas. Floquet Analysis, Synthesis, BFNs, and Active Array Systems. A John Wiley & sons, Inc., 2006.
3. Markov, G. T., Sazonov, D. M. Antennas. M.: Energy, 1975.
4. Warnick K.F., Maaskant R., Ivashina M.V., Davidson D.B., .Jeffs B.D. Phased Arrays for Radio Astronomy, Remote Sensing and Satellite Communications. Cambridge university press, 2018
5. Warnick K.F. Antenna Terms and Measurement Techniques for Active Receiving Arrays. IEEE International symposium on antennas and propagation, 2017, p. 2059-2060.
6. Caitlin, N.M. Antennas and radio astronomy. M.: Sov. radio, 1976.
7. Chippendale A.P., Hayman D.B., Hay S.G. Measuring Noise Temperatures of Phased Array Antennas for Astronomy at CSIRO. Astronomical society of Australia (PASA), 2014
8.

МНОГОПОЗИЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ НАБЛЮДЕНИЯ И ПОСАДКИ ВОЕННОГО АЭРОДРОМА

Е. С. Перевозов

ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), РФ

Аннотация. Обоснована целесообразность использования в составе автоматизированной системы управления полетами военного аэродрома многопозиционных систем управления и посадки. Приведена схема размещения основных элементов системы, алгоритмы расчета координат воздушных судов, предложены режимы работы, сформулированы важные достоинства таких систем по сравнению с однопозиционными.

Ключевые слова: первичные и вторичные радиолокаторы; воздушное судно; многопозиционная система наблюдения.

MULTI POSITION SURVEILLANCE AND LANDING SYSTEMS AT THE MILITARY AIRDROME

E. S. Perevozov

Military Educational and Scientific Center of the Air Force « Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy» (Voronezh), RF

Abstract. The application of the multi position control and landing system as a part of the automatic flight control system at the military airdrome is proved. The scheme of the location of its primary elements, calculation algorithms of the positional coordinates of the military aircraft, operation modes, primary advantages of such systems in comparison with a single positional ones are considered.

1. Введение

В системах управления воздушным движением различных ведомств РФ в качестве основных датчиков информации о положении воздушных судов (ВС) в воздухе используются первичные и вторичные радиолокаторы. Применение этих средств предполагает существенные расходы на их приобретение, ремонт и эксплуатацию. Для обеспечения боевых действий авиации могут использоваться средства различного применения: стационарные, мобильные, высокомобильные [1]. Для систем второго и третьего типа могут использоваться как традиционные системы связи, управления и радиотехнического обеспечения, так и системы с использованием новых информационных технологий. К числу таких систем можно отнести многопозиционные системы наблюдения и посадки [2, 3, 4]. В отличии от известных систем вторичной радиолокации последние существенно выигрывают в экономичности, мобильности, без потери качества функционирования (большие дальности обнаружения, высокая точности измерения координат (единицы метров)), имеют высокую живучесть (объекты распределены по аэродрому).

2. Многопозиционные системы наблюдения и посадки военного аэродрома

В документах ИКАО, Федеральных авиационных правилах РФ такие системы рекомендованы к использованию и получили название MLAT (многопозиционная

система наблюдения (МПСН) (мультилатерация)) [5, 6]. Схема размещения многопозиционной системы наблюдения и посадки приведена на рисунке 1.

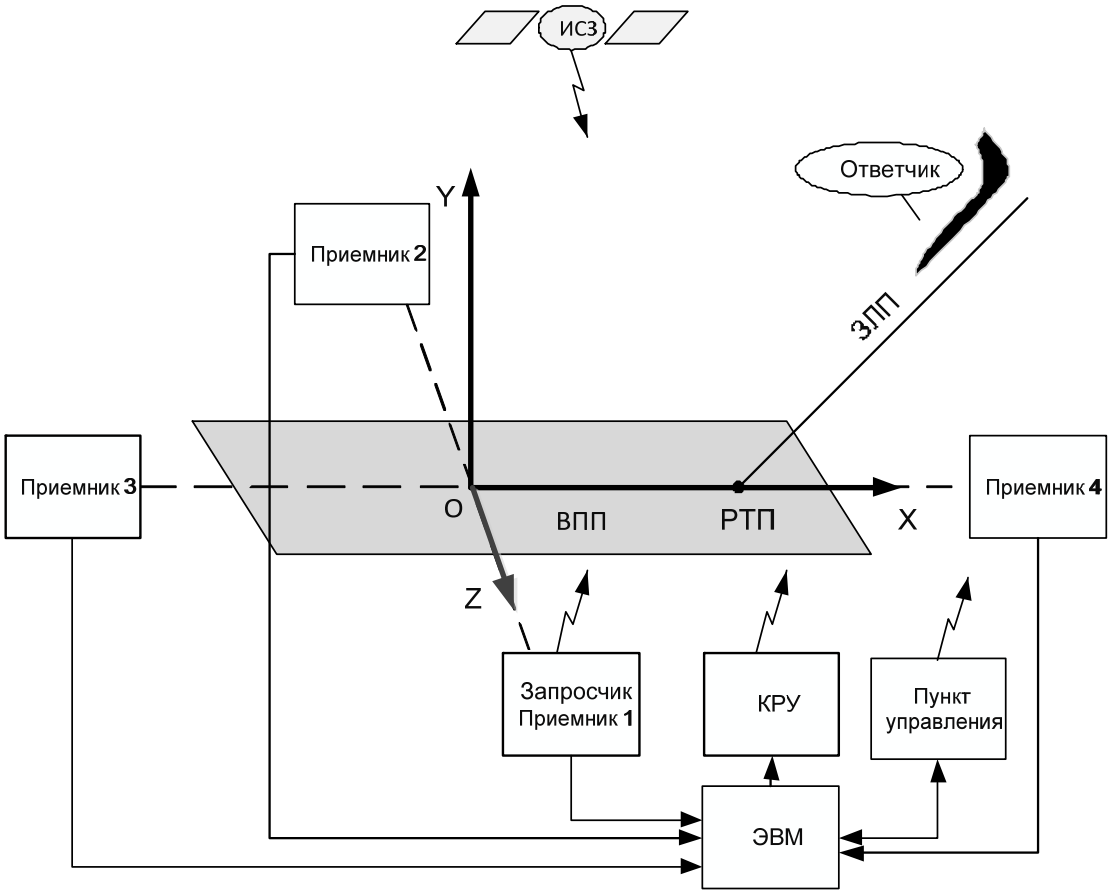


Рис.1. Размещение многопозиционной системы наблюдения и посадки на аэродроме

Приемники 1 и 2 располагают перпендикулярно оси взлетно-посадочной полосы (ВПП), а 3 и 4 – на оси ВПП. Таким образом, приемники на поверхности аэродрома образуют букву “Т”. Местоположение всех приемников точно определено в аэродромной декартовой системе координат. Современные геодезические приборы позволяют делать привязку с точностью до единиц сантиметров. Такие системы не требуют большого времени на свертывание и развертывание, могут применяться при частой смене мест базирования. Применение таких систем целесообразно на аэродромах временного базирования, вертолетных площадках, аэродромах со сложным рельефом местности. Наземный запросчик и все приемники ответных сигналов синхронизируются сигналами системы единого времени со спутников ГЛОНАСС, GPS. Обмен информацией между ЭВМ, запросчиком и приемниками на земле может быть реализован различными способами: оптико-волоконные линии, широкополосный Wi-Max, Wi-Fi, Ethernet. Наземный запросчик формирует запросные сигналы (в формате RBS – A, C), бортовой ответчик в соответствии с поступившими запросными сигналами формирует кодированные ответные сигналы, которые принимаются приемниками 1…4,

выполняются процедуры усиления, декодирования, измерения моментов прихода ответных сигналов ti, трансляция принятых пакетов информации в ЭВМ. Для расчета в ЭВМ численными методами координат пространственного положения ВС x, y, z в прямоугольной декартовой системе координат OXYZ используются измеренные разности дальностей (временных интервалов τij в задержках ответных сигналов относительно запросчика) между ответчиком и ij парой приемников:

$$t_{12}c = ((x - x_{м1})^2 + (y - y_{м1})^2 + (z - z_{м1})^2)^{\frac{1}{2}} - ((x - x_{м2})^2 + (y - y_{м2})^2 + (z - z_{м2})^2)^{\frac{1}{2}}; \quad (1)$$

$$\tau_{13}c = ((x - x_{м1})^2 + (y - y_{м1})^2 + (z - z_{м1})^2)^{\frac{1}{2}} - ((x - x_{м3})^2 + (y - y_{м3})^2 + (z - z_{м3})^2)^{\frac{1}{2}}; \quad (2)$$

$$\tau_{14}c = ((x - x_{м1})^2 + (y - y_{м1})^2 + (z - z_{м1})^2)^{\frac{1}{2}} - ((x - x_{м4})^2 + (y - y_{м4})^2 + (z - z_{м4})^2)^{\frac{1}{2}}; \quad (3)$$

$$\tau_{34}c = ((x - x_{м3})^2 + (y - y_{м3})^2 + (z - z_{м3})^2)^{\frac{1}{2}} - ((x - x_{м4})^2 + (y - y_{м4})^2 + (z - z_{м4})^2)^{\frac{1}{2}}; \quad (4)$$

где $\tau_{12} = t_1 - t_2$, $\tau_{13} = t_1 - t_3$, $\tau_{14} = t_1 - t_4$, $\tau_{34} = t_3 - t_4$, c – скорость света; t_1, t_2, t_3, t_4 – время прихода ответного сигнала на соответствующий приемник после излучения запросного сигнала; $x_{мi}, y_{мi}, z_{мi}$ – известные координаты приемников ответных сигналов.

Точность фиксации τ_{ij} теоретически может достигать единиц наносекунд. Координаты установки запросчика и приемников $x_{мi}, y_{мi}, z_{мi}$ на аэродроме известны с высокой точностью и введены в ЭВМ. На мониторах плановых индикаторов пункта управления (ПУ) отображаются: отметки треков ВС, бортовой номер, высота полета, путевая скорость, прогнозируемое положение ВС через установленный интервал времени. Для коррекции траектории полета ВС в ближней зоне аэродрома группа руководства полетами через радиосредства ПУ передает соответствующие команды управления (КРУ – командная радиолиния управления). При использовании такой системы на этапе посадки возможны три режима управления: ручной, директорный, автоматический. В автоматическом режиме управление ВС выполняет система автоматического управления (САУ). В этом случае из контура управления исключаются как ГРП на ПУ, так и летчик, исключаются ошибки пилотирования за счет человеческого фактора. На заключительном этапе захода на посадку, когда ВС находится в пределах ВПП, для вычисления отклонений от заданной траектории в вертикальной плоскости используются показания высокоточного высотомера малых высот ВС, измеряющего высоту от уровня поверхности ВПП. Для обеспечения необходимой точности измерения координат ВС (до единиц метров) в многопозиционной системе с использованием разностно-дальномерного метода необходимо выполнить ряд условий: для получения трех координат ВС необходимо не менее четырех приемных позиций; приемники ответных сигналов по бокам от ВПП должны быть размещены относительно оси X (ось ВПП) на расстоянии не менее 500 метров, а относительно торца ВПП – не менее 400 метров [2].

При управлении воздушным движением государственной авиации в системах вторичной радиолокации могут применяться следующие режимы: УВД, РСП, П-35, RBS (A, A/C), S (дискретно-адресный режим). В этом случае на ВС должны устанавливаться новые ответчики типа СО-96.

В системах вторичной радиолокации военного предназначения используются также форматы сигналов IV и VI режимов единой системы государственного радиолокационного опознавания (ЕС ГРЛО).

В связи с интенсивным развитием технологии АЗН-В эти системы нашли применение в многопозиционных аэродромных системах наблюдения в качестве отдельного режима при обработке ответных сигналов в режиме S с функцией расширенного наблюдения АЗН-В 1090 ES (1090 – ответные сигналы на частоте 1090 МГц, ES - расширенный сквиттер для реализации АЗН-В). В ответном сигнале, кроме информации в режимах А и С, содержится высоко точная информация о координатах, параметрах движения, ближайших намерениях (следующем пункте маршрута и заданной высоте). Высокая точность местоположения обусловлена применением для этих целей на борту ВС систем спутниковой навигации (ГНСС, GPS, и др.). Применение таких систем в режиме S позволило решить ряд важных проблем: получить необходимые зоны наблюдения (обнаружения) с учетом рельефа местности и особенностей аэродрома; исключить явление “мертвой зоны” (воронки), проявляющейся в первичных и вторичных РЛС; высокая точность координат независимо от дальности и высоты полета ВС; высокий темп обновления информации (не более 1 сек); высокая пропускная способность системы из-за исключения взаимных помех от других ответчиков в дискретно-адресном режиме; малые габариты и вес; низкая потребляемая энергия при малой мощности передатчика запросчика; низкая стоимость наземной аппаратуры по сравнению с радиолокаторами. Такая многопозиционная система наблюдения может использоваться как для наблюдения и опознавания ВС (во время полета в районе аэродрома, при взлете и посадке, так и во время руления и стоянки), а также транспортных средств (ТС) и наземных объектов, оборудованных ответчиками, находящихся на аэродроме. Каждому маяку присваивается уникальный идентификатор, который передается в составе ответного сообщения.

ИКАО вводит понятия следующих МПСН: WAM - широкозонная система мультилатерации, для наблюдения в воздушном пространстве при выполнении полетов по маршрутам; MLAT – система наблюдения для мониторинга воздушного пространства в районе аэродрома или наземного движения в аэропорту.

Применение многопозиционных систем в режиме S с функцией расширенного наблюдения АЗН-В 1090 ES позволят использовать оптимальные траектории полета в аэродромной зоне, повысить пропускную способность аэродрома, уменьшить экономические затраты на выполнение полетов (заход на посадку без выполнения навигационной “коробочки”, можно использовать сокращенные нормы вертикального эшелонирования, сокращение времени речевого обмена ГРП на управление ВС, автоматизация при обработке получаемой информации на КДП, введение режимов директорного и автоматического управления ВС).

В качестве недостатка многопозиционных систем в режиме S с функцией расширенного наблюдения АЗН-В 1090 ES необходимо отметить возможность имитации сообщений АЗН-В с хулиганскими, террористическими целями, преднамеренное искажение информации в системах управления государственной авиации, выход из строя бортового оборудования или системы глобальной спутниковой навигации. Возникает задача независимой проверки координатных данных, присылаемых с борта ВС в этом режиме. Её можно решить путем предварительного решения в МПСН аэродрома алгоритмов (1) – (4). Если высокоточные данные координат ВС, полученных с использованием алгоритмов (1) – (4) считать эталонными, и координаты полученные от двух систем наблюдения, интерполированные на один и тот же момент времени, примерно равны, то данные о местоположении ВС режима АЗН-В 1090 ES считаются достоверными. Безопасное использование информации АЗН-В в наиболее ответственных зонах наблюдения должно предполагать возможность независимого (от бортовой навигационной системы и ГНСС) измерения координат ВС.

3. Заключение

Применение многопозиционных систем наблюдения и посадки, при управлении ВС на военном аэродроме, отвечает основному показателю сложных систем «эффективность - стоимость». В отличие от однопозиционных систем, в многопозиционных при меньших аппаратурных затратах расширяются функциональные возможности: зоны обнаружения, точность измерения координат и параметров движения ВС, экономические показатели. Однако эффективное применение таких систем предполагает комплексное использование систем как наземного, так воздушного и космического эшелонов.

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, 2011, - С. 126 –129.
2. Многопозиционная система посадки воздушных судов. Патент РФ №2489325 от 30.08.2011.
3. Аэродромная многопозиционная система наблюдения “Тетра”. http://www.lemz.ru. 28.05.2014.
4. Прохоров А.В., Столяров Г.В., Бондарь Д.С. Анализ состояния и оценка возможности реализации средств многопозиционных систем наблюдения для аэродромных АС УВД. Научный вестник МГТУ ГА, 2013, №193, - С.64 – 69.
5. Циркуляр ИКАО 326-AN/188. Оценка наблюдения с использованием систем ADS-B и мультилатерации в целях обеспечения обслуживания воздушного движения и рекомендации по их внедрению. Монреаль: ИКАО, 2013.
6. Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация. М.: Радио и связь, 1993. - 416 с.

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. – p. 126 – 129.
2. Multi position landing system. Patent RF №2489325 dated to 30.08.2011.
3. Multi position surveillance system “tetra”. http://www.lemz.ru. 28.05.2014.
4. Prokhorov A.V., Stoliarov G.V., Bondar D.S. Status and assessment of the possibility of implementing multi-position surveillance systems for ATC aerodrome systems. Scientific Bulletin of MSTUCA, 2013, No. 193, P. 64 – 69.
5. ICAO Manual 326-AN/188. Assessment of surveillance using ADS-B and multilateration systems to provide air traffic services and recommendations for their implementation. Montreal: ICAO, 2013.
6. CherniakV.S. Multipositioal Radiolocation. M.: Radio and communication, 1993.- 416 p.

НАКОПЛЕНИЕ СИГНАЛОВ ОТ ЦЕЛЕЙ В ДВУХПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ПРИ ЛОКАЦИИ «НА ПРОСВЕТ»

В. А. Гребенник[1], А. И. Назаров[1], И. В. Перцев[1], А. Б. Силантьев[1], Д. Д. Узденов[1]

[1]Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны (ЯВВУ ПВО), Ярославль, Российская Федерация

Аннотация. Анализируется процесс обнаружения движущихся целей в двухпозиционной радиолокационной станции при локации «на просвет». Обнаружение происходит в пределах зоны теневого рассеяния и основано на анализе амплитудных флуктуаций «прямого» сигнала. Установлено, что сигнал, формируемый с учетом влияния среды распространения и отражения от подстилающей поверхности, повержен мешающим флуктуациям. Оптимальное обнаружение предполагает длительное накопление сигнала в течение всего интервала пребывания цели в зоне действия радиолокатора. Показано, что при обнаружении движущихся целей на фоне флуктуирующего «прямого» сигнала целесообразно решать единую задачу обнаружения-измерения. Предлагается принимать решение об отсутствии или наличии целей по результатам обнаружения и предварительной оценки траекторий их движения с использованием технологий «track-before-detect».

Ключевые слова: двухпозиционная радиолокационная станция, локация “на просвет», линия базы, теневая область, прямой сигнал, частота Доплера, флуктуации сигнала, закон распределения, обнаружение-измерение, сопровождение, завязка трасс.

ECHO-SIGNAL INTEGRATION IN FORWARD SCATTERING RADAR

V. A. Grebennik[1], A. I. Nazarov[1], I. V. Pertsev[1], A. B. Silantyev[1], D. D. Uzdenov[1]

[1]Yaroslavl Higher Military School of Antiaircraft Defense (YHMC AAD), Yaroslavl, Russian Federation

Abstract. We analyze detection of moving targets in forward scattering radar. The detection is realized within the zone of shadow scattering and is based on the analysis of amplitude fluctuations of direct signal. It was revealed that the signal being formed taking into account the influence of propagation medium and surface reflection was impacted by clutter fluctuations. The optimum detection means long signal accumulation during the whole interval when a target is located in the radar control area. It is shown that by the detection of moving targets in presence of direct signal fluctuations it is necessary to solve one whole problem of detection-estimation (measurement). We offer to decide whether there are targets or not using the results of detection and forward estimations of moving targets trajectories obtained by “track-before-detect” method.

Keywords: bistatic radar, forward scattering radar, base line, shadow area, direct signal, Doppler shift frequency, signal fluctuations, detection.

1. Введение

Двухпозиционная радиолокация «на просвет» по-прежнему представляется одним из эффективных способов обнаружения малоразмерных и слабоотражающих целей. В последние годы в качестве таких целей всё чаще рассматривают беспилотные летательные аппараты. Как объект радиолокации (ОЛ) они характеризуются крайне малой эффективной площадью рассеяния (ЭПР). Сложность выделения слабых эхо-сигналов многократно возрастает в условиях влияния мощных мешающих сигналов от

местных предметов и подстилающей поверхности. Интерес к двухпозиционным радиолокационным станциям (ДП РЛС) связан также с их дополнительными достоинствами, такими как повышенные скрытность и живучесть. Обнаружение при локации «на просвет» основано на анализе амплитудных флуктуаций сигнала в пункте приема. Качество обнаружения в этих условиях может быть повышено за счет доплеровской фильтрации сигналов от целей. Установлено [1], что частота флуктуаций сигналов равномерно движущихся целей, пересекающих линию базы, меняется с течением времени по закону, близкому к линейному. Оценка зависимости изменения частоты позволяет также косвенными методами определять координаты целей [1]. В таком случае речь идет о решении на первом этапе задачи обнаружения и лишь на втором – задачи измерения [2]. Флуктуации сигнала в пункте приема могут быть обусловлены как наличием движущихся целей, так и замираниями «прямого» сигнала иного происхождения. Данная ситуация имеет место, когда условия прямой видимости между передатчиком и приемником реализованы не в полной мере, а передатчик или приемник находятся на подвижном носителе. Получить в этом случае приемлемые показатели качества обнаружения можно за счет увеличения времени наблюдения. В [3] для решения задач обнаружения предлагается реализовать длительное накопление сигнала за счет применения дисперсионных фильтров. Однако параметры оптимальных фильтров должны быть согласованы с характеристиками сигналов, которые априори неизвестны.

Предлагается и анализируется алгоритм обнаружения, основанный на решении единой задачи обнаружения-измерения. Для решения задач такого рода используют технологии [4,5], получившие в иностранной литературе с начала 1990-х годов название «track-before-detect» (TBD). Они позволяют принимать решение об отсутствии или наличии целей по результатам обнаружения (завязки) траекторий и предварительной оценки параметров их движения. Ряд вопросов обнаружения целей в ДП РЛС с использованием технологий TBD исследован недостаточно. Представляют практический интерес нерешенные до сих пор вопросы оптимального обнаружения сигналов движущихся целей на фоне флуктуирующего «прямого» сигнала.

2. ФОРМИРОВАНИЕ СИГНАЛА И ОБНАРУЖЕНИЕ ЦЕЛЕЙ ПРИ ЛОКАЦИИ «НА ПРОСВЕТ»

Рассмотрим задачу обнаружения-измерения применительно к ДП РЛС с обнаружением целей «на просвет». Пусть объект локации (аэродинамическая цель), перемещаясь прямолинейно и равномерно, пересекает линию базы на определенной высоте между удаленными друг от друга приемником и передатчиком ДП РЛС.

Радиолокационные системы обычно отличаются процессом формирования сигналов в пункте приема. В «просветной» ДП РЛС, в отличие от однопозиционной РЛС, где эхо-сигнал цели представляет собой несколько видоизменённый зондирующий сигнал, формирование сигнала от цели происходит в процессе длительного взаимодействия движущегося ОЛ с «прямым» сигналом.

Основные эффекты (явления), которые следует учитывать в процессе формирования сигнала (рис. 1):

1. Явление вторичного излучения.
2. Формирование (деформация) сигнала движущейся целью.
3. Влияние среды на процесс формирования принимаемого сигнала.

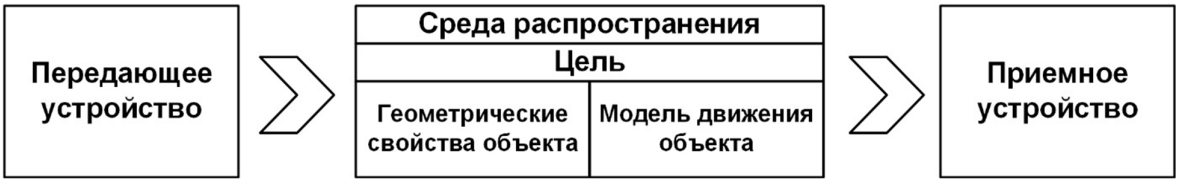


Рис. 1. Формирование эхо-сигнала цели с учетом свойств ОЛ, его модели движения и среды распространения.

При рассеянии «вперед» из-за действия принципиально иного механизма формирования вторичного излучения, зона обнаружения бистатической «просветной» РЛС в основном определяется зоной теневого рассеяния (по сути, геометрией ДП РЛС, длиной волны, формой и геометрическими размерами объекта локации). Об этом свидетельствуют результаты большого количества теоретических и экспериментальных исследований [1]. По мере приближения значения бистатического угла к $180°$ двухпозиционная ЭПР быстро нарастает, приближаясь к известному предельному значению [1]

$$\sigma_{180} = 4\pi \frac{S_T^2}{\lambda^2}, \qquad (1)$$

где S_T – площадь теневой апертуры объекта локации, λ – длина волны ДП РЛС.

Как следствие, цель даже относительно малых размеров или обладающая слабоотражающими свойствами будет с высокой вероятностью обнаружена в глубине зоны действия ДП РЛС, то есть вблизи линии базы. Поэтому больший интерес представляет вопрос в другой постановке: насколько зона обнаружения может быть расширена и приближена к зоне теневого рассеяния за счет применения в устройстве обработки алгоритмов обнаружения, близких к оптимальным.

Синтез обнаружителя любой радиотехнической системы базируется на известной или предполагаемой модели сигнала. При радиолокации «на просвет» входной сигнал можно представить как результат интерференционного взаимодействия «прямого» сигнала и сигнала, обусловленного наличием объекта локации. Результирующий сигнал представляет собой суперпозицию «прямого» (сигнала от передатчика) и переизлученного сигналов, так называемые «биения». Из теории радиолокации известно, что улучшение характеристик обнаружения напрямую связано с увеличением энергии обрабатываемого сигнала, которая пропорциональна его длительности.

Группой ученых ННИИРТ (г. Нижний Новгород) во главе с Бляхманом А.Б. предложена структура приемного устройства [1], в котором при обнаружении «на просвет» (обнаружение целей в зоне тени) в ДП РЛС спектральному анализу после

вычитания постоянной составляющей подвергается сигнал с выхода амплитудного детектора (рис. 2).

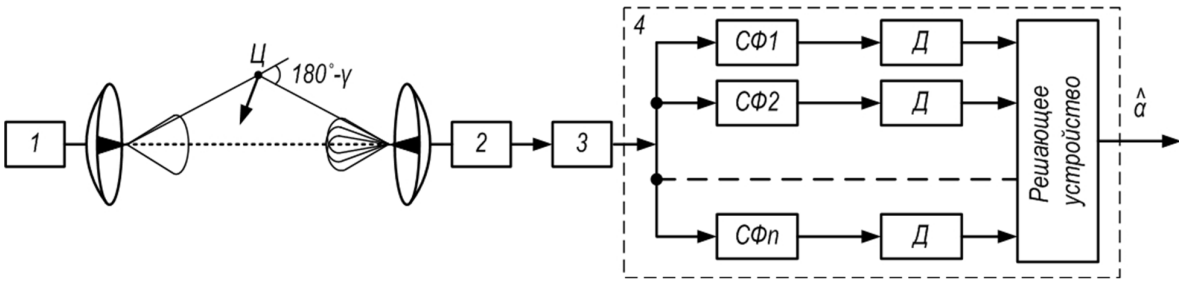


Рис. 2. Функциональная схема ДП РЛС с фильтровым многоканальным обнаружителем – измерителем частоты.: Ц- цель; 1- передатчик; 2 – высокочастотная часть приемного устройства; 3 – амплитудный детектор; 4 – устройство обнаружения-оценки частоты Доплера

В известной работе А.Б. Бляхмана и др. приведены расчеты [1], позволяющие оценить вероятность ложной тревоги и, следовательно, определить порог для обнаружителя ДП РЛС. Необходимо отметить, что результаты получены в предположении аддитивного воздействия на приемное устройство гауссовского «белого» шума. При этом флуктуации уровня прямого сигнала, обусловленные иными мешающими факторами, в работе не учитывались.

Так называемый «прямой» сигнал, поступающий на вход приемного устройства в отсутствии цели, может быть обусловлен не только выполнением условий прямой видимости, но также рефракцией волн за радиогоризонт или даже дальним тропосферным распространением. Этот сигнал подвержен амплитудным флуктуациям. Влияние флуктуаций на результирующий сигнал особенно заметно, если во время радиолокационного наблюдения передатчик или приемник перемещаются в пространстве, например, находятся на борту летательного аппарата или на другом подвижном носителе. Всё это обуславливает необходимость дальнейшего усложнения модели входного сигнала. Модель «прямого» сигнала в пункте приема должна учитывать медленные $B_{sl}(t)$ и быстрые $B_q(t)$ флуктуации (замирания) сигнала [6].

Для уменьшения влияния подобных флуктуаций в обнаружителе используется доплеровский анализ сигнала на выходе амплитудного детектора (рис. 2). Для этого с помощью узкополосных фильтров выделяются доплеровские частоты, а по сути, характерные изменения амплитуды, обусловленные движением цели. Для их эффективной селекции необходимо достаточно длительное накопление сигнала в полосовых фильтрах. Однако продолжительность накопления ограничена самой структурой сигнала от цели [1]. Сигнал от движущейся цели имеет в ДП РЛС характерную V-образную ЛЧМ структуру, то есть его частота непрерывно изменяется по закону, близкому к линейному. Воздействие такого рода сигнала на узкополосный фильтр вызывает переходной процесс, в результате которого отклик на выходе не всегда может успеть нарасти до уровня порога. При этом обнаружения цели на границе зоны

действия просветной ДП РЛС, то есть на краях «теневой» зоны, может не происходить (соответствующие фрагменты сигнала на рис. 2 выделены окружностями).

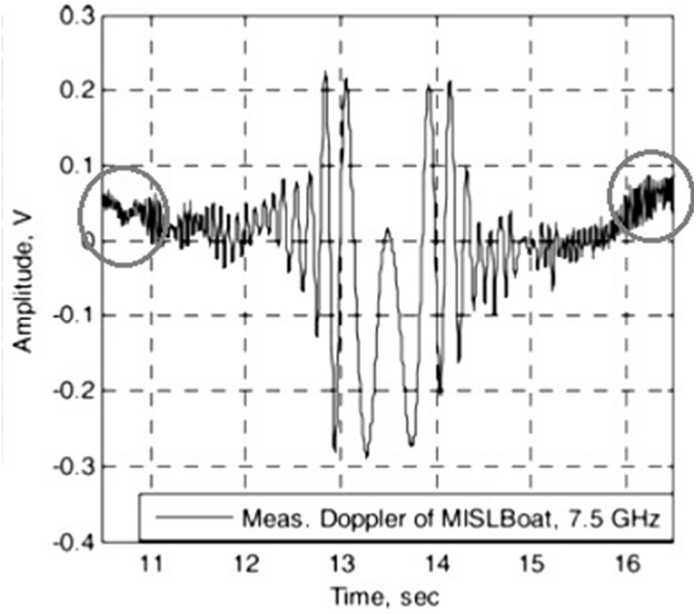


Рис. 3. Сигнал от цели на выходе детектора радиоприёмного устройства ДП РЛС [7]

Фильтрация сигналов медленно меняющейся частоты вблизи нулевой доплеровской частоты на первый взгляд может представляться более эффективной. Однако, обнаружение сигналов от медленно движущихся целей, происходит в области нулевых доплеровских частот, то есть там, где негативное влияние относительно медленных мешающих флуктуаций прямого сигнала особенно велико [7,8]. Общие вопросы согласованной фильтрации ЛЧМ сигналов исследованы и опубликованы в технической литературе достаточно подробно. Результаты свидетельствуют о необходимости согласования характеристик фильтров с частотно-временной зависимостью поступающего сигнала. Особенностью обработки сигналов в просветной ДП РЛС является априори неизвестная форма сигнала (закон изменения частоты и т.д.). Используя набор фильтров, по значению откликов на их выходах можно попытаться оценить степень совпадения параметров сигналов и фильтров.

В решающем устройстве в результате сравнения с порогом происходит обнаружение целей и предварительная оценка доплеровской частоты сигналов. Таким образом, обнаружитель-измеритель решает задачи обнаружения цели и измерения доплеровской частоты $F_д$. Доплеровская частота сигнала, обусловленная движением цели, является неизвестным информативным параметром сигнала, подлежащим оценке. В качестве устройства обнаружения и измерения частоты используется известный фильтровой многоканальный измеритель частоты. В аналоговом виде в таком устройстве предусмотрено наличие n частотных каналов с согласованными фильтрами и детекторами. Оценка доплеровской частоты грубо определяется по номеру канала с

максимальной амплитудой. Для реализации оптимальной обработки частотные характеристики фильтров должны быть согласованы с входными сигналами.

Количество и параметры фильтров в составе устройства обнаружения (количество точек БПФ при цифровой обработке) влияют на параметры обнаружения. Пусть для анализа определенного диапазона доплеровских частот используется *n* фильтров с полосой ΔF_o каждый. Полагая сигнал от цели в первом приближении линейно-частотно-модулированным [1] со скоростью изменения частоты β, можно определить среднее время «пребывания» мгновенной частоты сигнала от цели в пределах полосы прозрачности одного из фильтров (рис. 4).

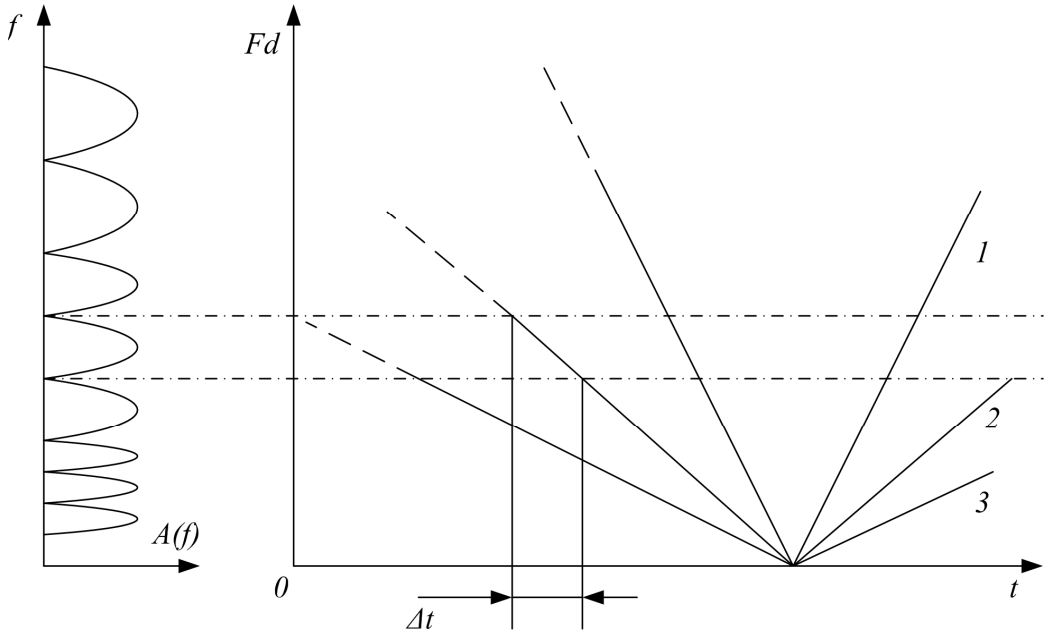


Рис. 4. Изменение мгновенной частоты сигнала от цели и частотные характеристики полосовых фильтров устройства обработки

Длительность переходных процессов на выходе аналогового фильтра зависит от его полосы пропускания. Обнаружения скоростной цели может не произойти, если за время $\Delta t = 2\Delta\omega_o / \beta$ сигнал на выходе полосового фильтра не успеет нарасти и достичь порогового уровня. Зная длительность переходных процессов $t_{уст} \cong 3\tau$ в узкополосном фильтре, нетрудно определить требования к полосе пропускания каждого фильтра в составе устройства обнаружения

$$\Delta t \geq 3\tau = \frac{3}{\Delta\omega_o}, \qquad (1)$$

откуда

$$\frac{2\Delta\omega_o}{\beta} \geq \frac{3}{\Delta\omega_o}, \qquad 2\pi\Delta F_o \geq \sqrt{1{,}5\cdot\beta}, \tag{2}$$

где τ – постоянная времени длительность полосового фильтра.

Огибающая сигнала на выходе фильтра при относительно низкой скорости изменения частоты представляет собой обычную резонансную кривую, снимаемую в стационарном режиме. С уменьшением параметра $\Delta\omega_o / \sqrt{\beta}$ (с увеличением β) резонансная кривая размывается и становится несимметричной. Кроме того, непосредственно при проходе частоты $F_\partial(t)$ через резонансную частоту фильтра при достаточно высокой скорости β в огибающей выходного сигнала наблюдаются осцилляции. Это объясняется сложением вынужденных колебаний с собственными колебаниями узкополосных фильтров.

Таким образом, обнаружитель на основе узкополосных полосовых фильтров не позволяет реализовать длительное накопление и оптимальное обнаружение протяженного частотно-модулированного сигнала от цели.

3. Реализация обнаружителя при локации на просвет с использованием технологий TBD

Для эффективного обнаружения малоразмерных целей на краю зоны необходимо тесное взаимодействие этапов обнаружения и измерения, следовательно, необходимо реализовать не последовательное, а совместное решение задачи обнаружения-измерения. Когда изменением параметров за время наблюдения пренебречь нельзя, оптимальное обнаружение в ДП РЛС предполагает решение задачи обнаружения-измерения второго вида [2]. При этом для нахождения оптимальных алгоритмов обнаружения-измерения требуется принятие определенных моделей изменения во времени измеряемого параметра. На практике чаще всего используют марковские дискретные или непрерывные модели, задача при этом сводится к многоэтапному следящему обнаружению-измерению. После каждого шага обнаружения-измерения наряду с послеопытным распределением рассчитывается прогнозируемое распределение параметра на следующий шаг и соответствующее отношение правдоподобия. Если отношение правдоподобия превышает пороговое, принимается решение о наличии цели с одновременной выдачей параметров. Таким образом, обнаружение-измерение происходит в процессе завязки траекторий целей.

Одним из наиболее общих подходов к решению задачи является последовательная завязка трасс [9]. Разрозненные точки рассматриваются как новые трассы и экстраполируются на следующий временной шаг, после чего они объединяются с другими точками, чтобы сформировать более длинные трассы. Недостатки последовательного метода завязки трасс проистекают из последовательной природы поиска как такового. Экспериментальные данные с более поздних шагов измерения не

используются для уточнения принятия решения. Начальные «хорошие пары» могут быть легко отброшены при отсутствии дальнейших точек вдоль трассы. Более того, данный подход усложняется, если на трассе присутствуют значительные шумы. На основе многомерной гипотезы пытаются упростить эту задачу с помощью учета множества потенциальных трасс. Основная проблема – возможность высокого коэффициента ветвления, вызывающего значительную вычислительную нагрузку. В ДП РЛС при большом количестве превышений порога обнаружения на выходах доплеровских фильтров, связанных с флуктуациями «прямого» сигнала и наличием помех, реализация известной последовательной процедуры завязки трасс усложняется, происходит лавинообразное нарастание трасс-кандидатов [9].

Относительно широкий спектр быстрых флуктуаций «прямого» сигнала (единицы, десятки герц) может затруднять процедуру обнаружения малоразмерных, малоскоростных целей в ДП РЛС [7,8]. Любое изменение интенсивности «прямого» сигнала на входе приемника (рис. 2) может вызывать превышение порога на выходе одного или нескольких фильтров, то есть приводить к возникновению ложной тревоги в устройстве обнаружения. С увеличением времени наблюдения за целью естественным образом улучшаются энергетические ресурсы обработки, кроме того, параметры траектории служат дополнительным признаком для селекции помеховых сигналов. Существует множество алгоритмов обнаружения-измерения (завязки траекторий) [9]. При обнаружении малоразмерных объектов в условиях мешающих сигналов целесообразно использовать наиболее помехоустойчивые алгоритмы завязки трасс. Часть подобных алгоритмов в современной научной литературе носит название «track-before-detect», то есть обнаружение по результатам завязки трассы [4].

Анализ показывает, что оптимальное обнаружение в ДП РЛС с использованием технологий TBD может быть построено на основе следующей методики. На первом этапе с помощью спектрального анализа выполняется квазиоптимальная обработка, которая заключается в выделении сигналов на выходах цифровых фильтров. Таким образом, формируются отметки для последующего анализа. По результатам измерений требуется оценка зависимости $F_{\partial}(t)$. Она связана с использованием преобразования Фурье и её результатом является получение частотно-временных зависимостей или спектрограмм сигнала. Основная сложность получения оценки $\hat{\alpha}(t) = \hat{F}_{\partial}(t)$ – известная частотно-временная неопределенность преобразования Фурье, повышение точности оценки частоты приводит к снижению точности оценки времени и наоборот. Предлагаемые пути разрешения проблемы — использование многооконного преобразования Фурье или вейвлет-преобразования. Далее задача заключается в том, чтобы использовать известные методы обработки изображений для поиска прямых, то есть для решения задачи обнаружения (завязки) трасс малоразмерных, малоскоростных целей в ДП РЛС. Сигнал с выхода амплитудного детектора приемного устройства ДП РЛС (рис.2.) после соответствующего «оконного» пребразования Фурье представляется в виде частотно-временной зависимости или спектрограммы для последующего анализа

с целью обнаружения (завязки) трасс. Таким образом, обнаружение-измерение целей происходит в процессе завязки их траекторий в координатах частота-время.

Наиболее известный подход к решению задачи завязки трасс предполагает поиск трасс в параметрическом пространстве. Лежащий в основе этого подхода алгоритм базируется на известном преобразовании Хафа. При бинарном квантовании в каждую ячейку матрицы $\left[F_{\partial i}, t_i\right]$ записывается 1 или 0 в зависимости от результатов сравнения с порогом. Порог на первом этапе выставляется из условия обеспечения заданной вероятности ложной тревоги для каждого элемента разрешения. Методика определения порога достаточно подробно изложена в [4]. В соответствии с алгоритмом Хафа, каждая точка пространства (F_d, t) преобразуется в синусоидальную кривую в параметрическом пространстве.

Анализ метода обнаружения на основе преобразования Хафа показывает, что его эффективность в целом соответствует методам цифрового накопления по критерию «*n* из *M*». Ожидаемый прирост результирующей вероятности обнаружения позволит приблизить зону действия ДП РЛС к максимальной области теневого рассеяния при обнаружении малоразмерных и малоскоростных целей на фоне мешающих флуктуаций «прямого» сигнала. Выигрыш в характеристиках обнаружения будет обеспечиваться за счет значительного увеличения времени наблюдения за целью. Обнаружение трасс (целей) с помощью алгоритма Хафа необходимо проводить на выбранном определенным образом временном интервале. С увеличением времени наблюдения вероятность правильного обнаружения траекторий растет. Поэтому, анализируя работу алгоритма, необходимо оценивать также время, необходимое для достижения заданной вероятности завязки (обнаружения) трасс. В любом случае, это время ограничено временем пребывания движущейся цели в зоне теневого рассеяния ДП РЛС.

4. Заключение

Задача обнаружения движущихся целей и измерения их параметров является единой задачей обнаружения-измерения и может быть отнесена к динамической задаче проверки сложных гипотез в условиях нестационарной входной помеховой и целевой обстановки с широким диапазоном изменения внутренних параметров и наличием ряда ограничений, также изменяющихся во времени. В условиях достаточно высокого отношения сигнал-шум первоначально решается задача обнаружения (завязки) траектории, и лишь затем сопровождения (оценка траектории и фильтрация оценок). При усложнении воздушной и помеховой обстановки необходимо тесное взаимодействие этапов обнаружения-измерения, следовательно, необходимо реализовать не последовательное, а совместное решение задачи обнаружения-измерения.

Любое изменение интенсивности «прямого» сигнала на входе приемника ДП РЛС может вызывать превышение порога на выходе одного или нескольких фильтров приемника, то есть приводить к возникновению ложной тревоги в устройстве обнаружения. Длительное когерентное накопление в полосовых фильтрах невозможно

из-за непрерывного изменения частоты сигнала от цели. В этих условиях целесообразно применение алгоритмов TBD для решения задачи обнаружения-измерения в ДП РЛС. С увеличением времени наблюдения за целью естественным образом улучшаются энергетические ресурсы обработки, кроме того, параметры траектории служат дополнительным признаком для селекции помеховых сигналов.

Литература

1. Cherniakov, “Bistatic radar: principles and practice”, Wiley, 2007. – 504p.
2. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
3. Мякиньков А.В., Смирнова Д.М. Обнаружение наземных целей в многопозиционной просветной радиолокационной системе // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2010. Вып. 5. С. 47-55.
4. Carlson, B. D., Evans, E. D., and Wilson, S. L. Search radar detection and track with the Hough transform. System concept. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, *30, 1 (Jan. 1994),* Part I: *102-108,* Part II: *109-115,* Part III: *116-124.*
5. Монаков А.А. Обнаружитель движущейся цели для радиолокационного приемника на основе алгоритма Хафа. Сборник докладов конференции «RLNC 2014», С.1584-1594.
6. Силантьев, А.Б., Красников, А.В., Узденов, Д.Д., Теряшов А.И. Постановка и методика решения задачи обнаружения-измерения в двухпозиционной радиолокационной станции при локации «на просвет» //Вестник Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова. Серия Естественные и технические науки. 2014. Вып.3., С.30-34.
7. M. Gashinova, K. Kabakchiev, L. Daniel, E. Hoare, V. Sizov, and M. Cherniakov, “Measured forward-scatter sea clutter at near-zero grazing angle: analysis of spectral and statistical properties,” *IET Radar Sonar Navig.*, vol. 8, no. 2, pp. 132–141, Feb. 2014.
8. Gashinova M., Cherniakov M., Zakaria N.A., Sizov V. Empirical Model of Vegetation Clutter in Forward Scatter Radar Micro-Sensors. Proc. of the IEEE, pp. 899-904, 2010.
9. Фарина А., Студер Ф. Цифровая обработка радиолокационной информации. Сопровождение целей. Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1993. – 320 с.

References

1. Cherniakov, “Bistatic radar: principles and practice”, Wiley, 2007. – 504p.
2. Shirman, Ya. D., Manjos, V.N., Theory and technics of radar information processing in clutter conditions - Moscow: Radio y svyaz, 1981. - 416 p.
3. Myakinkov A.V., Smirnova D.M. Detection of ground targets in maltistatic FSR // Proceedings of higher schools of Russia. Radioelectronic. 2010. Vol. 5. P. 47-55.
4. Carlson, B. D., Evans, E. D., and Wilson, S. L. Search radar detection and track with the Hough transform. System concept. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 30, 1 (Jan. 1994), Part I: Pp. 102-108, Part II: Pp. 109-115, Part III: Pp. 116-124.
5. Monakov, A.A. Detecting a moving target for a radar receiver based on the Hough algorithm. Collection of reports of the conference "RLNC 2014", Pp.1584-1594.
6. Silantjev, A.B., Krasnikov, A.V., Uzdenov, D.D., Teryashov, A.I. The problem of detection and measurement of the targets in a bistatic forward-scattering radar and the methods of its solution. Bulletin of Demidov Yaroslavl State University, 2014. Vol. 3., Pp.30-34.
7. M. Gashinova, K. Kabakchiev, L. Daniel, E. Hoare, V. Sizov, and M. Cherniakov, “Measured forward-scatter sea clutter at near-zero grazing angle: analysis of spectral and statistical properties,” *IET Radar Sonar Navig.*, vol. 8, no. 2, pp. 132–141, Feb. 2014.
8. Gashinova M., Chernyakov M., Zakaria N.A., Sizov V. Empirical Model of Vegetation Clutter in Forward Scatter Radar Micro-Sensors. Proc. of the IEEE, pp. 899-904, 2010.
9. Farina, A., Studer, F.A., Radar Data Processing. - Moscow: Radio y svyaz, 1993. – 320 p.

О ПЕРСПЕКТИВАХ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ НЕКОТОРЫХ СОВРЕМЕННЫХ ДОСТИЖЕНИЙ ИОНОСФЕРНОГО РАДИОЗОНДИРОВАНИЯ ПРИ ВОССОЗДАНИИ ЗГ РЛС ЭШЕЛОНА СПРН

А.О. Щирый[1]

[1] АО «Концерн ВКО „Алмаз-Антей“», Москва, Россия

Аннотация. В докладе показаны некоторые современные достижения в области автоматизации наклонного зондирования ионосферы (НЗИ), позволяющие проводить оперативную диагностику ионосферы и адаптацию радиотехнических средств к условиям распространения радиоволн. По данным наклонного радиозондирования ионосферы коротковолновыми сигналами можно получить информацию о процессах в ионосферной плазме, о ее структуре и состоянии, а также информацию об ионосферных радиолиниях и условиях распространения коротких радиоволн. Современные достижения в области оперативной диагностики ионосферы и предсказания её характеристик дают основания инициировать обсуждение возможности использования результатов НЗИ при воссоздании загоризонтного (ЗГ) радиолокационного эшелона системы предупреждения о ракетном нападении (СПРН), так как именно непредсказуемость среды распространения радиоволн – ионосферы, и, как следствие, невысокие достигнутые характеристики ЗГ РЛС, явились причинами утраты интересы к системам данного класса. В докладе предлагаются два пути использования полученных результатов и заделов по НЗИ в интересах ЗГ РЛС: 1. использование методов автоматизации эксперимента и обработки ионограмм НЗИ для аналогичных задач в области ВЗИ; 2. прямая диагностика ионосферы методом НЗИ в пространственных направлениях работы ЗГ РЛС. Наибольшее внимание уделено второму пути. Приводится краткий обзор работ автора в области автоматизации эксперимента и обработки ионограмм НЗИ.

Ключевые слова: радиозондирование ионосферы, наклонное зондирование, ионограмма, загоризонтная радиолокация, система предупреждения о ракетном нападении.

PERSPECTIVES OF USING SOME MODERN ACHIEVEMENTS OF IONOSPHERIC RADIO SENSING DURING CREATION OF OVER-THE-HORIZON RADAR AS PART OF THE MISSILE DEFENSE EARLY-WARNING RADAR NETWORK

A. O. Schiriy[1]

[1] "Almaz – Antey" Air and Space Defence Corporation", Joint Stock Company, Moscow, Russia

Abstract. The article shows some modern advances in the field of automation of oblique sounding of the ionosphere, which allow for the operational diagnostics of the ionosphere and the adaptation of radio equipment to the conditions of propagation of radio waves. According to the oblique radio sounding of the ionosphere by HF signals, one can obtain information about the processes in the ionospheric plasma, its structure and state, as well as information about ionospheric radio links and conditions of propagation of HF radio waves. Modern advances in the field of on-line diagnostics of the ionosphere and prediction of its characteristics give reason to initiate a discussion on the possibility of using the results of the oblique sounding in reconstructing the over-the-horizon (OTH) radar echelon of the missile attack warning system, since it is the unpredictability of the radio wave propagation medium

— the ionosphere, and, as a result , low achieved characteristics of the OTH radar, were the reasons for the loss of interests in the systems of this class. The report suggests two ways of using the obtained results in the interests of the OTH radar station: 1. using the methods of experiment automation and the processing of NGI ionograms for similar tasks in the field of FOD; 2. direct diagnostics of the ionosphere by the oblique method in the spatial directions of the work of the OTH radar. The greatest attention is paid to the second path. A brief review of the author's work in the field of experiment automation and ionogram processing is given.

Keywords: sounding of the ionosphere, oblique sounding, ionogram, over-the-horizon radar, missile attack warning system.

1. Введение

Система предупреждения о ракетном нападении (СПРН) — система обнаружения запусков баллистических ракет (БР), вычисления их траектории и передачи на вышестоящие командные пункты (КП) информации, на основе которой фиксируется факт нападения на государство с применением ракетного оружия и принимается оперативное решение об ответных действиях. В настоящее время СПРН включает в себя два эшелона: наземный, состоящий из надгоризонтных (НГ) радиолокационных станций (РЛС); и космический, состоящий из орбитальной группировки оснащенных инфракрасными сенсорами спутников на высокоэллиптических и геостационарных орбитах [1,2]. Ранее в состав СПРН входил также третий эшелон, представленный загоризонтными (ЗГ) РЛС декаметрового (ДКМ) диапазона, с предполагавшейся дальностью обнаружения до 10000 километров (дальность по поверхности Земли). Однако низкая точность ЗГ РЛС, поставленных в 1980-ые на опытную эксплуатацию, привели к отказу принятия РЛС данного типа в боевую эксплуатацию, и последующему закрытию работ по ЗГ РЛС СПРН на долгие годы.

После значительного перерыва, в настоящее время предпринимаются попытки создания ЗГ РЛС ДКМ диапазона (например, РЛС 29Б6 «Контейнер», или РЛС «Подсолнух») на новой технологической и научной основе, как правило, с иным кругом задач (обнаружение крупных надводных целей и т.п.).

Устранение или ослабление факторов, помешавших принятию ЗГ РЛС СПРН на вооружение в прошлом, возможно лишь посредством оперативной диагностики состояния ионосферы и адаптации к нему. Традиционно для диагностики среды распространения в интересах радиолокации используется возвратно-наклонное зондирование (ВНЗ) ионосферы. Примером актуальных работ в этом направлении могут быть [1, 3-5].

В то же время представляется целесообразным привлечение для решения указанных задач также и результатов наклонного зондирования ионосферы (НЗИ), в области которого за прошедшие годы достигнут значительный прогресс и получены новые результаты в областях оперативной диагностики и предсказания характеристик ионосферы и распространения радиоволн [6-16].

Целью работы является инициирование дискуссии о возможности использования современных наработок и достижений в НЗИ, при воссоздании ЗГ РЛС эшелона СПРН.

2. Некоторые современные методы оперативной диагностики ионосферы

Вообще, методы исследования ионосферы делятся на дистанционные и контактные, при этом оперативную диагностику способны обеспечить только дистанционные. Из методов дистанционного зондирования в свете поставленных целей наибольший интерес представляют методы наземного радиозондирования. А из методов наземного радиозондирования, в свою очередь, наибольший интерес представляют вертикальное, наклонное, и возвратно-наклонное зондирование ионосферы (соответственно ВЗИ, НЗИ, ВНЗИ). Далее в работе речь пойдет, в основном, об НЗИ, однако подходы к автоматизации измерений и автоматической обработке их результатов применимы по большей части и в ВЗИ, и ВНЗИ. Итак, по данным дистанционного наземного радиозондирования ионосферы коротковолновыми (КВ) сигналами можно получить информацию о процессах в ионосферной плазме, о ее структуре и состоянии. Данные получаемые в ходе радиозондирования ионосферы также крайне важны для систем КВ связи и ЗГ радиолокации. Линейно-частотно модулированный (ЛЧМ) сигнал в роли зондирующего сигнала обладает рядом преимуществ перед сигналами других видов [6].

Основная идея НЗИ заключается в следующем [6]. При НЗИ передатчик излучает непрерывный ЛЧМ сигнал (как следствие частота линейно зависит от времени) во всем КВ диапазоне (на практике, обычно, в пределах 2-30 МГц). Сигнал распространяется в ионосферной радиолинии и поступает на вход приемника. В случае НЗИ расстояние между преемником и передатчиком, как правило, составляет от нескольких сотен до нескольких тысяч километров, поэтому время распространения меняется от единиц до десятков миллисекунд. Обработка принятого сигнала методом сжатия в частотной области состоит в умножении его на сигнал гетеродина приемника, комплексно-сопряженный излучаемому сигналу; после чего происходит прохождение сигнала через фильтр нижних частот, оцифровка «разностного сигнала» (термин получается вследствие перемножения на сигнал гетеродина), и спектральный анализ. Из-за частотной дисперсии волны разной частоты после прохождения ионосферной радиолинии имеют разные коэффициенты отражения и время фазового запаздывания. Результатом работы наклонного ионозонда является ионограмма, характеризующая зависимости времени группового запаздывания и амплитуды каждой моды распространения от частоты излучения. Таким образом, с учетом последующей обработки, в ходе НЗИ одновременно измеряются характеристики и сигнала, и помех.

3. Использования НЗИ в интересах ЗГ РЛС

Нельзя утверждать, что сама по себе мысль использования НЗИ в интересах ЗГ РЛС никогда ранее никому не приходила в голову. Однако, по нашему мнению, все попытки такого использования следует считать неудовлетворительными (если судить по открытым публикациям). Так, например, в работе [17], содержащей декларации подобных целей, предлагается наложение ионограмм НЗИ и ВЗ, причем приложение полученных смешанных данных к проблематике ЗГ РЛС не раскрыто; по нашему мнению, интерпретация такой смешанной ионограммы затруднительна даже для

специалиста (человека), тем более затруднительно представить создание алгоритмов автоматической обработки таких данных.

По нашему мнению, можно предложить, как минимум, два пути использования полученных результатов и заделов по НЗИ в интересах ЗГ РЛС:

1. использование методов автоматизации эксперимента и обработки ионограмм НЗИ для аналогичных задач в области ВЗИ;

2. прямая диагностика ионосферы методом НЗИ в пространственных направлениях работы ЗГ РЛС.

Второй путь видится наиболее перспективным, и тогда предметом особого обсуждения должно стать создание сети приемных и передающих пунктов, что должно стать предметом отдельного рассмотрения и в настоящей работе не рассматривается. Отметим также, что не надо забывать и про возможности т.н. пассивной диагностики, т.е. прием сигналов «чужих» ионозондов.

Данная работа освещает, главным образом, первый из предлагаемых путей.

Разработанный при непосредственном участии автора [6-16] автоматизированный аппаратно-программный комплекс радиозондирования ионосферы позволяет осуществлять измерения в режимах наклонного зондирования ионосферы (НЗИ), вертикального зондирования ионосферы (ВЗИ) и панорамного измерения помех КВ диапазона.

4. Автоматизация измерений и обработки

Автоматизация всех этапов измерений и обработки [6-16], существенно повысившиеся точность и информативность (как за счет современных вычислительных возможностей ЭВМ, так и за счет новых алгоритмов обработки) позволяют создавать радиотехнические системы, адаптирующуюся к изменениям геофизических условий в реальном времени; получать не только диапазоны прохождения радиоволн (что делалось и ранее в системах частотного обеспечения ЗГ РЛС), а увидеть оперативно в реальном времени всю радиофизическую «картину» условий ионосферного распространения, причем в динамике. В работе [7] представлен обзор многолетних работ автора в области автоматизации наземного радиозондирования ионосферы и автоматической обработки данных радиозондирования. Покажем в общих чертах полученные результаты в области разработки программного обеспечения (ПО) вторичной обработки. Здесь под первичной обработкой понимается автоматическая регистрация и сохранение полученных данных в реальном времени (круглосуточные измерительные эксперименты без непосредственного участия человека), а вторичная обработка заключается в анализе полученных данных.

Проектирование, создание и развитие ПО вторичной обработки шло следующими двумя основными направлениями, которые условно можно определить как развитие возможностей по работе с данными «вглубь» и «вширь».

Под развитием "вглубь" понимаются средства для подробного детального просмотра и обработки, выявления "тонких" эффектов (при повышенном разрешении

спектрального анализа или путем других алгоритмов обработки), выделение слабых сигналов, скрытых в помехах, и др.

Под развитием "вширь" понимаются средства для оперирования большими массивами данных, в том числе поиска скрытых зависимостей (здесь неизбежно подход методически противоположен направлению "вглубь", так как необходимо прибегать к упрощениям, к вычислению обобщающих характеристик). Накопленные таким образом данные статистики имеют самостоятельную ценность (целесообразно было создать унифицированных форматы статистических данных полученных по результатам обработки больших объемов ионограмм), в том числе, потому что их можно использовать для прогнозирования соответствующих характеристик ионосферы и ионосферных радиолиний.

Вместе с тем, важно отметить, что указанные два направления не ведут к созданию обособленных программных средств, наоборот – всё ПО вторичной обработки глубоко интегрировано. Кроме всего прочего, такой программный комплекс обеспечивает программную инфраструктуру для реализации, отладки и апробации новых алгоритмов обработки данных зондирования.

Основным типом экспериментальных данных является ионограмма наклонного зондирования. Накоплен большой объем экспериментальных данных; и в ходе регулярных экспериментов объем данных продолжает увеличиваться. Дальнейшая обработка этих экспериментальных данных (первичных данных) приводит к еще большему росту объемов и разнообразия данных. Производные данные образуют иерархию, для пояснения этого факта введем понятие уровня экспериментальных данных. Данные большего по номеру уровня получаются из данных меньшего уровня; данные меньшего по номеру уровня не могут быть получены из данных большего по номеру уровня. Имеются следующие данные (по уровням): 1 – оцифрованный сигнал (отсчеты) с выхода приемника ионозонда; 2 – ионограммы, спектры помех; 3 – треки мод, спектр фонового шума, характеристики станционных помех; 4 – амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) КВ радиолиний, модели многолучевости, оптимальные рабочие частоты, отношение сигнал/шум, и др.; 5 – статистика вариаций данных уровня 4. Поэтому решалась задача создания (в рамках подсистемы вторичной обработки) функционала ПО для работы с иерархией экспериментальных данных, включая возможности перегенерации производных данных и возможности просмотра имеющихся данных.

По мере накопления экспериментальных данных возникают задачи не только физического хранения всё возрастающих объемов данных, но и рационального их размещения с возможностью выборок данных в нужных информационных срезах (т.е. для заданных условий), а также задача их систематизации по некоторым критериям. В последнем случае речь идет также о получении неких макрохарактеристик, позволяющих сократить на порядки объем информации о результатах одного сеанса радиозондирования (традиционно представленных ионограммой). В качестве примера методики получения макрохарактеристик можно назвать методику классификации фрагментов ионограмм по эмпирическим моделям многолучевости, эта методика

реализована программно и показала свою практическую значимость. Указанные задачи систематизации и получения макрохарактеристик вызваны, прежде всего, потребностями прогноза.

При этом организация хранения обеспечивает и доступ к максимально «сырым» экспериментальным данным (конкретно это оцифрованный сигнал с выхода приемника ионозонда) для решения задач противоположной направленности («вглубь») – получения более «тонкой» информации, чем традиционная классическая ионограмма. Такое ПО также разработано автором и используется для получения новых радиофизических данных, в том числе для исследования диффузной многолучевости, эффектов магнитоионного расщепления КВ радиоволн, рассеяния КВ радиоволн на ионосферных неоднородностях и других исследований, требующих, подобно перечисленным, достижения высокого разрешения по частоте и времени группового запаздывания радиоволн, а также требующих возможностей оперирования большими объемами разнообразных экспериментальных данных.

5. Разработка моделирующей системы для проведения исследований

Хотя о потенциале перспективных ЗГ РЛС нужно судить прежде всего исходя из их способности учета изменчивости ионосферы и адаптации к ней (о чем говорилось выше), может оказаться очень полезной возможность оценки боевой эффективности ЗГ РЛС с учетом условий применения средств воздушно-космического нападения (СВКН), воздушно-космической обороны (СВКО) и боевых сценариев.

При непосредственном участии автора строится система имитационного моделирования боевых действий [18], в т.ч. реализована модель командного пункта СПРН [2] (модель не является точной копией боевого КП СПРН и предназначена для отработки новых решений). На КП СПРН поступает информация от источников наземного и космического эшелонов; поступающая информация агрегируется в виде единого массива траекторий целей; с КП СПРН информация поступает на КП более высокого уровня, а также непосредственно на стрельбовые противоракетные комплексы в чьей зоне ответственности находится обнаруженная цель. На вышестоящие КП информация передается в формате комплекса "Крокус" (комплекс оповещения высшего военно-политического руководства страны). Обмен со стрельбовыми комплексами носит двусторонний характер: от КП СПРН приходят сообщения о целях в зонах ответственности комплексов, а в КП СПРН от комплексов приходят данные о боеготовности средств поражения и подавления, результатах применения. Также КП СПРН осуществляет двусторонний обмен данными с КП Системы Контроля Космического Пространства (СККП), предназначенной для слежения за военными космическими аппаратами (КА), и что здесь особенно важно – предупреждения о падающих КА, которые по траекторным признакам неотличимы от БР. Предметом дальнейших исследований является реализация имитационных моделей ЗГ РЛС с учетом свойств среды распространения. Реализация имитационных моделей ЗГ РЛС позволит производить упомянутые выше оценки боевой эффективности.

6. Заключение

В работе показаны некоторые современные достижения в области автоматизации НЗИ, позволяющие проводить оперативную диагностику ионосферы и адаптацию радиотехнических средств к условиям распространения радиоволн. Эти и другие достижения в области оперативной диагностики ионосферы и предсказания её характеристик дают основания инициировать обсуждение возможности использования результатов НЗИ при воссоздании ЗГ радиолокационного эшелона СПРН, так как именно непредсказуемость среды распространения радиоволн – ионосферы, и, как следствие, невысокие достигнутые ТТХ ЗГ РЛС, явились причинами утраты интересы к системам данного класса.

Литература

1. Акимов В.Ф., Калинин Ю.К. Введение в проектирование ионосферных загоризонтных радиолокаторов / под ред. С.Ф. Боева. М.: Техносфера, 2017. – 492 с.
2. Плаксенко О.А., Щирый А.О. Имитационная модель командного пункта системы предупреждения о ракетном нападении в составе системы моделирования боевых действий // Труды восьмой всероссийской научно-практической конференции «Имитационное моделирование. Теория и практика» (ИММОД-2017), СПб, 2017. – с. 507-512.
3. Акимов В.Ф., Калинин Ю.К., Слукин Г.П. Проблемы загоризонтного радиолокационного обнаружения и пути их преодоления // Вестник Московского государственного технического университета им. Н.Э. Баумана. Серия: Приборостроение, 2012, № 8. – с.5-17.
4. Волков Д.М., Злуницын О.И., Кочерова М.К., Талалаев А.Б., Тихонов В.В., Шишковская К.Г. Технология моделирования сигналов возвратно-наклонного зондирования в многослойной ионосфере // Вестник ТвГУ. Серия: Прикладная математика, 2016, № 2. – с.123-143.
5. Березовский В.А., Золотарев И.Д., Васенина А.А., Свешников Ю.К. Определение параметров КВ радиолинии по результатам возвратно-наклонного зондирования ионосферы // Вестник Омского университета, 2011, № 2. – С. 98-102.
6. Колчев А.А., Щирый А.О., Недопекин А.Е. Математические модели и методики измерения АЧХ многолучевых ионосферных коротковолновых радиолиний: монография. Йошкар-Ола: Мар. гос. ун-т, 2013. – 147 с.
7. Щирый А.О. Развитие средств автоматизации наземного радиозондирования ионосферы // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения, 2014, Т.14, №5. – с.170-173.
8. Колчев А.А., Щирый А.О. Режекция сосредоточенных по спектру помех при ЛЧМ зондировании ионосферы // Известия высших учебных заведений. Радиофизика, 2006, т.XLIX, № 9. – с.751-759.
9. Колчев А.А., Щирый А.О. Восстановление частотной зависимости комплексного коэффициента отражения по данным наклонного ЛЧМ ионозонда // Оптика атмосферы и океана, т.20, 2007, № 7 – с.627-630.
10. Колчев А.А., Шумаев В.В., Щирый А.О. Измерительный комплекс для исследования эффектов многолучевого ионосферного распространения коротких волн // Известия высших учебных заведений. Приборостроение, 2008, Т.51, № 12. – с. 73-78.
11. Shiriy A.O. HF channel transmit function module measurement // 5th International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE 2002), 2002. pp.365-369.
12. Щирый А.О. Программное обеспечение управления базовой станцией ионосферного мониторинга // Известия Белорусской инженерной академии, № 2(20)/1-2005. – с.204-207.
13. Щирый А.О. Разработка алгоритмов для повышения точности измерения и расширения возможностей традиционного применения наклонного ионозонда // Системы управления и информационные технологии, 2007, № 1.1(27). – с. 202-204.

14. Колчев А.А., Щирый А.О. Измерение АЧХ ионосферной КВ радиолинии с целью компенсации искажений, вносимых средой распространения // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения, 2009, Т.9. №4. – с.23-26.
15. Щирый А.О. Архитектура программной части аппаратно-программного комплекса дистанционного наземного радиозондирования ионосферы // Новые информационные технологии в автоматизированных системах, 2015, №18. – с.144-152.
16. Щирый А.О., Недопекин А.Е. Автоматическая обработка данных ЛЧМ-зондирования ионосферы для оценки геофизических параметров // Новые информационные технологии в автоматизированных системах, 2014, №17. – с.301-306.
17. Власов Ю.М., Глинкин И.А., Литвинов С.В. Применение наклонного зондирования ионосферы для увеличения точностных характеристик ЗГ РЛС // Вопросы радиоэлектроники, 2018. № 3. – с.11-18.
18. Коновальчик А.П., Щирый А.О. Универсальная программная платформа для имитационного моделирования боевых действий // Вопросы радиоэлектроники, 2019, №3. – с.16-20.

REFERENCES

1. Akimov V.F., Kalinin Yu.K. Introduction to the design of ionospheric over-the-horizon radars / ed. S.F. Fight M .: Tekhnosfera, 2017. - 492 p.
2. Plaksenko, O.A, Schiriy A.O. Simulation model of the command center of the missile attack warning system as part of the combat simulation system // Proceedings of the Eighth All-Russian Scientific and Practical Conference “Simulation modeling. Theory and Practice ”(IMMOD-2017), St. Petersburg, 2017. - Pp. 507-512.
3. Akimov V.F., Kalinin Yu.K., Slukin G.P. Problems of over-the-horizon radar detection and ways to overcome them // Bulletin of Moscow State Technical University. N.E. Bauman. Series: Instrument Making, 2012, No. 8. - pp.5-17.
4. Volkov D.M., Zlunitsyn O.I., Kocherova M.K., Talalaev A.B., Tikhonov V.V., Shishkovskaya K.G. Technology of modeling signals for back-oblique sounding in a multilayer ionosphere // Vestnik TVGU. Series: Applied Mathematics, 2016, No. 2. - Pp.123-143.
5. Berezovsky V.A., Zolotarev I.D., Vasenina A.A., Sveshnikov Yu.K. Determination of the HF parameters of a radio link based on the results of the back-oblique sounding of the ionosphere // Bulletin of Omsk University, 2011, No. 2. - Pp. 98-102.
6. Kolchev A.A., Schiriy A.O., Nedopekin A.E. Mathematical models and methods for measuring the frequency response of multipath ionospheric shortwave radio lines: a monograph. Yoshkar-Ola: Mar. state Univ., 2013. - 147 p.
7. Schiriy A.O. Development of automation equipment for ground-based sounding of the ionosphere // Fundamental problems of radio-electronic instrument-making, 2014, V. 14, №5. - Pp.170-173.
8. Kolchev, A.A., Schiriy, A.O. Rejection of spectrum-centered interference during chirp sounding of the ionosphere // News of higher educational institutions. Radiofizika, 2006, v. XLIX, No. 9. - Pp.751-759.
9. Kolchev A.A., Schiriy A.O. Restoration of the frequency dependence of the complex reflection coefficient from oblique chirp ionosonde data // Optics of the Atmosphere and Ocean, Vol. 20, 2007, No. 7, pp. 627-630.
10. Kolchev A.A., Shumaev V.V., Schiriy A.O. Measuring complex for studying the effects of multipath ionospheric propagation of short waves // Proceedings of higher educational institutions. Instrument Engineering, 2008, Vol.51, No. 12. - Pp.73-78.
11. Schiriy A.O. HF channel transmit function measurement // 5th International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE 2002), 2002. pp.365-369.
12. Schiriy A.O. Software to control the base station of ionospheric monitoring // News of the Belarusian Academy of Engineering, № 2 (20) / 1-2005. - Pp.204-207.
13. Schiriy A.O. Development of algorithms to improve measurement accuracy and expand the capabilities of the traditional application of an oblique ionosonde // Control Systems and Information Technology, 2007, № 1.1 (27). - Pp. 202-204.

14. Kolchev, A.A., Schiriy, A.O. Measurement of the frequency response of the ionospheric HF radio link in order to compensate for distortions introduced by the propagation medium // Fundamental Problems of Radio Electronic Instrument Making, 2009, V. 9. №4. - Pp.23-26.
15. Schiriy A.O. Architecture of the software part of the hardware-software complex of the remote ground-based sounding of the ionosphere // New information technologies in automated systems, 2015, No. 18. - Pp.144-152.
16. Schiriy A.O., Nedopekin A.E. Automatic data processing of the chirp sounding of the ionosphere to estimate geophysical parameters // New information technologies in automated systems, 2014, №17. - p.301-306.
17. Vlasov Yu.M., Glinkin I.A., Litvinov S.V. The use of oblique sounding of the ionosphere to increase the accuracy characteristics of the ZG radar // Questions of radio electronics, 2018. No. 3. - p.11-18.
18. Konovalchik, A.P., Schiriy, A.O. Universal software platform for simulation of combat operations // Questions of radio electronics, 2019, №3. - p.16-20.

ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛОВ СО СЛУЧАЙНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ПРАВИЛ НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ

Г. С. Нахмансон, В. С. Костенников, А. О. Шмойлов

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. Рассматривается задача обнаружения сигналов со случайной начальной фазой и со случайной начальной фазой и амплитудой по правилу нечеткой логики, принимаемых в условиях внутренних шумов аппаратуры. Получены новые аналитические выражения, на основании которых рассчитаны характеристики обнаружения указанных видов сигналов. Проведено сравнение полученных результатов с известными.

Ключевые слова: обнаружение сигналов, случайная фаза, случайная амплитуда, нечеткая логика, характеристика обнаружения

THE RANDOM PARAMETERS SIGNALS DETECTION BY USING THE FUZZY LOGIC RULES

G.S. Nakhmanson, V.S. Kostennikov, A.O. Shmoylov

Military Educational Scientific Center Air Force "Air Force academy name of Professor N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin" (MESC AF "AFA"), Voronezh, Russia

Abstract. The problem of detecting signals with a random initial phase and with a random initial phase and amplitude is considered according to the rule of fuzzy logic, taken under the conditions of the internal noise of the equipment. New analytical expressions were obtained, on the basis of which the detection characteristics of the specified types of signals were calculated. A comparison of the results obtained with the known.

Keywords: signal detection, random phase, random amplitude, fuzzy logic, detection characteristic.

1. Введение

Принятие решения о наличии отраженного от цели сигнала на входе приемного устройства радиолокационной станции (РЛС), осуществляется на основании сравнения выходного эффекта приемника M с порогом M_0. Решение о наличии или отсутствии на входе приемника сигнала, используемое в настоящее время, можно записать как

$$\delta(M)=\begin{cases}1, & M \geq M_0;\\ 0, & M < M_0,\end{cases} \qquad (1)$$

где M_0 – пороговое значение, при превышении выходным эффектом M которого, принимается решение о наличии цели. В противном случае принимается решение об отсутствии цели. Такое решение соответствует четкой логике.

В реальных условиях, устройства, принимающие отраженные от целей сигналы, имеют конечное время срабатывания, что обуславливает конечную длительность фронта. В этом случае характеристики решающих устройств отличаются от (1), то есть при вынесении решения о наличии сигнала на входе приемника имеет место нечеткая

логика [1,2]. Тогда решающую функцию (характеристическую функцию решающего устройства [3]) можно представить в виде

$$\delta(M)=\begin{cases}1, & M > M_0+\dfrac{1}{2A};\\ A(M-M_0)+\dfrac{1}{2}, & M_0-\dfrac{1}{2A}<M<M_0+\dfrac{1}{2A},\\ 0, & M < M_0-\dfrac{1}{2A},\end{cases} \qquad (2)$$

где $A-$ тангенс угла наклона решающей функции (крутизна) на интервале $M_0-\dfrac{1}{2A}<M<M_0+\dfrac{1}{2A}$, на котором решающая функция нарастает от нуля до единицы.

Решающие функции принятия решений, соответствующие (1) и (2), представлены на рисунке 1.

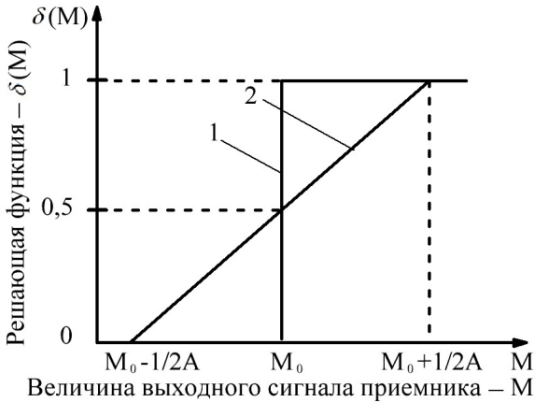


Рис. 1. Характеристики решающих устройств.

Кривая 1 соответствует выносимому решению по правилу четкой логики, а кривая 2 – нечеткой логике.

2. Обнаружение сигнала со случайной начальной фазой

Рассмотрим использование нечеткой логики применительно к обнаружению отраженного от цели сигнала со случайной начальной фазой. Аддитивная смесь на входе приемника может быть записана в виде:

$$x(t)=s(\mathrm{t})+n(\mathrm{t}), \qquad (3)$$

где $s(\mathrm{t})$ сигнал со случайной начальной фазой:

$$s(\mathrm{t})=a_0U(t)\cos(\omega_0 t+\Phi(\mathrm{t})+\varphi_0), \qquad (4)$$

где a_0- амплитуда сигнала, φ_0-случайная фаза, распределенная равномерно на интервале $[-\pi,\pi]$, $\omega_0=2\pi f_0$, f_0 – несущая частота, $n(t)$ – шумы аппаратуры, аппроксимируемые нормальным случайным процессом с нулевым средним значением и функцией корреляции:

$$< n(t_1)n(t_2) >= \frac{N_0}{2}\delta(t_1 - t_2)\,, \tag{5}$$

$< n(t) >= 0$, N_0 – спектральная плотность шумов аппаратуры.

Выходной эффект приемника при приеме $x(t)$ определяется как [4]:

$$M = \sqrt{X^2 + Y^2} \geq 0; \tag{6}$$
$$X = \int_0^T x(t)U(t)\cos[\omega_0 t + \Phi(t)]dt, \quad Y = \int_0^T x(t)U(t)\sin[\omega_0 t + \Phi(t)]dt.$$

Тогда выражения для плотности вероятности при наличии и отсутствии сигнала со случайной начальной фазой имеют вид [4,5]:

$$W_1(M) = \frac{2M}{N_0 E_1}\cdot\exp(\frac{-M^2 + a^2E_1^2}{N_0E_1})\cdot I_0\left(\frac{2Ma}{N_0}\right), \tag{7}$$
$$W_0(M) = \frac{2M}{N_0 E_1}\cdot\exp(\frac{-M^2}{N_0E_1}).$$

Эффективность принимаемого решения по вероятности правильного обнаружения о наличии на входе приемника сигнала определяется выражениями правильного обнаружения (8) и ложной тревоги (9):

$$D = \int_{-\infty}^{\infty}\delta(M)W_1(M)dM\,, \tag{8}$$

$$F = \int_{-\infty}^{\infty}\delta(M)W_0(M)dM\,. \tag{9}$$

M_0 в данном случае выбирается из условия обеспечения заданной вероятности ложной тревоги (9), учитывающей решающую функцию 2 принятия решений при нечеткой логике.

В нашем случае вероятности правильного обнаружения (10) и ложной тревоги (11) при принятии решения о наличии сигнала на входе приемника:

$$D = \int_{M_0-\frac{1}{2A}}^{M_0+\frac{1}{2A}}\left(A(M - M_0) + \frac{1}{2}\right)\cdot\frac{M}{\sigma^2}\cdot e^{\left(\frac{-M^2+a^2E_1^2}{N_0E_1}\right)}I_0\left(\frac{MaE_1}{\sigma^2}\right)dM + \int_{M_0+\frac{1}{2A}}^{\infty}\frac{M}{\sigma^2}\cdot e^{\left(\frac{-M^2+a^2E_1^2}{2\sigma^2}\right)}I_0\left(\frac{MaE_1}{\sigma^2}\right)dM\,, \tag{10}$$

$$F = \int_{M_0-\frac{1}{2A}}^{M_0+\frac{1}{2A}}\left(A(M - M_0) + \frac{1}{2}\right)\cdot\frac{1}{\sqrt{2\pi}Q}\cdot e^{\frac{-M^2}{2N_0E_1}}dM + \int_{M_0+\frac{1}{2A}}^{\infty}\frac{1}{\sqrt{2\pi}Q}\cdot e^{\frac{-M^2}{2N_0E_1}}dM\,. \tag{11}$$

где $\sigma^2 = \frac{N_0E_1}{2}$, $E_1 = \frac{1}{2}\int_0^T U^2(t)dt$ – энергия сигнала при единичной амплитуде.

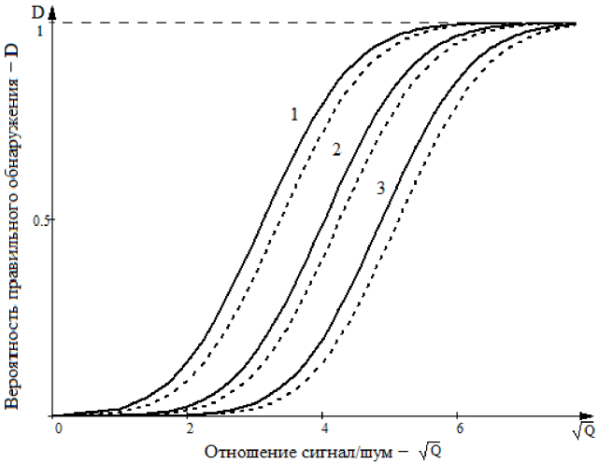


Рис. 2. Кривые обнаружения сигнала со случайной начальной фазой.

На рисунке 2 представлены результаты расчетов вероятности правильного обнаружения D сигнала со случайной начальной фазой на фоне шумов аппаратуры. Сплошные кривые соответствуют расчетам на основании аналитических выражений (10), (11). Пунктирные кривые соответствуют результатам, полученным при использовании известных правил вынесения решения [4]. Графики получены при разных значениях вероятности ложной тревоги, а именно при $F = 10^{-2}$ (кривые 1), $F = 10^{-4}$ (кривые 2) и $F = 10^{-6}$ (кривые 3). Из графиков видно, что кривые вероятности правильного обнаружения, соответствующие нечеткой логике вынесения решения находятся выше известных, то есть заданная вероятность D достигается при меньших отношениях сигнал/шум Q (в нашем случае $Q = 2a^2 E_1 / N_0$). Увеличение D можно объяснить тем, что при вынесении положительного решения о приеме сигнала учитывается область $M < M_0$.

3. Заключение

Повышение достоверности данных, является одним из ключевых моментов в информационном обеспечении управления и принятия решений о наличии принимаемых сигналов в условиях помех. Поэтому разработка новых подходов и совершенствование существующих методов обнаружения является актуальным.

Полученные результаты показывают возможность применения аппарата нечеткой логики для решения задач обнаружения целей. Показано, что при выборе центральной точки решающей функции по правилам нечеткой логики для принятия решений, характеристики обнаружения превышают известные результаты, полученные при выборе решений по правилам четкой логики.

Литература

1. Борисов А.Н. Принятие решений на основе нечетких моделей. Примеры использования. Рига: Зинатне, 1990. - 184 с.

2. Стороженко Д.В., Номоконова Н.Н. Применение методов нечеткого вывода пассивной гидролокации //Проектирование и технология электронных средств, 2010, №4. - С. 55-59.
3. Поспелов Д.А. Нечеткие множества в моделях управления и искусственного интеллекта. М.: Наука, 1986. - 312 с.
4. Тихонов В.И. Статическая радиотехника. М.: Советское радио, 1966. - 622 с.
5. Дулевич В.Е. Теоретические основы радиолокации. М.: Советское радио, 1978. - 602 с.

REFERENCES

1. Borisov A.N. Making decisions based on fuzzy models. Examples of using. Riga: Zinatne, 1990. - 184 p.
2. Storozhenko D.V., Nomokonova N.N. Application of methods for fuzzy output of passive sonar // Design and technology of electronic devices, 2010, No. 4. - Pp. 55-59.
3. Pospelov D.A. Fuzzy sets in control and artificial intelligence models. M .: Science, 1986. - 312 p.
4. Tikhonov V.I. Static radio engineering. M .: Soviet Radio, 1966. - 622 p.
5. Dulevich V.E. Theoretical Foundations of Radar. M .: Soviet Radio, 1978. - 602 p.

ОБРАБОТКА СИГНАЛА В РАДИОЛОКАТОРЕ ПОДПОВЕРХНОСТНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ПОЛОТНА

К. Н. Чугай[1]

[1]НИИ Вооруженных Сил, Минск, Республика Беларусь

Аннотация. В докладе рассматриваются подходы к обработке принятого сигнала в радиолокаторе подповерхностного зондирования железнодорожного полотна. Приводятся результаты обработки сверхширокополосных сигналов наносекундной длительности полученных в ходе экспериментальных исследований в интересах формирования радиолокационных изображений заглубленных объектов.

Ключевые слова: заглубленный объект, подповерхностное зондирование, сверхширокополосный сигнал.

PROCESSING OF THE SIGNAL IN THE GROUND PENETRATING RADAR OF THE RAILROAD

K.N. Chugay[1]

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

Abstract. The report discusses approaches to processing the received signal in the ground penetrating radar of the railroad. The results of processing ultra-wideband signals of nanosecond duration obtained during experimental studies in the interests of the formation of radar images of hidden objects are given.

Keywords: hidden object, ultra-wideband signal.

1. Введение

Актуальность совершенствования методов обработки принятого сигнала в радиолокаторе подповерхностного зондирования железнодорожных полотна (насыпи) определяется востребованностью таких систем при обнаружении и классификации заглубленных взрывоопасных объектов, а так же оперативного контроля элементов железнодорожного полотна. Небольшие дальности (до 1,5 м), большой динамический диапазон регистрируемых сигналов (порядка 92 Дб), многолучевость распространения радиоволн обусловленная большим количеством регулярно расположенных неоднородностей (шпалы, рельсы) и наличием балластного слоя формируют особые взгляды на построение радиолокаторов подповерхностного зондирования [1 - 5]. Это особенно очевидно при решении задачи обнаружения заглубленных взрывоопасных объектов в железнодорожном полотне при применении в качестве зондирующего сигнала сверхширокополосных сигналов наносекундной длительности [2, 3, 6 - 8].

2. Особенности функционирования радиолокатора подповерхностного зондирования

Работа радиолокатора подповерхностного зондирования с коротко импульсным зондирующим сигналом основана на излучении сигналов с наносекундной

длительностью, приеме отраженных сигналов и оценке их времени задержек относительно момента зондирования с точностью, определяемой заданной разрешающей способностью по глубине (дальности).

При решении задачи обнаружения наряду с учетом типовых размеров взрывоопасных объектов, учитывая характер изменения затухания в железнодорожном полотне [3 - 5, 9], что накладывает определенные ограничения на рабочий диапазон частот зондирования, дополнительно должен учитываться эффект резонансного рассеяние электромагнитных волн. В результате рабочие частоты зондирования целесообразно ограничивать до 2 ГГц, что позволит минимизировать искажения принятого сигнала, обусловленных рассеянием на структурных неоднородностях укрывающей среды.

Таким образом, приходится искать компромисс между необходимостью обеспечения, как высокой разрешающей способности, так и требуемой глубины обнаружения заглубленных объектов.

3. Структура радиолокатора подповерхностного зондирования

Структура подповерхностного радиолокатора (рисунок 1) включает приемо-передающий тракт с элементами формирования, преобразования и обработки наносекундных радиоимпульсов, в рамках которой решается задача обнаружения заглубленных взрывоопасных объектов и оценка их параметров (глубина залегания, габаритные размеры).

Модуль генератора обеспечивает формирование несущей зондирующего сигнала, а непосредственное формирование наносекундных радиоимпульсов (зондирующего сигнала) реализуется формирователем импульса. Зондирующий сигнал подводится к передающей антенне и излучается в исследуемую среду. Сигнал, отраженный от объекта, принимается приемной антенной и поступает на вход широкополосного усилителя и далее в модуль аналого-цифрового преобразователя. После перевода сигнала в цифровой вид в модуле обработки формируется радиолокационный портрет наблюдаемо объекта.

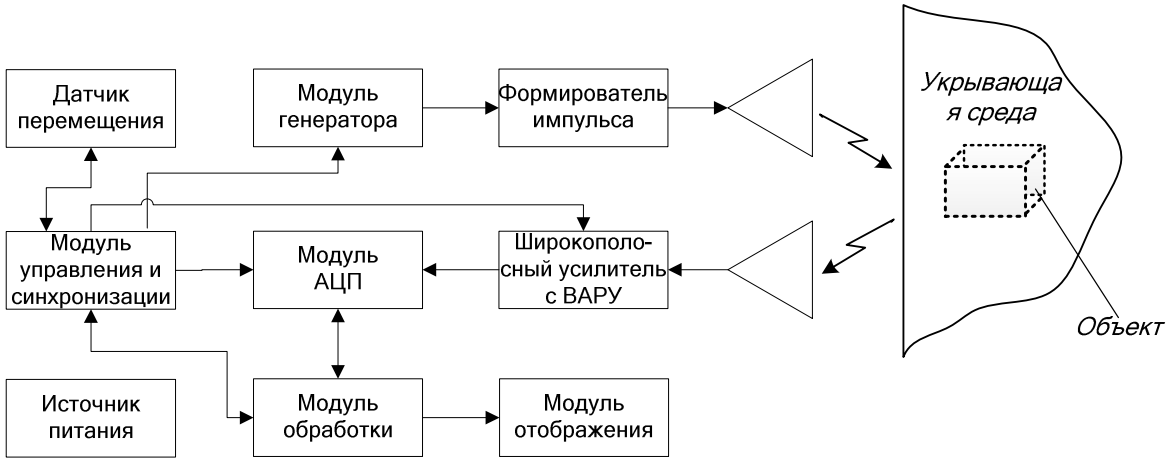


Рис. 1. Структура подповерхностного радиолокатора

Модуль обработки позволяет реализовать алгоритмы цифровой фильтрации и применить адаптивные методы обнаружения и измерения информативных параметров заглубленных объектов с учетом условий наблюдения.

4. Результаты предварительных экспериментальных исследований

Для подтверждения правильности выбранного подхода для решения задачи обнаружения заглубленных объектов были проведены предварительные исследования с использованием макета подповерхностного радиолокатора. Условия проведения эксперимента: на железнодорожной насыпи на расстоянии 1,5 м друг от друга на глубине порядка 30 см были установлены три макета взрывоопасных объектов. Использовался макет подповерхностного радиолокатора с наносекундным сигналом длительностью порядка $T_0 \cong 3\,нс$.

В результате обработки принятого сигнала формируется радиолокационный портрет заглублено объекта, с учетом того, что решается задача восстановления мнимой квадратурной составляющей с помощью преобразования Гильберта и компенсация мешающих отражений. В докладе рассмотрены следующие подходы, обеспечивающие выделение полезного сигнала: метод компенсации среднего; высокочастотная фильтрация; многоканальный автокомпенсатор. Результаты радиолокационных изображений принятого сигнала до и после компенсации мешающих отражений представлены на рисунках 2-5.

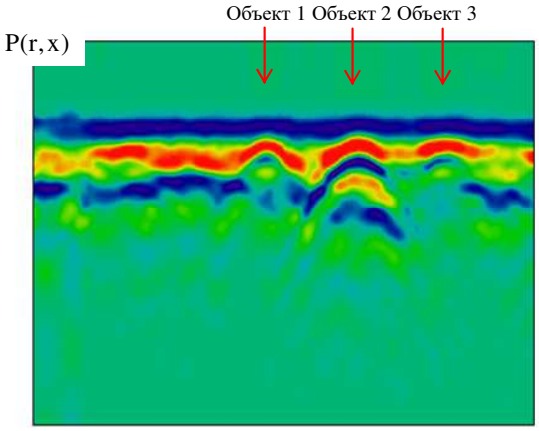


Рис. 2. Результаты обработки принятого сигнала (без компенсации мешающих отражений)

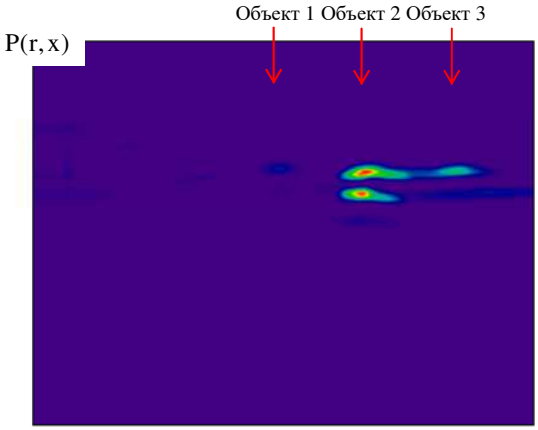


Рис. 3. Результаты обработки принятого сигнала (многоканальный автокомпенсатор)

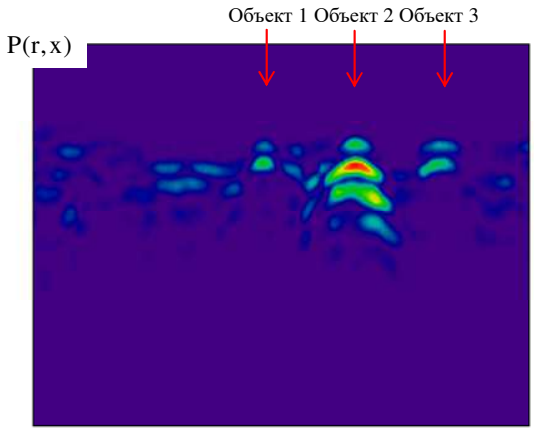


Рис. 4. Результаты обработки принятого сигнала (метод компенсации среднего)

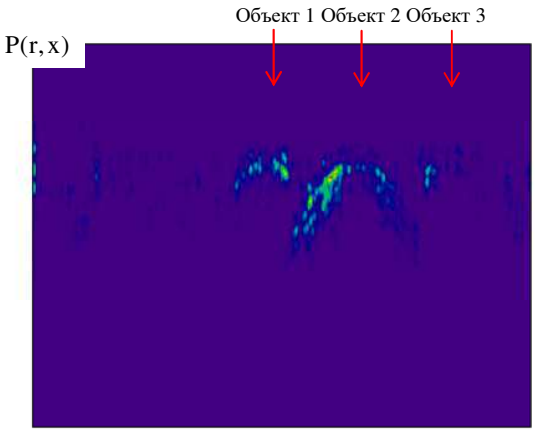


Рис. 5. Результаты обработки принятого сигнала (высокочастная фильтрация)

5. Заключение

Предложенные в докладе подход к обработке принятого сигнала в радиолокаторе подповерхностного зондирования железнодорожного полотна, позволяют решить задачу выделения полезного сигнала на фоне мощных отражений от регулярно расположенных неоднородностей (шпалы, рельсы), слоистой укрывающей среды, состоящей из щебня и песка, в условиях ограниченного времени наблюдения.

Литература

1. Горбунов, Ю.Н. Радиолокация: стохастический подход / Ю. Н. Горбунов, Г. В. Куликов, А. В. Шпак; под ред. Ю. Н. Горбунова. – М.: Горячая линия – Телеком, 2016. – 520 с.
2. Чугай К.Н., Савенко С.А., Батеновский М.В., Демьянюк Д.В. Подходы к обнаружению взрывоопасных объектов в железнодорожном полотне (насыпи) // Наука и военная безопасность. – 2017. – № 4. – С. 29 – 33.
3. Савенко С.А., Чугай К.Н., Максимович Е.С. Теория и практика разработки радиолокатора подповерхностного зондирования железнодорожного полотна // Наука и воен. безопасность. – 2018. – № 4. – С. 31 – 36.
4. Изюмов С.В., Дручинин С.В., Вознесенский А.С. Теория и методы георадиолокации: Учеб, пособие. – М.: Издательство «Горная книга», Издательство Московского государственного горного университета, 2008. — 196 с.: ил.
5. Хакиев З.Б., Шаповалов В.Л., Кругликов А.А., Явна В.А. Георадиолокационный метод определения физических параметров конструкционных слоев автомобильных и железных дорог // Инженерный вестник Дона. – 2013. – № 3. – С. 43 – 52.
6. Радзиевский В.Г., Трифонов П.А. Обработка сверхширокополосных сигналов и помех. – М.: Радиотехника, 2009. – 288 с.
7. Harry M. Jol Ground penetrating radar theory and applications. – Elsevier Science. – 2009. 543 p.
8. Старовойтов, А.В. Интерпретация георадиолокационных данных. [Монография]: Учебное пособие. – М.: Изд-во МГУ, 2008. – 192 с.
9. De Chiara, F., Fontul, S., Fortunato E. GPR laboratory tests for railways materials dielectric properties assessment // Remote Sensing. – Vol. 6. – 2014. – P. 9712-9728.

References

1. Gorbunov Y. Radiolocation: a stochastic approach / Y. Gorbunov, G. Kulikov, A. Shpak; by ed. Y. Gorbunov. – M.: Hot line – Telecom, 2016. – 520 c.

2. Chugay K.N., Savenko S.A., Batenovsky M.V., Demyanyuk D.V. Approaches to the detection of explosive objects in the railway // Science and military security. – 2017. – No. 4. – Pp. 29 – 33.
3. Savenko S.A., Chugay K.N., Maksimovich E.S. Theory and practice of the development of radar subsurface sounding of railway // Science and Military. security. – 2018. – No. 4. – Pp. 31 – 36.
4. Izyumov S.V., Druchinin S.V., Voznesensky A.S. Theory and methods of GPR: Textbook, manual. – M.: Gornaya Kniga Publishing House, Moscow State Mining University Press, 2008. – 196 p.
5. Khakiev ZB, Shapovalov V.L., Kruglikov A.A., Yavna V.A. GPR method for determining the physical parameters of the structural layers of roads and railways. Inzhenerny Vestnik Dona. – 2013. – № 3. – Pp. 43 – 52.
6. Radzievsky V.G., Trifonov P.A. Processing of ultra-wideband signals and interference. – M.: Radio Engineering, 2009. – 288 p.
7. Harry M. Jol Ground penetrating radar theory and applications. – Elsevier Science. – 2009. 543 p.
8. Starovoitov, A.V. Interpretation of GPR data. [Monograph]: Tutorial. - M .: Publishing House of Moscow State University, 2008. - 192 p.
9. De Chiara, F., Fontul, S., Fortunato E. GPR laboratory tests for railways materials dielectric properties assessment // Remote Sensing. – Vol. 6. – 2014. – Pp. 9712-9728.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТРЕБУЕМЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ ПОДПОВЕРХНОСТНОГО РАДИОЛОКАТОРА НА ОСНОВЕ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА ПРИ ИМПУЛЬСНОМ МЕТОДЕ ЗОНДИРОВАНИЯ

Д. А. Черепанов [1], Р. А. Воробьев [1]

[1] Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж) (ВУНЦ ВВС «ВВА»), Воронеж, Россия

Аннотация. Рассматривается использование импульсного метода в системе подповерхностной локации на основе беспилотного летательного аппарата для решения задачи разминирования. Приводятся результаты оценки длительности импульса и частоты сигнала для заданных условий.

Ключевые слова: подповерхностная локация; мины; мультикоптер; импульсный метод.

THE DEFINITION OF THE REQUIRED PARAMETERS OF SIGNALS OF SUB-SURFACE RADAR BASED UNMANNED AERIAL VEHICLE DURING A PULSE SENSING METHOD

D. A. Cherepanov[1], R. A. Vorobyov[1]

[1] Military Educational and Scientific Center of the Air Force «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh) (MESC AF «AFA»), Voronezh, Russia

Abstract. The use of the pulse method in the subsurface location system based on an unmanned aerial vehicle to solve the problem of mine clearance is considered. The results of estimation of pulse duration and signal frequency for the given conditions are given.

Keywords: subsurface location; mines; multicopter; pulsing method.

1. Введение

Относительно низкая стоимость, простота конструкции и установки противотанковых и противопехотных мин определяют интенсивное использование этого вида оружия в ходе локальных конфликтов конца XX – начала XXI века. По данным Организации Объединённых Наций и Международной организации по запрещению противопехотных мин этот смертоносный тип вооружения послужил причиной семидесяти трех тысяч человеческих жертв в ста девятнадцати государствах [1,2], а в настоящее время на территории порядка семидесяти стран имеется приблизительно сто десять миллионов не извлеченных мин [1,2]. При этом, вследствие того, что военнослужащие воюющих сторон проходят подготовку и умеют использовать устройства для обнаружения и нейтрализации мин, основными пострадавшими от этого вида оружия, как в ходе активной фазы конфликта, так и в течение длительного периода после нее является гражданское население.

Совершенствование средств обнаружения мин, появление роботизированных систем поиска и обезвреживания взрывных устройств в настоящее время приводят к повышению эффективности решения задачи разминирования. Вместе с тем, процесс разминирования территорий, текущих и завершившихся военных действий, и локальных

конфликтов все еще продолжает оставаться чрезвычайно опасным, очень дорогостоящим и требующим больших затрат времени.

Анализ современного уровня развития и внедрения беспилотных летательных аппаратов, а также их тактико-технических и летных характеристик позволяет рассматривать беспилотный летательный аппарат (БЛА) мультикоптерного типа в качестве перспективного носителя элементов системы воздушной разведки минных полей, построенной на основе методов теории подповерхностной радиолокации. Использование таких систем позволяет существенно повысить показатели оперативности решения задачи разминирования, а также снизить потери среди личного состава саперных подразделений. В настоящее время уже созданы и испытаны ряд систем воздушной разведки минных полей, таких, например, как шведская подповерхностная радиолокационная станция (РЛС) CARABAS, для которой в качестве носителя рассматривается самолёт или БЛА, показавшая достаточно высокую эффективность при проведении испытаний [3,4].

При этом, несмотря на существенные достижения в теории подповерхностной радиолокации, проблема разработки радиолокаторов подповерхностного зондирования далека от завершения. В частности, не удается обнаруживать и распознавать в грунте противопехотные и противотанковые мины с требуемой вероятностью правильного обнаружения и низким уровнем ложных тревог [1,4-6]. Исходя из этого в рамках обозначенной проблемы, в настоящее время существует объективная необходимость решения актуальной научной задачи совершенствования научно-методического аппарата обнаружения и распознавания в грунте противопехотных и противотанковых мин. Декомпозиция данной научной задачи позволяет выделить в качестве первой частной научной задачи исследования задачу выбора и обоснования метода подповерхностного зондирования, в качестве второй частной задачи определение требуемых параметров сигналов, используемых для обнаружения подповерхностных неоднородностей с заданными электрическими характеристиками.

2. Импульсный метод подповерхностного зондирования

В рамках решения первой частной научной задачи рассмотрим возможность использования импульсного метода для обнаружения в грунте противопехотных и противотанковых мин.

Ввиду простоты реализации данный метод нашел широкое применение, как в радиолокации, так и в радионавигации.

Впервые определение толщины слоя, применительно к толщине материкового льда, импульсным методом было выполнено в 1957 году А. Уэйтом [7]. Зондирование осуществлялось с помощью импульсного радиовысотомера, антенны которого были помещены прямо на снег ледника, при этом высотомер определял высоту около 275 метров.

Сущность импульсного метода состоит в измерении временного интервала $\tau_з$ между излученным и отраженным импульсами, который пропорционален измеряемой дальности. При условии, что этот временной интервал больше длительности импульса

отраженный сигнал на входе приемника представляется известной моделью в виде аддитивной смеси ослабленного и задержанного на время $\tau_з$ излученного сигнала $S_1(t)$ и шума $n(t)$. При этом в приемопередатчике в момент излучения зондирующего сигнала выполняется бланкирование приемника, что позволяет не учитывать во входной реализации просачивающийся при излучении на вход приемного тракта сигнал $S_0(t)$.

В отличие от рассмотренной выше ситуации входная реализация приемника $S_{прм}(t)$ системы подповерхностной радиолокации для обнаружения мин на основе БЛА мультикоптерного типа с учетом особенностей построения системы и требований к энергетике отраженного сигнала представляет собой аддитивную смесь, в которой кроме отраженного от подстилающей поверхности сигнала («верхний» сигнал [4]) $S_1(t)$ и шума $n(t)$, будет присутствовать сигнал $S_2(t)$, отраженный от нижней границы слоя («нижний» сигнал [4]), а также просачивающийся при излучении на вход приемника прямой сигнал $S_0(t)$,

$$S_{прм}(t) = S_0(t) + S_1(t) + S_2(t) + n(t). \qquad (1)$$

Зондирующий сигнал при импульсном методе подповерхностного зондирования для обеспечения требуемой глубины и разрешающей способности обычно представляет собой одноперiодный импульс, модель которого можно описать выражением [1],

$$S_{прд}(t) = A\left[\left(E(t) - E(t-\tau_u)\right)\right]\sin^2\left(\pi\frac{t}{\tau_u}\right)\sin\omega_0 t, \qquad (2)$$

где A – амплитуда сигнала, τ_u – длительность импульса,

$E(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ 1/2, & t = 0 \\ 1, & t > 0 \end{cases}$ – единичная функция Хэвисайда.

Тогда с учетом формул (1) и (2) модель отраженного сигнала будет определяться выражением,

$$S_{прм}(t) = A\left[\left(E(t) - E(t-\tau_u)\right)\right]\sin^2\left(\pi\frac{t}{\tau_u}\right)\sin\omega_0 t + \sqrt{\frac{P_{прд}G_A^2\sigma_0\lambda_0^2}{(4\pi)^3H^4}}\left[\left(E(t-\frac{2H}{c}) - E(t-\frac{2H}{c}-\tau_u)\right)\right]\times$$

$$\times\sin^2\left(\pi\frac{t-\frac{2H}{c}}{\tau_u}\right)\sin\omega_0 t + \sqrt{\frac{P_{прд}G_A^2\sigma\lambda^2}{(4\pi)^3(H+h)^4}}\left[\left(E(t-\frac{2\left(H+h\,\mathrm{Re}\sqrt{\dot{\varepsilon}}\right)}{c}) - E(t-\frac{2\left(H+h\,\mathrm{Re}\sqrt{\dot{\varepsilon}}\right)}{c}-\tau_u)\right)\right]\times$$

$$\times\sin^2\left(\pi\frac{\left(ct-2\left(H+h\,\mathrm{Re}\sqrt{\dot{\varepsilon}}\right)\right)}{\tau_u c}\right)\sin\omega_0 t + n(t), \qquad (3)$$

где $P_{прд}$ – мощность передатчика, G_A – коэффициент направленного действия антенны, σ – эффективная поверхность рассеяния, λ – длина волны зондирующего излучения, H – высота полета БЛА, h – толщина слоя, $\dot{\varepsilon}$ – комплексная диэлектрическая проницаемость.

В случае решения задачи обнаружения мин принятый сигнал подвергается дальнейшей обработке с выделением «верхнего» и «нижнего» сигналов, а также

последующим построением подповерхностного профиля, например, в виде цветового двумерного графического изображения.

3. Исследование параметров сигналов подповерхностного радиолокатора на основе БЛА при импульсном методе зондирования

Увеличение информативности при обработке первичной информации можно производить оптимальным выбором длин волн, поляризации, углов наклона, предварительным сбором, и накоплением информации и комплексированием [4].

При подповерхностном зондировании длина волны и поляризация выбираются исходя из условий зондирования, и можно выбрать оптимальное значение в зависимости от решаемых задач.

Так как глубина установки мин, как правило, не превышает значения 0,1 метра, то в общем случае задачу их обнаружения можно рассматривать как частный случай подповерхностного зондирования тонких слоев. При этом переход к тонким слоям связан с трудностями выполнения условия разрешения сигналов, отраженных от верхней и нижней границ слоя, при сохранении приемлемого отношения амплитуд этих сигналов.

В классической постановке задачи разрешающая способность определяется критерием Релея. В соответствии с этим критерием, под разрешающей способностью понимается тот минимальный интервал $\Delta t_{\min}$, при котором суммарный отклик еще имеет вид кривой с двумя ярко выраженными максимумами [8]. Для радиоимпульсов непрямоугольной одинаковой амплитуды разрешающая способность по времени (дальности) определяется длительностью импульса на уровне 0,5 от максимальной амплитуды $\tau_{0,5}$. Различие в амплитудах импульсов приводит к ухудшению разрешающей способности. Применительно к рассматриваемой задаче подповерхностного зондирования требуемое разрешение будет обеспечиваться при

$$\tau_{0,5} = \Delta t_{\min} = \frac{2h_{\min} \operatorname{Re}\sqrt{\dot{\varepsilon}}}{c}, \qquad (4)$$

где $h_{\min}$ – минимальная толщина слоя, при которой будет обеспечиваться разрешение сигналов.

Имеется большое количество исследований [8], посвященных исследованию влияния характеристик среды распространения на длину волны и скорость ее распространения в этой среде, в которых приводятся экспериментально полученные значения диэлектрической проницаемости. В [5] приводятся модельные среды на основе электрических свойств горных пород, полученные путем обобщения результатов измерения диэлектрической проницаемости. Так как мины устанавливаются в рыхлый грунт в качестве моделей среды распространения были выбраны две модели наиболее соответствующие рассматриваемой задаче. Первая модель характеризует среды, у которых диэлектрическая проницаемость мало меняется при частотах $f < 10^8$ и практически не меняется при частотах $f > 10^8$ Гц. Это соответствует сухой почве ($\dot{\varepsilon} = 2\ldots6$) и сухому песчанику ($\dot{\varepsilon} = 4\ldots4,7$). Вторая модель определяет среды, для

которых диэлектрическая проницаемость значительно уменьшается с частотой при $f < 10^8$ Гц и мало меняется при $f > 10^8$ Гц, что соответствует влажной почве ($\dot{\varepsilon} = 5 \ldots 15$) или влажному песчанику ($\dot{\varepsilon} = 4,7 \ldots 16$).

При формальном определении длительности импульса на уровне половины амплитуды для одноперiодного импульса $\tau_{0,5} = T/3$. Тогда длина волны в среде распространения, при которой обеспечивается разрешение сигналов, будет определяться формулой

$$\lambda = \frac{3c\tau_{0,5}}{\mathrm{Re}\sqrt{\dot{\varepsilon}}}. \qquad (5)$$

Зависимость длины волны от длительности импульса при условии обеспечения требуемого разрешения для рассматриваемых моделей среды распространения представлена на рисунке 1. График, соответствующий сухой почве или сухому песчанику (модель 1), изображен пунктиром, а сплошная линия соответствует графической зависимости для влажной почвы или влажного песчаника (модель 2).

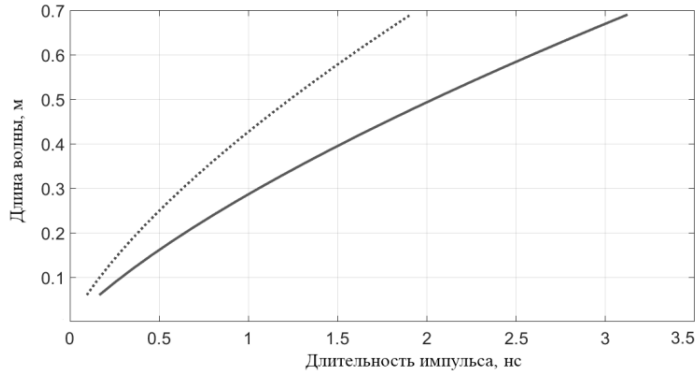
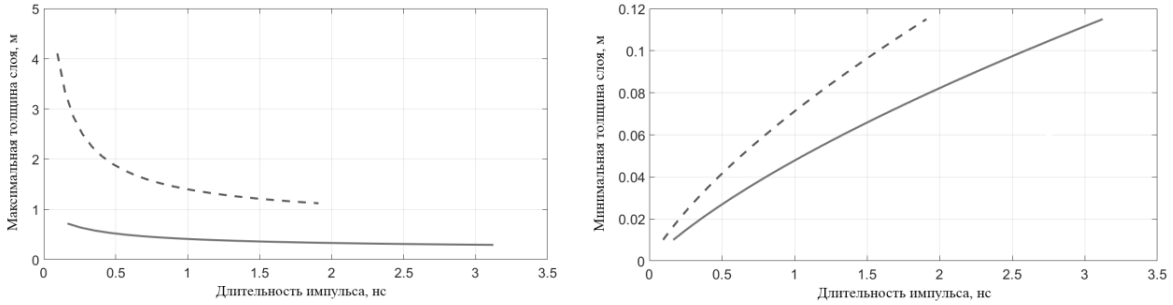


Рис. 1. Зависимость длины волны от длительности одноперiодного импульса.

Известные условия размещения мин по глубине позволяют сформулировать требования к граничным значениям минимальной и максимальной глубины прохождения зондирующего излучения. При этом требования к минимальной толщине слоя будут определяться возможностью разрешения «верхнего» и «нижнего» сигналов, в то время как максимальная допустимая толщина слоя определяется из условия обеспечения заданного потенциала радиолокатора при заданном значении удельного затухания. Исходя из того, что противопехотные мины устанавливают на глубину 0,01-0,02 метра, а противотанковые – на глубину около 0,1 метра, эти значения в работе приняты в качестве требуемых значений минимальной и максимальной толщины слоя.

Для расчетных длительностей импульса, обеспечивающих требуемую разрешающую способность, получены значения минимальной и максимальной толщины слоя, представленные на рисунке 2. Графики, соответствующие сухой среде распространения сигнала, представлены пунктирной линией. Зависимости для влагонасыщенной среды распространения показаны на рисунке 2 сплошными линиями.



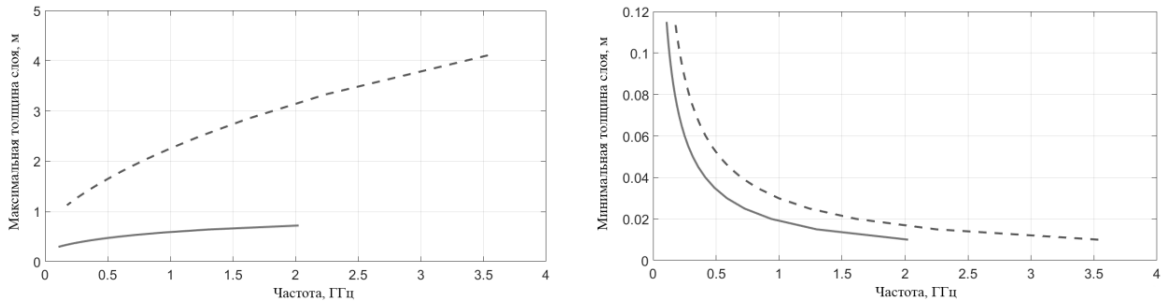
а) б)

Рис. 2. Зависимости максимальной (а) и минимальной (б) толщины слоя от длительности одноперiодного импульса.

Анализ приведенных зависимостей показывает, что обнаружение мин в рассматриваемых условиях потенциально достижимо с помощью одноперiодных импульсов длительностью от 0,1 до 3,2 наносекунд. Однако из рисунка 2.б видно, что для расчетных значений длительности импульса минимальная толщина слоя, при которой будет обеспечиваться разрешение сигналов, в зависимости от влагонасыщенности среды лежит в диапазоне от 0,01 до 0,119 метра при условии требуемой минимальной толщины $\leq 0{,}01$ метра.

Подповерхностное зондирование относительно толстых слоев позволяет выбрать такую длительность импульсов, при которой будет выполняться условие полного разрешения сигналов, что в свою очередь обеспечивает возможность использования радиолокаторов общего назначения. При этом выбор частоты сигнала связан с особенностями распространения электромагнитных колебаний в слое, формой зондирующих импульсов и техническими возможностями размещения аппаратуры [7].

Применительно к рассматриваемой в работе задаче определяющим условием выбора частоты будет возможность разрешения сигналов, отраженных от границ достаточно тонкого слоя. Графические зависимости максимальной и минимальной толщины слоя, при которой будет обеспечиваться разрешение сигналов, представлены на рисунке 3.



а) б)

Рис. 3. Зависимости максимальной (а) и минимальной (б) толщины слоя от частоты колебаний.

Пунктиром представлены графики для сухой среды распространения, сплошной линией – для влагонасыщенной.

Анализ представленных графиков показывает, что рассчитанные значения частоты импульсного сигнала позволяют обеспечить обнаружение объектов в слое с максимальной толщиной до 1 метра применительно к влгонасыщенной среде и чуть более 4 метров для сухой среды при требуемой максимальной толщине слоя 0,1 метра.

Требуемое разрешение будет обеспечиваться при использовании одноперiодных сигналов наносекундной длительности при этом частота этих сигналов лежит в диапазоне от 1,5 до 3,5 гигагерц, в зависимости от состояния среды распространения.

4. Заключение

Полученные в работе результаты можно рассматривать как первичную оценку параметров сигналов подповерхностного радиолокатора на основе беспилотного летательного аппарата при импульсном методе зондирования. Они являются исходными данными, которые будут использованы на следующем этапе исследования для обоснования требований к тактико-техническим характеристикам и конструкции приемного и передающего трактов системы, а также для уточнения требований к структуре системы подповерхностной локации на основе БЛА для решения задачи разминирования.

Литература

1. Вопросы подповерхностной радиолокации. Коллективная монография. / Под ред. А.Ю. Гринёва, М.: Радиотехника, 2005. – 416 с.
2. Гринмейер Л. Подповерхностная голографическая радиолокация может обеспечить безопасный и более эффективный способ обнаружения скрытых мин // Scientific American: сетевой журн. 2010. URL: http://www.scientificamerican.com/blog/post.cfm?id=radar-holography-couldoffer-a-safe-2010-07-21 (дата обращения: 19.10.2018).
3. Hellsten H. CARABAS – An UWB Low Frequency SAR // Military Technology, 5, 1994.
4. Подповерхностная радиолокация / М. И. Финкельштейн, В. И. Карпухин, В. А. Кутев, В. Н. Метелкин. Под ред. М. И. Финкельштейна. – М.: Радио и связь, 1994. – 216 с.
5. Финкельштейн М.И., Кутев В.А., Золотарев В.П. Применение радиолокационного подповерхностного зондирования в инженерной геологии. / Под ред. М.И. Финкельштейна. – М.: Недра, 1986. – 128 с.
6. Андреев Г.А., Заянцев Л. В., Яковлев В.В. Радиоволновые системы подповерхностного зондирования. // Зарубежная радиоэлектроника, 1991, №2. – с.3-22.
7. Финкельштейн М.И., Мендельсон В.Л. Кутев В.А. Радиолокация слоистых земных покровов. / Под ред. М.И. Финкельштейна. М.: Сов.радио, 1977. – 176 с.
8. Вакман Д.Е. Сложные сигналы и принцип неопределенности в радиолокации. М.: Сов.радио, 1965. – 304 с.

References

1. Issues of subsurface radar. Collective monograph. / Under the editorship of A. Yu. Grineva, M.: Radiotec, 2005. - 416 p.
2. Greenemeier L. Subsurface holographic radar can provide safer and more effective method of detecting hidden mines // Scientific American: the power journal. 2010. URL: http://www.scientificamerican.com/blog/post.cfm?id=radar-holography-couldoffer-a-safe-2010-07-21 (date accessed: 19.10.2018).
3. Hellsten H. CARABAS-An UWB Low Frequency SAR / / Military Technology, 5, 1994.
4. Subsurface radar / M. I. Finkelstein, V. I. Karpukhin, V. A. Kutev, V. N. Metelkin. Under the editorship of M. I. Finkelstein. - Moscow: Radio and communication, 1994. - 216 p.

5. Finkelstein M. I., Kutev V. A., Zolotarev V. P. Application of radar sub-surface sensing in engineering Geology. / Under the editorship of M. I. Finkelstein. - Moscow: Nedra, 1986. - 128 p.
6. Andreev, G. A., Zaicev L. V., Yakovlev V. V. Wave systems subsurface sensing. // Foreign radio electronics, 1991, №2. - Pp. 3-22.
7. Finkelstein M. I., Kutev, V. L. Mendelson, V. A. Radar-layered terrestrial covers. / Under the editorship of M. I. Finkelstein. M.: Sov.radio, 1977. - 176 p.
8. Vakman D. E. Complex signals and the uncertainty principle in radar. M.: Sov.radio, 1965. - 304 p.

ОСОБЕННОСТИ ОЦЕНИВАНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ В РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СРЕДСТВАХ С КОНИЧЕСКИМ СКАНИРОВАНИЕМ И ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ АКТИВНЫХ ШУМОВЫХ ПОМЕХ

Ву Тхань Ха, С. В. Козлов, А.Н. Мороз

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, г. Минск, Беларусь

Аннотация. Приведены алгоритмы обработки принимаемых сигналов в радиолокационных средствах (РЛСр) с коническим сканированием и подсистемой пространственной компенсации помех (ПКП). Получены зависимости среднеквадратических ошибок пеленгации цели от параметров флуктуаций отраженного сигнала, пространственно-энергетической ситуации и подсистемы ПКП.

Ключевые слова: пространственная компенсация помех, радиолокационная станция, коническое сканирование, измерение угловых координат, статистические характеристики, функция правдоподобия.

FEATURES OF ANGULAR COORDINATES ESTIMATION IN RADAR MEANS WITH A CONICAL SCANNING AND A SPATIAL ACTIVE NOISE INTERFERENCE COMPENSATION

Vu Thanh Ha, S. V. Kozlov, A.N. Moroz

Belarusian state university of informatics and radioelectronics, Minsk, Belarus

Abstract. Algorithms of processing of the received signals in radar facilities with conical scanning and subsystem of spatial compensation of hindrances are resulted. The dependences of the mean square errors of the target direction finding on the parameters of the reflected signal fluctuations, the space-energy situation and the spatial compensation subsystem are obtained.

Keywords: spatial noise compensation, radar station, conical scanning, measurement of angular coordinates, statistical characteristics, likelihood function.

1. Введение

Несмотря на развитие моноимпульсных антенных систем и цифровых антенных решеток, продолжают оставаться практически значимым использование радиолокационных средств с коническим сканированием. Это определяется относительной простотой построения и невысокой стоимостью указанных РЛСр. Поэтому принцип конического сканирования при измерении угловых координат широко используется в «массовых» радиолокационных средствах. В этих условиях актуальным является обеспечения требуемой помехоустойчивости РЛСр с коническим сканированием в условиях мощных активных помех, воздействующих с направлений главного и боковых лепестков ДН основной антенны. В качестве основного средства повышения помехоустойчивости в указанных условиях выступает использование подсистем адаптивной ПКП на базе многоканальных приемных систем.

Вопросы защиты РЛСр с коническим сканированием путем пространственной

обработки сигналов, принимаемых многоканальной антенной системой, исследовались в [1-4]. Так в [1, 2] рассмотрен способ измерения угловых рассогласований цели моноимпульсным радиопеленгатором цифровой импульсно-доплеровской радиолокационной станции при подавлении активной шумовой помехой с направлений основных лепестков диаграмм направленности его антенн. В основе способа лежит пространственная компенсация шумовой помехи с последующим выделением угловых рассогласований из выделенного отраженного сигнала, модулированного по амплитуде за счет конического развертывания диаграммы направленности антенны на передачу. В работе [5] предложен алгоритм оценивания угловых координат цели на основе анализа всех составляющих функции правдоподобия, что сводится, фактически, к проверке множества гипотез о наличии одиночной цели или заданного числа целей в конкретных угловых направлениях (по заданной сетке) в пределах области неопределенности. В работах [6, 7] на основе развития подхода для обзорных РЛС с круговым механическим сканированием антенной системы получены функции правдоподобия и статистические характеристики точности измерения угловых координат для произвольных флуктуаций отраженного сигнала.

Целью настоящей статьи является распространение подхода [6, 7] для РЛСр с коническим сканированием антенной системы.

2. Алгоритмы обработки и их статистические характеристики

По аналогии с [6, 7] будем рассматривать импульсную РЛСр с механическим управлением антенной системы, состоящей из основной приемопередающей антенны с коэффициентом усиления G_0 и $\ell = \overline{1, L}$ дополнительных (компенсационных) антенн с коэффициентами $G_\ell << G_0$. Вариантом реализации антенной системы является использование основной антенны, разбитой на прием четыре квадранта [1-3], сигналы с которых принимаются и обрабатываются самостоятельно. Круговая частота и амплитуда конического сканирования составляют Ω и $\Delta\theta \approx (0,25...0,5)\Delta\theta_{0,5}$, где $\Delta\theta_{0,5}$ - ширина главного лепестка ДН основной антенны по уровню 0,5 от уровня максимальной мощности. Пространственная компенсация помех реализуется независимо в пределах каждого периода зондирующего сигнала. Под длительность радиолокационного наблюдения будем понимать один период конического сканирования, включающий излучение и прием $I = \dfrac{2\pi}{\Omega T_r}$ импульсов с периодом повторения T_r.

Для вектор-столбцов $\mathbf{y}_i = (\dot{Y}_{0_i}, \dot{Y}_{1_i}, ..., \dot{Y}_{L_i})^{\mathrm{T}}$ отсчетов сигналов на выходах основной и компенсационных антенн при приеме i-го импульса отраженного сигнала запишем

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{y}_{\text{сш}_i} + \mathbf{y}_{\text{п}_i} + \mathbf{y}_{\text{с}_i}, \qquad (1)$$

где $\mathbf{y}_{\text{сш}_i} = (\dot{\xi}_{\text{ш}i,0}, \dot{\xi}_{\text{ш}i,1}, ..., \dot{\xi}_{\text{ш}i,1})^{\mathrm{T}}$ - вектор-столбцы отсчетов собственных шумов; $\dot{\xi}_{\text{ш}i,\ell}$ - отсчеты внутреннего шума ℓ-го приемного канала для i-го импульса пачки;

$$\mathbf{y}_{\mathrm{c}_i} = \dot{\xi}_{\mathrm{c}_i}\sqrt{P_{\mathrm{c}}}\dot{F}_0(\alpha_{\mathrm{a}i}-\alpha_{\mathrm{c}},\beta_{\mathrm{a}i}-\beta_{\mathrm{c}})\mathbf{s}(\alpha_{\mathrm{a}i}-\alpha_{\mathrm{c}},\beta_{\mathrm{a}i}-\beta_{\mathrm{c}}) \quad (2)$$

$$\mathbf{y}_{\mathrm{п}_i} = \sum_{m=1}^{M}\dot{\xi}_{\mathrm{п}_{i,m}}\sqrt{P_m}\mathbf{s}(\alpha_{\mathrm{a}i}-\alpha_{\mathrm{п}_m},\beta_{\mathrm{a}i}-\beta_{\mathrm{п}_m}) \quad (3)$$

- вектор-столбцы отсчетов собственных шумов, отраженного сигнала и внешних помех; P_{c} - средняя мощность отраженного от цели одиночного сигнала на выходе изотропной приемной антенны при условии, что передающая антенна ориентирована на цель максимумом главного лепестка ДН; P_m - мощность m-го источника помех на выходе изотропной приемной антенны при условии; $\dot{\xi}_{\mathrm{п}_{i,m}}$ - независимые центрированные гаууссовые случайные величины с единичной дисперсией; $\dot{\xi}_{\mathrm{c}_i}$ - последовательность центрированных гауссовых случайных величин с корреляционной функцией, определяемой моделью флуктуации отраженного сигнала; $\dot{F}_0(\alpha,\beta)$ - ДН передающей антенны в системе координат «азимут-угол места»; $\alpha_{\mathrm{a}i}$, $\beta_{\mathrm{a}i}$ - азимут и угол места максимума главного лепестка антенны в момент времени, соответствующий приему i-го импульса отраженного сигнала (влияние угловых перемещений и эклипсинга [4] в первом приближении не учитывается); $(\alpha_{\mathrm{c}},\beta_{\mathrm{c}})$, $(\alpha_{\mathrm{п}_m},\beta_{\mathrm{п}_m})$ - азимут и угол места источника полезного сигнала и $m=\overline{1,M}$ источников помех; $\mathbf{s}(\alpha,\beta)=(\dot{F}_0(\alpha,\beta),\dot{F}_1(\alpha,\beta),...,\dot{F}_L(\alpha,\beta))^{\mathrm{T}}$ - вектор-столбец, составленный из диаграмм направленности основного и компенсационных каналов антенной системы РЛСр.

Для конического развертывания антенной системы запишем:

$$\begin{cases}\alpha_{\mathrm{a}i}=\alpha_{a0}+\Delta\theta\cos(\Omega(i-1)T_r);\\ \beta_{\mathrm{a}i}=\beta_{a0}+\Delta\theta\sin(\Omega(i-1)T_r),\end{cases} \quad (4)$$

где (α_{a0},β_{a0}) - азимут и угол места центра зоны сканирования.

Аналогично [6] при записи (2) предполагается, что предварительно выполнена оценка время задержки τ_{z} и доплеровского сдвига частоты $f_{\mathrm{д}}$ отраженного от цели сигнала, причем последняя величина скомпенсирована .

Ограничимся случаями модели отраженного сигнала (ОС) в виде когерентной пачки дружно флуктуирующих сигналов (М1.2), для которой $\dot{\xi}_{\mathrm{c}_i}$ - последовательность центрированных гауссовых случайных величин с корреляционной функцией вида $R_{\xi}(\tau)=e^{-\tau/\tau_{\mathrm{c}}}$, где τ_{c} - интервал корреляции ОС, и пачки быстро (М2.3) флуктуирующих сигналов, для которой $\dot{\xi}_{\mathrm{c}_i}$ - последовательность независимых центрированных гауссовых случайных величин с единичной дисперсией.

Анализ (1)-(4) показывает, что задача оценивания угловых координат в РЛСр с коническим сканированием аналогична рассмотренной в [6] задаче оценивания угловых координат в обзорной РЛС с увеличением размерности формируемых функций правдоподобия. Максимально правдоподобные оценки азимута цели

$$(\hat{\alpha},\beta) = \arg\max_{\alpha,\beta} \Psi(\mathbf{z}/\alpha,\beta), \qquad (5)$$

где $\Psi(\mathbf{z}/\alpha,\beta)$ - логарифм функции (отношения) правдоподобия.

Для модели когерентной пачки дружно флуктуирующих отраженных сигналов (алгоритм 1.2 [6])

$$\Psi_{1.2}(\mathbf{z}/\alpha,\beta) = \mathbf{z}^{+}(\mathbf{E} - (\mathbf{E} + \hat{\sigma}_{\text{с}}^2(\alpha,\beta)\mathbf{R}(\alpha,\beta))^{-1}\mathbf{z} - \ln|\mathbf{E} + \hat{\sigma}_{\text{с}}^2(\alpha,\beta)\mathbf{R}(\alpha,\beta)|, \qquad (6)$$

где $\mathbf{z} = (\dot{Z}_1, \dot{Z}_2, ..., \dot{Z}_I)^{\text{T}}$ - вектор-столбец, составленный из отсчетов $\dot{Z}_i = \dfrac{\boldsymbol{\omega}_i^{+}\mathbf{y}_i}{\sqrt{\boldsymbol{\omega}_i^{+}\hat{\boldsymbol{\Phi}}_i\boldsymbol{\omega}_i}}$ «обеленной» принимаемой реализации; $\boldsymbol{\omega}_i$ - вектор весовых коэффициентов приемных каналов для i-го импульса пачки; $\hat{\boldsymbol{\Phi}}_i$ - оценка корреляционной матрицы процессов на выходах приемных каналов для i-го импульса пачки; $\mathbf{R}(\alpha,\beta)$ - нормированная корреляционная матрица отсчетов флуктуирующую полезного сигнала с учетом операции обеления с элементами

$$R_{i,j}(\alpha,\beta) = r^{|i-j|}\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha,\beta)Z^{*}_{\text{оп}_j}(\alpha,\beta) =$$

$$= r^{|i-j|}\frac{\dot{F}_0(\alpha_{\text{a}i} - \alpha, \beta_{\text{a}i} - \beta)F_0^{*}(\alpha_{\text{a}j} - \alpha, \beta_{\text{a}i} - \beta)\boldsymbol{\omega}_i^{+}\mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha, \beta_{\text{a}i} - \beta)\mathbf{s}^{+}(\alpha_{aj} - \alpha, \beta_{\text{a}i} - \beta)\boldsymbol{\omega}_j}{\sqrt{\boldsymbol{\omega}_i^{+}\hat{\boldsymbol{\Phi}}_i\boldsymbol{\omega}_i}};$$

$$\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha,\beta) = \frac{\dot{F}_0(\alpha_{\text{a}i} - \alpha, \beta_{\text{a}i} - \beta)\boldsymbol{\omega}_i^{+}\mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha, \beta_{\text{a}i} - \beta)}{\sqrt{\boldsymbol{\omega}_i^{+}\hat{\boldsymbol{\Phi}}_i\boldsymbol{\omega}_i}} \qquad (7)$$

- отсчеты ожидаемого (опорного) сигнал с учетом операции обеления;

$$\hat{\sigma}_{\text{с}}^2(\alpha,\beta) = \frac{\sum_{i=1}^{I-1} Z_i Z_{i+1}^{*}}{\sum_{i=1}^{I-1} r\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha,\beta)Z^{*}_{\text{оп}_{i+1}}(\alpha,\beta)}. \qquad (8)$$

- оценка средней мощности принимаемого когерентного дружно флуктуирующего ОС на выходе изотропной приемной антенны, когда цель облучается максимумом главного лепестка ДН передающей антенны.

Для некогерентной пачки быстро флуктуирующих сигналов (алгоритм 2.3 [6])

$$\Psi_{2.3}(\mathbf{z}/\alpha,\beta) = \sum_{i=1}^{I}\ln\frac{1}{1+\hat{\sigma}_{\text{с}}^2(\alpha,\beta)|\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha,\beta)|^2} + \sum_{i=1}^{I}\frac{\hat{\sigma}_{\text{с}}^2(\alpha,\beta)|\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha,\beta)|^2}{1+\hat{\sigma}_{\text{с}}^2(\alpha,\beta)|\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha,\beta)|^2}|\dot{Z}_i|^2, \qquad (9)$$

где

$$\hat{\sigma}_{\text{с}}^2(\alpha,\beta) = \frac{\sum_{i=0}^{I}|\dot{Z}_i|^2 - I}{\sum_{i=1}^{I}|\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha,\beta)|^2} \qquad (10)$$

- оценка средней мощности принимаемого быстро флуктуирующего ОС на выходе изотропной приемной антенны, когда цель облучается максимумом главного лепестка ДН передающей антенны.

Соотношения (4)-(10) конкретизируют алгоритмы обработки [6] применительно к РЛС с коническим сканированием.

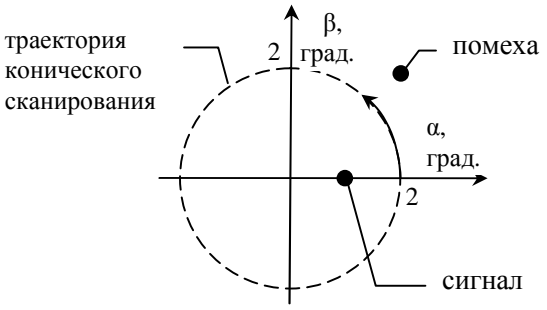
Для расчета точности оценивания координат могут быть использован подход, изложенный в [7]. Он основан на численном вычислении второй производной от среднего значения функции правдоподобия в окрестности максимума. Применительно к РЛС с коническим сканированием для получения дисперсии ошибок оценивания угловых координат расчетные соотношения [7] применяются дважды для азимутальной и угломестной плоскости, соответственно.

3. Результаты расчетов и компьютерного моделирования

Иллюстрация работоспособности предлагаемых алгоритмов и особенностей процессов измерения угловых координат цели в РЛСр с коническим сканированием для одной из реализаций приведена на рис. 1. Зависимости построены для «тяжелой» пространственно-энергетической ситуации малого углового рассогласования сигнала и помехи. Принималось $\alpha_c = 1^\circ; \beta_c = 0^\circ; \alpha_п = 2^\circ; \beta_п = 2^\circ;\ \Omega = 20\pi\ \ c^{-1},\ \Delta\theta=2^\circ;\ T_r=1$ мс; $\tau_c \to \infty$, максимальное отношение сигнал/шум по одному импульсу пачки и помеха/шум 20 дБ и 50 дБ, соответственно. Антенная система моделировалась в виде основной апертуры круглой формы радиусом 7 длин волн ($\Delta\theta_{0,5}=4^\circ$) и двух круглых компенсационных апертур радиусом 2 длины волны, пристыкованных справа и слева к основной апертуре в азимутальной плоскости. Амплитудное распределение поля на апертурах принималось равномерным, погрешности распределения на апертурах не учитывались. При проведении пространственной компенсации использовался критерий максимума отношения сигнал/помеха+шум [6].

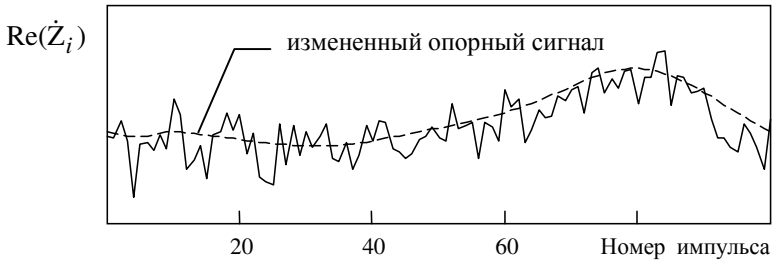
Как видно из рис. 1, после пространственной компенсации помех принимаемая реализация сильно искажена, в основном, взвешенными шумами при практические полной компенсации внешней помехи. Максимум мощности взвешенных шумов имеет место примерно на 15 импульсе пачки, когда угловое расстояние между максимумом ДН основного канала и помехой минимально. При этом определение углового положения цели путем корреляции с исходным опорным сигналом приводит к большим ошибкам. После операции обеления помехи в временной области (рис. 1в) принимаемая реализация хорошо совпадает с измененным опорным сигналом.

Для моделируемой ситуации оценка угловых координат полезного сигнала (квадратный маркер на рис. 1г.д) несмотря на относительно близкое расположение источника помех достаточно близко к истинному значению. Величина ошибки не превышает 10% от ширины главного лепестка ДН основного канала. Значение логарифма функции (отношения) правдоподобия для когерентной обработки примерно в два раза больше, чем для некогерентной.

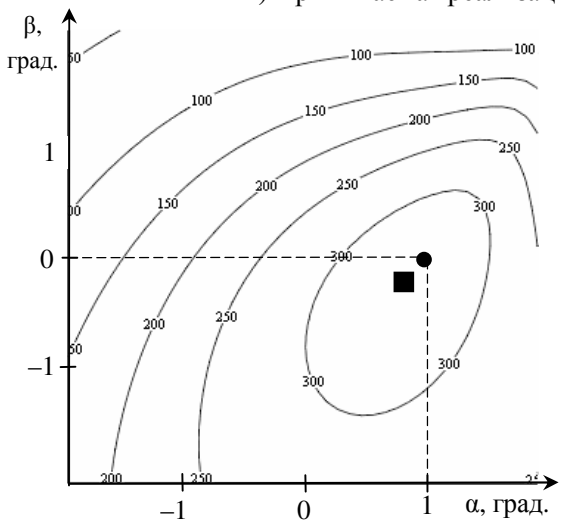


а) моделируемая ситуация

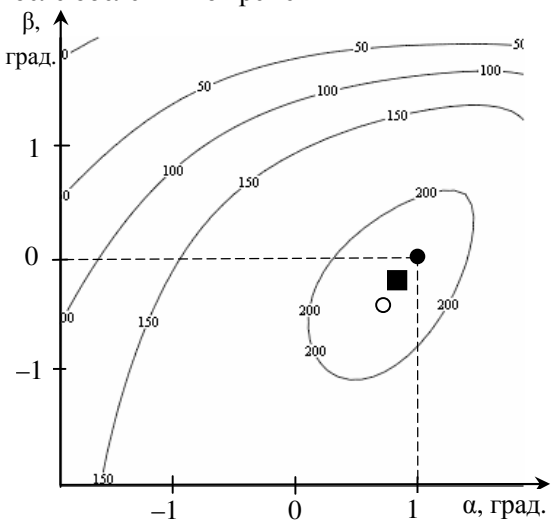
б) Принимаемая реализация после пространственной обработки



в) Принимаемая реализация после обеления во времени



г) рельеф функции правдоподобия при когерентной обработке (1.2)



д) рельеф функции правдоподобия при некогерентной обработке (2.3)

Рис. 1. Моделируемая ситуация (а), реализации сигналов после пространственного (б) и временного (в) отбеливания и рельеф функции правдоподобия (г, д)

На рис. 2 для различных вариантов обработки и параметров флуктуации отраженного сигнала приведены полученные по расчетным соотношениям [7] нормированные к ширине главного лепестка основного канала среднеквадратические ошибки пеленгации полезного сигнала в азимутальной плоскости. Источник полезного

сигнала располагался на оси конического сканирования, отношение сигнал/шум по одному импульсу 20 дБ.

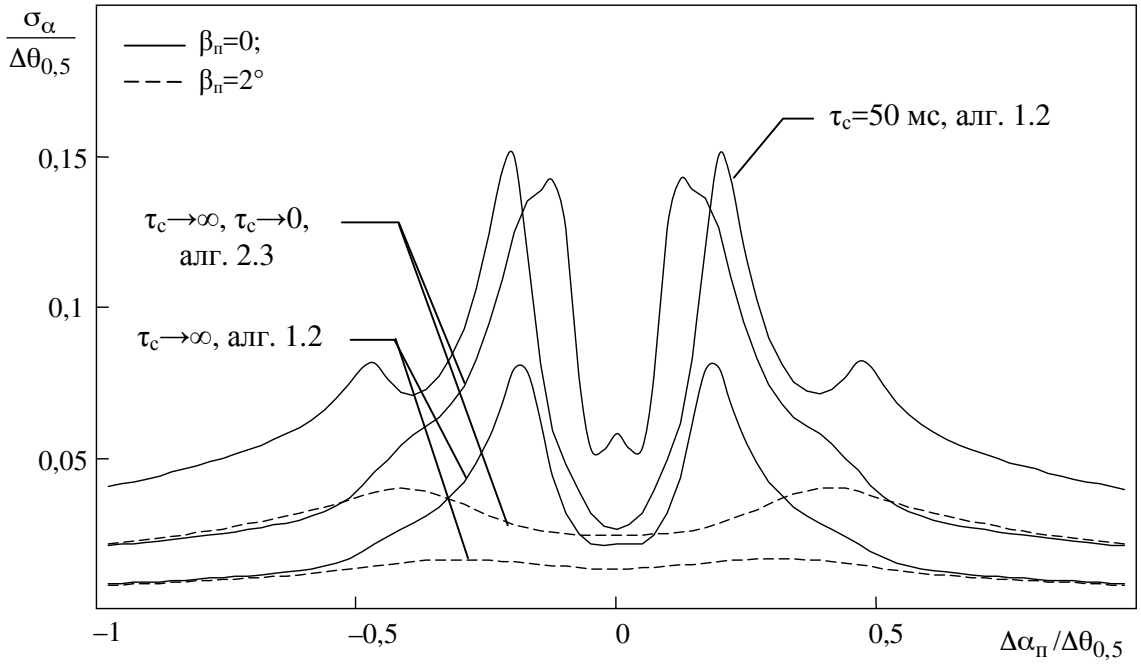


Рис. 2. Зависимости нормированной ошибки оценивания угловых координат цели от нормированного углового отклонения источника помехи

Как видно из рис. 2, во всех случаях обеспечивается, фактически, сверхразрешение источника полезного сигнала и мощной помехи, воздействующей по главному лепестку основного канала.

4. Заключение

Полученные результаты могут быть использованы при обосновании требований и исследованию эффективности помехоустойчивых радиолокационных средств с коническим сканированием.

Литература

1. Торбин С.А., Григорян Д.С. Способ защиты моноимпульсного радиопеленгатора от активной шумовой помехи по основным лепесткам диаграмм направленности антенн // Антенны, № 7, 2014. - С. 54-61.
2. Григорян Д.С., Торбин С.А., Герасимов В.В. Защита моноимпульсного радиопеленгатора от активной шумовой помехи, действующей по основным лепесткам диаграмм направленности // Вестник Концерна ПВО «Алмаз-Антей», 2014, № 2, - С. 103-112.
3. Торбин С.А. Обработка сигналов цифрового пеленгатора с коническим сканированием диаграммы направленности в условиях активной шумовой помехи // Материалы международной конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение DSPA–2014». Выпуск 20, Москва, 2014. - С. 368-379.
4. Торбин С.А. Влияние угловых перемещений антенны и эклипсинга на точность пеленгации цели радиолокатором с коническим развертыванием луча на передачу при подавлении активной шумовой помехи в основном лепестке приемной диаграммы направленности // Журнал радиоэлектроники, № 2, 2015.

5. Чижов А.А. Сверхразрешение радиолокационных целей при воздействии активных шумовых помех по основному и ближним боковым лепесткам диаграммы направленности антенны РЛС // Информационно-управляющие системы, № 1, 2016. - С. 88-92.
6. Ву Тхань Ха, Козлов С.В. Алгоритмы оценивания угловых координат в обзорных РЛС с многоканальными приемными системами. В настоящем сборнике.
7. Ву Тхань Ха, Козлов С.В. Статистические характеристики обнаружения и оценивания угловых координат целей в обзорных РЛС с многоканальными приемными системами. В настоящем сборнике.

REFERENCES

1. Torbin S.A., Grigoryan D.S. The way to protect monopulse finder from active noise interference on the main lobes of the antenna patterns // Antennas, № 7, 2014. - Pp. 54-61.
2. Grigoryan D.S., Torbin S.A., Gerasimov V.V. Protection of a monopulse direction finder from active noise interference acting on the main lobes of radiation patterns // Concern of Almaz-Antey Air Defense Concern, 2014, No. 2, - Pp. 103-112.
3. Torbin S.A. Signal processing of a digital direction finder with a conical scanning pattern under active noise interference // Proceedings of the international conference "Digital signal processing and its application DSPA – 2014". Issue 20, Moscow, 2014. - Pp. 368-379.
4. Torbin S.A. The influence of the antenna and eclipse angular displacements on the accuracy of the direction finding of the target by radar with a conical beam deployment on the transmission while suppressing active noise interference in the main lobe of the receiving radiation pattern // Journal of Radio Electronics, № 2, 2015.
5. Chizhov A.A. Radar targets super-resolution when exposed to active noise interference along the main and near side lobes of a radar antenna pattern // Information Control Systems, № 1, 2016. - Pp. 88-92.
6. Vu Thanh Ha, Kozlov S.V. Algorithms for estimating the angular coordinates in survey radars with multichannel receiving systems. In this collection.
7. Vu Thanh Ha, Kozlov S.V. Statistical characteristics of detecting and estimating the angular coordinates of targets in survey radars with multichannel receiving systems. In this collection.

ОТОЖДЕСТВЛЕНИЕ ПЕЛЕНГОВ В УГЛОМЕРНЫХ СИСТЕМАХ НА ОСНОВЕ ПРИНЦИПА ДЕЦЕНТРАЛИЗАЦИИ

Ю. Г. Булычев[1], А. А. Мозоль[2], А. Г. Кондрашов[3]

[1]АО «Всероссийский научно-исследовательский институт «Градиент»
(АО «ВНИИ «Градиент»), Ростов-на-Дону, Россия
[2]Краснодарское высшее военное училище (КВВУ), Краснодар, Россия
[3]АО «Научно-производственное объединение «Квант», Великий Новгород, Россия

Аннотация. На базе совокупности инвариантов развит метод решения общей задачи отождествления пеленгов в многопозиционных угломерных системах, обеспечивающий вычислительную корректность и децентрализацию процедуры отождествления при произвольной ориентации базовой и местных систем координат.

Ключевые слова: многопозиционная угломерная система; инварианты; отождествление пеленгов; принцип децентрализации.

IDENTIFICATION OF PELENG IN THE ANGLE SYSTEMS BASED ON THE DECENTRALIZATION PRINCIPLE

Yu. G. Bulychev[1], A. A. Mozol'[2], A. G. Kondrashov[3]

[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 «Scientific Production Association «Quantum», Velikiy Novgorod, Russia

Abstract. On the basis of a set of invariants, a method has been developed for solving the general problem of identifying bearings in multiposition goniometric systems, providing computational correctness and decentralization of the identification procedure with an arbitrary orientation of the base and local coordinate systems.

Keywords: multiposition goniometric system; invariants; identification of bearings; principle of decentralization.

1. Введение

Для угломерных систем (УС) наряду с традиционными задачами обнаружения и сопровождения целей (Ц) характерны и некоторые другие задачи, которые решаются на различных этапах обработки информации [1-4]. К их числу относится задача отождествления данных при наблюдении за несколькими Ц, которая решается наиболее сложно применительно к триангуляционным УС [4,5]. Под отождествлением понимается разбиение значений пеленгов, измеренных в различных пунктах (П), на классы по признаку принадлежности к данной Ц. Указанная задача особенно актуальна, когда в секторе обзора УС имеется достаточно большое число Ц, а сама УС функционирует при жестких ограничениях на временные ресурсы.

В работе [5] с использованием принципа децентрализации развит метод отождествления пеленгов, эффективный в вычислительном плане. Его основу составляет инвариант – угол наклона плоскости, образуемой линией визирования (положения) Ц и базой УС, по отношению к некоторой опорной плоскости.

Использование такого инварианта позволяет обрабатывать измерительную информацию на каждом П раздельно (децентрализовано), исключая заключительный этап отождествления – сортировку чисел.

Однако, как показывает анализ, метод [5] обладает рядом существенных недостатков: одноименные оси базовой и местных систем координат должны быть коллинеарны; для некоторых областей возможных значений пеленгов наблюдается вычислительная некорректность («взрыв» решения); при использовании лишь одного инварианта и большом числе Ц в секторе обзора УС снижается достоверность решения задачи отождествления (например, для разных Ц, необязательно попавших в одну плоскость, значения инварианта могут совпадать).

В настоящей работе выявлены три максимально возможных независимых инварианта, которые позволяют реализовать идею отождествления, заложенную в [5], обеспечивая при этом вычислительную корректность формируемых процедур отождествления и существенный вычислительный эффект, обусловленный принципом децентрализации. На базе данных инвариантов развит метод отождествления, который справедлив при произвольной ориентации базовой и местных систем координат.

2. Геометрия задачи и ее инварианты

Геометрия рассматриваемой задачи представлена на рисунке 1, где для большей наглядности изображены лишь два пеленгатора ($П_1$ и $П_2$) и одна цель $(Ц_n), n \in \overline{1,N}$ (N – число целей в секторе обзора УС).

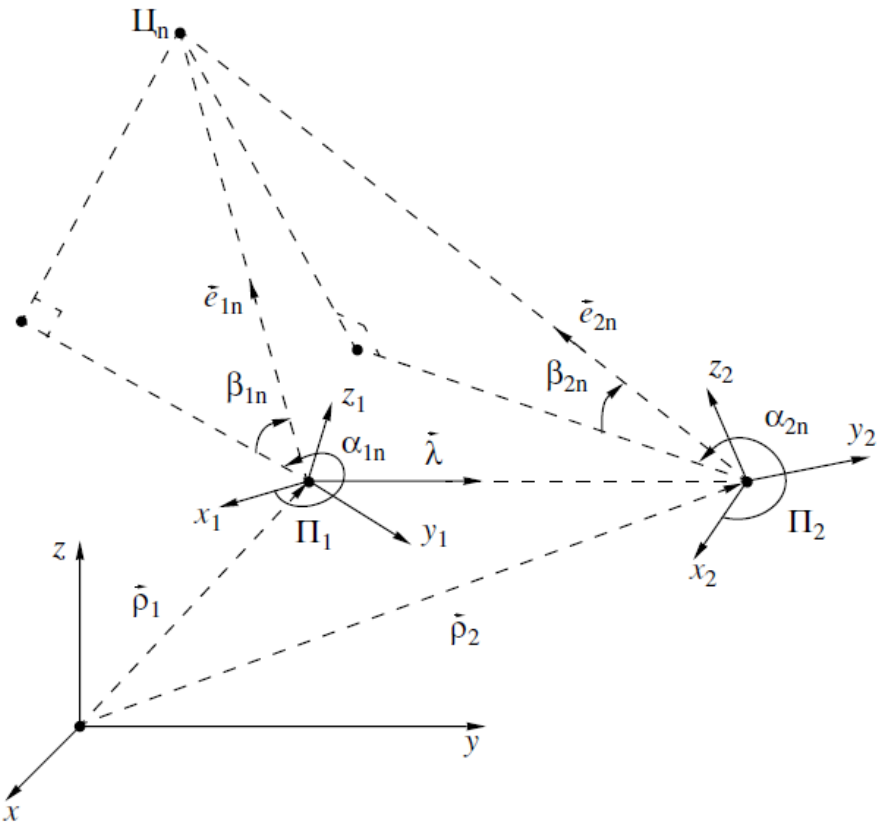


Рис. 1. Геометрия задачи

В декартовой системе координат XYZ положение Π_1 и Π_2 задается векторами $\overrightarrow{\rho_1} = [\rho_{11}, \rho_{12}, \rho_{13}]^T$ и $\overrightarrow{\rho_2} = [\rho_{21}, \rho_{22}, \rho_{23}]^T$ соответственно. С каждым Π_i $\left(i \in \{1,2\}\right)$ связана местная система координат $X_iY_iZ_i$, по отношению к которой пеленги $Ц_n$ задаются азимутом α_{in} и углом места β_{in}. Для каждого Π_i $\left(i \in \{1,2\}\right)$ полагается заданной матрица $\mathbf{\Omega}_i$ направляющих косинусов, состоящая из вектор-строк $\overrightarrow{\omega_{ij}}^T = [l_{ij}, m_{ij}, n_{ij}]$, $j = 1,2,3$, $l_{i1} = \cos\psi_i \cos\varphi_i - \cos\vartheta_i \sin\psi_i \sin\varphi_i$, $n_{i1} = \sin\vartheta_i \sin\varphi_i$, $m_{i1} = \sin\psi_i \cos\varphi_i + \cos\vartheta_i \cos\psi_i \sin\varphi_i$, $l_{i2} = -\cos\psi_i \sin\varphi_i - \cos\vartheta_i \sin\psi_i \cos\varphi_i$, $m_{i2} = -\sin\psi_i \sin\varphi_i + \cos\vartheta_i \cos\psi_i \cos\varphi_i$, $n_{i2} = \sin\vartheta_i \cos\varphi_i$, $l_{i3} = \sin\vartheta_i \sin\psi_i$, $m_{i3} = -\sin\vartheta_i \cos\psi_i$, $n_{i3} = \cos\vartheta_i$.

Здесь под ϑ_i, ψ_i и φ_i понимаются углы Эйлера, однозначно определяющие положение системы координат $X_iY_iZ_i$ относительно системы координат XYZ.

Введем вектор $\vec{\lambda} = \overrightarrow{\rho_2} - \overrightarrow{\rho_1} = [\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3]^T$, характеризующий взаимную привязку Π_1 и Π_2, а также единичный вектор $\overrightarrow{e_{in}} = [\cos\xi_{in}, \cos\zeta_{in}, \cos\gamma_{in}]^T$, указывающий направление на $Ц_n$ по отношению к местной системе координат $X_iY_iZ_i$ (рисунок 2), где $\cos\xi_{in} = \cos\alpha\cos\beta$, $\cos\zeta_{in} = \sin\alpha\cos\beta$, $\cos\gamma_{in} = \sin\beta$.

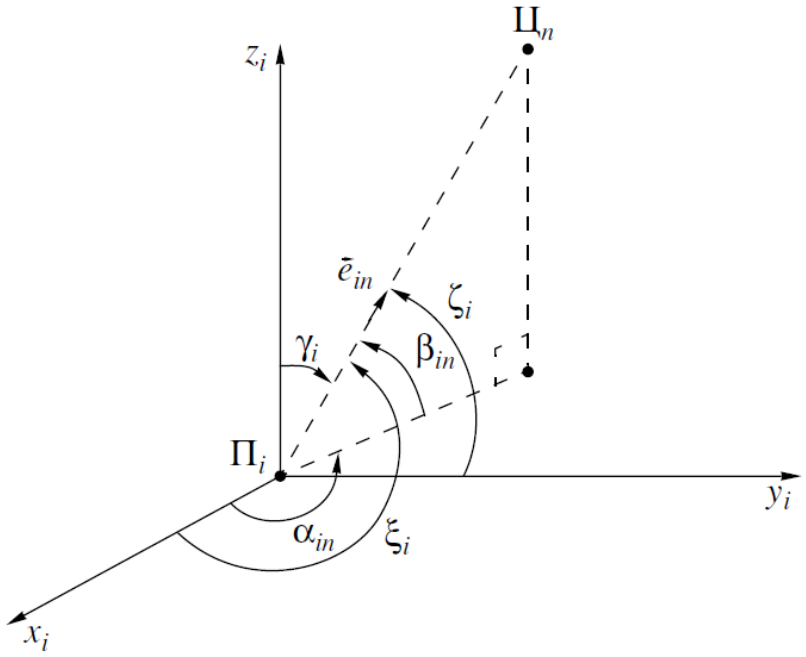


Рис. 2. Местная система координат

Используя матрицу $\mathbf{\Omega}_i$ перехода от старой системы координат к новой, преобразуем вектор $\overrightarrow{e_{in}}$ к виду $\overrightarrow{e'_{in}} = \mathbf{\Omega}_i \overrightarrow{e_{in}} = [\cos\xi'_{in}, \cos\zeta'_{in}, \cos\gamma'_{in}]$, $i = 1,2$.

Зная $\overrightarrow{\rho_i}, \vec{\lambda}$ и $\overrightarrow{e_{in}}$, можно записать уравнение плоскости

$$A_{in}x + B_{in}y + C_{in}z + D_{in} = \overrightarrow{N_{in}}^{T}\overrightarrow{X} + D_{in} = \begin{vmatrix} x-\rho_{i1} & y-\rho_{i2} & z-\rho_{i3} \\ \cos\xi'_{in} & \cos\zeta'_{in} & \cos\gamma'_{in} \\ \lambda_1 & \lambda_2 & \lambda_3 \end{vmatrix} = 0, \;\; i = 1,2, \tag{1}$$

где $\overrightarrow{N_{in}} = \left[A_{in}, B_{in}, C_{in}\right]^T$, $\overrightarrow{X} = \left[x, y, z\right]^T$,

$$\begin{cases} A_{in} = \lambda_3 \cos\zeta'_{in} - \lambda_2 \cos\gamma'_{in}, \;\; B_{in} = \lambda_1 \cos\gamma'_{in} - \lambda_3 \cos\xi'_{in}, \\ C_{in} = \lambda_2 \cos\xi'_{in} - \lambda_1 \cos\zeta'_{in}, \;\; D_{in} = -A_{in}\rho_{i1} - B_{in}\rho_{i2} - C_{in}\rho_{i3}. \end{cases} \tag{2}$$

Перейдем от (1), (2) к нормальному уравнению плоскости

$$\left(\overrightarrow{N_{in}^0}\right)^T \overrightarrow{X} + D_{in}^0 = 0, \tag{3}$$

где $\overrightarrow{N_{in}^0} = \left[A_{in}^0, B_{in}^0, C_{in}^0\right]^T$, $\left\|\overrightarrow{N_{in}^0}\right\| = 1,$

$$\begin{cases} A_{in}^0 = A_{in} \Big/ \sqrt{A_{in}^2 + B_{in}^2 + C_{in}^2}, B_{in}^0 = B_{in} \Big/ \sqrt{A_{in}^2 + B_{in}^2 + C_{in}^2}, \\ C_{in}^0 = C_{in} \Big/ \sqrt{A_{in}^2 + B_{in}^2 + C_{in}^2}, D_{in}^0 = D_{in} \Big/ \sqrt{A_{in}^2 + B_{in}^2 + C_{in}^2}. \end{cases} \tag{4}$$

По аналогии с [5] величины $A_{in}^0, B_{in}^0, C_{in}^0$ и D_{in}^0 можно рассматривать в качестве инвариантов, то есть функций, значения которых остаются неизменными при подстановке в них пеленгов $Ц_n$, полученных с различных точек визирования, лежащих на одной прямой $П_1П_2$ (см. рисунок 1). Однако следует помнить, что среди элементов A_{in}^0, B_{in}^0 *и* C_{in}^0 уравнения (3), (4) независимыми являются только два элемента (в силу условия нормировки $\left\|\overrightarrow{N_{in}^0}\right\| = 1$), поэтому максимальное число независимых инвариантов, порождаемых нормальным уравнением плоскости, не превышает трех.

В дальнейшем для решения задачи отождествления пеленгов в УС будем использовать вектор инвариантов $\overrightarrow{I_{in}} = \left[I_{in}^{[j]}, \;\; j = \overline{1, L}\right]^T$, компонентами которого могут быть любые элементы множества $\left\{A_{in}^0, B_{in}^0, C_{in}^0, D_{in}^0\right\}$, при этом $L \le 3$.

3. Отождествление пеленгов с помощью инвариантов

Решение о принадлежности пеленгов к одной и той же Ц принимается на основе следующего решающего правила (без учета ошибок пеленгования):

$$\left\{\left\|\Delta\overrightarrow{I_{nm}}\right\| = 0 \;\; при \; n = m, \quad \left\|\Delta\overrightarrow{I_{nm}}\right\| \ne 0 \;\; при \; n \ne m, \right. \tag{5}$$

где $n, m \in \overline{1, N}$, $\Delta\overrightarrow{I_{nm}} = \overrightarrow{I_{1n}} - \overrightarrow{I_{2m}}$, $\overrightarrow{I_{in}} = \vec{I}\left(\alpha_{in}, \beta_{in}, \vec{\lambda}, \overrightarrow{\rho_i}, \mathbf{\Omega}_i\right)$, $i = 1,2$, $\|\cdot\|$ – некоторая норма.

Помимо (5) можно рассматривать алгоритмы отождествления с использованием вектора инвариантов $\overrightarrow{I_{in}}$ на базе схем «голосования». Кроме того, при низкой плотности потока Ц в секторе обзора УС можно ограничиваться скалярным случаем, когда в качестве инварианта используется лишь один элемент множества $\left\{A_{in}^0, B_{in}^0, C_{in}^0, D_{in}^0\right\}$.

Основные трудности отождествления пеленгов возникают при наличии ошибок измерений и достаточно плотном расположении Ц в секторе обзора УС. Учитывая случайный характер ошибок измерений, алгоритм отождествления пеленгов сводится к следующему правилу:

$$\left\{\left\|\Delta\overrightarrow{I_{nm}}\right\| \le \varepsilon \text{ при } n=m, \quad \left\|\Delta\overrightarrow{I_{nm}}\right\| > \varepsilon \text{ при } n \ne m, \right. \tag{6}$$

где $n,m \in \overline{1,N}$, ε – порог отождествления ($\varepsilon > 0$).

По аналогии с [4, 5] решение задачи отождествления может осуществляться в несколько этапов с использованием вычислительных процедур, основанных на мажоритарных преобразованиях [6].

При практической реализации алгоритма (6) необходимо учитывать следующие возможные события:

$$\text{ложное отождествление пеленгов } Q_{ЛО}: \ \left\|\Delta\overrightarrow{I_{nm}}\right\| \le \varepsilon \text{ при } n \ne m, \tag{7}$$

$$\text{правильное отождествление пеленгов } Q_{ПО}: \ \left\|\Delta\overrightarrow{I_{nm}}\right\| \le \varepsilon \text{ при } n = m, \tag{8}$$

$$\text{неотождествление пеленгов } Q_{НО}: \ \left\|\Delta\overrightarrow{I_{nm}}\right\| > \varepsilon \text{ при } n = m. \tag{9}$$

Применительно к событиям (7), (8) и (9) можно применять хорошо разработанный аппарат теории оптимального обнаружения, оперирующий с ошибками *I* -го и *II* -го рода и использующий известные критерии оптимальности обнаружения.

4. Вероятностные характеристики отождествления

В дальнейшем остановимся на одном важном для практики случае [4, 5], когда ошибки пеленгования являются нормально распределенными случайными величинами с нулевыми математическими ожиданиями и соответствующими дисперсиями $\sigma^2_{\alpha_{ij}}, \sigma^2_{\beta_{ij}} \ \left(i=1,2,\ j=\overline{1,N}\right)$. Будем рассматривать скалярный случай, когда $\overrightarrow{I_{nm}} = I_{nm} \in \left\{A^0_{in}, B^0_{in}, C^0_{in}, D^0_{in}\right\}$. Для высокоточных измерений (в дальнейшем рассматривается именно этот случай [5]) случайную величину $\Delta I_{nm} = I_{1n} - I_{2m}$ можно также считать распределенной по нормальному закону. Линеаризируя ΔI_{nm} в окрестности ее истинного значения, с учетом статистической независимости ошибок пеленгования получим выражения для вычисления дисперсии величины ΔI_{nm}:

$$\begin{aligned}\sigma^2_{I_{nm}} = &\left(\partial I_{1n}/\partial \xi'_{1n}\right)^2 \sigma^2_{\xi'_{1n}} + \left(\partial I_{1n}/\partial \zeta'_{1n}\right)^2 \sigma^2_{\zeta'_{1n}} + \left(\partial I_{1n}/\partial \gamma'_{1n}\right)^2 \sigma^2_{\gamma'_{1n}} + \\ &+ \left(\partial I_{2m}/\partial \xi'_{2m}\right)^2 \sigma^2_{\xi'_{2m}} + \left(\partial I_{2m}/\partial \zeta'_{2m}\right)^2 \sigma^2_{\zeta'_{2m}} + \left(\partial I_{2m}/\partial \gamma'_{2m}\right)^2 \sigma^2_{\gamma'_{2m}},\end{aligned} \tag{10}$$

где

$$\begin{cases}\sigma^2_{\xi'_{in}} = l^2_{i1}\sin^2\xi_{in}\sigma^2_{\xi_{in}} + m^2_{i1}\sin^2\zeta_{in}\sigma^2_{\zeta_{in}} + n^2_{i1}\sin^2\gamma_{in}\sigma^2_{\gamma_{in}}, \\ \sigma^2_{\zeta'_{1n}} = l^2_{i2}\sin^2\xi_{in}\sigma^2_{\xi_{in}} + m^2_{i2}\sin^2\zeta_{in}\sigma^2_{\zeta_{in}} + n^2_{i2}\sin^2\gamma_{in}\sigma^2_{\gamma_{in}}, \\ \sigma^2_{\gamma'_{1n}} = l^2_{i3}\sin^2\xi_{in}\sigma^2_{\xi_{in}} + m^2_{i3}\sin^2\zeta_{in}\sigma^2_{\zeta_{in}} + n^2_{i3}\sin^2\gamma_{in}\sigma^2_{\gamma_{in}},\end{cases} \tag{11}$$

$$\begin{cases} \sigma^2_{\xi_{in}} = \sin^2\alpha_{in}\cos^2\beta_{in}\sigma^2_{\alpha_{in}} + \cos^2\alpha_{in}\sin^2\beta_{in}\sigma^2_{\beta_{in}}, \\ \sigma^2_{\zeta_{in}} = \cos^2\alpha_{in}\cos^2\beta_{in}\sigma^2_{\alpha_{in}} + \sin^2\alpha_{in}\sin^2\beta_{in}\sigma^2_{\beta_{in}}, \\ \sigma^2_{\gamma_{in}} = \cos^2\beta_{in}\sigma^2_{\beta_{in}}. \end{cases} \quad (12)$$

Полагая для высокоточных измерений справедливым $M\left[f\left(g\right)\right] \approx f\left(M\left[g\right]\right)$ (где $M\left[\cdot\right]$ – символ математического ожидания, $f\left(g\right)$ – произвольная функция случайного аргумента g), найдем математическое ожидание случайной величины ΔI_{nm}:

$$M\left[\Delta I_{nm}\right] = M\left[\left\|I_{1n} - I_{2m}\right\|\right] = \left\|M\left[I_{1n}\right] - M\left[I_{2m}\right]\right\| = \begin{cases} 0 & при \quad n = m, \\ \left\|I_{1n} - I_{2m}\right\| \neq 0 & при \quad n \neq m. \end{cases} \quad (13)$$

Таким образом, случайная величина ΔI_{nm} распределена по нормальному закону, моменты которого определяются из формул (10)-(13).

Проведем сравнительный анализ развитого метода с известным подходом к отождествлению пеленгов [5], основанном на использовании инварианта – угла наклона плоскости, проходящей через Ц и базу УС. Для случая, когда $\lambda_1 = \lambda_3 = 0,\ \lambda_2 = 1,\ \vartheta_i = \psi_i = \varphi_i = 0$, данный инвариант имеет вид

$$\tilde{I}_{in} = arctg\left\{-tg\beta_{in}/\cos\alpha_{in}\right\}, \quad (14)$$

а дисперсия случайной величины $\Delta\tilde{I}_{nm} = \tilde{I}_{1n} - \tilde{I}_{2m}$ равна

$$\begin{aligned} \sigma^2_{\tilde{I}_{nm}} = &\left(1 + tg^2\beta_{1n}/\cos^2\alpha_{1n}\right)^{-2}\left\{\sigma^2_{\beta_{1n}}/\cos^4\beta_{1n}\cos^2\alpha_{1n} + tg^2\beta_{1n}\sin^2\alpha_{1n}\sigma^2_{\alpha_{1n}}/\cos^4\alpha_{1n}\right\} + \\ &+\left(1 + tg^2\beta_{2m}/\cos^2\alpha_{2m}\right)^{-2}\left\{\sigma^2_{\beta_{2m}}/\cos^4\beta_{2m}\cos^2\alpha_{2m} + tg^2\beta_{2m}\sin^2\alpha_{2m}\sigma^2_{\alpha_{2m}}/\cos^4\alpha_{2m}\right\}. \end{aligned} \quad (15)$$

Анализ выражений (14), (15) показывает, что при углах α_{in} и β_{in}, близких к $\pi\left(2l-1\right)/2$, (где $l = \left\{1,2,...\right\}$), дисперсия величины $\Delta\tilde{I}_{nm}$ резко возрастает, следовательно, существенно ухудшается качество отождествления и метод, развитый в [5], становится некорректным с вычислительной точки зрения для данных условий наблюдения.

Если ограничиться рассмотренным случаем и первым инвариантом множества $\left\{A^0_{in}, B^0_{in}, C^0_{in}, D^0_{in}\right\}$, то получим

$$I_{in} = A^0_{in} = -\sin\beta_{in}\Big/\sqrt{1 - \sin^2\alpha_{in}\cos^2\beta_{in}}, \quad i = 1,2. \quad (16)$$

При этом дисперсия случайной величины $\Delta I_{nm} = I_{1n} - I_{2m}$ равна

$$\begin{aligned} \sigma^2_{I_{nm}} = &\left(1 - \sin^2\alpha_{1n}\cos^2\beta_{1n}\right)^{-3}\left[4^{-1}\sin^2 2\alpha_{1n}\sin^2\beta_{1n}\cos^4\beta_{1n}\sigma^2_{\alpha_{1n}} + \cos^4\alpha_{1n}\cos^2\beta_{1n}\sigma^2_{\beta_{1n}}\right] + \\ &+\left(1 - \sin^2\alpha_{2m}\cos^2\beta_{2m}\right)^{-3}\left[4^{-1}\sin^2 2\alpha_{2m}\sin^2\beta_{2m}\cos^4\beta_{2m}\sigma^2_{\alpha_{2m}} + \cos^4\alpha_{2m}\cos^2\beta_{2m}\sigma^2_{\beta_{2m}}\right]. \end{aligned} \quad (17)$$

Из анализа выражений (16), (17) следует, что развитый метод неработоспособен лишь в случае, когда $1 - \sin^2\alpha_{in}\cos^2\beta_{in} = 0,\ \ i = 1,2,$ что возможно только при одновременном выполнении двух условий: $\beta = \pi\left(l-1\right)$ и $\alpha = \pi\left(2l-1\right)/2$, где

$l \in \{1,2,...\}$. Данный случай возможен, когда вектора $\vec{\lambda}$ и $\overrightarrow{e'_{in}}$ коллинеарны, при этом уравнение плоскости (3), (4) становится некорректным. Поскольку для практики такой случай является скорей исключением, чем правилом, то можно утверждать, что развиваемый метод является корректным для всех возможных случаев функционирования УС.

Дадим теперь сравнительную оценку дисперсий (15) и (17) для случая, когда $n = m,\ \alpha_{1n} = \pi/4,\ \alpha_{2n} = -\pi/4,\ \beta_{1n} = \beta_{2n} = \beta_n,\ \beta_n \in [\pi/3,\ 4\pi/9]$,

$\sigma_{\alpha_{1n}} = \sigma_{\alpha_{2n}} = \sigma_{\beta_{1n}} = \sigma_{\beta_{2n}} = \sigma_n = \pi/60 \cdot 180$.

С учетом(14)-(17) получаем следующие зависимости для известного метода [5]

$$\Delta\tilde{I}_{nn} = arctg\left\{-\sqrt{2}tg\beta_{1n}\right\} - arctg\left\{-\sqrt{2}tg\beta_{2n}\right\}, \tag{18}$$

$$\sigma^2_{\tilde{I}_{nn}}(\beta_n) = 4\sigma_n^2\left[1+2tg^2\beta_n\right]^{-2}\left(\cos^{-4}\beta_n + tg^2\beta_n\right) \tag{19}$$

и для развиваемого метода

$$\Delta I_{nn} = -\sin\beta_{1n}\Big/\sqrt{1-2^{-1}\cos^2\beta_{1n}} + \sin\beta_{2n}\Big/\sqrt{1-2^{-1}\cos^2\beta_{2n}}, \tag{20}$$

$$\sigma^2_{I_{nn}}(\beta_n) = \sigma_n^2\cos^2\beta_n\left(1+4^{-1}\sin^2 2\beta_n\right)\Big/2\left(1-2^{-1}\cos^2\beta_n\right)^3. \tag{21}$$

На рисунке 3 показаны графики зависимости $\sigma^2_{\tilde{I}_{nn}}(\beta_n)$ и $\sigma^2_{I_{nn}}(\beta_n)$ (кривая 1 – $\sigma^2_{\tilde{I}_{nn}}(\beta_n)$, кривая 2 – $\sigma^2_{I_{nn}}(\beta_n)$), анализ которых наглядно показывает, что применение новых инвариантов существенно снижает дисперсию «невязки» ΔI_{nn}, при этом отсутствуют области некорректных вычислений.

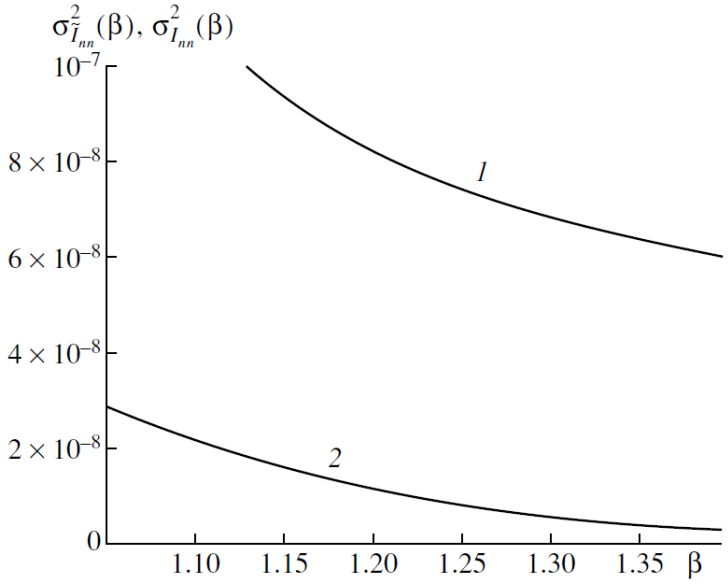


Рис. 3. Дисперсия «невязки»

Рассмотрим теперь вопрос, связанный с определением вероятности событий (7)-(9), ограничившись скалярным случаем $\overrightarrow{I_{in}} = I_{in}$. Так, вероятность выполнения условия (8) для $n = m$ (событие $Q_{ПО}$) можно охарактеризовать как вероятность попадания нормально распределенной случайной величины ΔI_{nn} в заданный интервал:

$$P\left(Q_{ПО}\right)=P\left(\left|\Delta I_{пп}\right|\le\varepsilon\right)=2\Phi\left(\varepsilon/\sigma_{I_{пп}}\right), \tag{22}$$

где $\Phi\left(g\right)=\left(2\pi\right)^{-\frac{1}{2}}\int\limits_{0}^{g}\exp\left(-u^2/2\right)du$ – функция Лапласа.

На основании (22) вероятность события $Q_{НО}$ равна

$$P\left(Q_{НО}\right)=P\left(\left|\Delta I_{пп}\right|>\varepsilon\right)=1-P\left(Q_{ПО}\right)=1-2\Phi\left(\varepsilon/\sigma_{I_{пп}}\right). \tag{23}$$

Аналогично, для фиксированных n и m $(n\ne m)$ находим вероятность

$$P\left(Q_{ЛО}\right)=P\left(\left|\Delta I_{nm}\right|\le\varepsilon\right)=2\Phi\left(\left(\varepsilon-M\left[\Delta I_{nm}\right]\right)/\sigma_{I_{nm}}\right). \tag{24}$$

С учетом (23) вероятность события $Q_{НО}$ для процесса отождествления всех пеленгов, имеющихся на Π_1 и Π_2, равна

$$P_N\left(Q_{НО}\right)=1-\prod_{n=1}^{N}P\left(\left|\Delta I_{пп}\right|\le\varepsilon\right)=1-2^N\Phi^N\left(\varepsilon/\sigma_{I_{пп}}\right). \tag{25}$$

Задаваясь значением вероятности $P_N\left(Q_{НО}\right)$ и числом Ц в секторе обзора УС, определяем величину порога ε в алгоритме отождествления (6).

Рассмотрим вопрос, связанный с возможностью образования ложных Ц [4]. Для этого воспользуемся результатами теории порядковых статистик [6]. Расположим элементы случайной выборки $I_{in_1},I_{in_2},...,I_{in_N}$ $\left(n_1,n_2,...,n_N\in\overline{1,N},n_1\ne n_2\ne...\ne n_N\right)$ объема N, построенной по значениям пеленгов Π_i $\left(i\in\left\{1,2\right\}\right)$, в порядке возрастания. В результате получим набор порядковых статистик (вариационный ряд) $I_{i(1)},I_{i(2)},...,I_{i(N)}$. Выражение для многомерной плотности $f_{(N)}=f\left(I_{i(1)},I_{i(2)},...,I_{i(N)}\right)$ совместного распределения *N* порядковых статистик имеет вид

$$f_{(N)}=N!\prod_{n=1}^{N}f\left(I_{i(1)}+\sum_{k=0}^{n-1}\delta I_{i(k)}\right), \tag{26}$$

где $f\left(g\right)$ – плотность вероятности случайной величины g, $\delta I_{i(k)}=I_{i(k+1)}-I_{i(k)}>0,\ \delta I_{i(0)}=0.$

Перейдем к плотности вероятности случайных величин $\delta I_{i(1)},\delta I_{i(2)},...,\delta I_{i(N-1)}$:

$$f^{\delta}_{(N-1)}=f\left(\delta I_{i(1)},\delta I_{i(2)},...,\delta I_{i(N-1)}\right)=N!\int\limits_{0}^{\chi_N}\prod_{n=1}^{N}f\left(I_{i(1)}+\sum_{k=0}^{n-1}\delta I_{i(k)}\right)dI_{i(1)}, \tag{27}$$

где $\chi_N=\chi-\chi_{(N-1)},\ \left(0,\chi\right)$ – интервал изменения случайных величин $I_{i(n)},\ n=\overline{1,N};\ \chi_{(N-1)}=\sum\limits_{n=0}^{N-1}\delta I_{i(n)}$.

Для высокоточных измерений вероятность отсутствия ложных Ц (событие $\overline{Q}_{ЛЦ}$) после применения алгоритма (6) можно представить в виде

$$P\left(\overline{Q}_{ЛЦ}\right)=P\left(\delta I_{i(1)}>\varepsilon,\delta I_{i(2)}>\varepsilon,...,\delta I_{i(N-1)}>\varepsilon\right)= \\ =\int_{\varepsilon}^{\chi}\int_{\varepsilon}^{\chi_{(1)}}...\int_{\varepsilon}^{\chi_{(N-1)}} f^{\delta}_{(N-1)}d\left(\delta I_{i(1)}\right)d\left(\delta I_{i(2)}\right)...d\left(\delta I_{i(N-1)}\right), \tag{28}$$

где $\chi_{(n)}=\sum_{k=1}^{n}\delta I_{i(k)},\ n=\overline{1,N-1}$.

Для случая равномерного распределения $f\left(g\right)$ вероятность отсутствия ложных Ц

$$P\left(\overline{Q}_{ЛЦ}\right)=\frac{N!}{\chi^{N}}\int_{\varepsilon}^{\chi}\int_{\varepsilon}^{\chi_{(1)}}...\int_{\varepsilon}^{\chi_{(N-1)}}\left(\chi-\chi_{(N-1)}\right)d\left(\delta I_{i(1)}\right)d\left(\delta I_{i(2)}\right)...d\left(\delta I_{i(N-1)}\right). \tag{29}$$

На основании (29) вероятность возникновения ложных Ц (событие $Q_{ЛЦ}$) в процессе отождествления можно определить по формуле

$$P\left(Q_{ЛЦ}\right)=1-P\left(\overline{Q}_{ЛЦ}\right). \tag{30}$$

Для нахождения вероятности возникновения различного числа ложных Ц можно воспользоваться полиномиальной формулой:

$$P\left(Q_{ЛЦ},k_1,k_2,...,k_{\Theta}\right)=N!P_1^{k_1}P_2^{k_2}...P_{\Theta}^{k_{\Theta}}/k_1!k_2!...k_{\Theta}!,\ \ \sum_{j=1}^{\Theta}k_j=N, \tag{31}$$

где $\Theta=\Delta\chi/\varepsilon=\left(\chi_{макс}-\chi_{мин}\right)/\varepsilon$ – число подынтервалов, на которое разбивается область $\left[\chi_{макс},\chi_{мин}\right]$ возможных значений инварианта, P_j – вероятность попадания значения инварианта в подынтервал с номером i только для одной Ц, $\sum_{j=1}^{\Theta}P_j=1$.

Так, задаваясь равномерным распределением $P_1=P_2=...=P_{\Theta}=1/\Theta=\varepsilon/\Delta\chi$ и учитывая возможное число вариантов распределения N целей в Θ подынтервалах по одному в каждом, найдем вероятность возникновения ложных Ц:

$$P\left(Q_{ЛЦ}\right)=1-C_{\Theta}^{N}N!P_{\Theta}^{N}, \tag{32}$$

где C_{Θ}^{N} – число сочетаний из Θ по N.

С учетом формул (11)-(32) по заданным вероятностным характеристикам отождествления в УС можно предъявить обоснованные требования к точности пеленгования Ц. Анализ данных формул показывает, что вероятности рассмотренных выше событий существенно зависят от дисперсии $\sigma^2_{I_{пт}}$. Поскольку, в отличие от [5], применение новых инвариантов приводит к существенной минимизации данной величины, то можно утверждать, что достоверность отождествления также возрастает. Кроме того, применение векторного инварианта $\vec{I}_{in}=\left[I_{in}^{[j]},j=\overline{1,L}\right]^{T}$, где $L>1$, также позволит повысить данную характеристику УС.

Применительно к принятым ранее исходным данным дадим сравнительный анализ известного ((18), (19)) и развитого ((20), (21)) методов. Для этого, задаваясь значением

порога $\varepsilon = 10^{-4}$, определяем для известного метода $\tilde{\chi}_{мин} = -1,45 рад$, $\tilde{\chi}_{макс} = -1,18 рад$, $\Delta\tilde{\chi} = 0,28 рад$, $\tilde{\Theta} = \Delta\tilde{\chi}/\varepsilon = 2,84 \cdot 10^3$ и для развиваемого метода $\chi_{мин} = -0,99 рад$, $\chi_{макс} = -0,93 рад$, $\Delta\chi = 0,11 рад$, $\Theta = \Delta\chi/\varepsilon = 1,08 \cdot 10^3$.

С учетом (22) находим вероятность правильного отождествления для известного метода $P\left(\tilde{Q}_{ПО}\right) = (2/\pi)^{-\frac{1}{2}} \int_0^{\varepsilon/\sigma_{\tilde{I}_{пп}}} \exp\left(-u^2/2\right) du$, $\sigma_{\tilde{I}_{пп}} = \sigma_{\tilde{I}_{пп}}(\beta_n)$ и для развиваемого метода $P(Q_{ПО}) = (2/\pi)^{-\frac{1}{2}} \int_0^{\varepsilon/\sigma_{I_{пп}}} \exp\left(-u^2/2\right) du$, $\sigma_{I_{пп}} = \sigma_{I_{пп}}(\beta_n)$.

Графические зависимости данных вероятностей от угла β_n представлены на рисунке 4 (кривая 1 – $P(Q_{ПО})$, кривая 2 – $P\left(\tilde{Q}_{ПО}\right)$).

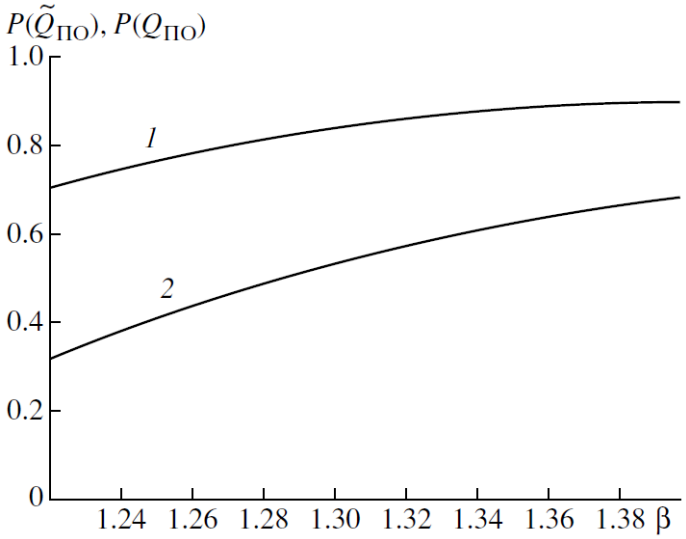


Рис. 4. Вероятность правильного отождествления

С учетом (25) графики зависимости вероятности неотождествления пеленгов от угла β_n для различных значений N представлены на рисунке 5 (кривые 1-3 относятся к $P\left(\tilde{Q}_{НО}\right)$ для $N = 50, N = 20$ и $N = 5$ соответственно, кривые 4-6 относятся к $P(Q_{ПО})$ для $N = 50, N = 20$ и $N = 5$ соответственно).

С учетом (32) вероятность возникновения ложных целей для известного метода вычисляется как $P\left(\tilde{Q}_{ЛЦ}\right) = 1 - \tilde{\Theta}!\tilde{\Theta}^{-N} \Big/ \left(\tilde{\Theta} - N\right)!$, а для развиваемого метода как $P(Q_{ЛЦ}) = 1 - \Theta!\Theta^{-N}/(\Theta - N)!$. Графики зависимости данных вероятностей от числа целей N представлены на рисунке 6 (кривая 1 – $P\left(\tilde{Q}_{ЛЦ}\right)$, кривая 2 – $P\left(Q_{ЛЦ}\right)$).

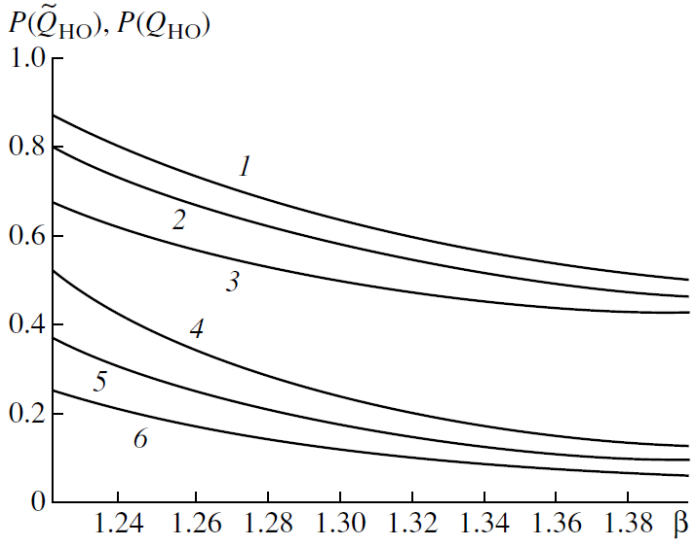


Рис. 5. Вероятность неотождествления

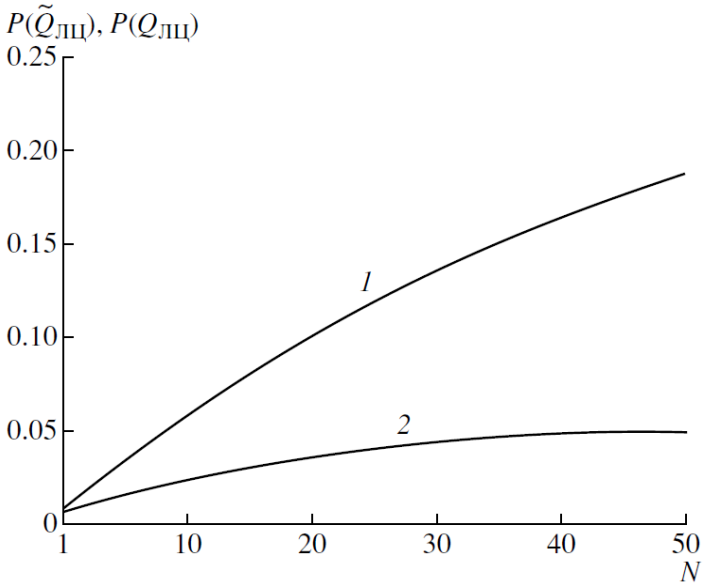


Рис. 6. Вероятность ложных целей

5. Анализ вычислительных затрат

По аналогии с [5] за счет достигаемой децентрализации обработки измерений применение алгоритма отождествления, использующего L инвариантов, обеспечивает следующий относительный вычислительный выигрыш по сравнению с известным методом полного перебора пеленгов (для случая УС, состоящей из двух П):

$$q(N,L) = N\Delta/2L\,,\ L \in \{1,2,...\}\,,\ \Delta \approx 1\,. \tag{31}$$

Так, например, для случая $N = 50$ и $L = 2$ рассмотренный подход позволяет примерно в 12 раз сократить вычислительные затраты в УС на этапе отождествления. Как показано в [5], для УС, состоящей из M приемных $П_i$ $\left(i = \overline{1,M}, M > 2\right)$, относительный вычислительный выигрыш (31) сохраняется и не зависит от M .

6. Заключение

Таким образом, в работе для произвольной ориентации базовой и местных систем координат предложен метод решения задачи отождествления пеленгов в многопозиционных угломерных системах на базе трех независимых инвариантов. При этом обеспечивается вычислительная корректность формируемых процедур отождествления и существенный вычислительный эффект, обусловленный принципом децентрализации.

В предположении статистической независимости и нормальности ошибок пеленгования за счет линеаризации инвариантов получены выражения для вычисления дисперсий инвариантов. Сравнительный анализ дисперсий инвариантов показал, что применение новых инвариантов позволяет существенно снизить дисперсию «невязки», при этом отсутствуют области некорректных вычислений. Кроме того, в условиях многоцелевой обстановки предложенный метод позволяет примерно в 12 раз сократить вычислительные затраты на этапе отождествления.

Литература

1. Черняк В. С. Многопозиционные радиолокационные станции и системы / Черняк В. С., Заславский Л. П., Осипов Л. В. // Зарубежная радиоэлектроника, 1987, №1. – С. 9-17.
2. Усачев В. А. Отождествление потока объектов в системе измерителей / Усачев В. А., Федоров И. Б. // Изв. вузов. Радиоэлектроника, 1980, №11. – С. 32-37.
3. Усачев В. А. Отождествление объектов в независимой совмещенной системе измерителей / Усачев В. А., Федоров И. Б. // Изв. вузов. Радиоэлектроника, 1982, №1. – С.89-95.
4. Булычев Ю. Г., Манин А. П. Математические аспекты определения движения летательных аппаратов. М.: Машиностроение, 2000. – 214 с.
5. Булычев Ю. Г. Инвариантно-групповой метод отождествления пеленгов в триангуляционных системах пассивной локации / Булычев Ю. Г., Таран В. Н. // РЭ, 1987, Т. 32, № 4. – С. 755-761.
6. Гильбо Е. П., Челпанов И. Б. Обработка сигналов на основе упорядоченного выбора. М.: Радио и связь, 1975. – 432 с.

References

1. Chernyak V. S. Multiposition radar stations and systems / Chernyak V. S., Zaslavsky L. P., Osipov L. V. // Foreign Radioelectronics, 1987, №1. – Pp. 9-17.
2. Usachev V. A. Identification of the flow of objects in the system of gauges / Usachev V. A., I. B. Fedorov // Izv. universities. Radioelectronics, 1980, №11. – Pp. 32-37.
3. Usachev V. A. Identification of objects in an independent combined system of gauges / Usachev V. A., Fedorov I. B. // Izv. universities. Radio electronics, 1982, №1. – Pp. 89-95.
4. Bulychev Yu. G., Manin A. P. Mathematical aspects of determining the movement of aircraft. M.: Mashinostroenie, 2000. – 214 p.
5. Bulychev Yu. G. An invariant-group method for identifying bearings in triangulation systems of passive location / Bulychev Yu. G., Taran V. N. // RE, 1987, V. 32, No. 4. – Pp. 755-761.
6. Gilbo E. P., Chelpanov I. B. Signal Processing Based on Orderly Selection M.: Radio and communication, 1975. – 432 p.

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ПРЯМОЛИНЕЙНЫХ ТРАЕКТОРИЙ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ ПРИ ВТОРИЧНОЙ ОБРАБОТКЕ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ

Г. С. Нахмансон[1], Д. С. Акиньшин[1]

[1]ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)
(ВУНЦ ВВС «ВВА»), г. Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. Рассматривается интервальная оценка момента автозахвата прямолинейной траектории воздушного объекта при вторичной обработке радиолокационной информации. Получены новые аналитические выражения для доверительных вероятностей, соответствующих заданным временным интервалам. Анализируются зависимости доверительных вероятностей от отношений сигнал/шум, расстояния, проходимого воздушным объектом за интервал обзора РЛС, и первоначальной дальности его обнаружения.

Ключевые слова: автозахват траектории, среднее время автозахвата, дисперсия, доверительная вероятность.

EVALUATION OF THE EFFECTIVENESS OF DETECTING RECTILINEAR TRAJECTORIES OF AIR OBJECTS IN THE SECONDARY PROCESSING OF RADAR INFORMATION

G. S. Nahmanson[1], D. S. Akinshin[1]

[1]Military Educational and Scientific Center of the Air Force
« Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy» (Voronezh), RF

Abstract. The interval estimation of the moment of auto-capture of a rectilinear trajectory of an air object at the secondary processing of radar information is considered. New analytical expressions are obtained for the confidence probabilities corresponding to the specified time intervals. The dependencies of trust probabilities from the signal/noise relations, the distance traveled by the air object beyond the radar review interval and the initial detection range are analyzed.

Keywords: Auto-capture of trajectory, average time of auto-capture, variance, confidence probability.

1. Введение

Одними из основных задач обработки радиолокационной информации являются обнаружение траекторий движущихся воздушных объектов (ВО) и сопровождение последних. Решение указанных задач существенным образом зависит от величин вероятностей обнаружения ВО в точках наблюдения. Заметим, что отметки ВО в моменты его наблюдения могут фиксироваться или пропадать. Обычно предполагается, что при вторичной обработке радиолокационной информации вероятности обнаружения ВО при наблюдении траектории его движения одинаковы. Однако, при движении ВО меняется его дальность, что приводит к изменению вероятности правильного обнаружения и соответственно эффективности слежения за объектом.

Целью работы является определение доверительной вероятности обнаружения траектории воздушных объектов, движущихся прямолинейно.

2. Обнаружение прямолинейных траекторий движения воздушных объектов при вторичной обработке радиолокационной информации

Будем считать, что ВО движется прямолинейно со скоростью V и в момент его облучения зондирующим сигналом находится на дальности R_0. В дальнейшем предположим, что траектория движения ВО в начальный момент наблюдения составляет с радиус-вектором ВО, относительно точки размещения радиолокационной станции (далее РЛС), угол θ. Как показано на рисунке 1, дальности цели через интервалы времени T_0, равные периоду обзора РЛС, определяются как $R_1, R_2, \ldots, R_k$.

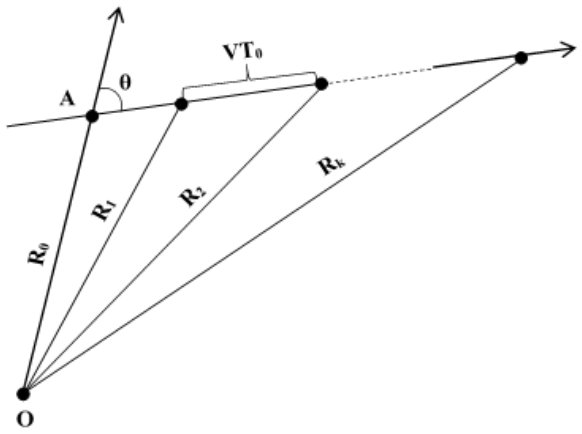


Рис. 1. К расчету дальности цели в точках наблюдения.

При этом, точки наблюдения ВО отстоят на траектории его движения, одна относительно другой, на расстоянии VT_0. В этом случае дальность объекта через k интервалов обзора может быть найдена по формуле:

$$R_k = \sqrt{R_0^2 + \left(kVT_0\right)^2 + 2kVT_0R_0\cos\theta}\,. \qquad (1)$$

Тогда отношение сигнал шум для сигнала, отраженного от ВО, находящейся в *k*точке траектории можно записать как

$$Q_k = Q_0\left(\frac{R_0}{R_k}\right)^4 = Q_0\left(1 - 4k(\frac{VT_0}{R_0})\cos\theta + 2\left(6\left(\cos\theta\right)^2 - 1\right)k^2\left(\frac{VT_0}{R_0}\right)^2\right). \qquad (2)$$

В (2) $Q_0 = (2a_0^2T_c)/N_0$- отношение сигнал шум на выходе приемника РЛС, при приеме сигнала, отраженного от ВО, находящейся в момент радиолокационного наблюдения на дальности R_0 от РЛС, T_c – длительность сигнала, N_0 – спектральная плотность шума, a_0 – амплитуда отраженного от цели находящейся на дальности R_0, сигнала, вычисляемая по формуле:

$$a_0 = \sqrt{\frac{P_П G^2 \sigma_Ц \lambda^2}{\left(4\pi\right)^3 R_0^4}}\,. \qquad (3)$$

В (3) $P_{П}$ – мощность передатчика, G - коэффициент усиления антенны, $\sigma_{Ц}$ – эффективная поверхность отражения цели, λ - длина волны, соответствующая несущей частоте сигнала.

В предположении о том, что принимаемый сигнал имеет случайную начальную фазу, вероятность правильного обнаружения ВО определяется выражением [3]:

$$D_k = \int_{x_0}^{\infty} x e^{-\frac{\left(x^2+Q_k\right)}{2}} I_0\left(\sqrt{Q_k}\,x\right) dx\,. \qquad (4)$$

Здесь $x_0 = \sqrt{2\ln\left(1/F\right)}$, F– вероятность ложной тревоги, $I_0\left(x\right)$ функция Бесселя нулевого порядка от мнимого аргумента [4].

Учитывая, соотношение (2) не трудно получить выражение для вероятности правильного обнаружения ВО в *k*точке траектории, которое определяется следующим образом

$$D_k = D_0 + kA_1 z + k^2 A_2 z^2\,, \qquad (5)$$

где k – номер точки наблюдаемого ВО, $z = VT_0 / R_0$ – малый параметр (отношение расстояния, проходимого воздушным объектом за время одного периода обзора T_0 к дальности объекта в начальный момент его обнаружения), а коэффициентыA_1 и A_2 определяются как:

$$A_1 = 2\cos\theta \cdot e^{-\frac{Q_0}{2}}\left(Q_0 \int_{x_0}^{\infty} x \cdot e^{-\frac{x^2}{2}} I_0\left(\sqrt{Q_0}\,x\right) dx - \sqrt{Q_0} \int_{x_0}^{\infty} x^2 \cdot e^{-\frac{x^2}{2}} I_1\left(\sqrt{Q_0}\,x\right) dx\right),$$

$$A_2 = 2\sqrt{Q_0} e^{-\frac{Q_0}{2}} \cdot \left(\sqrt{Q_0}\left(1+\left(2Q_0-6\right)\left(\cos\theta\right)^2\right)\int_{x_0}^{\infty} x \cdot e^{-\frac{x^2}{2}} I_0\left(x\sqrt{Q_0}\right) \cdot dx + \right.$$

$$\left. + 2\sqrt{Q_0} \cdot \left(\cos\theta\right)^2 \int_{x_0}^{\infty} x^3 \cdot e^{-\frac{x^2}{2}} I_0\left(x\sqrt{Q_0}\right) \cdot dx - \left(1+\left(4Q_0-2\right)\left(\cos\theta\right)^2\right)\int_{x_0}^{\infty} x^2 \cdot e^{-\frac{x^2}{2}} I_1\left(x\sqrt{Q_0}\right) \cdot dx\right),$$

а $I_n(x)$ - функции Бесселя n-ого порядка от мнимого аргумента [4].

Учитывая, что вероятности правильного обнаружения ВО различны, то вероятность автозахвата траектории будет определяться следующим образом:

$$P_i = P_{0,1} \square H_i, \qquad (6)$$

где $P_{0,1}$ - вероятность завязки траектории, а H_k определяется как:

$$H_i = \begin{cases} \square D_2, i = 2 \\ \square \\ \square D_i \square\square_{n=1}^{i-1} (1 - D_n), i \square 3, \end{cases} \qquad (7)$$

где D_i –вероятность правильного обнаружения цели при i-ом обзоре ($i \square 2$).

На основании полученных соотношений (5) и (7) были проведены не сложные, но громоздкие расчеты по аналогии с источником [2], которые представлены ниже.

Как правило, в качестве характеристик процедуры автозахвата траектории наряду с вероятностью автозахвата траектории используют среднее время, определяемое как:

$$< T_{cp} >= \frac{T_0 \cdot \sum_{i=3}^{n} i \cdot P_i}{\sum_{i=3}^{n} P_i} = T_0 \cdot \left(2 + \frac{\sum_{k=1}^{m} k \cdot H_k}{\sum_{k=1}^{m} H_k} \right), \quad (8)$$

где $m = n - 2$, n – общее количество интервалов обзора РЛС, начиная с начального момента наблюдения цели, m– количество интервалов обзора РЛС, необходимых для обнаружения траектории ВО.

Путем несложных преобразований, учитывая (5) и (7), суммы в (8) можно представить в виде:

$$\sum_{k=1}^{m} H_k = \beta_0 + \beta_1 \cdot z + \beta_2 \cdot z^2, \quad (9)$$

$$\sum_{k=1}^{m} k \cdot H_k = \alpha_0 + \alpha_1 \cdot z + \alpha_2 \cdot z^2, \quad (10)$$

$$\sum_{k=1}^{m} k^2 \cdot H_k = \gamma_0 + \gamma_1 \cdot z + \gamma_2 \cdot z^2, \quad (11)$$

где α_i, β_i и γ_i – коэффициенты, имеющие зависимость от m и вероятности обнаружения воздушного объекта в начальный момент его наблюдения.

Тогда (8) можно привести к виду:

$$< T_{cp} >= T_0 \left(< T_0 > + < T_1 > z + < T_2 > z^2 \right), \quad (12)$$

где $< T_0 >= 2 + \frac{\alpha_0}{\beta_0}$, $< T_1 >= \frac{\alpha_1}{\beta_0} - \frac{\alpha_0 \beta_1}{\beta_0^2}$, $< T_2 >= \frac{\alpha_2}{\beta_0} - \frac{\alpha_1 \beta_1}{\beta_0^2} - \frac{\alpha_0}{\beta_0^3} \left(\beta_0 \beta_2 - \beta_1^2 \right)$.

Более точную информацию об эффективности автозахвата траектории дает доверительная вероятность автозахвата на задаваемых временных интервалах. Предполагая плотность распределения момента автозахвата нормальной, выражение для вероятности автозахвата траектории на интервале от $aT_0 (a \geq 2)$ до $bT_0 (b \leq m)$ можно записать следующим образом:

$$P_{ab} = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma \cdot T_0} \int_{aT_0}^{bT_0} e^{-\frac{\left(x - < T_{cp} > \right)^2}{2\sigma^2}} dx, \quad (13)$$

где

$$\sigma^2 = \frac{T_0^2 \sum_{k=1}^{m} (2+k)^2 \cdot H_k}{\sum_{k=1}^{m} H_k} - < T_{cp}^2 >= T_0^2 \cdot (\sigma_0 + \sigma_1 \cdot z + \sigma_2 \cdot z^2), \quad (14)$$

– дисперсия оценки времени обнаружения, а σ_i:

$$\sigma_0 = \frac{\beta_0 \gamma_0 - \alpha_0^2}{\beta_0^2}, \sigma_1 = \frac{\gamma_1}{\beta_0} - \frac{\gamma_0 \beta_1 + 2\alpha_0 \alpha_1}{\beta_0^2} + \frac{2\alpha_0^2 \beta_1}{\beta_0^3},$$

$$\sigma_2 = \frac{\gamma_2}{\beta_0} - \frac{\gamma_1\beta_1 + \gamma_0\beta_2 + \alpha_1^2 + \alpha_0\alpha_2}{\beta_0^2} + \frac{\beta_1^2\gamma_0 + 4\alpha_0\alpha_1\beta_1 + 2\alpha_0^2\beta_2}{\beta_0^3} - 3\left(\frac{\alpha_0\beta_1}{\beta_0^2}\right)^2.$$

Тогда (13) для вероятности автозахвата прямолинейной траектории движения ВО на интервале $(b-a)T_0$ можно представить:

$$P_{ab} = \frac{erf(A_b^m) - erf(A_a^m)}{erf(A_m^m) - erf(A_a^m)_0}, \qquad (15)$$

где $A_n^m = \dfrac{n - \left(< T_0 > + < T_1 > \cdot z + < T_2 > \cdot z^2\right)}{\sqrt{2\left|\sigma_0 + \sigma_1 \cdot z + \sigma_2 \cdot z^2\right|}}$, $erf(x) = \int_0^x e^{-t^2} dt$ - интеграл ошибок.

На рисунках 2 и 3 представлены зависимости изменения вероятностей автозахвата прямолинейной траекторий в течение третьего и третьего-четвертого интервалов обзора РЛС, из отведенных, от отношения расстояния, проходимого ВО за время одного интервала обзора РЛС, к его дальности в начальный момент наблюдения (малого параметра z) для фиксированных отношений сигнал/шум, определенных в начальный момент наблюдения объекта (Q_0 = 25; 30). При этом вероятность ложной тревоги полагалась $F = 10^{-4}$.

На рисунках пунктирными линиями изображены зависимости доверительной вероятности на третьем интервале обзора РЛС, а сплошными – на третьем-четвертом интервалах обзора РЛС. При этом линии зависимостей доверительных вероятностей имеют градацию от угла, образуемого между траекторией движения цели в начальный момент наблюдения и радиус-вектором ВО, относительно точки размещения РЛС (кривые 1 соответствуют углу $\theta = 0^0$, 2 – 25^0, 3 – 50^0 и 4 – 75^0).

Из поведения кривых видно, что вероятности автозахвата траектории возрастают с увеличением доверительных интервалов обнаружения траектории ВЦ, а также с увеличением отношений сигнал/шум.

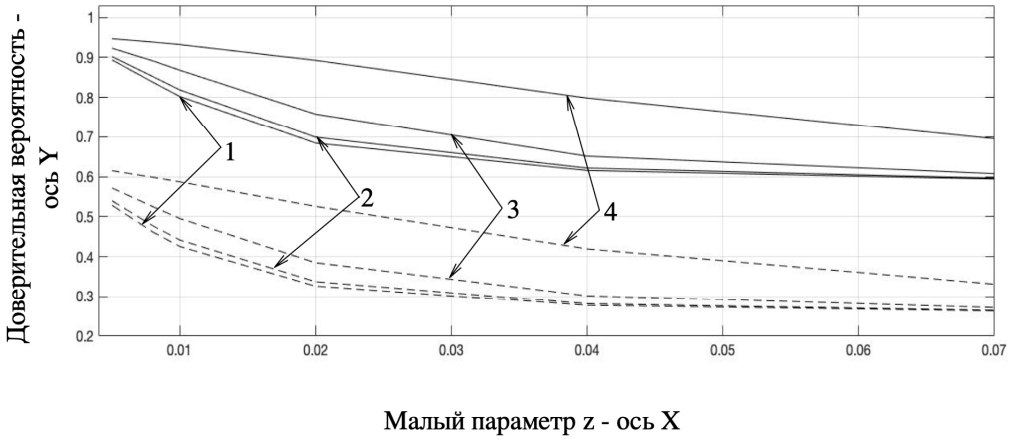


Рис.2. Зависимости изменения доверительной вероятности
от малого параметра *z* при Q_0=25

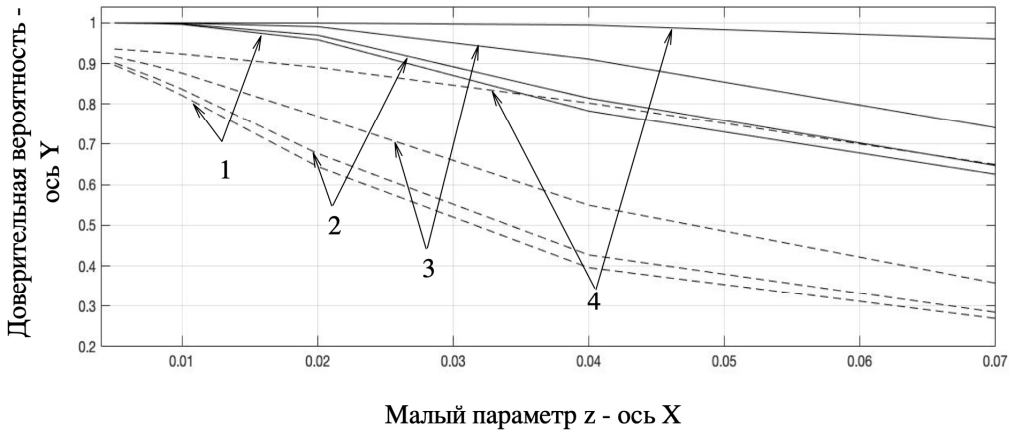


Рис.3. Зависимости изменения доверительной вероятности
от малого параметра z при Q_0=30

Уменьшение вероятности автозахвата траектории наблюдается в зависимости от увеличения расстояния, проходимого ВЦ за интервал обзора РЛС, и уменьшения дальности цели в начальный момент наблюдения. К уменьшению вероятности автозахвата приводит также уменьшение угла θ, образуемого между траекторией движения цели в начальный момент наблюдения и радиус-вектором ВО, относительно точки размещения РЛС.

3. Заключение

Получены новые аналитические соотношения, позволяющие рассчитывать вероятности автозахвата траектории воздушных объектов на задаваемом доверительном интервале и оценивать эффективность автозахвата ВО при различных условиях приема, отраженных от них сигналов, с учетом дальности их первоначального наблюдения и проходимого ими расстояния за временной интервал обзора РЛС.

Литература

1. Кузьмин С.З. Цифровая обработка радиолокационной информации. М.: Сов. Радио, 1967. -400 с.
2. Нахмансон Г.С., Комягин Б.П. Эффективность обнаружения траекторий движения воздушных целей при вторичной обработке радиолокационной информации. // Известия вузов России. Радиоэлектроника, 2017, № 4. - С 52-55.
3. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Сов. Радио, 1966. -640 с.
4. Двайт Г.Б. Таблица интегралов и другие математические формулы. М.: Наука. 1977. - 228 с.

References

1. Kuzmin S. Digital radar information processing. M.: Owls. Radio, 1967. -400 S.
2. Nachmanson GS, Komyagin B. P. Efficiency of detection of trajectories of air targets movement at secondary processing of radar information. News of Russian universities. Radio electronics, 2017, № 4. -Since 52-55.
3. Tikhonov V.I. Statistical Radio Engineering. M.: Owls. Radio, 1966. -640 S.
4. Dvyte g. Table of integrals and other mathematical formulas. M.: Science. 1977.-228 S.

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ МЕЖОБЗОРНОГО НАКОПЛЕНИЯ ПРИНЯТЫХ СИГНАЛОВ

В.А. Белокуров

[1]ФГБОУ ВО РГРТУ, Рязань, Россия

Аннотация. В работе рассматривается алгоритм межобзорного когерентного накопления флуктуирующих в соответствии с моделью Сверлинга 1 пачек отражённых импульсов. Суть алгоритма заключается в формировании составной пачки импульсов с нескольких обзоров и формировании отношения правдоподобия для этой пачки. Априорная неопределённость относительно начальной фазы каждой из пачек импульсов решается введением многоканальности по этому параметры. Моделирование показало, что по сравнению с некогерентным межобзорным накоплением, не учитывающим начальную фазу, предлагаемый алгоритм обеспечивает выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум, пропорциональным числу обзоров.

Ключевые слова: отношение правдоподобия, межобзорное когерентное накопление, модель флуктуаций Сверлинга 1, многоканальность по дальности, скорости, начальной фазе.

IMPROVE THE EFFICIENCY OF THE MULTI-FRAME ACCUMULATION OF RECEIVED SIGNALS

V.A. Belokurov

RSREU , Ryazan, Russia

Abstract. The paper considers the algorithm of multi-frame coherent accumulation of fluctuating 1 packs of reflected impulses in accordance with the Sverling model. The essence of the algorithm is the formation of a composite burst of pulses from several reviews and the formation of a likelihood ratio for this burst. The a priori uncertainty regarding the initial phase of each of the pulse bursts is solved by introducing multichannel with respect to this parameter. The simulation showed that, compared with incoherent multi-frame accumulation, which does not take into account the initial phase, the proposed algorithm provides a gain in the threshold signal-to-noise ratio proportional to the number of reviews.

Keywords: likelihood ratio, multi-frame coherent accumulation, the model of fluctuations of Sverling 1, multi-channel in range, speed, initial phase.

1. Введение

Одним из способов повышения эффективности радиолокационного обнаружения малоразмерных целей является использование информации, полученной с нескольких обзоров [1].

Различаю несколько основных подходов:

- байесовский [2];

- небайесовский [3].

Небайесовский алгоритм межобзорного накопления отражённых пачек импульсов основан на вычислении обобщенного отношения правдоподобия и максимизации достаточной статистики, соответствующей одной из возможных траекторий движения цели в координатах дальность, скорость. Особенностью данного подхода является

некогерентное накопление данных с каждого обзора. Фазовая информация при этом не используется.

2. Постановка задачи

Модель отражённого радиолокационного сигнала **Z** для отражённых пачек импульсов на *K* обзорах для двух гипотез имеет вид :

$$\begin{cases} \mathrm{H}_0 : \mathbf{Z} = \mathbf{n}, \\ \mathrm{H}_1 : \mathbf{Z} = \mathbf{S} + \mathbf{n}, \end{cases} \quad (1)$$

где **n** – вектор с шумами измерений, размером 1 на *KN*, представляющий собой комплексный случайный гауссовский процесс с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $\sigma_{\text{ш}}^2$; *N* – число импульсов в пачке; *K* – количество обзоров, с которых происходит накопление пачек импульсов. Размерность вектора **Z** 1 на *KN*. Шумы измерений в каналах по дальности некоррелированные. Вектора **Z** и **n** имеют вид:

$$\mathbf{Z} = \left[\mathbf{z}^{m_0\mathrm{T}}, \mathbf{z}^{m_1\mathrm{T}}, ..., \mathbf{z}^{m_{K-1}\mathrm{T}} \right],$$

$$\mathbf{n} = \left[\mathbf{n}^{m_0\mathrm{T}}, \mathbf{n}^{m_1\mathrm{T}}, ..., \mathbf{n}^{m_{K-1}\mathrm{T}} \right],$$

где $\mathbf{z}^{m_i}$ – вектор входных данных в m_i-м канале по дальности; $\mathbf{n}^{m_i}$ – шумы измерений в m_i-м канале по дальности; i=0,...,K-1.

Модель составной пачки отражённых импульсов имеет вид:

$$\mathbf{S} = \left\{ \alpha_0^{m_0} e^{i\varphi_c^0 k + \varphi_0^0} \right\}_{k=0}^{N-1} + \left\{ \alpha_1^{m_1} e^{i\varphi_c^{m_1} k + \varphi_0^{m_1}} \right\}_{k=0}^{N-1} + .. + \left\{ \alpha_{K-1}^{m_{K-1}} e^{i\varphi_c^{m_{K-1}} k + \varphi_0^{m_{K-1}}} \right\}_{k=0}^{N-1},$$

где $\alpha_0^{m_0}, \alpha_1^{m_1}, ..., \alpha_{K-1}^{m_{K-1}}$ – амплитуды отражённых пачек импульсов в каналах по дальности $m_0, m_1, ..., m_{K-1}$; $\varphi_c^{m_j} = 2\pi f_d^j T_{\text{п}}$ – межпериодный набег фазы сигнала за счёт радиальной скорости в *j*-м канале; f_d – частота Доплера; $T_{\text{п}}$ – период повторения импульсов в пачке; $\varphi_0^{m_j}$ – начальная фаза отражённых импульсов в пачке в *k*-м обзоре в *m*-м канале по дальности.

Задача синтеза алгоритма межобзорного накопления заключается в формировании отношения правдоподобия *l*:

$$L(\{\hat{m}_0, ..., \hat{m}_{K-1}\}, \left\{\hat{\varphi}_c^{\hat{m}0}, ..., \hat{\varphi}_c^{\hat{m}K-1}\right\}, \left\{\hat{\varphi}_0^{\hat{m}0}, ..., \hat{\varphi}_0^{\hat{m}K-1}\right\}) =$$

$$\max_{\substack{\{m_0,...,m_{K-1}\} \\ \left\{\varphi_c^{m0}, ..., \varphi_c^{mK-1}\right\} \\ \left\{\varphi_0^{m0}, ..., \varphi_0^{mK-1}\right\}}} f(\mathbf{Z} \left| \{m_0, ..., m_{K-1}\} \left\{\varphi_c^{m0}, ..., \varphi_c^{mK-1}\right\} \left\{\varphi_0^{m0}, ..., \varphi_0^{mK-1}\right\}, \mathrm{H}_1 \right.) \Big/ f(\mathbf{Z}|\mathrm{H}_0).$$

3. Синтез алгоритма межобзорного накопления

С учётом принятой модели входного сигнала функция правдоподобия при гипотезе H_0 имеет вид:

$$f(\mathbf{Z}|\mathrm{H}_0) = \exp(-\mathbf{Z}^{\mathrm{H}}\mathbf{R}_{\text{ш}}^{-1}\mathbf{Z}) \big/ (\pi^{KN} \det(\mathbf{R}_{\text{ш}})),$$

где H – символ комплексного сопряжения и транспонирования; $\mathbf{R}_{\text{ш}}$ – блочная корреляционная матрица шума размером *KN* на *KN*.

Функция правдоподобия при гипотезе H_1 и флуктуациях амплитуды в соответствии с моделью Сверлинга 1 имеет вид:

$$f(\mathbf{Z}|\mathrm{H}_1) = \exp(-\mathbf{Z}^{\mathrm{H}}\mathbf{R}_{\text{сш}}^{-1}\mathbf{Z}) \big/ (\pi^{KN} \det(\mathbf{R}_{\text{сш}})),$$

где $\mathbf{R}_{\text{сш}}$ – блочная корреляционная матрица смеси сигнал+шум в m_i-м канал по дальности, имеющая вид:

$$\mathbf{R}_{\text{сш}}^{m_i} = \sigma_c^2 \mathbf{s}^{m_i} \mathbf{s}^{m_i\,\mathrm{H}} + \mathbf{R}_{\text{ш}}^{m_i},$$

где σ_c^2 - дисперсия сигнала в модели флуктуаций Сверлинга 1; $\mathbf{s}^{m_i}$ – опорный вектор в m_i-м канале по дальности на *k*-м обзоре, имеющий вид:

$$\mathbf{s}^{m_i} = \left\{ \exp(jk\varphi_{c_k}^{m_i} + \varphi_0^{m_i}) \right\}.$$

Обратная матрица $\mathbf{R}_{\text{сш}}^{-1}$ вычисляется на основе формулы Вудбери.

Логарифм отношения правдоподобия имеет вид:

$$l = \ln(\frac{f(\mathbf{Z}|\mathrm{H}_1)}{f(\mathbf{Z}|\mathrm{H}_0)}) = \ln(\mathbf{R}_{\text{ш}}) - \ln(\sigma_c^2 \mathbf{s}\mathbf{s}^{\mathrm{H}} + \mathbf{R}_{\text{ш}}) + \sigma_c^2 \frac{\mathbf{Z}^{\mathrm{H}}\mathbf{R}_{\text{ш}}^{-1}\mathbf{s}\mathbf{s}^{\mathrm{H}}\mathbf{R}_{\text{ш}}^{-1}\mathbf{Z}}{1+\sigma_c^2 \mathbf{s}^{\mathrm{H}}\mathbf{R}_{\text{ш}}^{-1}\mathbf{s}} \geq l_0,$$

где l_0 – порог обнаружения, **s** – вектор, имеющий вид: $\mathbf{s} = \left\{ \mathbf{s}^{m0}, \mathbf{s}^{m1}, \ldots, \mathbf{s}^{mK-1} \right\}$.

Учитывая, что в данном подходе информация о начальной фазе каждой пачки импульсов является информационной, усреднение логарифма правдоподобия *l* по начальной фазе не производится.

Перенося в правую часть выражения для отношения правдоподобия все составляющие не связанные с вектором **Z**, получим достаточную статистику:

$$\xi_1 = \left| \mathbf{s}^{\mathrm{H}}\mathbf{Z} \right|^2 = \max_{\substack{\{m0,\ldots,mK-1\} \\ \left\{\varphi_c^{m0},\ldots,\varphi_c^{mK-1}\right\} \\ \left\{\varphi_0^{m0},\ldots,\varphi_0^{mK-1}\right\}}} \left| \sum_{k=0}^{K-1} \left\{ \exp(-j\varphi_0^{mk}) \sum_{p=0}^{N-1} z_p^{mk} \exp(-jp\varphi_{c_k}^{mk}) \right\} \right|^2.$$

На рисунке 1 показана структурная схема обнаружителя, реализующего когерентное межобзорное накопление отражённых пачек импульсов при флуктуациях амплитуды в соответствии с моделью Сверлинга 1.

На рисунке 1 введены следующие обозначения: ПУ – пороговое устройство. Суть алгоритма состоит в следующем: на каждых K обзорах формируется вектор измерений **Z**, который умножается на опорный вектор **s**. На рисунке 1 также показаны характеристики обнаружения предлагаемого алгоритма со следующими обозначениями сплошная линия - характеристики обнаружения предлагаемого алгоритма; штрих-

пунктирная линия - характеристики обнаружения алгоритма некогерентного межпачечного накопления; пунктирная линия - характеристики обнаружения флуктуирующей когерентной пачки импульсов, размером *KN* импульсов.

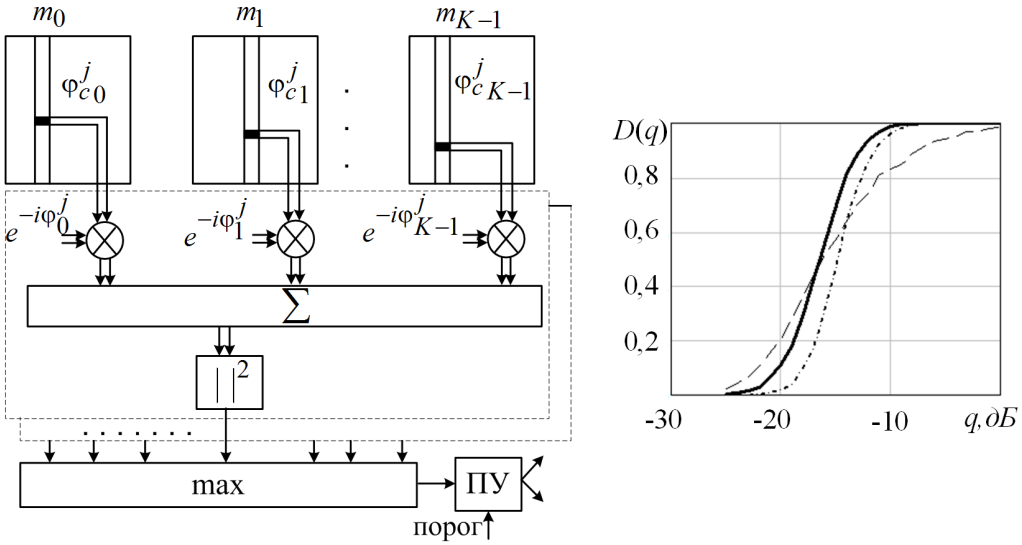


Рис. 1. Структурная схема предлагаемого алгоритма обнаружения и соответствующие характеристики обнаружения

4. Результаты моделирования

Сравнение предлагаемого метода межпачечного накопления происходит со следующими: 1) алгоритмом некогерентного межобзорного накопления [3]; 2) алгоритмом когерентного накопление пачки импульсов, число импульсов в которой равно *KN*.

Моделирование флуктуаций в соответствии с моделью Сверлинга 1 осуществляем методом обратной функции. На первом этапе производится вычисление порога обнаружения. Для решения данного вопроса использована теоремой Фишера-Типпета-Гнеденко, суть которой заключается в том, что хвост любого распределения может быть аппроксимирован обобщённым распределением Парето, параметры которого оцениваются на основе метода максимального правдоподобия.

Параметры моделирования: число обзоров K=5, число импульсов в пачке N=64, число повторений опытов 10000, вероятность ложной тревоги 10^{-5}.

5. Заключение

В работе рассмотрен синтез и анализ алгоритма межобзорного накопления флуктуирующих пачек импульсов. Алгоритм предполагает введение многоканальности по дальности, скорости и начальной фазе и максимизации достаточной статистки по возможным гипотезам движения и сравнении с порогом обнаружения. Имитационное моделирование показывает, что предлагаемый алгоритм выигрывает в порогом отношении сигнал+шум относительно известного алгоритма и выигрыш составляет корень квадратный количества обзоров. Использование предлагаемого алгоритма позволяет повысить энергетическую дальность действия РЛС.

6. Благодарности

Работа выполнена в рамках Государственного задания №8.8445.2017/БЧ Минобрнауки на 2017-2019 гг. высшим учебным заведениям и научным организациями в сфере научной деятельности.

Литература

1. Bar-Shalom, Y. Blair W. Multitarget Multisensor Tracking: Applications and Advances. . New York: Artech House, 2000. – 576 p.
2. Barniv Y. Dynamic programming solution for detecting dim moving targets // IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., 1985. Pp. - 144-156.
3. Buzzi S. Track-before-detect procedures for early detection of moving target from airborne radars // IEEE Trans. on aerospace and electronic system. 2005, No. 6. Pp. - 937-954.

References

1. Bar-Shalom, Y. Blair W. Multitarget Multisensor Tracking: Applications and Advances. . New York: Artech House, 2000. – 576 p.
2. Barniv Y. Dynamic programming solution for detecting dim moving targets // IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., 1985. Pp. - 144-156.
3. Buzzi S. Track-before-detect procedures for early detection of moving target from airborne radars // IEEE Trans. on aerospace and electronic system. 2005, No. 6. Pp. - 937-954.

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ СО СЛУЧАЙНОЙ ВОБУЛЯЦИЕЙ ПЕРИОДА ПОВТОРЕНИЯ ИМПУЛЬСОВ В УСЛОВИЯХ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕНИЯ

В.В. Родионов

АО Челябинский радиозавод «Полет» (АО ЧРЗ «Полет»), Челябинск, Россия

Аннотация. Исследуются, полученные на основе теоретико-игровой модели, алгоритмы оптимального обнаружения и характеристики потенциальной помехоустойчивости импульсных радиолокационных станций

Ключевые слова: теория игр, вобуляция, РЛС, РЭП, помехоустойчивость, обнаружение, зондирующий сигнал.

NOISE STABILITY OF RADAR STATION WITH RANDOM VOBULATION OF THE RETURN PERIOD OF PULSE IN THE CONDITIONS OF RADIO ELECTRONIC SUPPRESSION

V.V. Rodionov [1]

JSC Chelyabinsk Radio Plant "Flight" (JSC CHRZ "Flight"), Chelyabinsk, Russia

Abstract. Based on the game-theoretic model, optimal detection algorithms and characteristics of potential noise immunity of pulsed radar stations are investigated.

Keywords: game theory, wobble, radar, rep, noise immunity, detection, sounding signal.

1. Введение

В практике защиты радиолокационных станций (РЛС) от активных помех находят применение методы, заключающиеся в смене параметров зондирующих сигналов [1,2,3,4,5,6]. Например, смена несущей частоты от импульса к импульсу [1,3,4], изменение временно́го положения импульсов в пачке (вобуляция периода повторения импульсов) [1,5,6], применение в качестве зондирующего сигнала реализации полосового шума [2]. Предлагается также менять длительность от импульса к импульсу, форму импульсов [1].

Заметим, что эти методы помехозащиты не вытекают как решение какой-либо задачи синтеза оптимальных алгоритмов обнаружения и с этой точки зрения являются эвристическими.

Если использовать теорию синтеза алгоритмов обнаружения сигналов в условиях радиоэлектронного подавления (РЭП), основанную на теоретико-игровой модели взаимодействия РЛС и системы РЭП [7,8,9,10,11,12], то случайная смена параметров зондирующих сигналов является элементом оптимальной стратегии РЛС.

Игровая модель взаимодействия РЛС и системы РЭП наиболее адекватно отражает реальную сигнальную ситуацию, складывающуюся при работе РЛС в условиях РЭП, и позволяет определить оптимальные способы действий как РЛС по защите от помех (определить не только алгоритм обработки принимаемых колебаний, но и алгоритм управления зондирующими сигналами для облучения цели), так и

системы РЭП по подавлению РЛС (синтезировать вид наиболее эффективных помех), а также оценить потенциальную помехоустойчивость РЛС в условиях радиоэлектронного подавления и потенциальную эффективность системы РЭП.

Полученные в результате решения игры стратегии игроков являются оптимальными в том смысле, что их эффективность не зависит от того, известны они противнику или нет. Поэтому в этих условиях игрокам нет необходимости осуществлять разведку стратегии противника и применять какие-либо алгоритмы адаптации. Хотя, для повышения эффективности своей работы в условиях, когда второй игрок не применяет оптимальную стратегию, можно осуществлять разведку стратегии противника и соответствующую адаптацию.

В работе [7-11] исследована теоретико-игровая модель обнаружения флуктуирующей пачки импульсов со случайной сменой параметров от импульса к импульсу в предположении, что флуктуации являются гауссовскими, а обнаружение ведется на фоне гауссовских помех. Полученные результаты применены в работе [12] для определения алгоритмов обнаружения и оценки потенциальной помехоустойчивости случайной смены несущей частоты от импульса к импульсу.

Кроме изменения несущей частоты от импульса к импульсу, широкое распространение в современных РЛС получил также метод помехозащиты, заключающийся в изменении временно́го положения импульсов пачки (вобуляция периода повторения импульсов) [5,6]. Однако в литературе не исследован вопрос о том, как же управлять интервалами между импульсами для достижения максимальной помехоустойчивости в условиях РЭП и какова потенциальная помехоустойчивость этого метода помехозащиты? Не найден также оптимальный алгоритм обработки при применении этого метода помехозащиты.

2. Постановка задачи

При вобуляции периода повторения импульсов зондирующий сигнал имеет вид:

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_0(t - iT_n - a_i)\exp(j2\pi f_0 t + \varphi),\ a_i \in [0, T_v]. \qquad (1)$$

Здесь: $s_0(t)$- комплексная огибающая зондирующего импульса; N – число импульсов в пачке; T_n – средний период повторения импульсов; T_v – интервал вобуляции зондирующего импульса, причем $T_v < T_n$; a_i- задержка i-го импульса относительно среднего периода повторения; f_0 – несущая частота; φ – начальная фаза.

Задержка a_i может принимать или любые значения из интервала $[0, T_v]$ (непрерывная вобуляция периода повторения), или же значения из конечного множества значений этого интервала (дискретная вобуляция). Непрерывная вобуляция неосуществима на практике, так как синхронизация работы РЛС осуществляется импульсной последовательностью, период повторения которой и определяет шаг дискретизации Δt интервала вобуляции.

В дальнейшем будем рассматривать только дискретную вобуляцию периода повторения с шагом Δt, и числом возможных значений $n = \left[\frac{T_v}{\Delta t}\right]$ ([x] – целая часть числа x).

Отраженный от движущейся цели сигнал является флуктуирующим, закон распределения флуктуаций которого будем считать гауссовским, а корреляционную матрицу флуктуаций – допускающей разложение по собственным векторам $\vec{\psi}_k$:

$$\rho_{ij} = \sum_{k=0}^{N-1} \nu_k \psi_{ki} \psi^*_{kj},\ i = \overline{0, N-1};\ j = \overline{0, N-1}. \qquad (2)$$

Решение поставленной выше задачи основывается на методике, описанной в работе [10], которая заключается в следующем:

1. Найти функцию неопределенности радиоимпульса по изменяемым параметрам: $\Phi(x, y) = \int_{-\infty}^{\infty} s_0(t-x) s_0^*(t-y) dt$. (Предполагается, что одиночный импульс имеет единичную энергию: $\int_{-\infty}^{\infty} |s_0(t)|^2 dt = 1$).

2. Проверить выполнение условия:

$$\frac{1}{n} \sum_{j=0}^{n-1} \Phi\big(\Delta t(i-j)\big) = \beta_0 = const,\ i = \overline{0, n-1}. \qquad (3)$$

3. Если это условие выполняется, то решить задачу на собственные значения:

$$\frac{1}{n} \sum_{j=0}^{n-1} \Phi\big(\Delta t(i-j)\big)\theta_{kj} = \beta_k \theta_{ki},\ i = \overline{0, n-1};\ k = \overline{0, n-1}. \qquad (4)$$

4 В соответствии с выражениями (7), (8), (9) в работе [10] записать весовые функции алгоритма оптимального обнаружения $\varphi_k(t)$ и параметры для вычисления рабочих характеристик обнаружения α_k.

Алгоритм работы оптимального обнаружителя заключается в вычислении величины $L(x)$ и сравнении ее с порогом.

$$L(x) = \sum_k \frac{\alpha_k}{1+\alpha_k} \left| \int_0^T x(t) \varphi_k^*(t) dt \right|^2 > c, \qquad (5)$$

а характеристические функции величины $L(x)$ при отсутствии сигнала (гипотеза H_0) и при наличии сигнала (гипотеза H_1) равны:

$$\Theta(v / H_0) = \prod_k \left(1 - jv \frac{\alpha_k}{1+\alpha_k}\right)^{-1},\ \Theta(v / H_1) = \prod_k \left(1 - jv\alpha_k\right)^{-1}. \qquad (6)$$

3. Решение задачи

При вобуляции периода повторения импульсов функция неопределенности по изменяемым параметрам совпадает с функцией неопределенности радиоимпульса по задержке:

$$\Phi(x,y)=\int_{-\infty}^{\infty}s_0(t-x)s_0{}^*(t-y)dt=\Phi(x-y)\,. \qquad (7)$$

Для сложных сигналов с базой $B=\Delta f_s\tau_u>>1$, при интервале вобуляции много больше ширины функции неопределенности по задержке можно найти такие значения *n* и Δt, что условие (3) выполняется.

Так как $\frac{1}{n}\sum_{j=0}^{n-1}\Phi\big((i-j)\Delta t\big)=\frac{1}{n}\sum_{k=i-n+1}^{i}\Phi\big(k\Delta t\big)$, то выбрав, например, Δt из условия $\Phi(\Delta t)=0$, получим $\beta_0=\frac{\Phi(0)}{n}$. Если Δt меньше ширины функции неопределенности по задержке, то, пренебрегая краевыми эффектами (несколькими первыми и несколькими последними значениями индекса *i*), также можно получить, что эта сумма не зависит от *i*.

Решив задачу на собственные значения для матрицы $R_{ij}=\frac{\Phi((i-j)\Delta t)}{n}$, получим ее разложение по собственным векторам:

$$R_{ij}=\sum_{k=0}^{n-1}\beta_k\theta_{ki}\theta_{kj}^{*} \qquad (8)$$

Заметим, что из условия (3) вытекает, что β_0 - собственное значение матрицы (5), а отвечающий ему собственный вектор равен:

$$\vec{\theta}_0=\left(1/\sqrt{n},\,1/\sqrt{n},\ldots,\,1/\sqrt{n}\right). \qquad (9)$$

Зная разложение (8), в соответствии с выражением (6) работы [10] найдем собственные функции корреляционной функции ансамбля зондирующих сигналов:

$$\Psi_k(t-t_i)=\frac{1}{\sqrt{n\beta_k}}\sum_{j=0}^{n-1}\theta_{kj}^{*}s_0(t-iT_n-j\Delta t)\,. \qquad (10)$$

Заметим, что $\Psi_0(t-t_i)=\beta_0^{-1/2}\hat{s}_0(t-iT_n)=\beta_0^{-1/2}\frac{1}{n}\sum_{k=0}^{n-1}s_0(t-iT_n-k\Delta t)$. $\hat{s}_0(t)$ - текущее среднее значение огибающей радиоимпульса.

В [10] получены общие выражения для весовой функции когерентной обработки $\varphi_k(t)$ и параметров обнаружения α_k, справедливые для произвольной корреляционной матрицы флуктуаций и произвольной мощности наиболее неблагоприятной помехи. Для упрощения выкладок ограничимся случаем, когда дисперсии флуктуаций импульсов в пачке одинаковы, а мощность помехи такова, что минимальное собственное значение корреляционной функции помехи больше спектральной

плотности внутриприемного шума (сильная помеха). В условиях РЭП это, как правило, выполняется.

В этом случае, в соответствии с выражением (9) работы [10] весовую функцию когерентной обработки можно записать в виде:

$$\varphi_k(t)=\sum_{i=0}^{N-1}\psi_{ki}\left(\begin{array}{l} s_0(t-iT_n-a_i\Delta t)-\left(1-\dfrac{N_0}{2q\beta_0^{1/2}\nu_k^{1/2}}\right)\beta_0^{1/2}\hat{s}_0(t-iT_n)- \\ -\sum\limits_{j=1}^{n-1}\dfrac{s_j(a_i)}{\sqrt{n\beta_j}}\left(1-\dfrac{N_0\sqrt{N}}{q\beta_j^{1/2}}\right)\sum\limits_{m=0}^{n-1}\theta_{jm}^{*}s_0(t-iT_n-m\Delta t)\end{array}\right),\quad k=\overline{0,M-1} \tag{11}$$

Здесь a_i - случайная дискретная величина, с равной вероятностью принимающая целые значения от 0 до n-1; $q=\dfrac{E_n+NnN_0/2}{\sqrt{\beta_0}\sum\limits_{i=0}^{N-1}\sqrt{\nu_i}+\sqrt{N}\sum\limits_{i=1}^{n-1}\sqrt{\beta_i}}$;

$s_j(a_i)=\int\limits_{-\infty}^{\infty}s_0(t-iT_n-a_i\Delta t)\Psi_j^{*}(t-t_i)dt$; $M\le N$ - число каналов когерентной обработки.

Выполнив преобразования в (11), получим:

$$\varphi_k(t)=\sum_{i=0}^{N-1}\psi_{ki}\left(\sum_{m=0}^{n-1}\sum_{j=0}^{n-1}\beta_j^{-1/2}\theta_{j,a_i}\theta_{jm}^{*}s_0(t-iT_n-m\Delta t)-\beta_0^{-1/2}\left(1-\frac{1}{\sqrt{N\nu_k}}\right)\hat{s}_0(t-iT_n)\right), \tag{12}$$

$k=\overline{0,M-1}$.

Заметим, что $\sum\limits_{j=0}^{n-1}\beta_j^{-1/2}\theta_{j,a_i}\theta_{jm}^{*}=R_{a_i,m}^{-1/2}$ - элементы матрицы, которая представляет собой корень квадратный из матрицы, обратной $\mathbf{R}=(\mathrm{R_{i,j}})$.

Параметр обнаружения вычисляется по формуле (9) работы [10], которая примет вид:

$$\alpha_k=\frac{d_{sh}^2}{d_{ph}^2\dfrac{T_p}{\tau_u}+\left(\dfrac{M}{N}+n-1\right)}\left(\sqrt{\frac{\beta_0}{\nu_k}}+\sqrt{N}\sum_{i=1}^{n-1}\sqrt{\beta_i}\right)\left(\sqrt{\beta_0}\sum_{i=0}^{M-1}\sqrt{\nu_i}+\sqrt{N}\sum_{i=1}^{n-1}\sqrt{\beta_i}\right)\nu_k,\ k=\overline{0,M-1} \tag{13}$$

Здесь $T_p=\begin{cases}T_v+\tau_u, & \Delta t<\tau_u\\ n\tau_u, & \Delta t\ge\tau_u\end{cases}$ – длительность импульса помехи; $d_{sh}^2=\dfrac{2P_s\tau_u}{N_0}$ - отношение сигнал/шум для одного импульса; $d_{ph}^2=\dfrac{2P_n\tau_u}{N_0}$ - отношение помеха/шум; $\mathrm{P_s}$ и $\mathrm{P_n}$ – мощности сигнала и помехи соответственно.

Корреляционная функция наиболее неблагоприятной помехи имеет вид:

$$K_n(t,u)=\sum_{i=0}^{M-1}\lambda_{i0}\Psi_{i0}(t)\Psi_{i0}^{*}(u)+\sum_{i=0}^{N-1}\sum_{k=1}^{n-1}\lambda_k\Psi_k(t-t_i)\Psi_k^{*}(u-t_i), \tag{14}$$

где $\Psi_{i0}(t)=\sum\limits_{j=0}^{N-1}\psi_{ij}\Psi_0(t-t_j)$; $\lambda_{i0}=q\sqrt{\nu_i\beta_0}-\dfrac{N_0}{2}$; $\lambda_k=q\sqrt{\dfrac{\beta_k}{N}}-\dfrac{N_0}{2}$.

Первое слагаемое корреляционной функции обусловливает когерентную составляющую помехи. Она зависит от корреляционной матрицы флуктуаций цели и полностью определяется текущим средним значением огибающей радиоимпульса. Второе слагаемое задает некогерентную составляющую, которая не зависит от корреляционной матрицы флуктуаций цели и полностью определяется функцией неопределенности радиоимпульса по задержке.

Приведем окончательные результаты для не флуктуирующей и быстро флуктуирующей пачки.

а. Не флуктуирующая пачка

Если пачка не флуктуирует, то $\nu_k = 1, k = 0,\ \nu_k = 0,\ k > 0$, поэтому:

$$\varphi(t, a_i) = \sum_{i=0}^{N-1}\left(\sum_{l=0}^{n-1} R_{a_i,m}^{-1/2} s_0(t - iT_n - m\Delta t) - \frac{1}{\sqrt{\beta_0}}\left(1 - \frac{1}{\sqrt{N}}\right)\hat{s}_0(t - iT_n)\right). \quad (15)$$

Отношение сигнал/помеха+шум на выходе оптимального обнаружителя вычисляется по формуле:

$$d^2 = \frac{d_{sh}^2}{d_{ph}^2 \dfrac{T_p}{\tau_u} + (n - 1 + 1/N)}\left(\sqrt{\beta_0} + \sqrt{N}\sum_{i=1}^{n-1}\sqrt{\beta_i}\right)^2, \quad (16)$$

Рассмотрим влияние интервала вобуляции, интервала дискретизации и базы ЛЧМ сигнала на характеристики потенциальной помехоустойчивости.

На рис. 1 и 2 приведены зависимости величины d^2 от отношения интервала вобуляции T_v к длительности импульса τ_u для различных значений числа n и базы ЛЧМ сигнала B, при числе когерентно накапливаемых импульсов N=100, $d_{ph}^2 = 1000$ и $d_{sh}^2 = 1$.

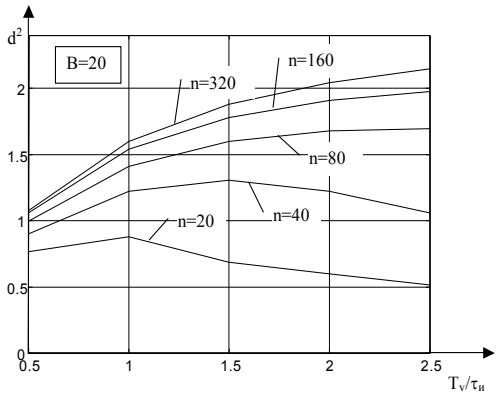


Рис. 1

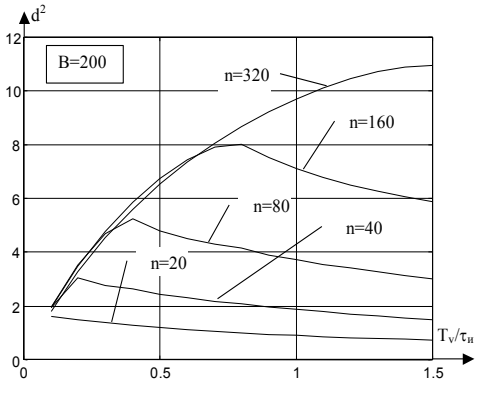


Рис. 2

Анализируя графики на рисунках 1 и 2, следует отметить, что при фиксированной величине n существует оптимальное значение величины T_v / τ_u, при котором отношение сигнал/помеха+шум максимальное.

При большой базе радиоимпульса и относительно малом числе n оптимальная величина интервала вобуляции становится значительно меньше длительности импульса (рисунок. 2 n=20 и n=40).

Конечно, при большой базе радиоимпульса и малом n потенциальная помехоустойчивость РЛС не достигается. Так при B=200, N=100 предельная величина отношения сигнал/помеха+шум, в данном случае, стремится к 17 [11], а при n=160 эта величина равна 8. Для достижения предельного отношения сигнал/помеха+шум необходимо увеличивать как n, так и интервал вобуляции T_v.

Необходимо отметить, что все эмпирические способы защиты от помех с применением вобуляции периода повторения предлагают выбирать шаг вобуляции периода повторения равным или больше длительности импульса [1,5]. При таком шаге вобуляции гарантированная помехоустойчивость не будет зависеть от базы радиоимпульса, следовательно, налицо существенная потеря помехоустойчивости.

Анализ рисунков 1 и 2 показывает, что при большой базе радиоимпульса и ограниченном числе n шаг вобуляции нужно выбирать равным разрешающей способности по задержке, то есть: $\Delta t = \tau_u / B$.

При таком выборе шага вобуляции матрица R будет близка к единичной, а собственные значения этой матрицы примерно равными между собой.

На рисунках 3 - 5 приведены графики собственных значений матрицы R для различных значений n и базы радиоимпульса при $\Delta t = \tau_и / B$.

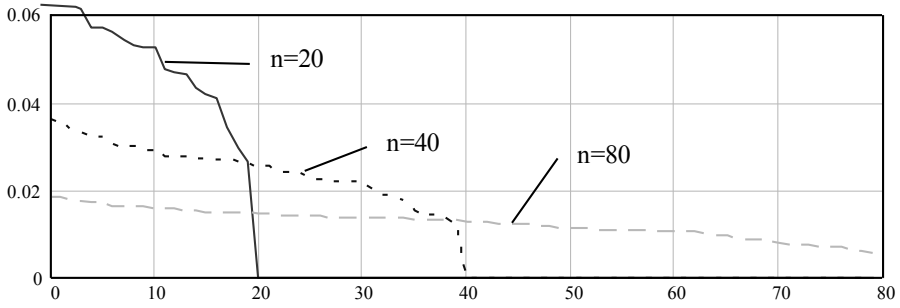


Рис. 3 Собственные значения для *B=20 и n=20,40,80*

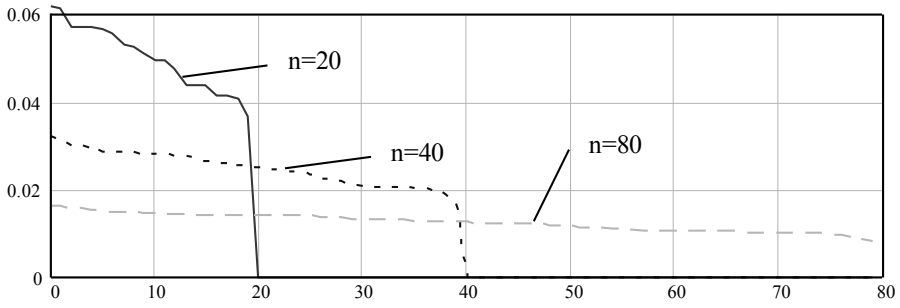


Рис. 4 Собственные значения для *B=40 и n=20,40,80*

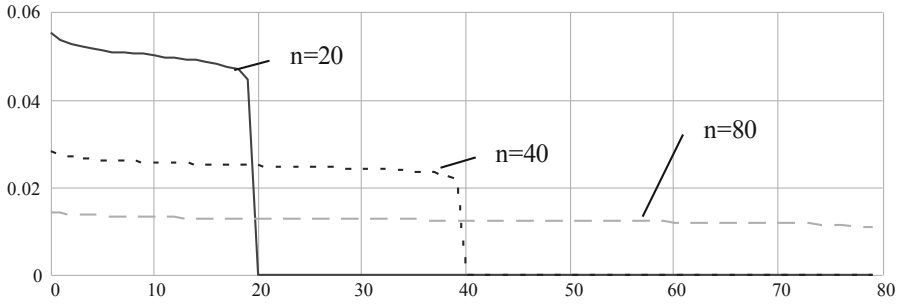


Рис. 5 Собственные значения для *B=200 и n=20,40,80*

Анализируя поведение собственных значений матрицы R можно отметить, что при большой базе радиоимпульса их можно считать равными даже при малых n. При не очень большой базе радиоимпульса и n<20 собственные значения неодинаковы и уменьшаются по линейному закону.

При одинаковых собственных значениях матрицы R алгоритм оптимальной обработки существенно упрощается, так как блок компенсации помехи, в этом случае, осуществляет компенсацию только среднего значения импульса, то есть весовая функция оптимального обнаружителя примет вид:

$$\varphi(t) = \sum_{i=0}^{N-1}\left(s_0(t - iT_n - a_i) - \left(1 - \frac{1}{\sqrt{N}}\right)\hat{s}_0(t - iT_n)\right). \tag{17}$$

Отношение сигнал/помеха+шум на выходе такого оптимального обнаружителя вычисляется по формуле:

$$d^2 = \frac{d_{sh}^2}{d_{ph}^2 \dfrac{T_p}{\tau_u} + 1/N + n - 1} \frac{(1 + \sqrt{N}(n-1))^2}{n} \tag{18}$$

б. Быстро флуктуирующая пачка

В этом случае $\nu_k = 1/N$, $k = \overline{0, N-1}$, поэтому:

$$\varphi_k(t) = \sum_{m=0}^{n-1} R_{a_k,m}^{-1/2} \cdot s_0(t - kT_n - m\Delta t),\ k = \overline{0, N-1} \tag{19}$$

$$\lambda_k = q\sqrt{\frac{\beta_k}{N}} - \frac{N_0}{2},\ q = \frac{E_n + NnN_0/2}{\sqrt{N}\sum_{i=0}^{n-1}\sqrt{\beta_i}}. \tag{20}$$

Отношение сигнал/помеха+шум на выходе оптимального обнаружителя для каждого импульса пачки вычисляется по формуле:

$$d_k^2 = \frac{d_{sh}^2}{d_{ph}^2 \dfrac{T_p}{\tau_u} + n}\left(\sum_{i=0}^{n-1}\sqrt{\beta_i}\right)^2,\ k = \overline{0, N-1}. \tag{21}$$

Оптимальная обработка заключается в некогерентном накоплении результатов обработки импульсов пачки с весовой функцией (19).

При одинаковых собственных значениях матрицы R весовая функция оптимальной обработки каждого импульса пачки примет вид:

$$\varphi_k(t) = s_0(t - kT_n - a_k\Delta t),\ k = \overline{0, N-1}, \tag{22}$$

а отношение сигнал/помеха+шум на выходе оптимального обнаружителя для каждого импульса пачки равно:

$$d_k^2 = \frac{d_{sh}^2}{\frac{d_{ph}^2}{n}\frac{T_p}{\tau_u} + 1},\ k = \overline{0, N-1}. \tag{23}$$

При такой вобуляции это эквивалентно подавлению мощности помехи в n раз.

4. Заключение

Заметим, что все эмпирические способы защиты от помех с применением вобуляции периода повторения предлагают выбирать шаг вобуляции периода повторения равным или больше длительности импульса. При таком шаге вобуляции гарантированная помехоустойчивость не будет зависеть от базы радиоимпульса, следовательно, налицо существенная потеря помехоустойчивости.

Анализ показывает, что при большой базе радиоимпульса и ограниченном числе дискрет шага вобуляции (n) шаг вобуляции нужно выбирать равным разрешающей способности по задержке. При таком шаге вобуляции мощность помехи подавляется в n раз как при когерентном, так и при некогерентном зондирующем сигнале.

Литература

1. Защита от радиопомех. Под ред. Максимова М.В. М.: Советское радио, 1976.
2. Adrian D. Радиолокационная станция, использующая шумоподобный зондирующий сигнал и корреляционный принцип обнаружения. Патент США, кл. 343-12, № 3195-130, заявлено 23.02.61, опубликовано 13.07.65.
3. Braun J.H. Импульсный радиолокатор с подавлением помех. Патент ФРГ, кл. 21a4, 48161 (НОЧр), № 1181759, заявлено 6.10.60, опубликовано 8.07.65.
4. Hans D. Радиолокационная станция с повышенной помехоустойчивостью. Патент США № 3163862, кл. 343-17.1, 29.12.1964.
5. Оганов Т.А. Помехоустойчивость инвариантного приема импульсных сигналов. М.: Радио и связь, 1984.
6. Kaiteris C., Rubin W.L. Pulse Trains with Low Residue Ambiguity Surfaces That Minimize Overlapping Target Echo Suppression in Limiting Receivers. Proc. IEEE, 1966,v.54, p. 438-439.
7. Родионов В.В. Теоретико-игровой подход к задаче обнаружения радиолокационных сигналов на фоне неизвестных помех. // Радиотехника и электроника, 1982, т.27, № 9, С. 1754-1761.
8. Родионов В.В. Обнаружение сигналов когерентных импульсных РЛС со случайной сменой параметров зондирующих сигналов от импульса к импульсу на фоне наиболее неблагоприятных гауссовских помех. //Радиотехника и электроника, 1984, т.29, № 7, С. 1339-1346.
9. Родионов В.В. Оптимальное обнаружение случайных гауссовских сигналов радиолокационными станциями со случайной сменой параметров зондирующих сигналов на фоне наиболее неблагоприятных гауссовских помех. //Радиотехника и электроника, 1995, т.40, № 12, С. 1850-1857.
10. Родионов В.В. Оптимальное обнаружение флуктуирующей пачки импульсов на фоне наиболее неблагоприятных гауссовских помех радиолокационными станциями со случайной

сменой параметров зондирующих сигналов от импульса к импульсу.// Радиотехника и электроника, 1998, т.43, № 10, С. 1207-1215.
11. Родионов В.В. Потенциальная помехоустойчивость РЛС со случайной сменой зондирующих сигналов в условиях радиоэлектронного противодействия. //Радиотехника, 1999, № 3, С. 9-14.
12 Родионов В.В. Помехоустойчивость радиолокационных станций со случайной сменой несущей частоты от импульса к импульсу в условиях радиоэлектронного подавления. // Радиотехника и электроника, 2000, т.45, № 7, С. 822-829.

REFERENCES

1. Protection against radio interference. Under the editorship of V. M. Maksimov, M.: Soviet radio, 1976
2. Adrian is a radar Station using a noise-like probing signal and a correlation detection principle. U.S. patent, CL. 343-12, No. 3195-130, filed 23.02.61, published 13.07.65.
3. Braun H. J. Pulsed radar with interference suppression. Patent of FRG. 21a4, 48161 (Nachr), No. 1181759 stated 6.10.60 published 8.07.65.
4. Hans D. Radar station with high noise immunity. U.S. patent No. 3163862. 343-17.1, 29.12.1964.
5. Oganov, T. A. noise Immunity of invariant reception of pulse signals. M.: Radio and communication, 1984
6. C. Kaiteris, W. L. Rubin Pulse Trains with Low Residue Ambiguity Surfaces That Minimize Overlapping Target Echo Suppression in Limiting Receivers. Proc. IEEE, 1966,V. 54, p. 5. 438-439.
7. Rodionov V. V. game-Theoretic approach to the problem of radar signals detection on the background of unknown interference. // Radio and electronics, 1982, vol. 27, no. 9, Pp. 1754-1761.
8. Rodionov V. V. detection of coherent pulse radar signals with random change of parameters of probing signals from pulse to pulse on the background of the most adverse Gaussian noise. //Radiotekhnika I Electronika, 1984, vol. 29, No. 7, Pp. 1339-1346
9. Rodionov V. V. Optimal detection of random Gaussian signals by radar stations with random change of parameters of probing signals against the background of the most adverse Gaussian noise. //Radio engineering and electronics, 1995, vol. 40, no. 12, Pp. 1850-1857.
10. Rodionov V. V. Optimal detection of fluctuating packet of pulses against the background of the most unfavorable Gaussian noise by radar stations with a random change of parameters of probing signals from pulse to pulse.// Radiotekhnika I Elektronika, 1998, vol. 43, no. 10, Pp. 1207-1215.
11. Rodionov V. V. Potential noise immunity of radar with random change of probing signals in conditions of radio-electronic counteraction. //Radio engineering, 1999, No. 3, Pp. 9-14.
12. Rodionov V. V. noise Immunity of radar stations with random change of carrier frequency from pulse to pulse in conditions of radio-electronic suppression. // Radio engineering and electronics, 2000, vol. 45, No. 7, Pp. 822-829.

ПОСТРОЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ ВЫСОКОГО РАЗРЕШЕНИЯ МИНИМАЛЬНЫМИ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫМИ РЕСУРСАМИ НА БОРТУ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

Е. П. Петров, Н. Л. Харина

Вятский государственный университет, г.Киров, РФ

Аннотация. В работе предлагается метод увеличения разрешения радиолокационных изображений (РЛИ) по дальности на основе многолучевого радиолокатора с синтезированной апертурой антенны (РСА) бокового обзора, в котором используется линейная антенная решетка, работающая только на передачу. В качестве зондирующих сигналов используются бинарные фазокодоманипулированные (ФКМ) сигналы, принадлежащие одному кластеру, сформированному на бинарных линейных рекуррентных последовательностях максимального периода (МЛРП). Излучение зондирующих ФКМ сигналов осуществляется одновременно во всех лучах. Каждому лучу присваивается свой ФКМ сигнал из кластера ФКМ сигналов. На основе представления бинарных МЛРП сложной цепью Маркова с двумя состояниями синтезировано приемное устройство с рекуррентным согласованным фильтром (РСФ) для одновременного приема нескольких или всего кластера ФКМ сигналов, отраженных от единичных целей одного и того же азимута во всех лучах РСА по дальности. Приемное устройство (ПУ) с РСФ располагается вблизи первого луча РСА. Характерной особенностью РСФ является отсутствие боковых лепестков автокорреляционной функции, что позволяет реализовать оптимальную помехоустойчивость ПУ с РСФ и решить проблему влияния боковых лепестков на разрешающую способность РЛИ. Обработка отраженных ФКМ сигналов осуществляется в каждом канале РСФ тремя простыми арифметическими операциями сложения квантованных на два уровня сигналов, что обеспечивает высокое быстродействие по сравнению с обработкой ЛЧМ сигналов при формировании РЛИ высокого разрешения. Для оценки эффективности предлагаемого метода проведено компьютерное моделирование формирования РЛИ искусственного рельефа. Результаты моделирования демонстрируют возможность получения РЛИ с высоким разрешением по дальности в реальном масштабе времени.

Ключевые слова: радиолокационное изображение (РЛИ); антенна с синтезированной апертурой (РСА); разрешение по дальности; разрешение по азимуту; сложная цепь Маркова; ФКМ сигнал; рекуррентный согласованный фильтр (РСФ)

CREATION OF THE RADAR IMAGE HIGH-RES MINIMUM COMPUTING RESOURCES ONBOARD AIRCRAFT

E.P.Petrov, N.L.Kharina

Vyatka State University, Kirov, RF

Abstract. In the paper method of increase in range resolution of radar images (RI) is considered. It is based on the use of the side-look multibeam synthetic aperture radar (SAR) synthesized in which an antenna array works only for transmission. As probing signals binary phase modulated (PM) signals are used. They belong to one cluster created on the binary linear recurrent sequences of the maximum period (MLRS). The transmission of the probing PM signals is carried out at the same time in all the beams. A certain PM signal from the cluster of PM signals is corresponded to each beam. On the basis of representation of binary MLRS by a

compound Markov chain with two states a receiving device with the recurrent coordinated filter (RCF) for simultaneous reception of several or all the cluster of PM signals reflected from the single purposes of the same azimuth in all the beams of SAR on range is synthesized. The typical feature of RSF is the lack of side lobes of an autocorrelation function. This feature allows to realize the optimum noise stability and to solve the problem of influence of side lobes on RI resolution. The processing of the reflected MP signals with a RSF is carried out by simple arithmetic addition operations that provides high speed in comparison with processing of MF signals. For assessment of effectiveness of the offered method a computer model operation of RI formation of an artificial relief has been carried out. The results of model operation show a possibility of RI formation with high-res resolution in real time mode.

Keywords: radar image (RI); synthetic aperture radar (SAR); range resolution; azimuth resolution; compound Markov chain; modulation phase (MP) signal; the recurrent coordinated filter (RCF)

1. Введение

Одной из актуальных задач дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) является создание радиолокационных изображений (РЛИ) высокого разрешения на борту летательного аппарата (ЛА) в реальном масштабе времени. Переход к цифровым системам обработки и управления радиолокаторами бокового обзора (БО) с синтезированной апертурой антенны (РСА) позволяет расширить возможности РСА с учетом новых видов БО, выбора зондирующих сигналов и методов их обработки после отражения от единичных целей в границах диаграммы направленности антенны (ДНА) РСА минимальными вычислительными ресурсами на борту ЛА. Правильный выбор параметров радиолокационного сигнала является ключевым моментом построения РСА, обеспечивающего получение РЛИ высокого разрешения. Двумерная автокорреляционная функция (АКФ) зондирующего сигнала является наиболее подходящим источником информации при выборе сигнала. Чаще в практических приложениях используют сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) и реже с фазокодовой модуляцией (ФКМ) [1].

Разрешающая способность по дальности определяется шириной главного лепестка АКФ, которая у ЛЧМ и ФКМ сигналов примерно одинакова, но существует различие в форме и величине боковых лепестков (БЛ) АКФ. У ЛЧМ сигналов уровень БЛ не превышает -13 дБ, у ФКМ сигналов, построенных на бинарных линейных рекуррентных последовательностях максимального периода (МЛРП) $L = 2^m - 1 \left(m >> 1 \right)$, уровень БЛ может быть выше. Построение РЛИ высокого разрешения на борту ЛА в реальном масштабе времени предполагает прежде всего высокое разрешение по дальности. Некогерентный прием отраженных ЛЧМ сигналов требует большого количества вычислительных операций, время реализации которых может превысить допустимый интервал времени, определенный максимальной скоростью линейного перемещения ЛА над поверхностью Земли. Проблема устранения БЛ АКФ у ФКМ сигналов, построенных на МЛРП решена в [2,3]. Это позволяет использовать бинарные ФКМ сигналы в качестве зондирующих сигналов для построения РЛИ высокого разрешения.

Когерентный прием отраженных ФКМ сигналов от единичных целей в пределах ДНА РСА требует значительно меньших вычислительных операций, чем при обработке отраженных ЛЧМ сигналов. Это значит, что применение в качестве зондирующих ФКМ сигналов можно сократить в несколько раз время формирования РЛИ высокого разрешения по дальности на борту ЛА. Для реализации РЛИ высокого разрешения по дальности в этом случае целесообразно воспользоваться многолучевым радиолокатором БО РСА, работающим только на передачу, выбором кластера зондирующих ФКМ сигналов и синтезом приемного устройства (ПУ) ФКМ сигналов с рекуррентным согласованным фильтром (РСФ) выбранного кластера, на выходах которого АКФ всех принятых ФКМ сигналов не имеют боковых лепестков.

2. Постановка задачи

Требуется синтезировать алгоритм и структуру ПУ с РСФ для одновременного приема кластера ФКМ сигналов. В такой постановке задача одновременного приема нескольких или всего кластера ФКМ сигналов может быть решена с помощью корреляторов или фильтров, согласованных с ФКМ сигналами. В обоих случаях при реализации приема ФКМ сигналов «в целом» требуются большие технические и временные ресурсы, пропорциональные размерам МЛРП, на основе которых построены искомые ФКМ сигналы. Уменьшить сложность устройств, осуществляющих прием ФКМ сигналов «в целом» и время обработки ФКМ сигналов можно, если воспользоваться рекуррентными свойствами МЛРП, на основе которых построены зондирующие ФКМ сигналы и осуществлять фильтрацию ФКМ сигналов на видеочастоте. Диаграмма переходов для двоичных рекуррентных МЛРП, генерируемых регистрами сдвига, топологически эквивалентна диаграмме переходов для двоичного марковского процесса, что подтверждается теоремой о том, что m-разрядный регистр при соответствующей логике обратной связи может сформировать последовательность взаимно независимых двоичных символов любого периода L в диапазоне $1 \le L \le 2^m$, в которой каждый последующий символ с вероятностью единица зависит от $m \ge 2$ предыдущих символов [4]. Поэтому двоичную МЛРП можно аппроксимировать сложной цепью Маркова с $L = 2^m - 1$ состояниями m-х комбинаций бинарных символов. Для синтеза алгоритмов и структур ПУ с многоканальным РСФ для приема кластера ФКМ сигналов, отраженных от единичных целей во всех L лучах в одном и том же отсчете по азимуту, воспользуемся теорией нелинейной фильтрации условных марковских процессов с дискретными аргументами [2,3].

3. Синтез алгоритма и структуры ПУ с РСФ

Уравнение для финальной апостериорной плотности вероятности j-ой $\left(j \in L\right)$ m-ой комбинации состояний дискретного параметра ФКМ сигнала имеет вид [2,3]

$$p^{ac}_{j(k+1)} = c \cdot \exp\left\{ f_{k+1}\left(\Phi_q\right)\right\} \sum_{i=1}^{i=L} p^{ac}_{ik} \pi_{ij}; \quad j = \overline{1, L}; \quad q = \overline{1, 2}, \qquad (1)$$

где c - коэффициент нормировки; $f_{k+1}\left(\Phi_q\right)$ - логарифм функции правдоподобия q-го состояния дискретного параметра бинарного ФКМ сигнала в (k+1)-м такте; p_{ik}^{ac} - апостериорная вероятность i-го состояния m-ой комбинации состояний дискретного параметра бинарного ФКМ сигнала в k-м такте; π_{ij} - элементы матрицы вероятностей перехода (МВП) от i-й m-ой комбинации символов МЛРП к j-ой

$$\Pi = \left|\pi_{ij}\right|_{L\times L} = \begin{vmatrix} 0 & 1 & 0 & .... & 0 \\ 0 & 0 & 1 & .... & 0 \\ . & . & . & . & . \\ 0 & 0 & 0 & ... & 1 \\ 1 & 0 & 0 & .... & 0 \end{vmatrix}. \qquad (2)$$

Так как МЛРП периода L отличаются в кластере друг от друга начальными, а следовательно, и конечными m-ми комбинациями символов, то через L тактов приема ФКМ сигналов максимальные значения наиболее вероятно приобретут апостериорные вероятности тех m-ых комбинаций дискретного параметра ФКМ сигнала, на которые заканчиваются, принятые ФКМ сигналы и, следовательно, они могут быть выделены и распознаны. Число m-х комбинаций символов в МЛРП равно периоду L.

Уравнения (1) являются исходными при синтезе структуры ПУ с РСФ, осуществляющего одновременный прием кластера ФКМ сигналов с одинаковыми длительностью и энергией.

Будем считать, что на входе ПУ с РСФ присутствует любой из L возможных ФКМ сигналов длительностью LT, сформированных на двоичных МЛРП периода $L = 2^m - 1$.

При решении задачи приема ФКМ сигналов целесообразно оперировать не апостериорными вероятностями (1), а с логарифмами их отношений. Поэтому разделим уравнения (1) на уравнение с номером L и прологарифмировав полученные выражения слева и справа, запишем систему из L-1 рекуррентных уравнений [2,3]:

$$\begin{gathered} u_{1(k+1)} = \left[f_{k+1}\left(\Phi_d\right) - f_{k+1}\left(\Phi_n\right)\right] - u_{(L-1)k}; \\ u_{2(k+1)} = \left[f_{k+1}\left(\Phi_l\right) - f_{k+1}\left(\Phi_n\right)\right] + u_{1k} + z_1\left(u_{1k}, \pi_{ij}\right) - u_{(L-1)k}; \\ \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ u_{v(k+1)} = \left[f_{k+1}\left(\Phi_s\right) - f_{k+1}\left(\Phi_n\right)\right] + u_{(v-1)k} + z_{(v-1)}\left(u_{(v-1)k}, \pi_{ij}\right) - u_{(L-1)k}; \\ \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ u_{(L-1)(k+1)} = \left[f_{k+1}\left(\Phi_t\right) - f_{k+1}\left(\Phi_n\right)\right] + u_{(L-2)k} + z_{(L-2)}\left(u_{(L-2)k}, \pi_{ij}\right) - u_{(L-1)k}; \end{gathered} \qquad (3)$$

где $u_{v(k+1)} = \ln \dfrac{p_{v(k+1)}^{ac}}{p_{L(k+1)}^{ac}}$; $\quad d, l, r, ..., s, ...t, n = \overline{1,2}; \quad v = \overline{1, L-1};$

$$z_{(v-1)}\left(u_{(v-1)k},\pi_{ij}\right)=\ln\left[\frac{\sum\limits_{i=1,i\neq j}^{L-1}\left\{\exp\left(u_{ik}-u_{jk}\right)\pi_{ij}\right\}+\pi_{Lj}\exp\left(-u_{jk}\right)+\pi_{jj}}{\sum\limits_{i=1}^{L-1}\left\{\exp\left(u_{ik}\right)\pi_{iL}\right\}+\pi_{LL}}\right]. \tag{4}$$

Для детерминированной бинарной сложной цепи Маркова с матрицей вероятностей переходов (2) функция (4) равна нулю для всех $v=\overline{1,L-1}$ уравнений (3).

Тогда система уравнений (3) принимает вид:

$$\begin{aligned}
u_{1(k+1)}&=\left[f_{k+1}\left(\Phi_d\right)-f_{k+1}\left(\Phi_n\right)\right]-u_{(L-1)k}\\
u_{2(k+1)}&=\left[f_{k+1}\left(\Phi_l\right)-f_{k+1}\left(\Phi_n\right)\right]+u_{1k}-u_{(L-1)k}\\
&\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\\
u_{v(k+1)}&=\left[f_{k+1}\left(\Phi_s\right)-f_{k+1}\left(\Phi_n\right)\right]+u_{(v-1)k}-u_{(L-1)k}\\
&\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\\
u_{(L-1)(k+1)}&=\left[f_{k+1}\left(\Phi_t\right)-f_{k+1}\left(\Phi_n\right)\right]+u_{(L-2)k}-u_{(L-1)k}
\end{aligned} \tag{5}$$

Рассмотрим структуру ПУ, реализующую систему уравнений (5) для приема кластера ФКМ сигналов, построенных на МЛРП, формируемых по правилу

$$a_k=a_{k-4}\oplus a_{k-3},k>4, \tag{6}$$

с периодом $L=2^4-1=15$ символов. Примем одну из возможных МЛРП, полученных по алгоритму (6) за базовую

$$,...,1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1,\ 1\ 1\ 1\ 0\ ..., \tag{7}$$

Присвоим номера комбинациям из 4 символов в порядке их следования в базовой МЛРП, получим последовательность комбинаций, определяющих структуру РСФ

1. 1110	6. 0100	11. 1010
2. 1100	7. 1001	12. 0101
3. 1000	8. 0011	13. 1011
4. 0001	9. 0110	14. 0111
5. 0010	10. 1101	15. 1111

(8)

ФКМ сигнал состоит из бинарных ФМ сигналов вида:

$$\begin{aligned}
S_1(t)&=A\,s\left(t-t_{k+1}\right)Cos\left(\omega t+\Phi_1+\theta\right),\ \text{если передается символ 0, } \Phi_1=0.\\
S_2(t)&=-A\,s\left(t-t_{k+1}\right)Cos\left(\omega t+\Phi_2+\theta\right),\ \text{если передается символ 1, } \Phi_2=\pi.
\end{aligned} \tag{9}$$

где $s\left(t-t_{k+1}\right)$ - форма единичного импульса длительностью T; A, ω, - известные амплитуда, круговая частота; θ - случайная фаза, равномерно распределенная в интервале [0,2π]; Φ_i (i=1,2) - манипулированный дискретный параметр ФКМ сигнала.

Для сигналов (9) выполняется условие

$$f_{k+1}\left(\Phi_2\right)=-f_{k+1}\left(\Phi_1\right). \tag{10}$$

С учетом условия (9) и (10) система уравнений (5) принимает вид:

$u_{1(k+1)}=2f_{(k+1)}(\Phi_1)-u_{14k}\geq H$, $\qquad u_{8(k+1)}=u_{7k}-u_{14k}\geq H$,

$$
\begin{aligned}
u_{2(k+1)} &= 2f_{(k+1)}(\Phi_1) + u_{1k} - u_{14k} \geq H, & u_{9(k+1)} &= 2f_{(k+1)}(\Phi_1) + u_{8k} - u_{14k} \geq H, \\
u_{3(k+1)} &= 2f_{(k+1)}(\Phi_1) + u_{2k} - u_{14k} \geq H, & u_{10(k+1)} &= u_{9k} - u_{14k} \geq H, \\
u_{4(k+1)} &= u_{3k} - u_{14k} \geq H, & u_{11(k+1)} &= 2f_{(k+1)}(\Phi_1) + u_{10k} - u_{14k} \geq H, \qquad (11) \\
u_{5(k+1)} &= 2f_{(k+1)}(\Phi_1) + u_{4k} - u_{14k} \geq H, & u_{12(k+1)} &= u_{11k} - u_{14k} \geq H, \\
u_{6(k+1)} &= 2f_{(k+1)}(\Phi_1) + u_{5k} - u_{14k} \geq H, & u_{13(k+1)} &= u_{12k} - u_{14k} \geq H, \\
u_{7(k+1)} &= u_{6k} - u_{14k} \geq H, & u_{14(k+1)} &= u_{13k} - u_{14k} \geq H.
\end{aligned}
$$

Порог H=0 выбран в соответствии с критерием идеального наблюдателя.

Приемное устройство содержит дискриминатор, формирующий разность логарифмов функций правдоподобия состояний дискретного параметра (фазы) Φ_1 и Φ_2, пороговый ограничитель с H=0 и многоканальный РСФ, фиксирующее наличие ФКМ сигнала в v-м $\left(v = \overline{1, L-1}\right)$ канале РСФ. Каждый канал РСФ в соответствии с (11) имеет сумматор и линию задержки на один такт $T = t_{k+1} - t_k$ работы системы. Реализация алгоритма (11) существенно проще, чем (4) и сводится к операциям сложения и вычитания трех чисел в каждом канале РСФ, что позволяет существенно снизить вычислительные и временные ресурсы на обработку принимаемых отраженных от единичных целей ФКМ сигналов по азимуту и дальности.

Оной из актуальных задач при построении РЛИ является повышение разрешения по дальности, которое может быть реализовано, например многолучевым зондированием ФКМ сигналами в пределах ДНА РСА каждого луча. Сформируем многолучевую РСА из L лучей, работающих только на передачу. Для зондирования по азимуту каждому лучу присвоим свой ФКМ сигнал из кластера L. Все L зондирующих ФКМ сигналов излучаются одновременно.

Отраженные ФКМ сигналы поступают на вход ПУ с РСФ последовательно от каждого из L лучей с задержками, зависящими от интервалов дальности и одного и того же отсчета по азимуту в каждом луче. В РСФ осуществляется накопление и распределение отраженных ФКМ сигналов по выделенным им каналам РСФ. Временной интервал между каналами РСФ составляет длительность периода тактовой частоты T, поэтому свернутый в РСФ каждый принятый ФКМ сигнал имеет длительность, равную T, без боковых лепестков (рис.2).

На рис. 1. представлены эпюры значений $u_v\left(k+1\right)$ на выходе ПУ с РСФ при отсутствии шума при приеме 1, 5 и 14 ФКМ сигналов, одновременно поступивших на вход ПУ с РСФ с задержкой, определяемой временным интервалом по дальности и азимуту, одинаковому для всех лучей ДНА РСА.

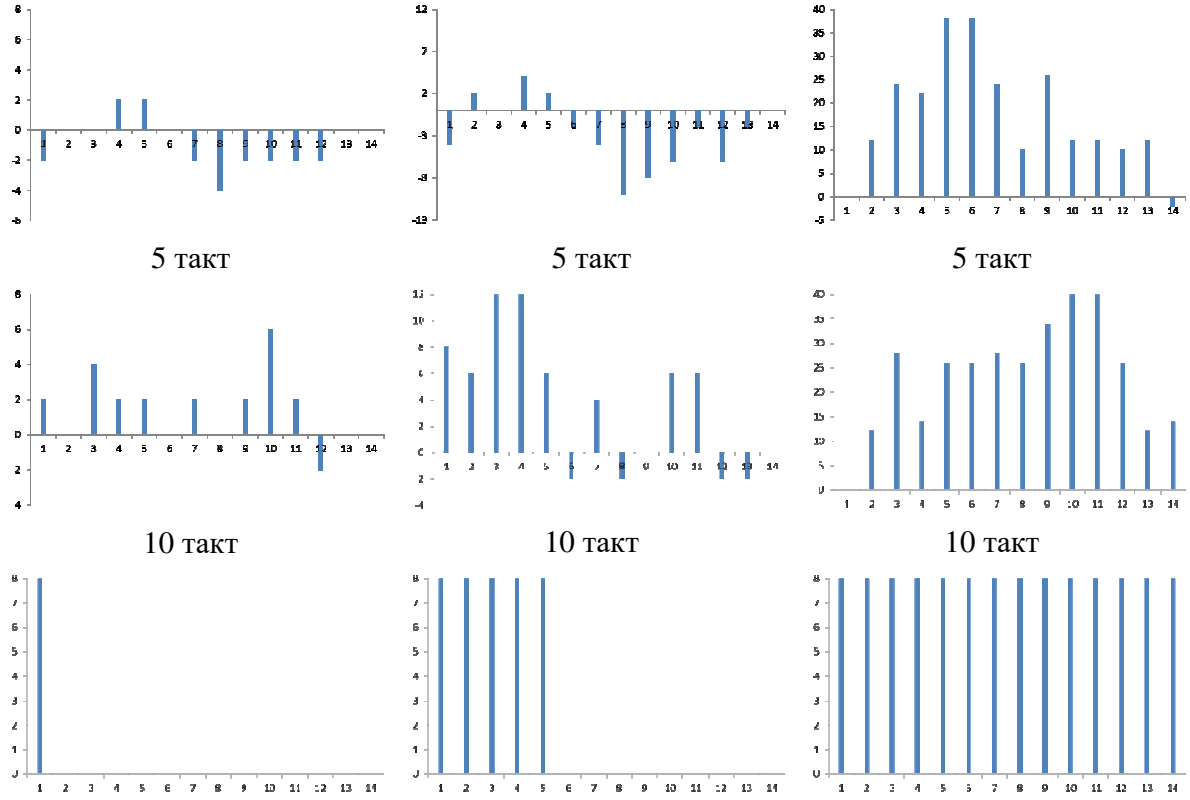


Рис.1. Эпюры напряжений в каналах РСФ при приеме: а) одного ФКМ сигнала; б) 5 ФКМ сигналов, в) 14 ФКМ сигналов

Характерной особенностью работы ПУ с РСФ в отсутствии шума является наличие в L-м такте на выходах каналов РСФ только главных лепестков АКФ каждого из принятых ФКМ сигналов (рис.1), и равенство нулю на выходах всех остальных каналов, что подтверждает отсутствие БЛ АКФ. Данное свойство позволяет реализовать оптимальную помехоустойчивость ПУ с РСФ и решить проблему влияния БЛ, присущую ПУ ФКМ сигналов на регистрах сдвига.

Учитывая, что МЛРП одного кластера не коррелированы между собой синтезированное ПУ с РСФ позволяет осуществлять одновременный прием произвольного числа ФКМ сигналов, принадлежащих одному кластеру, приходящих на вход ПУ с РСФ с различными задержками $t_u < lT/2 \left(l = \overline{1, L-1}\right)$.

4. Выбор размера РСФ

При решении задачи приема ФКМ сигналов, отраженных от единичных целей по дальности и азимуту внутри каждого луча необходимо, чтобы ФКМ сигналы, накопленные в РСФ, обеспечивали высокого разрешение РЛИ на борту ЛА. Величина отклика на выходе РСФ однозначно определяется вероятностью правильного распознавания бинарных символов МЛРП в ФКМ сигнале и числом символов МЛРП принятого ФКМ сигнала. Полагая вероятность ошибки оценки пикселя формируемого

РЛИ не хуже $p_э = 10^{-6}$ необходимо найти связь между характеристиками метода приема отраженных ФКМ сигналов, числом символов МЛРП ФКМ сигналов, оценкой их правильного распознавания $q_э$ на входе РСФ.

Отраженный ФКМ сигнал на входе РСФ является квантованным на два уровня, а оценка символов МЛРП ФКМ сигналов на входе РСФ определяется по реализации аддитивной смеси бинарного ФМ сигнала и белого гауссовского шума, а решения относительно их знака статистически независимы. Тогда отношение сигнал/шум по мощности Q^2 на выходе РСФ в случае когерентного приема отраженных ФКМ сигналов может быть определено как

$$Q^2 = L\frac{(2q_э - 1)^2}{4q_э p_э}, \tag{12}$$

где L - длина (число символов) МЛРП ФКМ сигналов (размер РСФ); $p_э = 1 - q_э$ - вероятность ошибочного распознавания символов МЛРП принятого ФКМ сигнала на входе РСФ. Вероятность $q_э$ может быть вычислена по известным формулам [ ]. Так для МЛРП с фазовой манипуляцией при двоичном квантовании смеси сигнала с шумом на входе РСФ

$$q_э = \Phi\left(\sqrt{\frac{4\rho_э^2}{\pi}}\right). \tag{13}$$

При большом отношении сигнал/шум $\left(Q^2 >> 1\right)$ величину отклика на выходе РСФ можно считать распределенной по нормальному закону с нулевым средним и коэффициентом корреляции $R(\Delta)$. Если период тактовой частоты $T = t_{k+1} - t_k$ в ПУ с РСФ совпадает с длительностью бинарных ФМ сигналов, составляющих ФКМ сигнал, то можно принять что $R(\Delta) \cong 0,\ \Delta \le T$.

Введем параметр τ, характеризующий задержку отраженного ФКМ сигнала относительно начала периода тактовой частоты $T = t_{k+1} - t_k$

$$\tau = \tau_0 + \tau_c \tag{14}$$

где $\tau_0 = T/2$, τ_c - случайная задержка ФКМ сигнала. Будем считать, что при отсутствии задержки ФКМ сигнала $\tau = \tau_0 = T/2$. Тогда при $\tau_c = 0$ (12) можно преобразовать к виду

$$Q^2 = \frac{L\left(q_э^2 + q_{эτ} - 1\right)}{2\left(q_э + q_{эτ} - q_{эτ}^2 - q_э^2\right)}, \tag{15}$$

где $q_{эτ} = 1 - p_{эτ}$ - определяется выражением.

$$q_{эτ} = \Phi\left(\sqrt{4\frac{\rho_э^2}{\pi}\frac{|\tau|}{T}}\right). \tag{16}$$

При $\tau = T/2$ половина сигналов, составляющих отраженный ФКМ сигнал, не дают накопления в РСФ. Потери мощности отраженного ФКМ сигнала в этом случае

достигают 6 дБ при $\rho_э^2 << 1$ и 8 дБ при $\rho_э^2 < 1$. Меньшие потери мощности в первом случае, чем во втором вызваны рандомизацией порогового устройства на входе РСФ за счет большого уровня шумов. Снизить потери можно, если увеличить количество выборок из одного ФМ элементарного сигнала $n \geq 2$ и посылать каждую выборку в отдельный РСФ. В этом случае вырастают технические ресурсы на реализацию РСФ в n раз. Компромиссным решением является взятие двух выборок из элементарного сигнала ($n = 2$), для приема которых потребуется два одинаковых РСФ, работающими с одинаковой тактовой частотой, но начало работы одного из них сдвинуто на полпериода, что эквивалентно взятию двух выборок из элементарного сигнала через временной интервал $\Delta = T/2$. Следует иметь в виду, что выборки на выходах РСФ будут теперь коррелированными.

Обозначим вероятности правильного распознавания половины символов МЛРП принимаемого ФКМ сигнала, зависящих от задержки, через $q_{э\tau_1}$ - в первом РФ, а через $q_{э\tau_2}$ - во втором.

Тогда при заданном Q^2 на выходе сумматора Σ, обеспечивающего требуемое разрешение РЛИ по дальности, дли периода МЛРП L может быть определена как

$$L = \frac{Q^2\left[q_э - q_э^2 + 0{,}5\left(q_{э\tau_1} + q_{э\tau_2} - q_{э\tau_1}^2 - q_{э\tau_2}^2\right)\right.}{\left[q_э - 0{,}5\left(q_{э\tau_1} + q_{э\tau_2}\right) - 1\right]^2} + \\ + \frac{\left.R(\Delta)\left(q_{э\tau_1} + q_э - q_{э\tau_1}^2 - q_{э\tau_2}^2\right)\left(q_{э\tau_2} + q_э - q_{э\tau_2}^2 - q_э^2\right)\right]}{\left[q_э - 0{,}5\left(q_{э\tau_1} + q_{э\tau_2}\right) - 1\right]^2}, \tag{17}$$

где $q_{э\tau_1}$ и $q_{э\tau_2}$ определяются по формуле (16), в которой вместо τ необходимо подставить $\tau_i + \Delta$, $R(\Delta)$ - коэффициент корреляции между выборками.

При неизвестной начальной фазе отраженного ФКМ сигнала вероятность правильного распознавания символов зависит от разности фаз между входным и опорным напряжениями, поступающими на синхронный детектор. Если Δφ случайная величина, но постоянная за время приема отраженного ФКМ сигнала, то зависимость $q_э$ от Δφ определяется выражениями

$$q_э(\Delta\varphi) = \Phi\left(\sqrt{\frac{2\rho_э^2}{\pi} Cos^2\varphi}\right), \tag{18}$$

$$q_{э\tau}(\Delta\varphi) = \Phi\left(\sqrt{\frac{4\rho_э^2|\tau|}{\pi T} Cos^2\varphi}\right), \tag{19}$$

где $\varphi = \varphi_0 + \Delta\varphi$ - текущая фаза высокочастотного опорного напряжения ПУ.

Усреднив (18) и (19) по всем возможным состояниям Δφ в интервале $[-\pi/2, \pi/2]$ и подставив полученные значения в (17), можно вычислить длину МЛРП зондирующего

ФКМ сигнала при неизвестной начальной фазе, либо при известной длине МЛРП ФКМ сигнала отношение сигнал/шум по мощности Q^2 на выходе сумматора Σ.

Формулы (15) и (17) были проверены моделированием на ЭВМ, погрешность Q^2, полученных при моделировании не превышает 10% относительно расчетных. Потери за счет бинарного квантования смеси сигнала и шума на входе РСФ, а следовательно и размер РСФ, можно снизить увеличением числа уровней квантования на входах РСФ.

5. Формирование радиолокационного изображения

Для оценки эффективности построения РЛИ высокого разрешения синтезированным ПУ с РСФ проведено компьютерное моделирование радиолокационного облучения искусственного рельефа двух типов (рис.2а и рис. 3а). В качестве зондирующих сигналов использован кластер ФКМ сигналов с периодом L=15, построенных на МЛРП, формируемых по рекуррентному правилу (6). При моделировании исследовался вариант, при котором многолучевая антенна излучает одновременно пять зондирующих ФКМ сигналов, временной разнос между отраженными сигналами, поступающими на вход ПУ с РСФ, пропорционален интервалам дальности и азимута каждого луча ДНА РСА и кратен периоду тактовой частоты Т. Отношение сигнал/шум по мощности на входе ПУ с РСФ соответствует 3 дБ. ПУ с РСФ расположен рядом с первым лучом многолучевой антенны РСА. На рис. 2б и 3б представлены РЛИ, построенные по отраженным сигналам 5 лучей многолучевой антенны. Полученные РЛИ (рис. 2б и 3б) имеют четкие границы объектов наблюдения при наличии белого гауссовского шума. Реализация РЛИ получена простыми арифметическими операциями сложения и вычитания трех чисел.

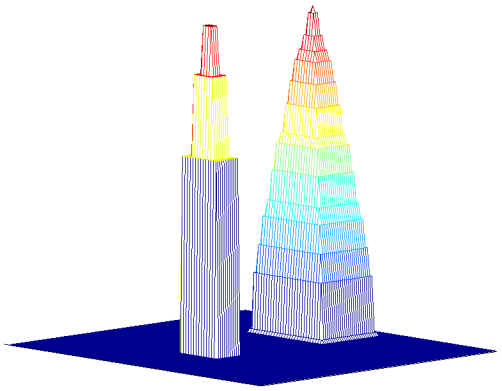


Рис. 2а. Модель рельефа 1

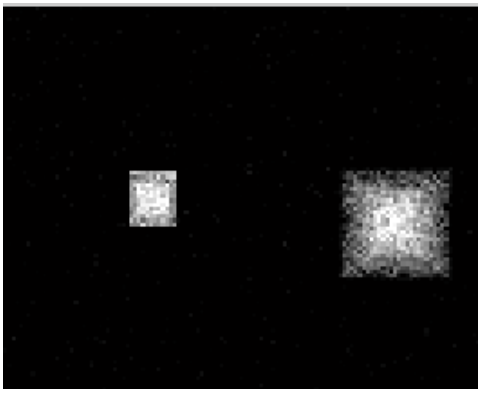


Рис. 2б. РЛИ 1

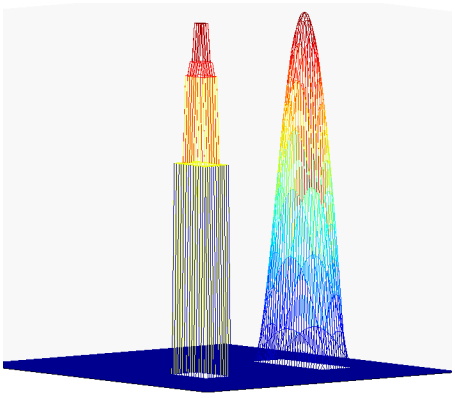


Рис. 3а. Модель рельефа 2

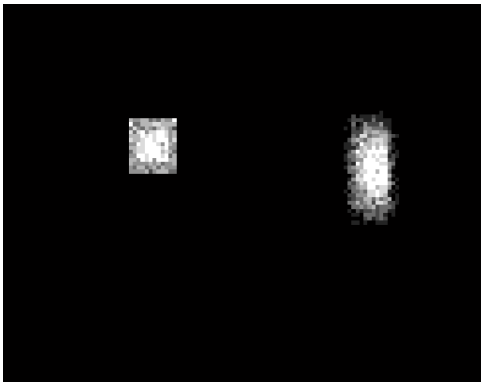


Рис. 3б. РЛИ 2

6. Заключение

ПУ с РСФ сочетает положительные качества многоканального корреляционного приемного устройства, сжимающего кластер отраженных ФКМ сигналов в «гребенку» узких импульсов. Характерной особенностью ПУ с РСФ является отсутствие боковых лепестков АКФ и возможность построения РЛИ с высоким разрешением и минимальными вычислительными ресурсами на борту летательного аппарата.

Литература

1. Амиантов И.Н. Избранные вопросы статистической теории связи. М.: Сов.радио, 1971. - 416с.
2. Петров Е.П., Прозоров Д.Е. Одновременный поиск нескольких широкополосных сигналов одного кластера // Сб.докл. 6 Всерос. НТК «Радиолокация и радиосвязь». Москва, т.1, 2012. С. 353-356.
3. Петров Е.П., Харина Н.Л., Петров И.Е. Сложные цепи Маркова в радиолокации // Вопросы радиоэлектроники. 2013. № 1. С. 39-44
4. Цифровые методы в космической связи: Под ред. С.Голомба, пер. с англ под ред. В.И.Шляпоберского. М.: Связь. 1969. 274 с.

References

1. Amiantov I.N. Selected questions of the statistical theory of communication. M.: Sov.radio, 1971. - 416 p.
2. Petrov E.P., Prozorov D.E. Simultaneous searching of several broadband signals of one cluster // Coll. of rep. 6 All-Russian conference «Radar location and radio communication». Moscow, V.1, 2012. P. 353-356.
3. Petrov E.P., Kharina N.L., Petrov I.E. The compound Markov chains in a radar-location // Radiotronics questions. 2013. № 1. P. 39-44
4. Digital Communications With Space Applications. M., 1969. 274 c.

ПРИМЕНЕНИЕ МАЛОГО КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА «АИСТ-2Д» ДЛЯ ЭКСПЕРИМЕНТОВ ПО БИСТАТИЧЕСКОЙ ИНТЕРФЕРОМЕТРИИ В P-ДИАПАЗОНЕ

О. В. Горячкин[1], Д. В. Лучин[2], И. В. Маслов[3]

[1]Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ), Самара, Россия
[2]Научно-исследовательский институт радио самарский филиал (СОНИИР), Самара, Россия
[3]«Ракетно-космический центр «Прогресс» («РКЦ «Прогресс»), Самара, Россия

Аннотация. Рассматривается возможность применения интерферометрической бистатической съемки в P-диапазоне при конфигурации малый космический аппарат – наземный пункт приема. Представлено теоретическое исследование влияния ионосферы на точность восстановления высоты рельефа местности двухпроходным интерферометром построенном на базе радиолокационной системы с синтезированной апертурой P-диапазона и наземного пункта приема. Определены необходимые статистические характеристики случайных флуктуаций сигнала. Представлена ошибка определения высоты в зависимости от геометрии интерферометра, влияния параметров ионосферы, аддитивного шума, пространственной декорреляции радиолокационных изображений. По представленным численным зависимостям можно оценить оптимальный диапазон значений интерферометрической базы и ошибку определения высоты для точечных и протяженных целей. При отражении от протяженных целей дополнительно учитывается погрешность, обусловленная пространственной декорреляцией отраженных сигналов в одном элементе разрешения.

Ключевые слова: бистатический радиолокационный комплекс, двухпроходная интерферометрия, ионосфера, P-диапазон, малый космический аппарат.

APPLICATION SMALL SPACECRAFT "AIST-2D" FOR EXPERIMENTS ON BISTATIC INTERFEROMETRY IN P-BAND

O. V. Goryachkin[1], D. V. Luchin[2], I. V. Maslov[3]

[1]Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics (PSUTI), Samara, Russia
[2]Radio Research and Development Institute (SONIIR), Samara, Russia
[3]Space Rocket Centre Progress (SRC Progress), Samara, Russia

Abstract. The possibility of using an interferometric bistatic acquisition in the P-band with a small spacecraft configuration - ground receiving point is considered. A theoretical study influence of the ionosphere on the accuracy of the reconstruction height of the terrain by a two-pass interferometer based on a P-band synthetic aperture radar system and a ground receiving point is presented. The necessary statistical characteristics of random signal fluctuations are determined. An error of determining the height is presented depending on the geometry of the interferometer, the influence of the parameters of the ionosphere, additive noise, and spatial decorrelation of the radar images. Using the presented numerical dependences, it is possible to estimate the optimal range of values for the interferometric base and the error in determining the height for point and extended targets. When reflecting from extended targets, the error due to the spatial decorrelation of the reflected signals in one resolution element is additionally taken into account.

Keywords: bistatic sar, two-pass interferometry, ionosphere, P-band, small spacecraft.

1. Введение

В настоящее время радиолокаторы с синтезированной апертурой (РСА) являются эффективным инструментом дистанционного зондирования Земли из космоса. Одним из преимуществ использования радиолокационных систем, по сравнению с оптическими, является возможность использования интерферометрического метода для непосредственного получения цифровых моделей рельефа.

При реализации интерферометрической съемки различают однопроходные (интерферометрическая база создается за один пролет РСА с двумя антеннами) и многопроходные (интерферометрическая база создается за два и более пролета РСА с одной антенной), однопозиционные и многопозиционные радиолокационные системы.

Частным случаем многопозиционной системы является бистатическая конфигурация, когда передатчик и приемник разнесены в пространстве. Такая конфигурация позволяет существенно снизить массу и энергопотребление радиолокационного комплекса размещенного на борту малого космического аппарата.

Данная схема построения бистатического радиолокационного комплекса с РСА (БиРЛК) P-диапазона реализована на российском малом космическом аппарате "Аист-2Д", выведенном на орбиту 28 апреля 2016 года [1].

Бортовая аппаратура БиРЛК представляет собой многорежимный импульсный передатчик, обеспечивающий широкую гамму стабильных сигналов на несущей частоте 435 МГц, в полосе до 6 (30) МГц с возможность перестройки от 1 до 30 МГц. Типы используемых зондирующих сигналов: последовательность прямоугольных импульсов, последовательность ЛЧМ-импульсов, последовательность фазоманипулированных сигналов, кодируемых М-последовательностью [1,2].

Бортовая передающая антенна представляет собой антенну Уда-Яги, поляризация – линейная, коэффициент усиления 5 дБ.

Наземная приемная антенна «отраженного» канала представляет собой «стек» из двух антенн Уда-Яги, поляризация антенны – круговая, коэффициент усиления антенны отраженного канала 18–20 дБ, прямого – 9 дБ. При данных параметрах системы на расстоянии до 20 км в прямой видимости от приемной позиции обеспечивается чувствительность БиРСА (σ_0) не хуже минус 20 дБ.

Наземная стационарная аппаратура представляет собой двухканальный малошумящий приемник прямого усиления (до 110 дБ) с цифровой регистрацией 16-разрядных квадратурных компонент на частоте до 200 МГц и последующей цифровой обработкой сигналов.

Импульсные сигналы бортового передатчика принимаются наземной аппаратурой (стационарного или мобильного исполнения) по двум каналам: «прямому» и «отраженному». Такая схема приема позволяет компенсировать фазовые искажения сигнала в ионосфере и обеспечивать когерентную обработку сигнала в РСА и получение пространственного разрешения до 5 м (при использовании полосы 30 МГц), в радиусе до 20 км.

2. Двухпроходная интерферометрическая съёмка

В отличие от работ [3,4], где проведен анализ влияния ионосферы для моностатической интерферометрической схемы съемки, в данной статье представлено исследование точности определения высоты местности двухпроходным бистатическим интерферометром Р-диапазона частот с наземной приемной частью. На рисунке 1 схематично показана геометрия проведения эксперимента при двухпроходной интерферометрической съёмке. Малый космический аппарат, на борту которого находится радиолокационный БиРЛК, последовательно занимает положения МКА1 и МКА2, разнесенные в пространстве на базу B.

На рисунке $S_{on1}(t,x,y)$, $S_{on2}(t,x,y)$ - комплексный опорный (прямой) сигнал от КА, $S_{пр1}(t)$, $S_{пр2}(t)$ - комплексный принятый (отраженный) сигнал от области интереса, B - база между двумя положениями (или пролетами МКА), α - угол наклона базы, θ - угол визирования, H_1, H_2 - высота орбиты первого и второго МКА, D_1, D_2 - удаление от области интереса, h - искомая высота рельефа местности.

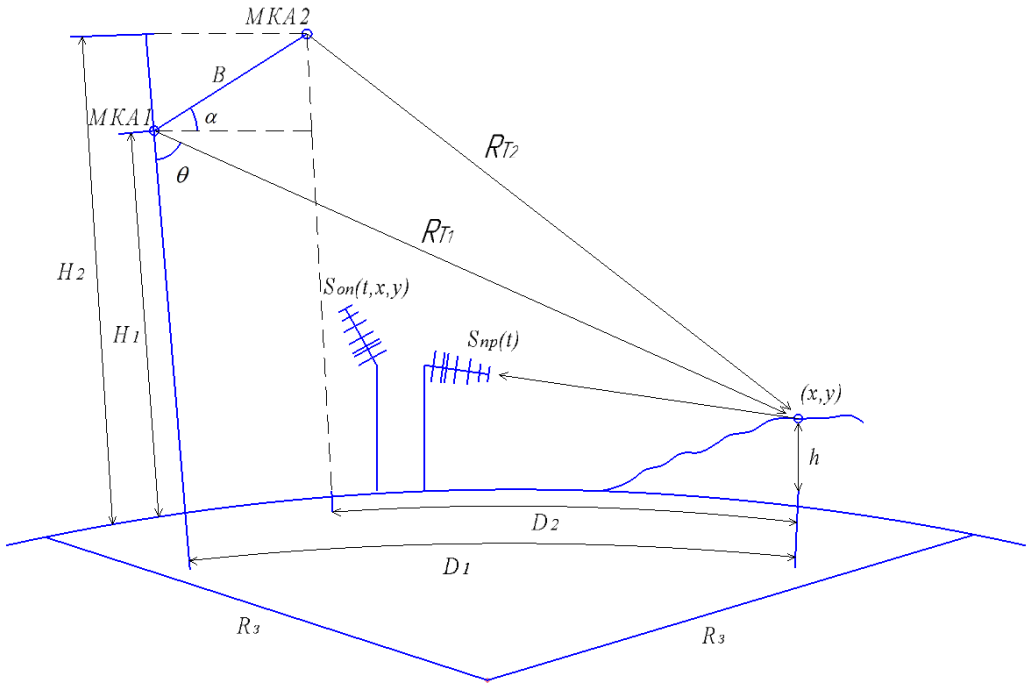


Рис.1. Схематичное изображение геометрии двухпроходной бистатической интерферометрической съемки

При анализе погрешности интерферометрической РСА можно рассматривать отражение от стабильных отражателей с заданной ЭПР (точечная цель). В этом случае погрешность восстановления высоты цели определяется геометрией наблюдения, аддитивным шумом и влиянием атмосферы. При анализе погрешности интерферометрической РСА при отражении от поверхностно-распределенных целей (протяженная цель), необходимо дополнительно учитывать погрешность, обусловленную пространственной декорреляцией отраженных сигналов в элементе разрешения.

На рисунке 2 представлен внешний вид МКА «АИСТ-2Д» и приемных наземных антенн прямого и отраженного канала из состава наземного пункта приема БиРЛК МКА «АИСТ-2Д», размещенного в здании ПГУТИ (г. Самара).

а) *б)* *в)*

Рис.2. Внешний вид МКА «АИСТ-2Д» с антенной БиРЛК (а),
внешний вид наземных приемных антенн БиРЛК МКА «АИСТ-2Д» (б).

3. Оценка влияния случайной составляющей ионосферной фазы на точность бистатического интерферометра

Пусть $S_0(t)$ - последовательность зондирующих импульсов, излучаемая передатчиком РСА. Тогда сигнал, излученный 1-м МКА, отраженный от цели с координатами (x, y, h) и принятый по прямой траектории

$$\dot{S}_{отр1}(t) = \dot{\xi}_1 \dot{S}_0\left(t - \tau_{12}(t,x,y,h) - \delta_{12}(t,x,y,h)\right),\ \dot{S}_{пр1}(t) = \dot{S}_0\left(t - \tau_{11}(t) - \delta_{11}(t)\right),$$

где $\tau_{12}(t,x,y,h)$ и $\delta_{12}(t,x,y,h)$ - регулярная и случайная задержки сигнала на трассе МКА1-цель-ПП, $\tau_{11}(t)$ и $\delta_{11}(t)$ - регулярная и случайная задержки сигнала на трассе МКА1-ПП, $\dot{\xi}_1$ - комплексный коэффициент отражения.

Сигнал точечной цели с координатами (x_0, y_0, h) на 1-м РЛИ имеет вид

$$\dot{I}_1(x,y) = \dot{\xi}_1 \int \dot{S}_0\left(t - \tau_{12}(t,x_0,y_0,h) - \delta_{12}(t,x_0,y_0,h)\right) S_0^*\left(t - \tau_{12}(t,x,y,0) - \delta_{11}(t)\right) dt + \dot{N}_1(x,y),$$

где $\dot{N}_1(x,y)$ - аддитивный комплексный гауссовский шум для первого РЛИ, $\dot{\xi}_1$ - коэффициент отражения, интегрирование производится на интервале синтеза апертуры T_s.

Интерферометрическая разность фаз в точке (x_0, y_0) может быть найдена как аргумент от произведения интерферометрической пары изображений, в виде

$$\Delta\varphi = \arg\left[\dot{I}_1(x_0,y_0)\dot{I}_2^*(x_0,y_0)\right]$$

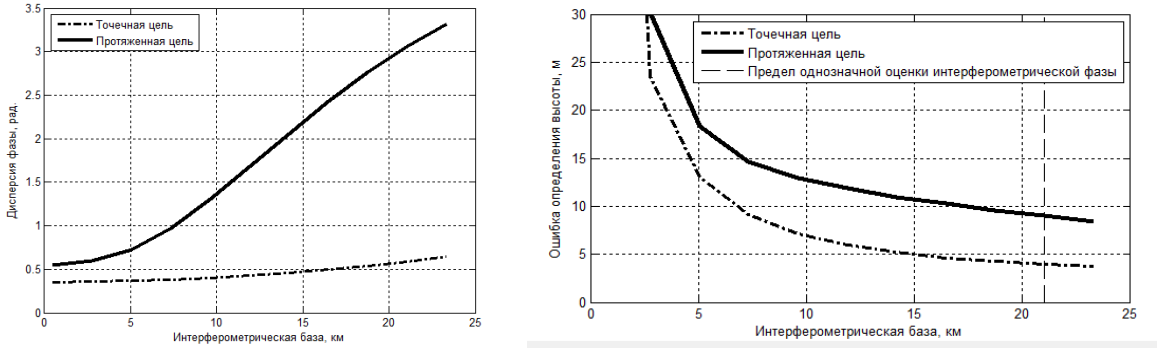
Для оценки погрешности определения высоты было определено вероятностное распределение интерферометрической фазы по $\Delta\varphi$. В качестве исходных данных для

расчета использованы характеристики бистатического радиолокационного комплекса Р-диапазона, установленного на МКА «Аист-2Д», таблица 1.

Таблица 1. Характеристики радиолокационного комплекса

Параметр	Значение
Разрешение, азимут х дальность, м	30х30
Удаление КА от точки интереса, км	500
Время синтеза, с	0.8-2.2
Ширина полосы частот, МГц	6-30
Отношение сигнал/шум для точечной цели, дБ	не хуже 14
Отношение сигнал/шум для распределенной цели, дБ	не хуже 16
Масштаб неоднородностей в ионосфере, м	1000-10000
Удельная ЭПР протяженной цели, дБ	-20
ЭПР точечной цели, $м^2$	5
Угол наклона базы, градусы	45
Импульсная мощность, Вт	130-180

Полученные данные численных расчетов иллюстрирует рисунок 3, на котором показана зависимость дисперсии интерферометрической фазы и ошибки определения высоты от размера интерферометрической базы, для точечной цели и протяженной цели. На графиках вертикальным пунктиром показан предел однозначной оценки интерферометрической фазы в одном пикселе радиолокационного изображения.



а) *б)*

Рис. 3. Зависимости дисперсии фазы (а) и ошибки определения высоты (б) от размера интерферометрической базы, для точечной цели (пунктирная линия) и протяженной цели (сплошная линия), концентрация электронов $N_e = 10^{12}$, масштаб неоднородностей ионосферы 1000 м

4. Заключение

Таким образом, бистатическая схема построения интерферометрической РСА в Р-диапазоне частот, использующая наземный пункт приема, может обеспечить приемлемую точность восстановления высоты точечных целей (до 4 м) и протяженных целей (до 9 м).

Литература

1. Кирилин А.Н., Ахметов Р.Н., Шахматов Е.В., Ткаченко С.И., Бакланов А.И., Салмин В.В., Семкин Н.Д., Ткаченко И.С., Горячкин О.В. Опытно-технологический малый космический аппарат «АИСТ-2Д». – Самара: Изд-во СамНЦ РАН, 2017. – 324 с.
2. Горячкин О.В., Женгуров Б.Г., Бакеев В.Б., Барабошин А.Ю., Невский А.В., Скоробогатов Е.Г. Бистатический радиолокатор с синтезированной апертурой P-диапазона для МКА «АИСТ-2» // Электросвязь. 2015. № 8. С. 34-39.
3. Zhu X., Zhang Q., Zhang Y., Dong Z. Analysis of background ionospheric effects on low frequency repeat-pass InSAR system // Radar Conference 2015.
4. Chen A., Zebker H. Reducing Ionospheric Effects in InSAR Data Using Accurate Coregistration // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing V. 52, 2014, P.50 – 60.

References

1. Kirilin A.N., Ahmetov R.N., SHahmatov E.V., Tkachenko S.I., Baklanov A.I., Salmin V.V., Semkin N.D., Tkachenko I.S., Goryachkin O.V. Experimental technological small spacecraft "AIST-2D". – Samara: Publishing House of SSC SAM, 2017. – 324 p.
2. Goriachkin O.V., Gengurov B.G., Bakeev V.B., Baraboshin A.YU., Nevsky A.V., Skorobogatov E.G. Bistatic P-band SAR for spacecraft «Aist-2D» // Telecommunication Journal, 2015. No. 8. Pp. 34-39.
3. Zhu X., Zhang Q., Zhang Y., Dong Z. Analysis of background ionospheric effects on low frequency repeat-pass InSAR system // Radar Conference 2015.
4. Chen A., Zebker H. Reducing Ionospheric Effects in InSAR Data Using Accurate Coregistration // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing V. 52, 2014, Pp.50 – 60.

ПРИНЦИП ПОСТРОЕНИЯ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ АЭРОКОСМИЧЕСКОГО БАЗИРОВАНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СИГНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ РНС

С. Ю. Сысуев[1], А. А. Филиппов[2]

[1]МВАА, Санкт-Петербург, РФ
[2]СПбГУАП, Санкт-Петербург, РФ

Аннотация. На основе анализа отраженных от земной поверхности сигналов доплеровских частот нескольких радионавигационных спутников и использования их временной селекции, показан способ формирования радиолокационного изображения (РЛИ) в области доплеровских частот и обнаружения объектов бортовыми радиотехническими станциями. Рассмотрено описание принципа функционирования многопозиционной РЛС аэрокосмического базирования с использованием навигационных сигналов спутниковой радионавигационной системы (СРНС) глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС). Предлагаемая система обеспечивает требуемую для решения задач обнаружения разрешающую способность бортовыми радиотехническими системами летательных аппаратов (ЛА) дистанционного зондирования без излучения радиолокационных сигналов.

Ключевые слова: многопозиционная РЛС, ГНСС, дистанционное зондирование, бортовая радиотехническая система.

PRINCIPLE OF CONSTRUCTION OF MULTI-POSITIONAL RADIOLOCATION SYSTEMS OF AEROCOSMIC BASING USING SIGNALSSATELLITE RNS

A. A. Filippov[2], S. Y. Sysuev[1]

[1]Mikhailovskaya Military Artillery Academy, St. Petersburg, Russia
[2]St. Petersburg GUAP, St. Petersburg, Russia

Annotation. Based on the analysis of the Doppler frequencies of several radio-navigation satellites reflected from the earth's surface and the use of their time selection, a method for forming a radar image in the Doppler frequencies and detecting objects by onboard radio stations is shown. The description of the principle of operation of multi-position radar aerospace-based using navigation signals of a satellite radio navigation system (SRNS) global navigation satellite system (GNSS). The proposed system provides the resolution required for solving detection problems by onboard radio-technical systems of remote sensing aircraft (LA) without radiating radar signals.

Keywords: multi-position radar, GNSS, remote sensing, airborne radio system.

1. Введение

Развитие многопозиционной радиолокации соответствует общей тенденции в технике - объединения отдельных технических средств в системы, в которых благодаря совместному функционированию и взаимодействию элементов значительно улучшают основные характеристики и появляются новые возможности [1]. В многопозиционной радиолокационной системе (МПРЛС) информация извлекается из нескольких разнесенных в пространстве участков поля рассеяния цели (или поля излучения

источников сигналов), что позволяет существенно повысить информативность, помехозащищенность и ряд других более важных характеристик.

Приложения, использующие возможности ГНСС-рефлектометрии [2] (обработки отраженного от поверхности навигационного сигнала) получили развитие в последнее десятилетие. Основными факторами, повлиявшими на применение навигационных сигналов для мониторинга и дистанционного зондирования земли являются: глобальность, доступность сигналов ГНСС по всей поверхности Земли, а также экономичность построения многопозиционных систем на их основе. Способы построения радиолокационных изображений поверхности с применением навигационных сигналов и метод их обработки изложены в работах [3-6].

2. Основная часть

В работе [3,4] при построении многопозиционной системы в качестве носителя приемника отраженных сигналов ГНСС (далее – приемник сигнала) применятся низкоорбитальный космический аппарат (КА).

Вместе с тем применение радиоприемных систем для приема отраженных навигационных сигналов на низкой орбите связано с рядом трудностей:

радиотехнические системы (РТС) космического базирования требуют использования крупногабаритных и дорогостоящих антенных решеток с высоким коэффициентом усиления;

низкая оперативность предоставления РЛИ по требуемому участку местности;

низкий уровень отраженных ГНСС сигнала на высоте движения КА.

Для минимизации указанных недостатков предлагается использовать в качестве носителя приемника летательный аппарат (ЛА). Применение ЛА в качестве носителе приемной позиции связано с рядом сложностей:

необходимость учета нестабильности траектории движения ЛА;

ограниченность габаритов ЛА не позволяет применять антенну больших размеров на борту для обеспечения узкой диаграммы направленности антенны (ДНА) и требуемой разрешающей способности для обнаружения малоразмерных объектов.

Указанные сложности применения ЛА накладывают ограничения на время накопления сигнала. Нестабильность движения, возможно компенсировать за счет использования информации от инерциальных навигационных систем с коррекцией от радиотехнических датчиков (ГЛОНАСС, ДИСС или РЛС в режиме измерения угла и сноса).

Структурная схема МПРЛС формируется в соответствии с моделью ее функционирования, представленной на рисунке 1.

Порядок функционирования предлагаемой МПРЛС следующий:

1. С борта N передающих позиций, в качестве которых выступают НКА СРНС, излучают N независимых сигналов $S_1 \ldots S_N$:

$$S(t) = u(t) \times \exp\left\{ j\left[\omega_0 t + \varphi_k(t)\right]\right\} \quad (1)$$

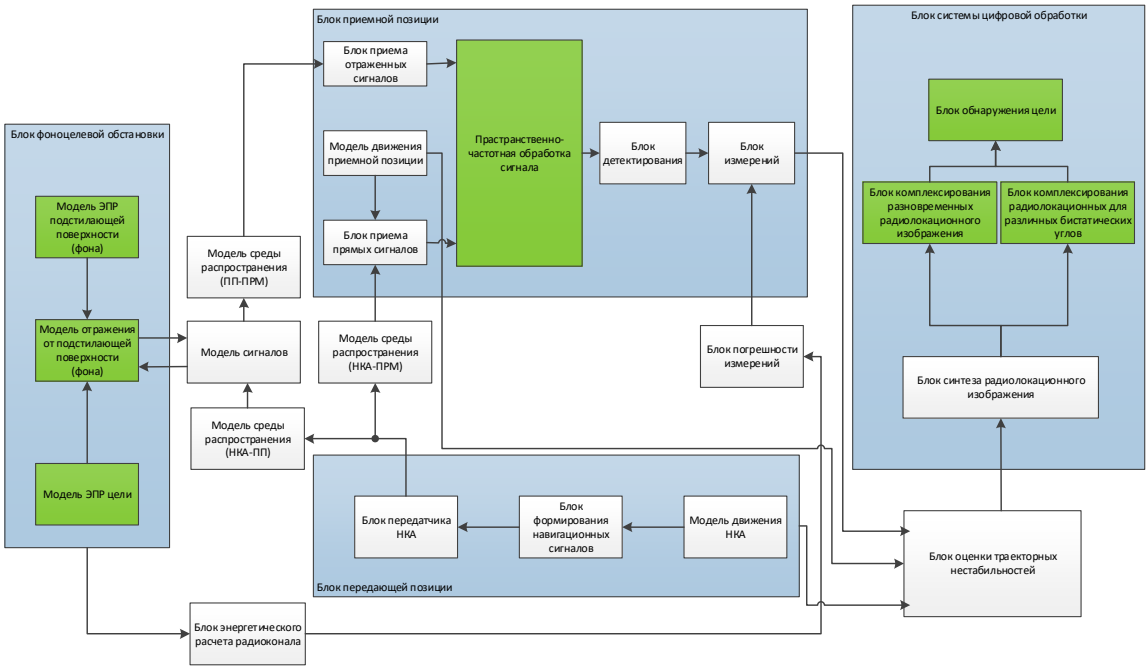


Рис. 1 Модель функционирования многопозиционной РЛС

2. Диаграмма направленности первой приемной антенны направляется в сторону исследуемого участка земной поверхности, а ДН второй слабонаправленной приемной антенны ориентируется в верхнюю полусферу в сторону видимых НКА.

3. На борту приемной позиции при помощи антенны, сориентированной в направлении заданного участка земной поверхности и приемника, принимают N сигналов $S_{1отр}...S_{Nотр}$, отраженных от наблюдаемого участка земной поверхности. Прием отраженных поверхностью сигналов, прошедших трассу "передатчик - поверхность - приемник", производит на борту носителя приемника в течение интервала когерентного накопление T_c. На борту носителя приемника регистрируют амплитуду и фазу принимаемых отраженных сигналов:

$$S_{отр}(t) = u(t) \times \exp\left\{ j\left[\omega_0 t - \frac{4\pi(R_2 + R_3)}{\lambda} + \frac{4\pi}{\lambda} V\theta_k t + \varphi_k(t) \right] \right\} \quad (2)$$

где $\frac{4\pi(R_2 + R_3)}{\lambda}$ определяет изменение фазы сигнала за время прохождения расстояния R_2 от передатчика до подстилающей поверхности и расстояния R_3 от подстилающей поверхности до приемника.

4. На борту приемной позиции при помощи антенны, сориентированной по направлению в верхнюю полусферу и приемника, принимают N сигналов прямого распространения $S_{1пр}...S_{Nпр}$, непосредственно поступающих с N передающих позиций НКА.

$$s(t) = u(t) \times \exp\left\{ j\left[\omega_0 t - \frac{4\pi R_1}{\lambda} + \varphi_k(t) \right] \right\} \quad (3)$$

где, $\frac{4\pi R_1}{\lambda}$ определяет изменение фазы сигнала за время прохождения расстояния R_1 от передатчика до приемника.

5. Из сигнала прямого распространения выделяют эфемеридную информацию обо всех видимых НКА, в интересах последующей обработки сигналов на этапе формирования радиолокационного изображения МПРЛС.

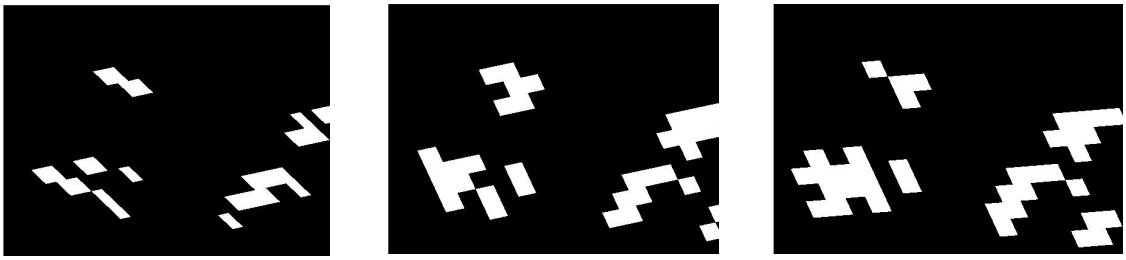
6. На борту приемной позиции для каждой из соответствующих друг другу N пар прямых и отраженных сигналов записывают N радиолокационных голограмм, соответствующих N различным ракурсам облучения наблюдаемого участка земной поверхности каждым из носителей передатчика.

7. На борту приемной позиции в устройстве одновременно формируют N разноракурсных РЛИ наблюдаемого участка земной поверхности;

8. Производится совместный анализ набора из N разноракурсных РЛИ. Полученные N независимых разноракурсных РЛИ объединяют путем некогерентного усреднения или дешифрируют раздельно.

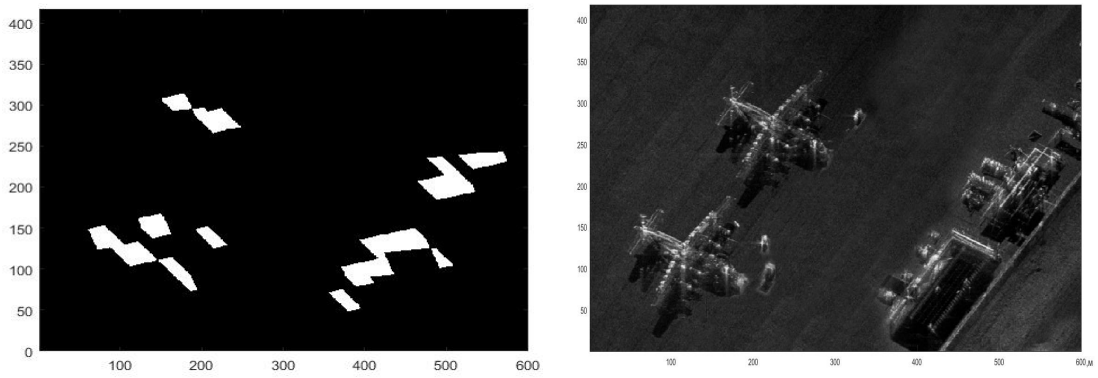
РЛИ, полученные в результате имитационного моделирования функционирования МПРЛС, представлены на рисунках 2.

Объединение разноракурсных РЛИ, позволяющее повысить достоверность и точность определения координат обнаруженных объектов, показано на рисунке 3.



РЛИ (НКА № 10) РЛИ (НКА № 15) РЛИ (НКА № 16)

Рис. 2 Разноракурсные РЛИ полученные от НКА № 10, 15 и 16



Результирующие РЛИ Опорное изображение

Рис. 3 Результат объединения разноракурсных РЛИ и опорное изображение

Разрешающая способность результирующего РЛИ, сформированного из разноракурсных изображений, позволяет решать задачи обнаружения, но значительно отличается от изображения, полученного активной бортовой РЛС с РСА (опорное изображение) из-за недостаточной разрешающей способности по дальности (более 300 м).

Для повышения разрешения РЛИ предлагается формировать изображения в области доплеровских частот с использованием сигналов фильтров доплеровских частот (ФДЧ):

1. На борту приемной позиции синтезируют одновременно *N* разноракурсных радиолокационных изображений (РЛИ) наблюдаемого участка земной поверхности, сформированных из сигналов фильтров доплеровских частот доплеровских частот (ФДЧ), связанных с направлением прихода отраженных от подстилающей поверхности навигационных и радиальной скоростью сближения НКА и БЛА [5,7].

2. Производят совместный анализ набора из *N* разноракурсных РЛИ, сформированных в области ФДЧ. Выбирается такие пары из *N* носителей передатчика, которые обеспечивают наилучшую разрешающую способность в соответствии с минимальным значением геометрического фактора при пересечении изодоп под углами близкими к $\pi/2$.

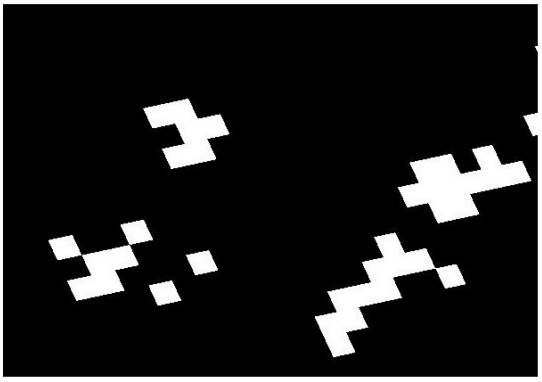
3. Полоса фильтров доплеровских частот выбирается из компромиссных соображений требований линейного разрешения и обеспечения стабильности полета ЛА на интервале накопления сигналов доплеровской частоты.

РЛИ, полученные в области доплеровских частот, полученные в результате имитационного моделирования функционирования МПРЛС на дальности до объекта наблюдения 1500 м для различных параметров ФДЧ, представлены на рисунках 4.

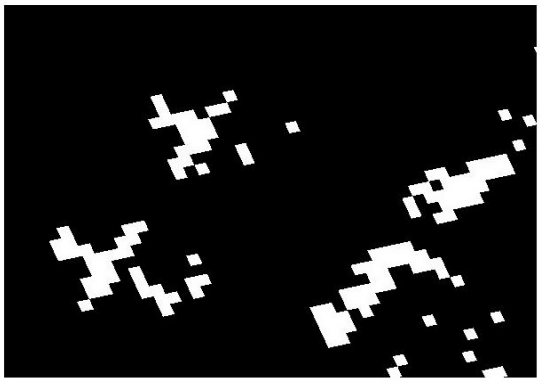
Предлагаемый способ построения МПРЛС свободен от недостатков прототипа [2] и обеспечивает получение следующих преимуществ:

1. Повышается оперативность МПРЛС за счет одновременного формирования *N* независимых разноракурсных изображений одного и того же участка земной поверхности на борту одного ЛА - носителя приемной части .

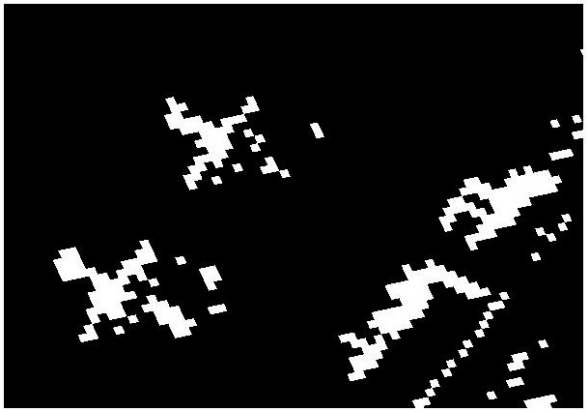
2. Возможность использования непрерывного зондирующего сигнала повышает энергетический потенциал МПРЛС системы и позволяет отказаться от использования на борту носителя приемника крупногабаритных антенных решеток с узкими диаграммами направленности в азимутальной плоскости в составе приемной позиции. Применение слабонаправленных антенн устраняет недостаток, связанный с необходимостью согласованного управления во времени и пространстве диаграммами направленности приемных и передающих антенн



РЛИ с временем накопления 0.1 с
($\Delta F_{\text{фдч}}$=10 Гц)



РЛИ с временем накопления 0.33 с
($\Delta F_{\text{фдч}}$=3 Гц)



РЛИ с временем накопления 1 с
($\Delta F_{\text{фдч}}$=1 Гц)

Опорное изображение БРЛС с РСА

Рис. 4 Результат формирования РЛИ в области доплеровских частот и опорное изображение

3. Заключение

1. На основе анализа доплеровских частот сигналов нескольких радионавигационных спутников и использования временной селекции навигационных сигналов, отраженных от земной поверхности показан способ формирования радиолокационного изображения в области доплеровских частот и обнаружения объектов бортовыми радиотехническими станциями

2. МП РЛС предлагаемой структуры не отрицает одновременного независимого функционирования неограниченного числа носителей приемных позиций (РТС ЛА), работающих в соответствии с едиными принципами и алгоритмами получения РЛИ.

3. Повышается разрешающая способность элементов РЛИ на этапе когерентной обработки в области доплеровских частот

Литература

1. Радиолокационные станции обзора Земли / под. ред. Г.С. Кондратенкова. - М.: Радио и связь, 1983. - 272 с
2. GNSS Remote Theory, Methods and Applications Sensing / Shuanggen Jin, Estel Cardellach,Feiqin Xie - Springer Dordrecht Heidelberg New York London, 2014. – 267 p. ISSN 1567-3200
3. Пат. № 2278398 Российская Федерация, МПК G01S 13/90. Способ получения радиолокационного изображения земной поверхности при помощи многопозиционной РЛС с РСА/ Фатеев В.Ф., Сахно И.В.; заявитель и патентообладатель Сахно И.В. - №2004121076/09; заявл. 06.07.04; опубл. 20.06. 2006.
4. Сахно И.В., Ткачев Е.А. , Гаврилов Д.А.,. Успенский К.К. Малый космический аппарат обзора морской поверхности с использованием сигналов спутниковых радионавигационных систем / М.: Известия вузов. Приборостроение, 2009. -, т. 52 № 4. – С. 34-39.
5. Филиппов А.А., Пономарев, А.Л. Хлобыстов А.Н. Способ когерентной обработки информации многопозиционной РЛС при обнаружении наземных объектов бортовыми радиотехническими системами // - СПб.: ВКА им. А.Ф.Можайского, Радиолокационное исследование природных сред: сб. труды XXX всерос. симп., 18-19 апр. 2017 г. –2017.– Вып. 12, том 2. – С. 19-26.
6. Пономарев, А.Л.. Хлобыстов А.Н Бажин, Д.А., Пономарева Э.В. Бортовые пассивные системы наблюдения земной поверхности с использованием сигналов спутниковых радионавигационных систем// – СПб.: ВКА им. А.Ф.Можайского Радиолокационное исследование природных сред: сб. труды XXIX всерос. симп., 18-19 апр. 2016 г., 2016.– Вып. 11, том 2. – С. 175-182.
7. Филиппов А.А., Сысуев С.Ю., Сазанов И.Н. Анализ функционирования пассивной бортовой радиолокационной станции с подсветом от многопозиционных внешних источников - Воронеж: «Радиолокация, навигация, связь», XXIV международная научно-техническая конференция, 2018, Т.5 с.364-375

References

1. Radiolokatsionnyye stantsii obzora Zemli / pod. red. G.S. Kondratenkova. - M.: Radio i svyaz', 1983. - 272 s
2. GNSS Remote Theory, Methods and Applications Sensing / Shuanggen Jin, Estel Cardellach,Feiqin Xie - Springer Dordrecht Heidelberg New York London, 2014. – 267 s. ISSN 1567-3200
3. Pat. № 2278398 Rossiyskaya Federatsiya, MPK G01S 13/90. Sposob polucheniya radiolokatsionnogo izobrazheniya zemnoy poverkhnosti pri pomoshchi mnogopozitsionnoy RLS s RSA/ Fateyev V.F., Sakhno I.V.; zayavitel' i patentoobladatel' Sakhno I.V. - №2004121076/09; zayavl. 06.07.04; opubl. 20.06. 2006.
4. Sakhno I.V., Tkachev Ye.A. , Gavrilov D.A.,. Uspenskiy K.K. Malyy kosmicheskiy apparat obzora morskoy poverkhnosti s ispol'zovaniyem signalov sputnikovykh radionavigatsionnykh sistem / M.: Izvestiya vuzov. Priborostroyeniye, 2009. -, t. 52 № 4. – S. 34-39.
5. Filippov A.A., Ponomarev, A.L. Khlobystov A.N. Sposob kogerentnoy obrabotki informatsii mnogopozitsionnoy RLS pri obnaruzhenii nazemnykh ob"yektov bortovymi radiotekhnicheskimi sistemami // SPb.: VKA im. A.F.Mozhayskogo, Radiolokatsionnoye issledovaniye prirodnykh sred: sb. trudy XXX vseros. simp., 18-19 apr. 2017 g. –2017.– Vyp. 12, tom 2. – S. 19-26.
6. Ponomarev, A.L.. Khlobystov A.N Bazhin, D.A., Ponomareva E.V. Bortovyye passivnyye sistemy nablyudeniya zemnoy poverkhnosti s ispol'zovaniyem signalov sputnikovykh radionavigatsionnykh sistem// – SPb.: VKA im. A.F.Mozhayskogo Radiolokatsionnoye issledovaniye prirodnykh sred: sb. trudy XXIX vseros. simp., 18-19 apr. 2016 g., 2016.– Vyp. 11, tom 2. – S. 175-182.
7. Filippov A.A., Sysuyev S.YU., Sazanov I.N. Analiz funktsionirovaniya passivnoy bortovoy radiolokatsionnoy stantsii s podsvetom ot mnogopozitsionnykh vneshnikh istochnikov –Voronezh: «Radiolokatsiya, navigatsiya, svyaz'», XXIV mezhdunarodnaya nauchno-tekhnicheskaya konferentsiya, 2018, T.5 s.364-375

РАДИОЛОКАЦИОННОЕ ИЗОБРАЖЕНИЕ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ОБЪЕКТОВ

К. В. Татаренков

АО «НИИ «Кулон», Москва, Россия

Аннотация. В статье рассмотрен вопрос появления ложных отметок целей на радиолокационном изображении (РЛИ) периодической последовательности объектов на примере РЛИ потенциальной миры с эквидистантным расположением уголковых отражателей.

Ключевые слова: синтезированная апертура, дифракция, ложные отметки целей.

RADAR IMAGE OF THE PERIODIC SEQUENCE OF OBJECTS

K.V.Tatarenkov

JSC "NII Kulon, Moscow, Russia

Abstract. The article considers the question of the appearance of false target on the radar image of the periodic sequence of objects on the example of the potential worlds with equidistant arrangement of corner reflectors.

Keywords: paper template; formatting; style; formulas; (other keywords).

1. Введение

В настоящее время для мониторинга земной и морской поверхности широко применяются радиолокаторы с синтезированной апертурой (РСА).

Преимуществом РСА является возможность получения РЛИ фотографического качества в любое время суток независимо от погоды.

Однако отражение радиоволн от регулярных неоднородностей или от объектов имеющих периодическое расположение может вызывать появление ложных целей на РЛИ.

Экспериментально эффект появления ложных целей неоднократно наблюдался во время лётно-конструкторских и государственных испытаний РСА «Пика-М» при получении РЛИ потенциальной миры, с периодическим расположением уголковых отражателей.

Цель работы - обоснование возможности появления ложных целей при отражении от периодической последовательности объектов.

Данный эффект наиболее ярко проявляется при работе современных РСА с высокой разрешающей способностью и большой дальностью. Представителем современного радиолокатора является РСА «Пика-М».

Радиолокатор с синтезированной апертурой «Пика-М» разработан АО «НИИ «Кулон» со следующими основными техническими характеристиками:

-чувствительность приёмного тракта - минус 150дБВт;

-импульсная мощность передатчика - 40 кВт;

-коэффициент усиления антенны - 31 дБ;

-мгновенная полоса частот приёмного тракта - 400 МГц.

Это обеспечивает следующие тактические характеристики:

- разрешающая способность в телескопическом режиме – от 0,3 до 0,5 м;
- разрешающая способность в режиме картографирования суши - от 1до1,5 м;
- разрешающая способность в режиме картографирования моря – от 4 до 6 м.;
-максимальная дальность в режиме картографирования суши - 150 км;
-максимальная дальность в телескопическом режиме - 150 км;
-максимальная дальность в режиме картографирования моря - 300км.

Характеристики достигнуты накоплением сигналов на интервалах синтеза до нескольких минут и применением зондирующих линейно-частотно модулированных (ЛЧМ) сигналов с длительностью до 10 мкс и девиацией до 400 МГц.

В процессе работы РСА «Пика-М» зондирующий ЛЧМ импульс отражается от протяжённой поверхности, что увеличивает взаимную интерференцию между зондируемыми объектами.

Отражение радиоволн от регулярных неоднородностей или от объектов имеющих периодическое расположение может рассматриваться как дифракция на этих структурах.

2. Экспериментальное подтверждение эффекта

Эффект появления ложных целей неоднократно наблюдался во время лётно-конструкторских и государственных испытаний РСА «Пика-М» при получении РЛИ потенциальной миры с периодическим расположением уголковых отражателей (УО). На этих испытаниях была использована потенциальная мира, предназначенная для оценки динамического диапазона РСА (мира Б), состоящая из 13 уголковых отражателей, расположенных в одну линию под углом 45º ± 1º к направлению полёта самолёта (рисунок 1). Максимальная эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) составляет 45000 кв.м., у каждого последующего отражателя ЭПР уменьшается на 5дБ. Исключение составляет 13-й уголковый отражатель, так как он является реперным, его ЭПР составляет 100 кв. м. На рисунке 2 приведено РЛИ потенциальной миры.

Из рисунка 2 видно, что уголковых отражателей не 13, а 19 (6 лишних со стороны уголковых отражателей с наибольшей ЭПР). Со стороны уголковых отражателей с наименьшей ЭПР отметки целей не наблюдаются из-за их малой интенсивности.

На рисунке 3 приведены радиоголограммы уголковых отражателей потенциальной миры.

3. Теоретическое обоснование эффекта

Потенциальная мира может быть представлена как дифракционная решётка с числом элементов 13 и периодом (34 ± 0,5) м. Так как длительность зондирующего ЛЧМ импульса составляет не менее 5 мкс, то освещается вся дифракционная решётка.

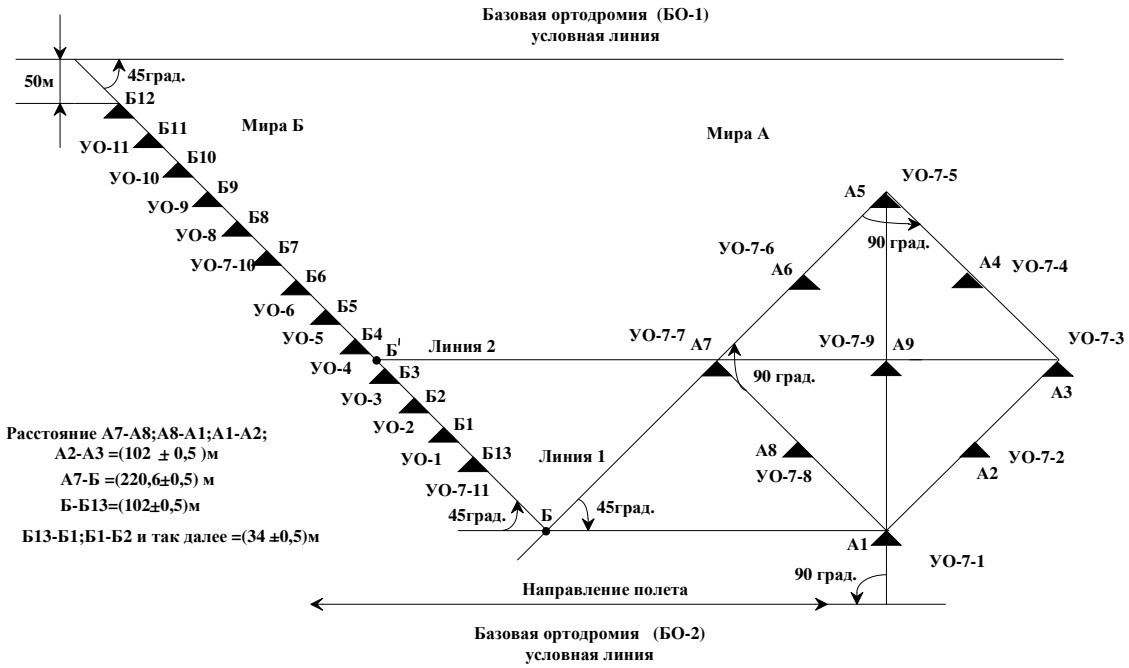


Рис. 1

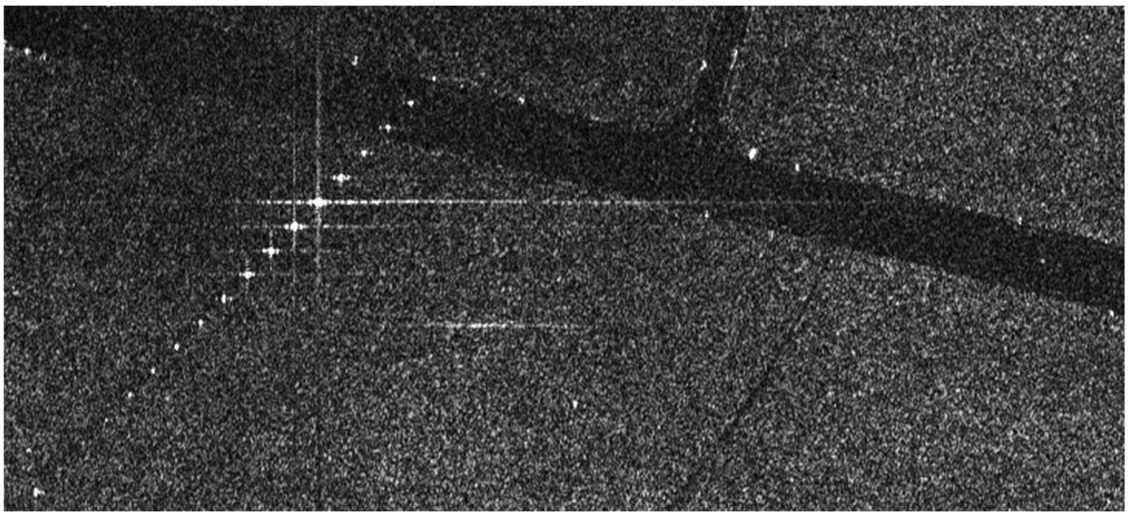


Рис. 2

Ширина отражённого пучка пришедшего на вход антенны равна:

$$L = Nd\cos\left(45^0\right) + \frac{\lambda R}{Nd\cos\left(45^0\right)}, \quad (1)$$

где:

N - число элементов дифракционной решётки

d- период дифракционной решётки

R - дальность от РСА до дифракционной решётки

λ - длина волны.

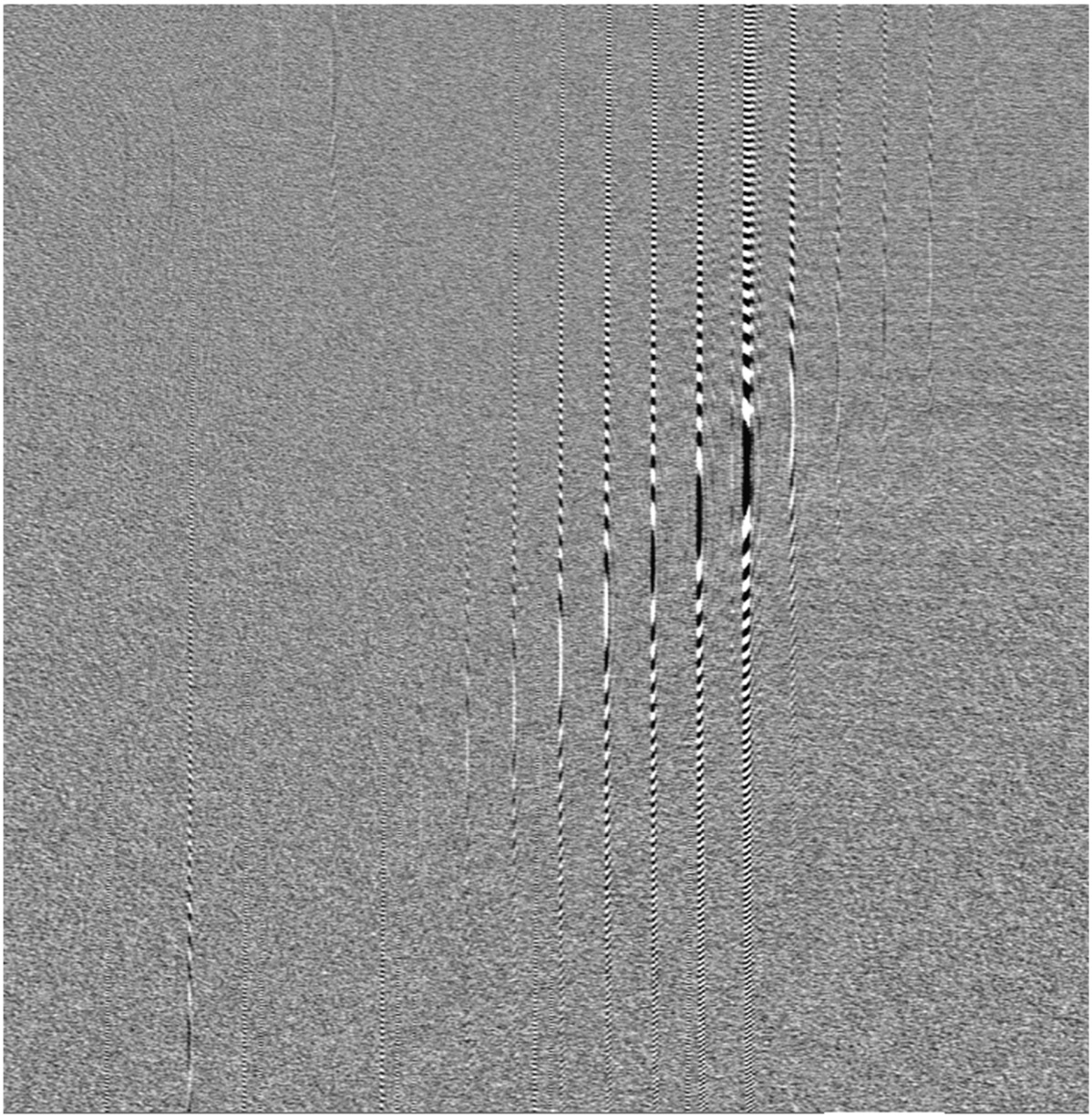


Рис. 3

Количество K порядков дифракции одновременно принимаемых антенной РСА определяется шириной отражённого пучка L и смещением этого пучка в зависимости от порядка дифракции.

$$K = \frac{\left[\arcsin\left(\frac{L}{R}\right)\right] d \cos\left(45^0\right)}{\lambda} \qquad (2)$$

В нашем случае отражение от каждого элемента решётки отличается на 5дБ по мощности, поэтому ложное изображение уголковых отражателей потенциальной миры более яркое со стороны уголковых отражателей с большей ЭПР.

В зависимости от дальности меняется количество наблюдаемых ложных изображений уголковых отражателей потенциальной миры.

На дальности 41 км порядок дифракции K=6 (рис. 2).

Из формулы (2) при N =12, d=34м, R=41км и λ=3,428см следует расчётное значение K=5,02.

С учётом точности установки потенциальной миры и точности навигационной аппаратуры обеспечивающей полёт носителя РСА наблюдается хорошее совпадение экспериментального значения K с расчётным.

4. Заключение

Наличие ложных уголковых отражателей значительно затрудняет оценку характеристик аппаратуры, предъявляемой на испытания. С целью исключения этого эффекта при измерении характеристик РСА необходимо нарушить периодичность расположения уголковых отражателей. Для этого следует внести соответствующие изменения в решение № 7 ККОН, применяемое для оценки характеристик РСА, используемых в международной программе «Открытое небо», и в соответствующие российские документы.

Для уменьшения эффекта появления ложных целей, вызванном взаимной интерференцией между объектами, надо уменьшать длительность зондируемых импульсов. Для сохранения дальности действия необходимо увеличивать частоту повторения и, как правило, заходить в область неоднозначности по наклонной дальности.

Литература

1. Ландсберг Г.С. Оптика. М., Наука, 1976 г., 928 стр.

References

1. G. S. Landsberg, "Optics". Nauka, Moscow, 1976

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ МОДИФИЦИРОВАННОЙ ЛИНЗЫ РОТМАНА В КАЧЕСТВЕ ДИАГРАММООБРАЗУЮЩЕЙ СХЕМЫ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Л.А. Овчаренко[1], Ю.Г. Пастернак[2,3], В.А. Пендюрин[4], И.В. Попов[5], Ф.С. Сафонов[2]

[1]НТЦ РЭБ, Воронеж, Россия,
[2]Воронежский государственный технический университет, Воронеж, Россия,
[3]Военный учебно-научный центр ВВС "Военно-воздушная академия им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина" (ВУНЦ ВВС "ВВА"), Воронеж, Россия
[4]Акционерное общество научно-производственное предприятие "автоматизированные системы связи" (АО НПП "АСС"), Воронеж, Россия
[5]Акционерное общество «Концерн «Созвездие», г. Воронеж

Аннотация. Многолучевые антенные решетки (МАР) представляют собой антенные устройства способные формировать несколько диаграмм направленности, в зависимости от того, на какой входной порт поступает сигнал. Такие многолучевые антенны становятся все более привлекательными для коммерческого использования в связи, радиопеленгации, радиолокации. Одним из перспективных способов формирования лучей в МАР является использование печатных линз Ротмана в силу простоты их конструкции (печатная плата), а также - широкой полосой рабочих частот (коэффициент частотного перекрытия может достигать 2-3 и даже более). Т.к. принцип работы линзы Ротмана основан на различных путях распространения волны внутри ее структуры, она может работать в сверхширокой полосе частот [1, 2, 3, 4]. Однако на более низких частотах данная линза становится слишком громоздкой и потому достаточно трудным становится ее интеграция в компактную конструкцию приемопередатчика. Эту проблему предлагается решить путем разработки более компактной линзы Ротмана - сложенной пополам. Столь радикальный способ уменьшения габаритных размеров линзы Ротмана обусловлен тем, что основным типом волны, переносящим подавляющую долю энергии, является волна ТЕМ, для которой практически отсутствует дисперсия в СВЧ - ламинатах с малыми потерями. Такие технические решения нужны для радиолокации, связи и радиопеленгации. Большое число формируемых лучей ДН позволяет одновременно обозревать широкий угловой сектор пространства по азимуту от 0 до 360 градусов, путем формирования одновременно 40 лучей шириной не менее 9-10 градусов каждый.

Ключевые слова: многолучевые антенные решетки, антенны, линза Ротмана, волна ТЕМ,, диаграмма направленности, свернутая линза.

DEVELOPMENT AND RESEARCH OF MODIFIED LENSES ROTHMAN AS DIAGRAMMABLE DIAGRAMS LINEAR ANTENNA ARRAY

L.A. Ovcharenko[1], Yu. G. Pasternak[2, 3], V. A. Pendiurin[4], I.V. Popov[5], F. S. Safonov[2]

[1]STC EW, Voronezh, Russia,
[2]Voronezh state technical University, Voronezh, Russia,
[3]Military training and research center of the air force " air force Academy. Professor N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin" (VUNTS VVS "VVA"), Voronezh, Russia
[4]Joint stock company research and production enterprise "automated communication systems "(JSC NPP "as"), Voronezh, Russia
[5]Joint stock company "Concern " Constellation", Voronezh

Abstract. Multipath antenna arrays (MPAS) are antenna devices capable of forming several radiation patterns, depending on which input port the signal is received. Such multi-

beam antennas are becoming more attractive for commercial use in communications, radio direction finding, radar. One of the promising ways of forming beams in the IDA is the use of Rotman printed lenses due to the simplicity of their design (printed circuit Board), as well as a wide band of operating frequencies (the frequency overlap coefficient can reach 2-3 or even more). Because. the principle of operation of the Rothman lens is based on different ways of wave propagation within its structure, it can operate in an ultra-wide frequency band[1, 2, 3, 4]. However, at lower frequencies, this lens becomes too bulky and therefore difficult to integrate into the compact design of the transceiver. This problem is proposed to be solved by developing a more compact Rothman lens-folded in half. Such a radical way to reduce the overall size of the Rothman lens is due to the fact that the main type of wave that carries the overwhelming share of energy is the wave of THOSE for which there is practically no dispersion in microwave laminates with small losses. Such technical solutions are needed for radar, communication and radio direction finding. A large number of formed rays of the bottom allows you to simultaneously observe a wide angular sector of space in azimuth from 0 to 360 degrees, by simultaneously forming 40 rays with a width of at least 9-10 degrees each.

Keywords: multibeam antenna arrays, antenna, lens, Rothman, wave THEMES, the directivity pattern, the folded lens.

1. Введение

Большинство современных линз Ротмана изготавливают в микрополосковом исполнении, в отличие от более громоздких волноводных структур [1, 2, 3, 4].

Конструкция линзы Ротмана вычислялась по уравнениям Ротмана-Тернера [5-7], топология самой линзы представлена на рис. 1. Центральная фокальная точка F_0 расположена на центральной оси, симметрично относительно этой оси расположены фокальные точки F_1 и F_2 [5-7]. Контур I_2 определяет расположение антенных элементов, и представляет собой прямую линию I_1 является внутренним контуром линзы, и носит название контура решетки [5-7]. Внутренний и внешний контуры соединены линией передачи W(N) [5-7]. Две внеосевые фокальные точки F_1 и F_2 расположены на фокальной дуге под углами α и $-\alpha$ относительно оси X. Линза должна быть сконструирована так, чтобы получить лучи на выходе направленные под углами $-\alpha$, 0 и α при запитки с точек F_1, F_0 и F_2, соответственно [5-7]. Линза Ротмана обладает четырьмя конструкционными параметрами [5-7]:

F - расстояние между внеосевой фокальной точкой и центральной точкой контура решетки (отрезки O_1F_1 иO_1F_2);

G- расстояние между осевым фокальным центром и центральной точкой контура решетки (отрезок O_1F_1)

d- расстояние между элементами, расположенными вдоль прямой I_2. Количество антенных элементов и расстояние между ними определяют длину контура I_2.

α- фокальный угол, определяющий сектор сканирования линзы.

Луч из точки запитки F_1 может достигнуть фронта волны через общую точку P(X, Y) на внутреннем контуре I_1, линию передачиW(N), точку Q(N) на внешнем контуре и дальше по прямой линии под углом -α перейти во фронт волны AB наклоненный на угол -α. Также, луч от F_1 может пойти через точку O_1 и через линию передачи W(0) попасть

во фронт волны AB. Аналогично выглядит путь для лучей исходящих от других точек запитки.

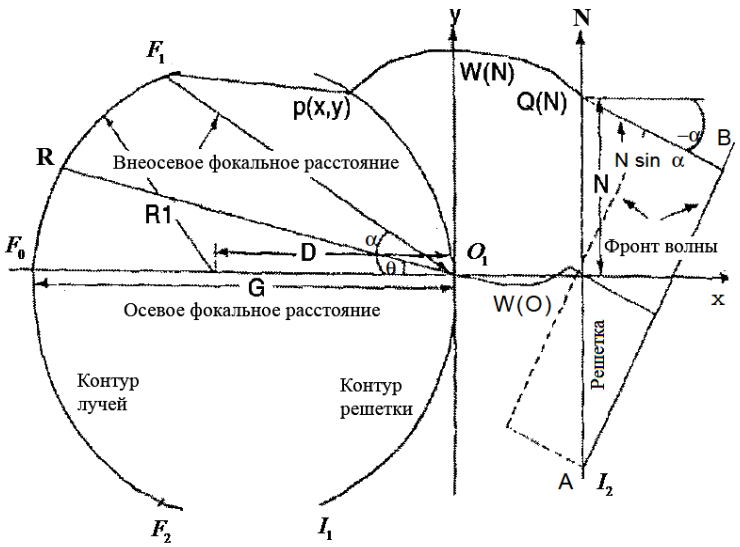


Рис. 1. Топология линзы Ротмана

Внутренний контур I_1 и линии передачи строятся по конструкционным уравнениям, составленным так чтобы, не зависимо от пути распространения внутри линзы, лучи достигнувшие фронта волны AB были в одной фазе. Это значит, что суммарный сдвиг фаз для каждого пути распространения волны должен быть одинаковым. Ниже представлены конструкционные уравнения линзы Ротмана [5-7]:

$$F_1P + W(N) + N \cdot \sin\alpha = F + W(0), \quad (1)$$

$$F_2P + W(N) - N \cdot \sin\alpha = F + W(0), \quad (2)$$

$$F_0P + W(N) = G + W(0), \quad (3)$$

Где

$$(F_1P)^2 = (X + F \cdot \cos\alpha)^2 + (F \cdot \sin\alpha - Y)^2, \quad (4)$$

$$(F_2P)^2 = (X + F \cdot \cos\alpha)^2 + (F \cdot \sin\alpha + Y)^2, \quad (5)$$

$$(F_0P)^2 = (G + X)^2 + Y^2. \quad (6)$$

Для удобства расчета все размеры линзы нормализованы к внеосевому фокальному расстоянию F: $x = X / F$, $y = Y / F$, $\eta = N / F$, $g = G / F$, $w = (W(N) - W(O)) / F$. Также, введем следующие обозначения: $a = \cos\alpha$, $b = \sin\alpha$. Преобразуя полученные уравнения, получим [56-58]:

$$y = \eta(1 - w), \quad (7)$$

$$x^2 + Y^2 + 2gx = w^2 - 2gw, \quad (8)$$

$$a_0 w^2 + b_0 w + c_0 = 0, \quad (9)$$

где

$$a_0 = (1-\eta^2-(g-1)^2)/(g-a)^2, \tag{10}$$

$$b_0 = 2g(g-1)/(g-a)-(g-1)b^2\eta^2/(g-a)^2+2\eta^2-2g, \tag{11}$$

$$c_0 = gb^2\eta^2/(g-a)-b^4\eta^4/4(g-a)^2-\eta^2, \tag{12}$$

Для заданных параметров конструкции линзы α и g можно рассчитать w как функцию η, а из этих значений w и η определим x и y [5-7].

Стоит отметить, что рабочие характеристики линзы Ротмана сильно зависят от отражений волны внутри линзы. Поэтому для уменьшения коэффициента отражения, на боковых сторонах линзы устанавливают балластные порты, к которым подключаются согласованные нагрузки.

В линзах Ротмана необходимо использовать расширяющиеся порты (рис. 2) по причинам указанным ниже:

1) Линия, соединяющая антенные элементы источник сигнала с линзой обычно обладает сопротивлением 50 Ом, что ограничивает физическую ширину порта входа/выхода. Сама линза Ротмана обладает меньшим сопротивлением из-за большей площади поверхности, поэтому расширяющаяся линия передачи функционируют как трансформатор сопротивления.

2) Для уменьшения потерь контур решетки должен быть ограничен большими по размерам портами.

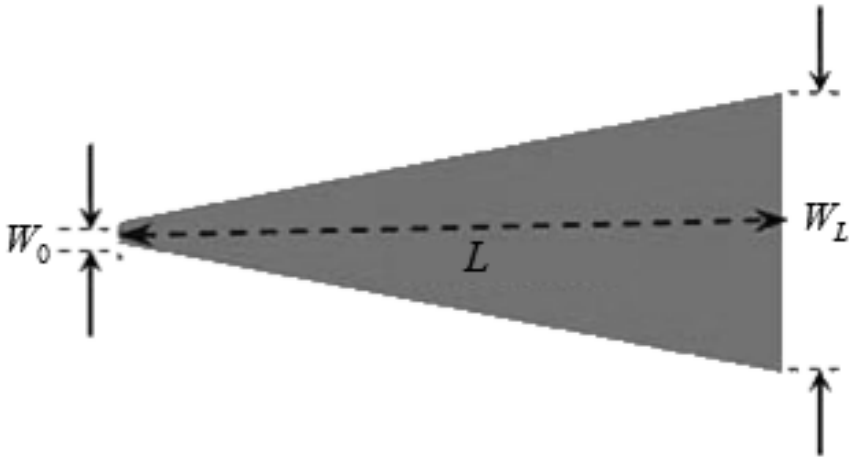


Рис. 2. Сужающийся порт линзы Ротмана

Обозначив ширину сужающегося порта W, высоту подложки d, диэлектрическую проницаемость материала полосковой линии ε, а сопротивление Z(x) запишем формулу расчета профиля порта [8, 9]

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \dfrac{8e^A}{e^{2A}-2}, & \dfrac{W}{d} < 2 \\ \dfrac{2}{\pi}\left(B-1-\ln(2B-1)+\dfrac{\varepsilon-1}{2\varepsilon}\left[\ln(B-1)+0,39-\dfrac{0,61}{\varepsilon}\right]\right), & \dfrac{W}{d} \geq 2 \end{cases} \tag{13}$$

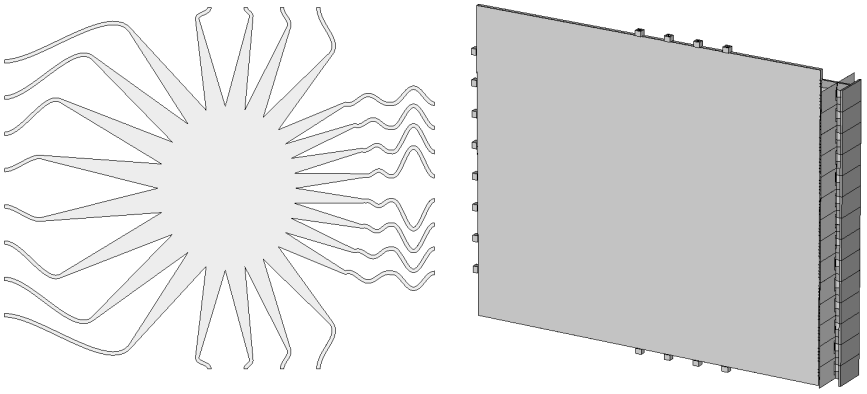
где

$$A = \frac{Z(x)}{60}\sqrt{\frac{\varepsilon+1}{2}} + \frac{\varepsilon-1}{\varepsilon+1}\left(0,23 + \frac{0,11}{\varepsilon}\right), \quad (14)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z(x)\sqrt{\varepsilon}}. \quad (15)$$

Для создания расширяющегося порта наиболее распространенной треугольной формы необходимо рассчитать только ширину входа и выхода, а затем соединить их прямыми линиями. Сопротивление в таком порте будет изменяться по линейному закону.

Описанным выше методом была получена симметричная полосковая линза Ротмана с подключенными к портам решетки излучающими элементами, в качестве которых использовались симметричные сверхширокополосные вибраторы с эллиптическими плечами, показанная на рисунке 3.



а) б)

Рис. 3. Пример топологии линзы Ротмана(а) и МАР на ее основе с печатными вибраторными элементами(б).

Линейная многолучевая антенная решетка (МАР), показанная на рис. 3, представляет собой линзу Ротмана, изготовленную по технологии симметричной печатной платы (тело линзы расположено между двумя слоями диэлектрика, покрытых тонким слоем меди с обратных сторон).

Антенная система, показанная в качестве примера на рисунке 3, может формировать 8 лепестков диаграммы направленности, и состоит из 14 плоских вибраторов с рефлекторами, из которых к линзе подключены центральные 8 элементов, а по 3 элемента, расположенные слева и справа от активной подрешетки (запитанной от линзы Ротмана), используются для имитации периодичности решетки. Такие технические решения нужны для радиолокации, связи и радиопеленгации. Большое число формируемых лучей ДН позволяет одновременно обозревать широкий угловой сектор пространства по азимуту от 0 до 360 градусов, путем формирования одновременно 40 лучей шириной не менее 9-10 градусов каждый. Правда, тогда потребуется 40- канальное приемное устройство, но это - цена за увеличенную скорость обзора рабочего пространства по угловой координате.

2. МНОГОЛУЧЕВАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА, ЗАПИТАННАЯ С ПОМОЩЬЮ МОДИФИЦИРОВАННОЙ ЛИНЗЫ РОТМАНА

В этом разделе мы рассматриваем результаты моделирования горизонтальной антенной решетки из 10 вибраторов, запитанной сложенной пополам печатной линзой Ротмана. Также рассмотрена модифицированная конструкция линзы Ротмана. Модифицированную печатную линзу Ротмана, сложенную пополам, подключаем к линейной антенной решетки из 10 элементов, показанной на рис. 4

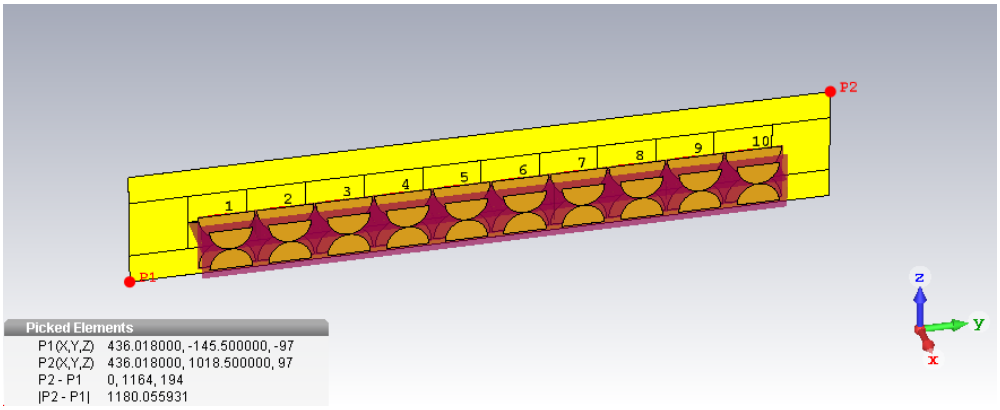


Рис. 4. Линейная антенная решетка из 10 элементов. Ширина ФАР – 1164 мм, высота – 194 мм.

На рис. 4 показанна линейная антенная решетка, состоящая из 10 элементов, представляющие собой печатные вибраторные элементов с рефлекторами и директорами.

Схема подключения антенной решетки с модифицированной линзой Ротмана рассмотренна ниже. Структурная схема МАР, запитанной с помощью модифицированной линзы Ротмана, показана на рис. 5.

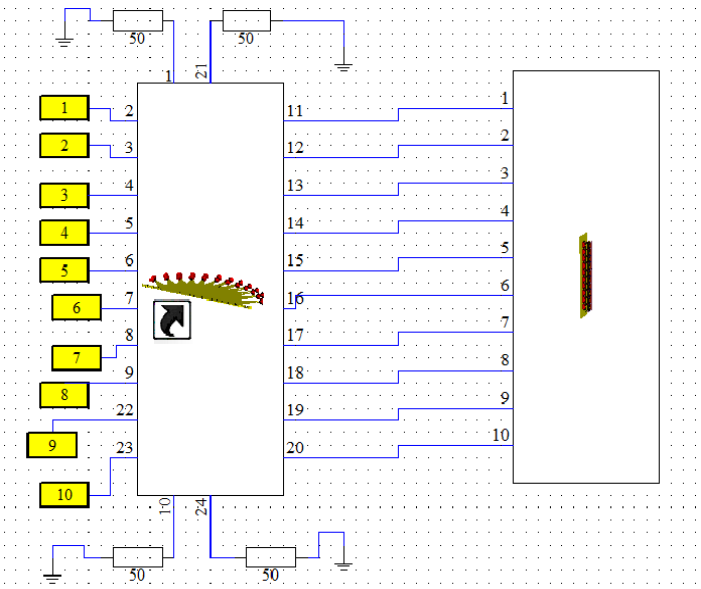


Рис. 5. Структурная схема МАР, запитанной с помощью модифицированной линзы Ротмана.

Далее рассмотрим основные характеристики МАР, запитанной при помощи модифицированной линзы Ротмана.

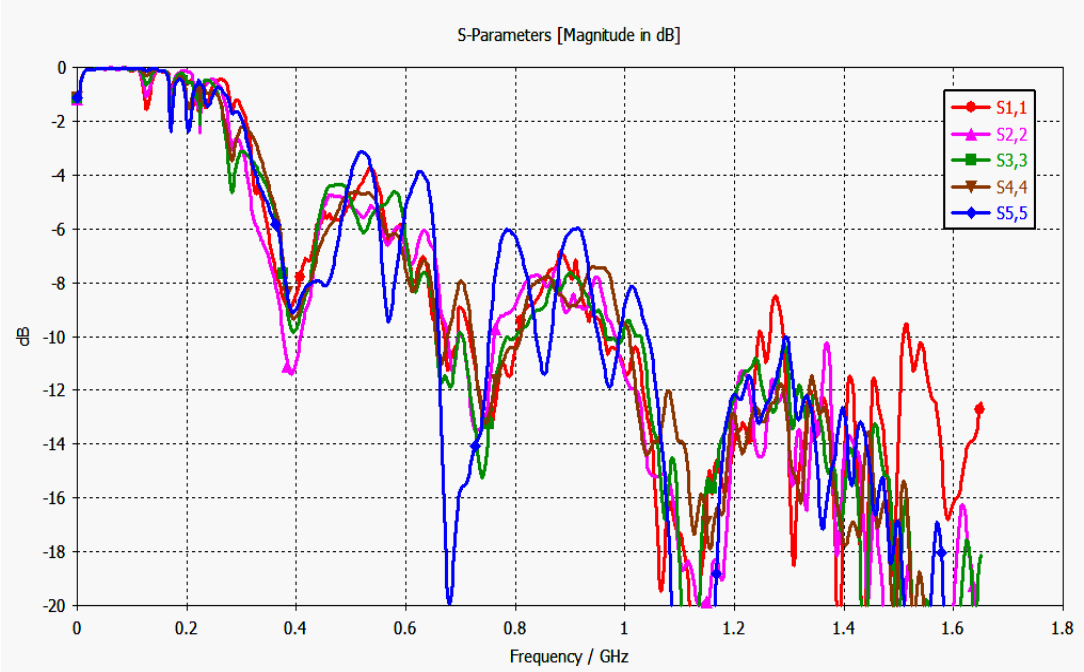


Рис. 6. Частотные зависимости коэффициентов отражения (дБ) на диаграммообразующих входах линзы Ротмана, подключенной к линейной АР из 10 элементов.

На рисунке 6 показаны частотные зависимости коэффициентов отражения (дБ) на диаграммообразующих входах линзы 1-5, подключенной к линейной АР из 10 элементов.

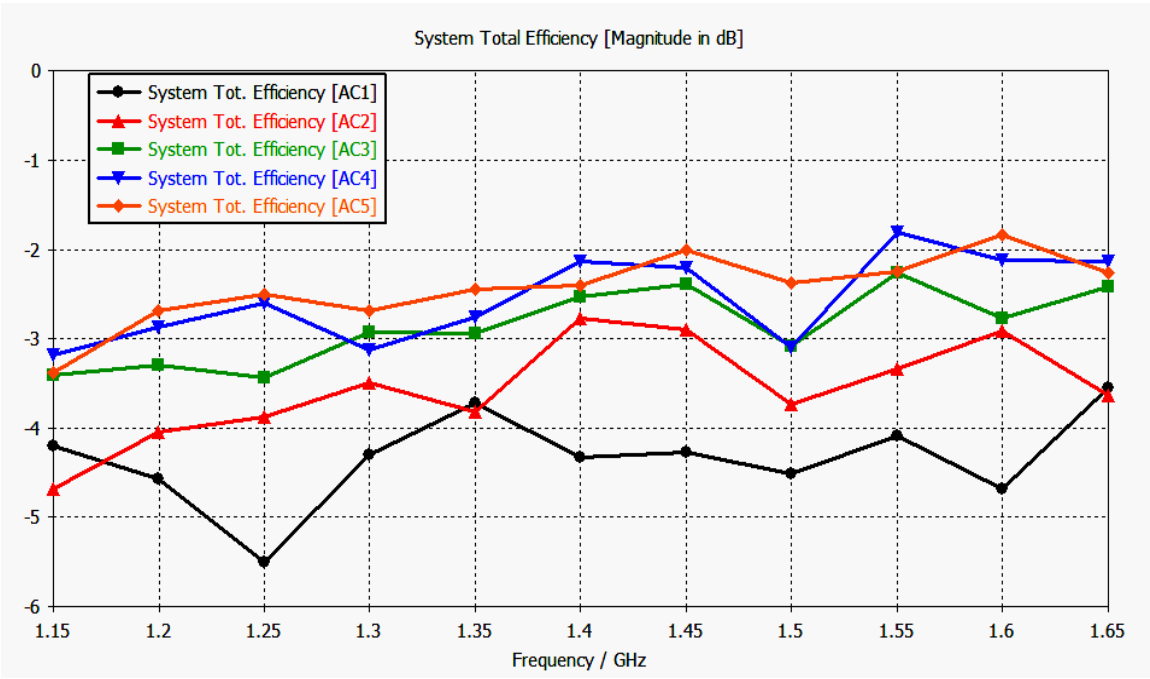


Рис. 7. Частотные зависимости полных потерь энергии в линзе Ротмана и антенной решетке, дБ

Из рисунка 7 видно что среднее значение полных потерь в линзе -2 – -3 dBi, что является благоприятным результатом для данной системы.

Далее будут показаны результаты моделирования диаграмм направленности антенной решетки, запитанной от модифицированной линзы Ротмана на различных частотах.

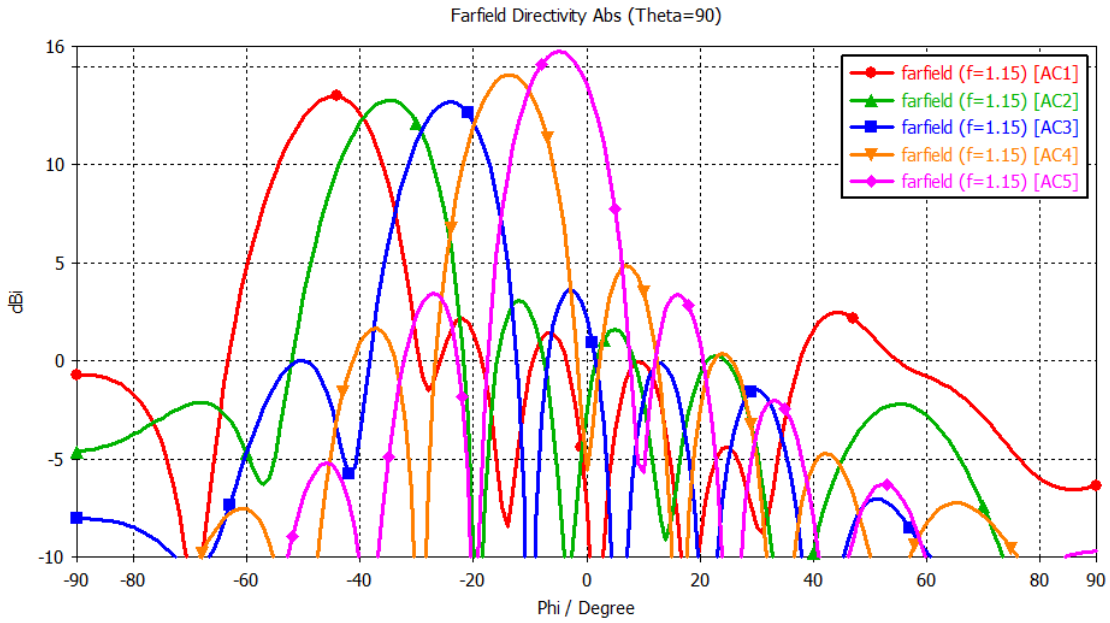


Рис. 8. Диаграммы направленности горизонтальной антенной решетки, запитанной от модифицированной линзы Ротмана, для портов 1-5 на частоте 1.15 ГГц.

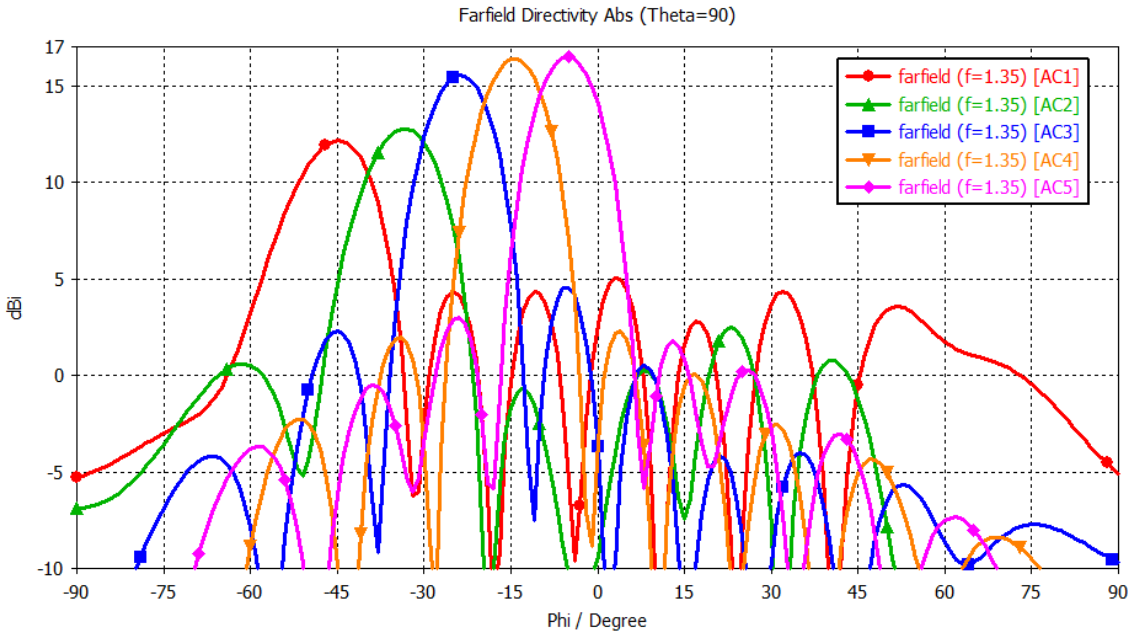


Рис. 9. Диаграммы направленности горизонтальной антенной решетки, запитанной от модифицированной линзы Ротмана, для портов 1-5 на частоте 1.35 ГГц.

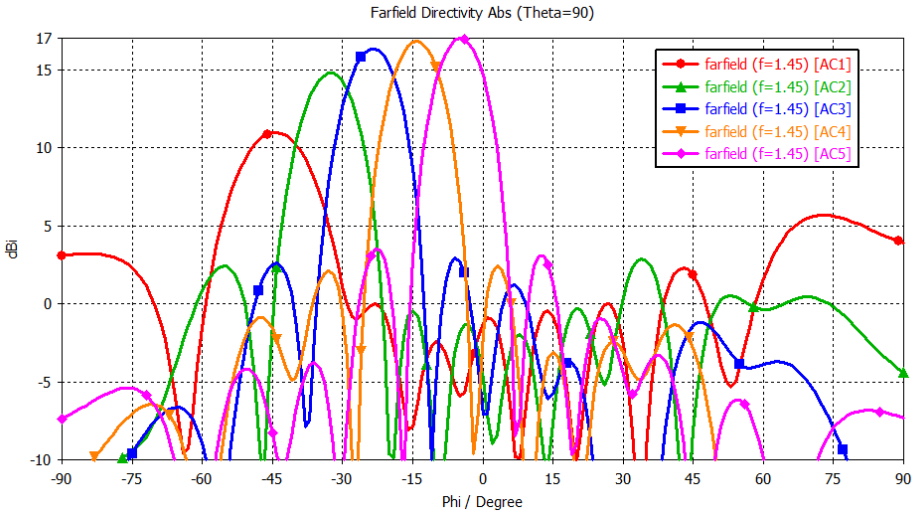


Рис. 10. Диаграммы направленности горизонтальной антенной решетки, запитанной от модифицированной линзы Ротмана, для портов 1-5 на частоте 1.45 ГГц.

На рисунках 8-10 видно что результаты моделирования для 1 порта отличаются от остальных, но порт 1 является балластным портом, соответствующий лепесток ДН не будет использоваться. Главные лепестки для портов 2-4 отчетливо выделяются, уровень боковых лепестков не высокий и соответствует ожиданиям.

Следующим шагом в моделировании стала ситуация где мы рассматривали коэффициенты усиления (дБи) антенной решетки, запитанной линзой Ротмана, с учетом полных потерь в линзе и решетке (рис. 11), для входов 1-5 линзы Ротмана.

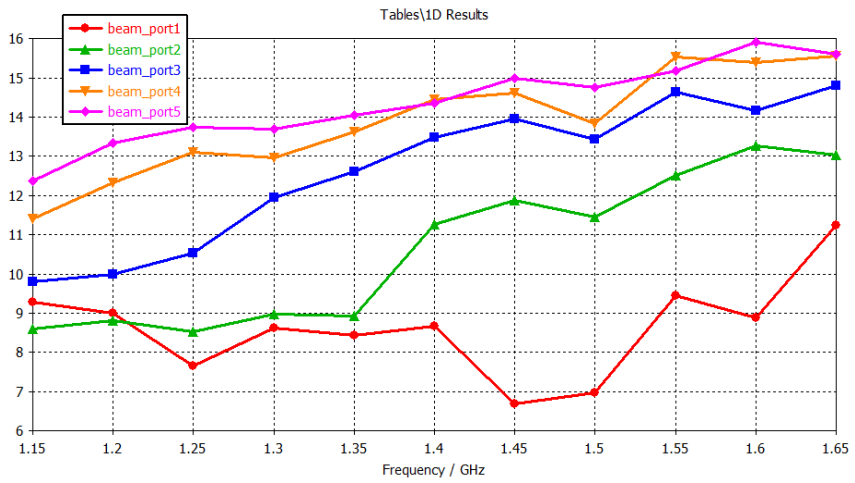


Рис. 11. Коэффициент усиления (дБи) антенной решетки, запитанной линзой Ротмана, с учетом полных потерь в линзе и решетке (рис. 20), для входов 1-5 линзы Ротмана

Из рисунка 11 можно легко увидеть, что с увеличением частоты коэффициент усиления антенной решетки возрастает и максимум для всех портов, кроме 1(является баластным) будет в пределах от 13 до 16 дБи.

Также рассматривались частотные зависимости углов максимального излучения антенной решетки, запитанной линзой Ротмана, для входов 1-5 линзы Ротмана которые показаны на рисунке 12.

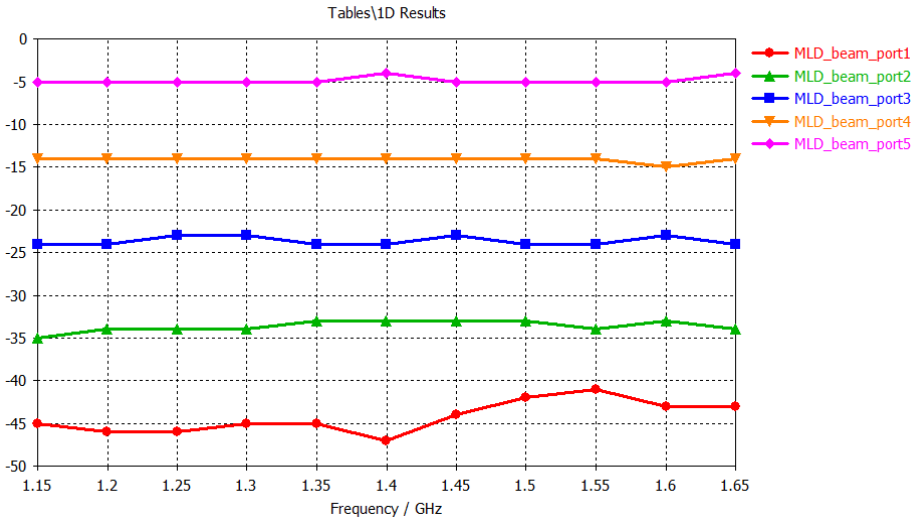


Рис. 12. Частотные зависимости углов максимального излучения антенной решетки, запитанной линзой Ротмана, для входов 1-5 линзы Ротмана

На рис. 12. Можно наблюдать вполне ожидаемую картину, что для каждого порта, на всей рассматриваемой полосе частот, углы максимального излучения антенной решетки практически неизменны и равны каждый своему значению.

Далее на рис.13 будет показаны результаты моделирования частотной зависимости ширины главных лепестков диаграммы направленности многолучевой антенной решетки, запитанной модифицированной линзой Ротмана.

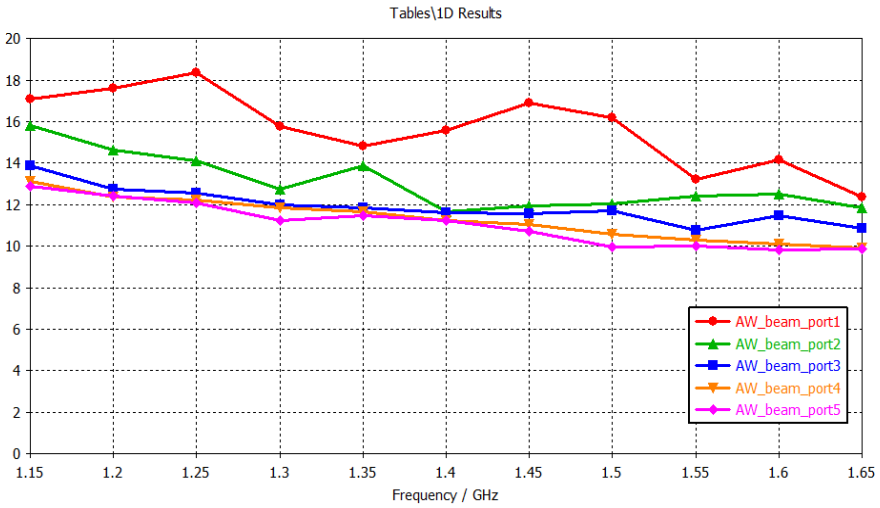


Рис. 13. Частотные зависимости ширины главных лепестков ДН многолучевой антенной решетки, запитанной модифицированной линзой Ротмана, для входов 1-5 линзы Ротмана

Из рисунка 13 можно сделать вывод что с увеличением частоты ширина главных лепестков диаграммы направленности немного уменьшается, но в среднем на всех портах ширина ДН примерно равна 12.5 градусов.

На следующем графике рассмотренны результаты моделирования уровня боковых лепестков ДН многолучевой антенной решетки, запитанной модифицированной линзой линзой Ротмана для портов(входов) 1-5.

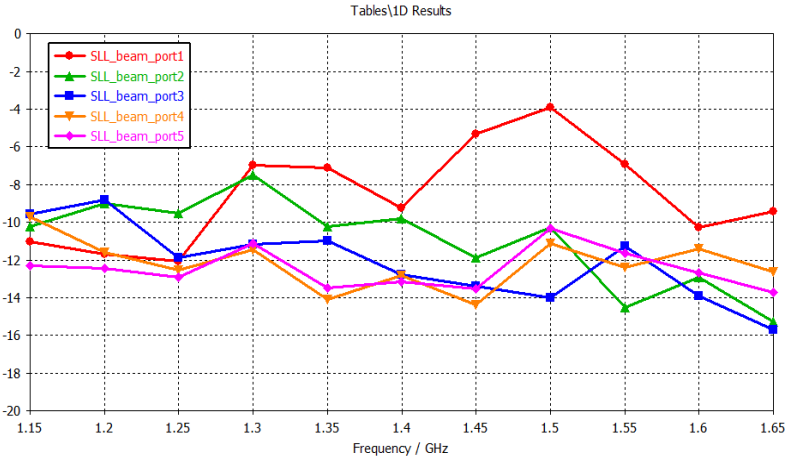


Рис. 14. Уровень боковых лепестков (дБ) ДН многолучевой антенной решетки, запитанной модифицированной линзой Ротмана, для входов 1-5 линзы Ротмана.

На рисунке 14 можно заметить зависимось, что при увеличении частоты уровень боковых лепестков падает, но в среднем, остается на одном уровне и не превышает 16 dBi., за исключением порта под номером 1,который является баластным.

3. КОНСТРУКЦИЯ МОДИФИЦИРОВАННОЙ ЛИНЗЫ РОТМАНА

Далее будет показанна модифицированная линза Ротмана и ее особенности моделирования. Модель линзы Ротмана сложена пополам и состоит из 5 слоев, 3 из которх – земля, а остальные 2 это сама линза, сложенная пополам. Каждый слой разделен диэлектриком Rogers TMM 10i, диэлектрическая проницаемость 9.8. Габаритные размеры печатной платы без разъемов -500x225x7.41 мм.

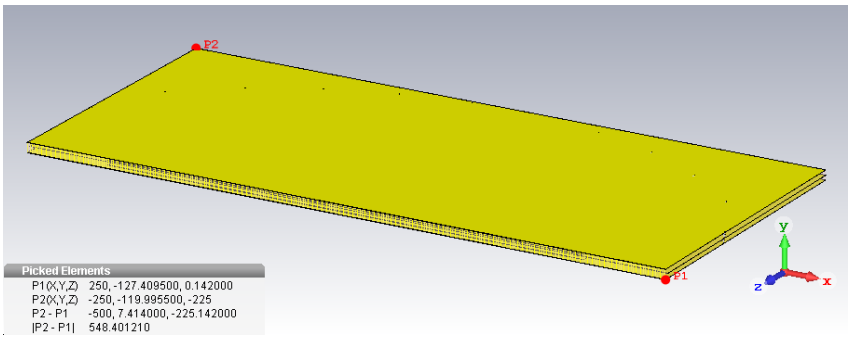


Рис.15. Модель линзы Ротмана, сложенной пополам (5 слоев металла (3 из которых - земля)

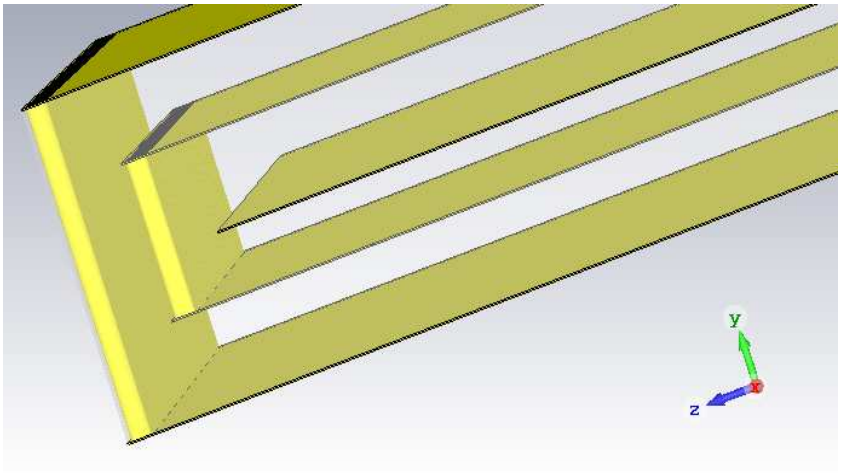


Рис. 16. Модель линзы Ротмана, сложенной пополам в увеличенном виде.

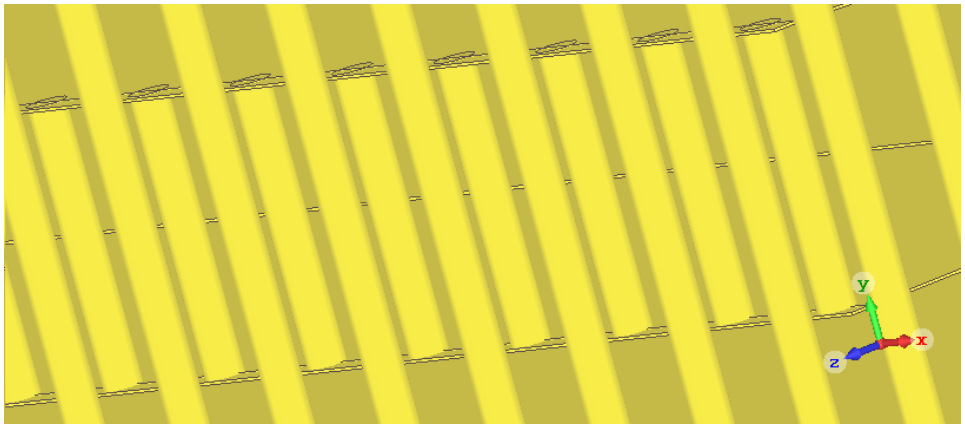


Рис. 17. Слои линзы Ротмана, свернутой пополам.

Замыкания внешних земляных проводников осуществлено с помощью переходных отверстий; замыкания двух частей тела линзы также осуществлено с помощью переходных отверстий.

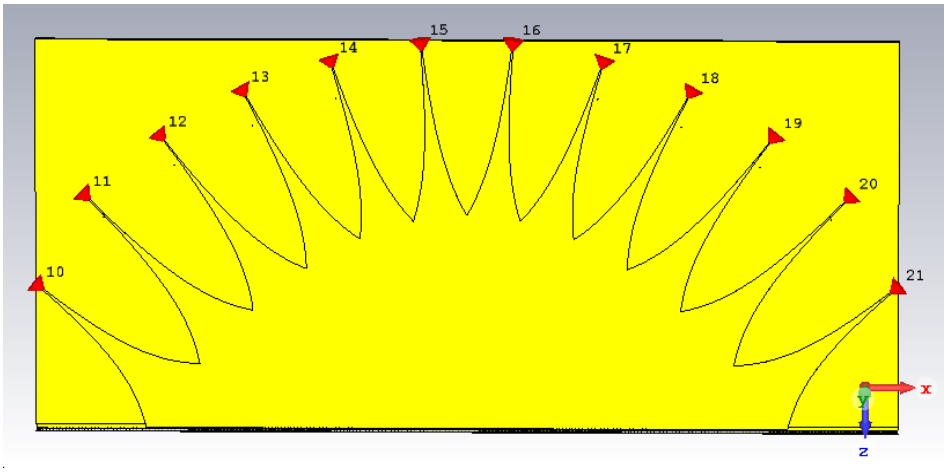


Рис. 18. Порты линзы, ведущие к элементам антенной решетки.

Соединение линзы и элементов АР производится с помощью коаксиальных кабелей с волновым сопротивлением 50 Ом одинаковой длины.

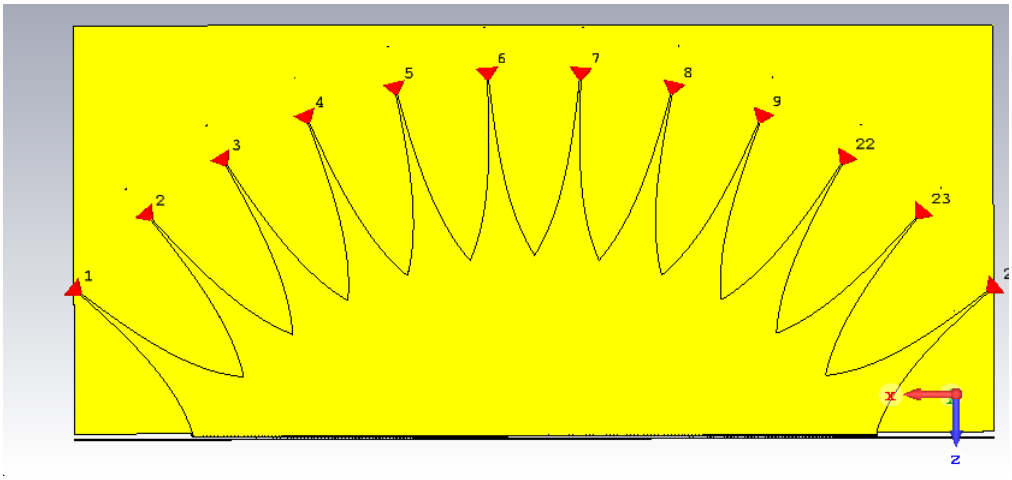


Рис. 19. Входы линзы

Входы линзы с 2 по 6 являются диаграммообразующими, их число 10 соответствует числу лепестков. Входы 7-9 я вляются симетричными так же как и входы 22-23. Порты 1 и 24 являются балластными.

4. Заключение

В данной работе было продемонстрировано, что использование «свернутой» линзы Ротмана позволяет существенно уменьшить габаритные размеры диаграммообразующей схемы многолучевой антенной системы без существенного изменения ее направленных свойств. Результаты моделирования показали, что предлагаемое решения является перспективным для создания многоканальных приемных антенных систем.

Литература

1. Jangsoo Lee. Development of a V-band Rotman Lens using thin-film substrate with a flip-chip interconnection [Текст] / Jangsoo Lee, Sangbok Park, Saengseub Song, Sanghyo Lee, Joonho So, Youngwoo Kwon, Kwangseok Seo, Changyul Cheon // Antennas and Propagation Society International Symposium. – 2008. – P. 1-4.
2. Jaeheung Kim. TM mode surface wave excited dielectric slab Rotman lens [Текст] / Jaeheung Kim, Chul Soon Park, Seungwook Mi // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2007. – Vol. 6. – P. 584-587.
3. Woosung Lee. Compact Two-Layer Rotman Lens-Fed Microstrip Antenna Array at 24 GHz [Текст] / Woosung Lee, Jaeheung Kim, Young Joong Yoon // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2011. – Vol. 59. – P. 460-466.
4. Cheng, Yu.J. Substrate Integrated Waveguide (SIW) Rotman Lens and Its Ka-Band Multibeam Array Antenna Applications [Текст] / Yu.J. Cheng, Wei Hong, Ke Wu, Z.Q. Kuai, Chen Yu, J.X. Chen, J.Y. Zhou, H.J. Tang // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2008. – Vol. 56. – P. 2504-2513.
5. Rotman, W. Wide-Angle Microwave lens for line source applications [Текст] / W. Rotman, R. Turner // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1963. – Vol. 11. – № 6. – P. 623-632.
6. Hansen, R.C. Design trades for Rotman lenses [Текст] / R.C. Hansen // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 1991. – Vol. 39. – №. 4. – P. 464-472.

7. Singhal, P.K. An overview of design and analysis techniques of Rotman type multiple beam forming lens and some performance results [Текст] / P.K. Singhal, P.C. Sharma, R.D. Gupta // IE (I) Journal.ET. – 2004. – P. 52-58.
8. Wong, K.-L. Compact and broadband microstrip antennas [Текст] / K.-L. Wong. – New York: John Wiley & sons, 2002. – 301 p.
9. Kumar, G. Broadband Microstrip Antennas [Текст] / G. Kumar, K. P. Ray. – Artech house, 2003. – 432 p.

REFERENCES

1. Jangsoo Lee. Development of a V-band Rotman Lens using thin-film substrate with a flip-chip interconnection [Text] / Jangsoo Lee, Sangbok Park, Saengseub Song, Sanghyo Lee, Joonho So, Youngwoo Kwon, Kwangseok Seo, Changyul Cheon // antenas and Propaganda Society International Symposium. - 2008. 1-4.
2. Jaeheung Kim. TM mode surface wave excited dielectric slab Rotman lens [Text] / Jaeheung Kim, Chul Soon Park, Seungwook Mi / / IEEE Transactions on Antennas and Propaganda. - 2007. - Vol. 6. – P. 584-587.
3. Woosung Lee. Compact Two-Layer Rotman Lens-Fed Microstrip Antenna Array at 24 GHz [Text] / Woosung Lee, Jaeheung Kim, Young Joong Yoon / / IEEE Transactions on Antennas and Propaganda. - 2011. - Vol. 59. - P. 460-466.
4. Cheng, Yu.J. Substrate Integrated Waveguide (SIW) Rotman Lens and Its Ka-Band Multibeam Array Antenna Applications [Text] / Yu.J. Cheng, Wei Hong, ke Wu, Z. Q. Kuai, Chen Yu, J. X. Chen, J. Y. Zhou, H. J. Tang // IEEE Transactions on Antennas and Propaganda. - 2008. - Vol. 56. – P. 2504-2513.
5. Rotman, W. Wide-Angle Microwave lens for line source applications [Text] / W. Rotman, R. Turner // IEEE Transactions on antennas and propagation. - 1963. - Vol. 11. - № 6. 623-632.
6. Hansen, R. C. Design trades for Rotman lenses [Text] / R. C. Hansen // IEEE Transactions on antennas and propagation. - 1991. - Vol. 39. - no. 4. – P. 464-472.
7. Singhal, P. K. An overview of design and analysis techniques of Rotman type multiple beam forming lens and some performance results [Text] / P. K. Singhal, P. C. Sharma, R. D. Gupta // IE (I) Journal.ET. – 2004. – P. 52-58.
8. Wong, K.-L., Compact and broadband microstrip antennas [Text] / K.-L. Wong. New York: John Wiley & sons, 2002. - 301 p.
9. Kumar, G. Broadband Microstrip Antennas [Text] / G. Kumar, K. P. Ray. - Artech house, 2003. - 432 p.

СПОСОБ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ И УГЛОВОЙ ОРИЕНТАЦИИ БОРТОВОЙ ПЕЛЕНГАТОРНОЙ АНТЕННЫ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ РАДИОПЕЛЕНГОВАНИЯ РАДИООРИЕНТИРОВ

А. Д. Виноградов[1], Л. А. Минин[2], Е. Ю. Морозов[2], С. Н. Ушаков[2]

[1]Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина, Воронеж, Россия
[2]Воронежский Государственный Университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Рассмотрена задача определения координат и угловой ориентации бортовой пеленгаторной антенны, размещенной на подвижном объекте, по результатам азимутально-угломестного радиопеленгования радиоориентиров. Определены аналитические соотношения, описывающие взаимосвязь азимута и угла места радиоориентира, измеряемые бортовым азимутально-угломестным радиопеленгатором, с параметрами пространственного положения и угловой ориентации бортовой пеленгаторной антенны. Также получены соответствующие выражения для расчета координат и углов курса, тангажа и крена бортовой пеленгаторной антенны.

Ключевые слова: азимутально-угломестное радиопеленгование, пространственная ориентация, декартова система координат, курс, тангаж, крен, матрица вращения.

APPROACH TO SOLVING THE PROBLEM OF DETERMINING THE COORDINATES AND THE ANGULAR ORIENTATION OF THE ON-BOARD DIRECTION-FINDING ANTENNA BASED ON THE RESULTS OF RADIO DIRECTION-FINDING

A. D. Vinogradov[1], L. A. Minin[2], E. Yu. Morozov[2], S. N. Ushakov[2]

[1] Air Force Academy named after professor N.E.Zhukovsky and Y.A. Gagarin, Voronezh, Russia
[2] Voronezh State University, Voronezh, Russia

Abstract. The task of determining the coordinates and angular orientation of an onboard direction-finding antenna based on the results of azimuthal and elevation radio direction finding of radio reference points (reference sources of radio waves) is considered. Analytical relations describing the correlation between azimuth and elevation angle of a reference radio source measured by an onboard azimuth and elevation radio direction finder with parameters of spatial position and angular orientation of an onboard direction-finding antenna are determined. Also, expressions are obtained for identifying the coordinates and angles of relative bearing, pitch, and roll of the onboard direction-finding antenna.

Keywords: azimuth-elevation radio direction finding, spatial orientation, rectangular coordinate system, yaw, pitch, roll, rotation matrix.

1. Введение

Задача определения координат и угловой ориентации подвижных объектов в воздухе, на суше и в море в настоящее время решается с помощью спутниковых радионавигационных систем (GPS или ГЛОНАСС). В таких системах радиоориентиры (РО) расположены на спутниках с известными координатами, а прием этих сигналов ведется в нескольких точках, находящихся на подвижном объекте. При этом, для определения координат используется дальномерный подход (измеряются задержки

приходов сигналов), а для определения угловой ориентации – угломерный (измеряются углы наблюдения РО). Условием работы данных систем является синхронное излучение радиосигналов РО.

В работах [1] и [2] исследованы различные способы определения координат подвижного объекта угломерным методом, которые не накладывают требования синхронности излучения радиосигналов радиоориентирами. Однако, возможности одновременного и однозначного определения координат и угловой ориентации подвижного объекта путем азимутально-угломестного радиопеленгования с борта объекта без использования какой-либо вспомогательной информации от автономных навигационных датчиков и систем не изучены в современных работах по радионавигации. При этом в некоторых задачах возникает необходимость определения ограничений на количество РО, а также на взаимное расположение объекта и РО при условии сохранения однозначности определения координат и угловой ориентации.

Таким образом, цель работы заключается в исследовании возможности и условий однозначного определения координат и угловой ориентации подвижного объекта по результатам азимутально-угломестного радиопеленгования радиоориентиров.

2. Постановка задачи

Пусть N радиоориентиров размещены в i-х точках M_i пространства (где $i = 1, \cdots, N$) с известными координатами $M_i(x_i, y_i, z_i)$ в нормальной земной системе координат (НЗСК). Подвижный объект находится в точке M_0 с неизвестными координатами $M_0(x, y, z)$, а его угловая ориентация определяется тремя неизвестными углами Эйлера: углами курса ψ, крена μ и тангажа ϑ. В результате азимутально-угломестного радиопеленгования реперного источника M_i, определяются углы азимута (α_i) и угла места (ε_i) в связанной системе координат подвижного объекта. Необходимо определить минимальное количество радиоориентиров M_i, при котором представляется возможным однозначно найти координаты $M_0(x, y, z)$ и угловую ориентацию (углы ψ, μ и ϑ) подвижного объекта.

Так как положение и угловая ориентация бортовой пеленгаторной антенны (БПА) определяется шестью параметрами (тремя координатами x, y, z и тремя углами ψ, μ и ϑ), то для их определения необходимо иметь как минимум шесть измеряемых величин. Этими величинами являются пары азимутов α_i и углов места ε_i. Таким образом, для однозначного определения положения и пространственной ориентации подвижного объекта, число радиоориентиров должно быть не менее трех.

Детерминированный подход к определению координат и пространственной ориентации подвижного объекта можно представить в виде трехэтапной процедуры, заключающейся в следующем:

1. Нахождение совокупности расстояний от фазового центра (ФЦ) БПА до радиоориентиров;

2. Определение координат подвижного объекта;
3. Нахождение матрицы вращения и связанных с нею углов Эйлера, определяющих угловую ориентацию БПА.

Следует отметить, что задачи второго и третьего этапов являются стандартными для радионавигации подвижных объектов [3], поэтому для их решения не требуется разрабатывать специальных методов. Ключевым оказывается именно первый этап.

Система уравнений для нахождения расстояний от ФЦ БПА до радиоориентиров на первом этапе является нелинейной. При произвольном взаимном расположении БПА и радиоориентиров, решение упомянутой системы не однозначно, и может включать в себя от одного до четырех наборов расстояний, что ведет к неоднозначности определений координат и угловой ориентации. По мере увеличения числа источников, происходит переопределение системы, и, соответственно, она перестает быть совместной при наличии погрешностей измерений азимутов и углов места. Использование стандартного метода наименьших квадратов приводит к повышению степени уравнений в системе и, как следствие, к существенному усложнению процедуры определения искомых параметров. Поэтому, в данной работе рассматривается система, состоящая из трех наземных опорных источников радиоизлучения.

Структура возможных решений системы уравнений на первом этапе оказывается достаточно сложной и включает в себя большое количество вырожденных случаев. Построение эффективных алгоритмов не представляется возможным без понимания данных особенностей.

3. Общий подход к решению задачи при азимутально-угломестном радиопеленговании трех радиоориентиров

Пусть три РО расположены в точках $M_1\left(x_1, y_1, z_1\right)$, $M_2\left(x_2, y_2, z_2\right)$ и $M_3\left(x_3, y_3, z_3\right)$ с заданными координатами и находятся не на одной прямой, а ФЦ БПА, размещенной на подвижном объекте, находится в точке $M_0\left(x, y, z\right)$. В таком случае, эти четыре точки образуют в пространстве треугольную пирамиду, схематическое представление которой приведено на рисунке 1. Обозначим через ℓ_i длину бокового ребра M_0M_i, через d_{ij} – длину ребра основания M_iM_j, а через α_{ij} – плоский угол $\angle M_iM_0M_j$ при вершине пирамиды. Пространственное положение подвижного объекта и радиоориентиров также будем определять с помощью радиус-векторов $\mathbf{r}_0 = \left(x, y, z\right)$ и $\mathbf{r}_i = \left(x_i, y_i, z_i\right)$ соответственно.

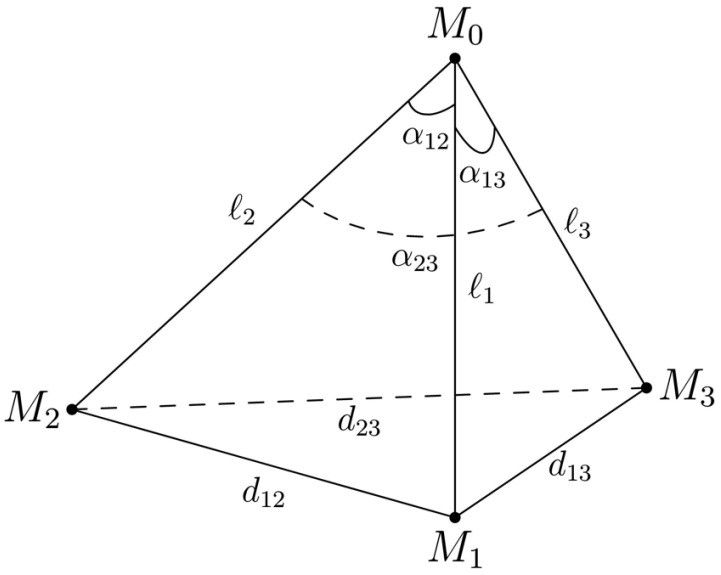


Рис. 1. Схема размещения в пространстве трех радиоориентиров и фазового центра БПА

Допустим, что в результате азимутально-угломестного радиопеленгования радиоориентиров с использованием БПА определены три пары азимутов α_i и углов места ε_i. Тогда в связанной системе координат БПА можно определить три единичных вектора $\mathbf{s}_{\text{св}i}$ направлений на каждый из радиоориентиров следующим образом:

$$\mathbf{s}_{\text{св}i} = \left(\cos\alpha_i \cos\varepsilon_i, \sin\alpha_i \cos\varepsilon_i, \sin\varepsilon_i\right). \tag{1}$$

Косинусы плоских углов α_{ij} выражаются из (1):

$$\cos\alpha_{ij} = \left(\mathbf{s}_{\text{св}i}, \mathbf{s}_{\text{св}j}\right) = \cos\varepsilon_i \cos\varepsilon_j \cos\left(\alpha_i - \alpha_j\right) + \sin\varepsilon_i \sin\varepsilon_j \tag{2}$$

С учетом вышеупомянутых значений, система уравнений для нахождения неизвестных значений длин ℓ_1, ℓ_2 и ℓ_3 имеет следующий вид:

$$\begin{cases} \ell_1^2 + \ell_2^2 - 2\ell_1\ell_2 \cos\alpha_{12} = d_{12}^2 \\ \ell_1^2 + \ell_2^2 - 2\ell_1\ell_2 \cos\alpha_{12} = d_{12}^2 \\ \ell_1^2 + \ell_2^2 - 2\ell_1\ell_2 \cos\alpha_{12} = d_{12}^2 \end{cases} \tag{3}$$

Как показали вычислительные эксперименты, система уравнений (3) относительно искомых значений ℓ_1, ℓ_2 и ℓ_3 может иметь от одного до четырех решений в каждой из областей пространства, находящихся симметрично относительно плоскости расположения трех радиоориентиров. Структура этих решений и правила отбора истинного решения будут описаны далее. Предположим, что величины ℓ_1, ℓ_2 и ℓ_3 найдены. В таком случае, для неизвестных x, y, z точки $M_0\left(x, y, z\right)$ расположения ФЦ БПА получим следующую систему из трех уравнений:

$$\begin{cases}(x_1-x)^2+(y_1-y)^2+(z_1-z)^2=\ell_1^2\\(x_2-x)^2+(y_2-y)^2+(z_2-z)^2=\ell_2^2\\(x_3-x)^2+(y_3-y)^2+(z_3-z)^2=\ell_3^2\end{cases} \quad (4)$$

Для решения системы уравнений (4), вычтем из второго и третьего уравнений первое и перенесем члены, связанные с z, в правые части уравнений, в результате чего получим линейную относительно x и y систему уравнений:

$$\begin{cases}2x(x_1-x_2)+2y(y_1-y_2)=\ell_2^2-\ell_1^2+x_1^2-x_2^2+y_1^2-y_2^2+z_1^2-z_2^2-2z(z_1-z_2)\\2x(x_1-x_3)+2y(y_1-y_3)=\ell_3^2-\ell_1^2+x_1^2-x_3^2+y_1^2-y_3^2+z_1^2-z_3^2-2z(z_1-z_3)\end{cases} \quad (5)$$

Выразив, используя правило Крамера, x и y через z из системы (5) и подставив полученные выражения в первое уравнение системы (4), получим квадратное уравнение относительно z. Следует заметить, что определитель системы (5) не равен нулю, так как точки M_1, M_2 и M_3 не лежат на одной прямой.

После нахождения координат точки M_0, следует определить три единичных вектора $\mathbf{s}_{нi}$ направлений на i-е радиоориентиры в соответствии с соотношением

$$\mathbf{s}_{ii}=\frac{\mathbf{r}_0-\mathbf{r}_1}{|\mathbf{r}_0-\mathbf{r}_1|}.$$

Определим квадратную матрицу $\mathbf{S}_н$ из векторов $\mathbf{s}_{н1}$, $\mathbf{s}_{н2}$ и $\mathbf{s}_{н3}$ в соответствии с

$$\mathbf{S}_н=\left(\mathbf{s}_{н1}^т,\mathbf{s}_{н2}^т,\mathbf{s}_{н3}^т\right).$$

Также определим квадратную матрицу $\mathbf{S}_{св}$ из векторов (1):

$$\mathbf{S}_{св}=\left(\mathbf{s}_{св1}^т,\mathbf{s}_{св2}^т,\mathbf{s}_{св3}^т\right).$$

В таком случае, квадратные матрицы $\mathbf{S}_н$ и $\mathbf{S}_{св}$ связаны соотношением

$$\mathbf{S}_н=\mathbf{!}_{св}^н\times\mathbf{''}_{св}, \quad (6)$$

где $\xi_{св}^н$ – квадратная матрица вращения при переходе от связной системы координат к нормальной земной системе координат. Таким образом, из (6) получим явное выражение для матрицы $\xi_{св}^н$:

$$\xi_{св}^н=\mathbf{S}_н\times\mathbf{S}_{св}^{-1},$$

где $\mathbf{S}_{св}^{-1}$ – обратная к $\mathbf{S}_{св}$ матрица. Углы курса ψ, крена μ и тангажа ϑ находятся из матрицы $\xi_{св}^н$ стандартным образом.

4. Математические особенности определения пространственного положения БПА

Несмотря на внешнюю простоту системы уравнений (3), она имеет ряд особенностей, связанных с описанием всех ее решений относительно известных значений параметров ℓ_1, ℓ_2 и ℓ_3 для разных случаев расположения в пространстве БПА и радиоориентиров. С прикладной точки зрения, более практичным выглядит подход,

при котором разрабатывается приближенный метод решения указанной системы уравнений, учитывающего структуру возможных решений. Без учета этой структуры, разработка методов, позволяющих контролировать погрешность входных данных и промежуточных вычислений, представляется затруднительной. Подробный разбор особенностей структуры решений производится в работе [4], поэтому предлагается остановиться на ключевых моментах.

Для начала следует определить области пространства, в которых совокупность расстояний ℓ_1, ℓ_2 и ℓ_3 является однозначной для исходных данных. После анализа, представленного в [4], можно утверждать, что если каждый угол α_{ij} боковой грани $M_0M_iM_j$ больше соответствующего ему угла основания $\angle M_iM_kM_j$, $k \neq i, j$, то решение единственно, а проекция БПА на плоскость основания находится внутри треугольника $M_1M_2M_3$. В случае, когда угол α_{ij} оказывается равным соответствующему ему углу основания $\angle M_iM_kM_j$, возникает решение с нулевым ребром (длина ребра равна нулю). Затем, при уменьшении плоского угла α_{ij} (например, при вертикальном подъеме подвижного объекта), оно переходит в решение с положительными боковыми ребрами (т.н. «паразитное» решение).

Как уже было сказано, для решения системы уравнений (3), с практической точки зрения наиболее целесообразным представляется использование метода Ньютона для систем нелинейных уравнений. Этот метод был выбран по той причине, что он дает наиболее точные результаты при «хорошем» начальном приближении для искомого решения. В нашем случае это так, поскольку постоянно совершается мониторинг подвижного объекта – известно, из какой точки он стартует, а предыдущее положение и ориентация запоминается.

Обратная матрица, возникающая при реализации метода Ньютона, выписывается явно, без использования специальных алгоритмов. Как показали вычислительные эксперименты, для достижения достаточной точности определения ℓ_1, ℓ_2 и ℓ_3 достаточно сделать 6-7 итераций метода, что обеспечивает выполнение расчетов в реальном времени. Хотя решение системы (3) не единственно, известны закономерности возникновения и дальнейшей динамики паразитных решений. Исходя из этого, можно заранее рассчитать рекомендуемые области перемещения подвижного объекта, чтобы метод Ньютона сходился именно к истинному решению.

Для упрощения решения системы уравнений (4) оказывается удобным решать ее в системе координат основания треугольной пирамиды $M_0M_1M_2M_3$. Центр этой системы координат находится на пересечении медиан треугольника $M_1M_2M_3$, ось аппликат перпендикулярна плоскости основания и образует острый угол с глобальной осью аппликат, а оси абсцисс и ординат расположены в плоскости основания и дополняют систему до ортогональной. С учетом этого, система уравнений (4) приобретает вид

$$\begin{cases} \left(x_1' - x'\right)^2 + \left(y_1' - y'\right)^2 = \ell_1^2 \\ \left(x_2' - x'\right)^2 + \left(y_2' - y'\right)^2 = \ell_2^2 \\ \left(x_3' - x'\right)^2 + \left(y_3' - y'\right)^2 = \ell_3^2 \end{cases}, \tag{7}$$

где $M_i' = \left(x_i', y_i', 0\right)$ – координаты радиоориентиров в упомянутой выше системе координат основания. Система уравнений (5), в свою очередь, преобразуется в линейную систему уравнений:

$$\begin{cases} 2x'\left(x_1' - x_2'\right) + 2y'\left(y_1' - y_2'\right) = \ell_2^2 - \ell_1^2 + \left(x_1'\right)^2 - \left(x_2'\right)^2 + \left(y_1'\right)^2 - \left(y_2'\right)^2 \\ 2x'\left(x_1' - x_3'\right) + 2y'\left(y_1' - y_3'\right) = \ell_3^2 - \ell_1^2 + \left(x_1'\right)^2 - \left(x_3'\right)^2 + \left(y_1'\right)^2 - \left(y_3'\right)^2 \end{cases}. \tag{8}$$

Решив систему (8) относительно x' и y', можно подставить полученные выражения в первое уравнение системы (7) и найти z':

$$\left(z'\right)^2 = \ell_1^2 - \left(x' - x_1'\right)^2 - \left(y' - y_1'\right)^2.$$

5. Заключение

Принципиальная возможность реализации описанных алгоритмов заключается в возможности проведения азимутально-угломестного радиопеленгования нескольких источников практически одновременно с точностью до десятых долей градуса. Представленная модель позволяет без дополнительных приборов и требований, накладываемых на наземные источники (таких как синхронность излучения), однозначно определять координаты и угловую ориентацию подвижного объекта. Хотя при определении координат присутствуют неоднозначности, они разрешаются с использованием представленного алгоритма.

В целом, можно сделать следующее заключение – решение задачи определения расстояний от подвижного объекта до радиоориентиров имеет сложную структуру. Аналитические методы решения, в принципе, возможны, но приводят к уравнениям высоких степеней с возможным вырождением порядка уравнения. Это означает неустойчивость прямых методов решения. По-видимому, возможно применение методов регуляризации, но это требует математического обоснования.

В работе предлагается устойчивый численный метод решения, позволяющий в случае регулярного мониторинга подвижного объекта отсекать лишние решения. Предлагаемая методика позволяет для заданной конфигурации радиоориентиров определять области устойчивости, т.е. рекомендуемые зоны передвижения подвижных объектов. Можно численно решать и обратную задачу: по заданным траекториям определять оптимальную конфигурацию радиоориентиров.

Литература

1. Яценков В. С. Основы спутниковой навигации. Система GPS NFVSTAR и ГЛОНАСС. М.: Горячая линия – Телеком, 2005. - .272 с.
2. Тяпкин В. Н., Гарин Е. Н. Методы определения навигационных параметров подвижных средств с использованием спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС: монография. Красноярск: Сибирский федеральный университет, 2012. – 260 с.

3. Ярлыков М. С. Статистическая теория радионавигации. М.: Радио и связь, 1985. – 344 с.
4. Виноградов А. Д., Минин Л. А., Морозов Е. Ю., Ушаков С. Н. Детерминированный подход к решению задачи определения координат и угловой ориентации бортовой пеленгаторной антенны по результатам радиопеленгования радиоориентиров. // Информационно-измерительные и управляющие системы, 2019, №2

REFERENCES

1. Yatsenkov V. S. Foundation of the satellite navigation. GPS NFVSTAR and GLONASS systems. M.: Goryachaya Linia– Telecom, 2005. - .272 p.
2. Tyapkin V. N., Garin E. N. Methods for determining the navigation parameters of mobiles using the satellite radionavigation system GLONASS: monograph. Krasnoyarsk: Siberian federal university, 2012. – 260 p.
3. Yarlikov M. S. Statistical theory of radionavigation. M.: Radio i Svyaz, 1985. – 344 p.
4. Vinogradov A. D., Minin L. A., Morozov E. Yu., Ushakov S. N. Deterministic approach to solving the problem of determining the coordinates and the angular orientation of the on-board direction-finding antenna based on the results of radio direction-finding. // Information-measuring and Control Systems, 2019, No. 2

СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ И ОЦЕНИВАНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ЦЕЛЕЙ В ОБЗОРНЫХ РЛС С МНОГОКАНАЛЬНЫМИ ПРИЕМНЫМИ СИСТЕМАМИ

Ву Тхань Ха, С. В. Козлов

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Минск, Беларусь

Аннотация. Получены аналитические выражения для отношения сигнал/помеха+шум (ОСПШ) и среднеквадратического отклонения (СКО) ошибок определения угловых координат цели для обзорной двухкоординатной радиолокационной станции (РЛС) с подсистемой пространственной компенсации помех (ПКП) при реализации квазиоптимальных алгоритмов обработки. Показана сходимость аналитических оценок и результатов имитационного моделирования алгоритмов. Приведены результаты исследования точности определения угловых координат для типовых пространственно-энергетических ситуаций.

Ключевые слова: пространственная компенсация помех, обзорная радиолокационная станция, оценивание угловых координат, статистические характеристики, функция правдоподобия.

STATISTICAL CHARACTERISTICS OF THE DETECTION AND ESTIMATION OF ANGULAR COORDINATES TARGETS IN REVIEW RADARS WITH MULTICHANNEL RECEPTION SYSTEMS

Vu Thanh Ha, S. V. Kozlov

Belarusian state university of informatics and radioelectronics, Minsk, Belarus

Abstract. Analytical expressions for the signal-to-noise ratio and the standard deviation of errors in determining the angular coordinates of the target for the survey two-coordinate radar with a subsystem of spatial noise compensation in the implementation of quasi-optimal processing algorithms are obtained. The convergence of analytical estimates and simulation results of algorithms is shown. The results of the study of the accuracy of angular coordinates for typical space-energy situations are presented

Keywords: Spatial interference compensation, overview radar, estimation of the angular coordinates, the statistical characteristics of the likelihood function.

1. Введение

В [1] обоснованы вариант оптимального и модификации квазиоптимальных алгоритмов оценивания пеленга цели в обзорной двухкоординатной радиолокационной станции (РЛС) с подсистемой пространственной компенсации помех (ПКП). Алгоритмы основаны на операциях внутрипериодной компенсации помех с "обелением" их результатов во временной области путем деления на оценку среднеквадратического значения напряжения суммы взвешенных внутренних шумов и нескомпенсированных остатков внешних помех, вычисления ожидаемого сигнала для всех возможных положений цели в пределах области неопределенности, построение и максимизацию функции правдоподобия в виде взаимной корреляционной функции обеленной реализации и опорного сигнала. Влияние параметров полезных сигналов, источников

помех и характеристик подсистемы ПКП на ОСПШ, математическое ожидание и СКО ошибки пеленгации полезного сигнала для указанных алгоритмов не исследовались.

Таким образом, целью настоящей статьи является исследование характеристик обнаружения и оценивания угловых координат в обзорной РЛС с ПКП.

2. Методика исследования статистических характеристик

В качестве характеристик обнаружения принимались отношение сигнал/помеха+шум (ОСПШ) и вероятность правильного обнаружения P_D при фиксированной ложной тревоге P_F. Качество оценивания угловых координат характеризовалось математическим ожиданием $m_\alpha = \overline{\hat{\alpha} - \alpha_c}$ и среднеквадратическим отклонением $\sigma_\alpha = \sqrt{\overline{(\hat{\alpha} - \alpha_c)^2}}$ ошибки $\hat{\alpha} - \alpha_c$ оценки $\hat{\alpha}$ азимута цели, где α_c - истинное значение азимута цели.

Исследование эффективности предлагаемых алгоритмов проводилось с использованием сочетания аналитических расчетов и имитационного моделирования. Аналитически вычислялась СКО ошибки пеленгации для случаев точно известных диаграмм направленности (ДН) основного и компенсационного каналов при нефлуктуирующем сигнале. Для этого использовался классический подход на основе вычисление второй производной функции правдоподобия в точке максимума. Указанные оценки точности являются потенциально достижимыми при точной реализации алгоритма оценивания. В случаях наличия факторов, приводящих к деградации алгоритма, в частности, неточного знания ДН основного и компенсационного каналов, использовалось стохастическое имитационное моделирование.

Вычислим отношение сигнал/помеха+шум и получим выражение для второй производной от логарифма функции правдоподобия [1] при обработке когерентной пачки нефлуктуирующих сигналов

$$\Psi_{1.1}(\alpha) = |\dot{L}_{1.1}(\alpha)|^2 = \frac{\left|\sum\limits_{i=1}^{I} \dot{Z}_i Z^*_{\text{оп}_i}(\alpha)\right|^2}{\sum\limits_{i=1}^{I} |\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)|^2}, \qquad (1)$$

где $\dot{Z}_i = \dfrac{\boldsymbol{\omega}_i^+ \mathbf{y}_i}{\sqrt{\hat{P}_{\text{ш+п}_i}}}$ - отсчеты принимаемой реализации после операций пространственного и временного обеления; $\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha) = \dfrac{\dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha)\boldsymbol{\omega}_i^+ \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha)}{\sqrt{\hat{P}_{\text{ш+п}_i}}}$ - отсчет опорного сигнала; $P_{\text{оп}}(\alpha) = \sum\limits_{i=1}^{I} |Z^*_{\text{оп}_i}(\alpha)|^2 = \sum\limits_{i=1}^{I} \dfrac{|\dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha)|^2 |\boldsymbol{\omega}_i^+ \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha)|^2}{\hat{P}_{\text{ш+п}_i}}$ - величина, имеющая смысл мощности (суммы квадратов отсчетов) опорного сигнала при нахождении цели в

направлении α. Здесь и далее все нерасшифрованные обозначения в математических выражениях соответствуют приведенным в [1].

Перепишем (1) в виде

$$\dot{L}_{1.1}(\alpha) = \frac{1}{\sqrt{P_{\text{оп}}(\alpha)}} \sum_{i=1}^{I} \boldsymbol{\eta}^{+}(\alpha_{\text{a}i} - \alpha)\mathbf{y}_i , \qquad (2)$$

где $\boldsymbol{\eta}(\alpha_{\text{a}i} - \alpha) = \dfrac{\boldsymbol{\omega}_i \boldsymbol{\omega}_i^{+} \dot{F}_0(\alpha_{\text{a}i} - \alpha)\mathbf{s}(\alpha_{\text{a}i} - \alpha)}{\widehat{P}_{\text{ш+п}_i}}$ - векторы весовых коэффициентов при обработке отсчетов входных напряжений многоканальной приемной системы в i-й момент времени.

Величина $\dot{L}_{1.1}(\alpha)$ представляет собой результат линейного преобразования комплексных гауссовых случайных величин и имеет нулевое математическое ожидание

$$M\{\dot{L}_{1.1}(\alpha)\} = \frac{1}{\sqrt{P_{\text{оп}}(\alpha)}} \sum_{i=1}^{I} \overline{\boldsymbol{\eta}^{+}(\alpha_{\text{a}i} - \alpha)\mathbf{y}_i} = 0 \qquad (3)$$

и дисперсию

$$M\{\Psi_{1.1}(\alpha)\} = M\{|\dot{L}_{1.1}(\alpha)|^2\} = \frac{1}{P_{\text{оп}}(\alpha)} \sum_{i=1}^{I} \sum_{j=1}^{I} \boldsymbol{\eta}^{+}(\alpha_{\text{a}i} - \alpha)\overline{\mathbf{y}_i \mathbf{y}_j^{+}}\boldsymbol{\eta}(\alpha_{\text{a}j} - \alpha) , \qquad (4)$$

где

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{y}_{\text{с}i} + \mathbf{y}_{\text{п}i} + \mathbf{y}_{\text{ш}i};\ \overline{(\mathbf{y}_{\text{с}i} + \mathbf{y}_{\text{п}i} + \mathbf{y}_{\text{ш}i})(\mathbf{y}_{\text{с}j}^{+} + \mathbf{y}_{\text{п}j}^{+} + \mathbf{y}_{\text{ш}j}^{+})} = \overline{\mathbf{y}_{\text{с}i}\mathbf{y}_{\text{с}j}^{+}} + \delta_{ij}(\boldsymbol{\Phi}_{\text{п}i} + \boldsymbol{\Phi}_{\text{ш}i});$$

$\mathbf{y}_{\text{с}i}, \mathbf{y}_{\text{п}i}, \mathbf{y}_{\text{ш}i}$ - вектор-столбцы отсчетов полезного сигнала, внешних помех и внутреннего шума приемных устройств в i-й момент времени.

При этом для сигнальной (детерминированной) составляющей имеем:

$$\overline{\mathbf{y}_{\text{с}i}\mathbf{y}_{\text{с}j}^{+}} = |\dot{A}|^2\ \dot{F}_0(\alpha_{\text{a}i} - \alpha)F_0^{*}(\alpha_{\text{a}j} - \alpha)\mathbf{s}(\alpha_{\text{a}i} - \alpha_{\text{с}})\mathbf{s}^{+}(\alpha_{\text{a}j} - \alpha_{\text{с}}) , \qquad (5)$$

где $|\dot{A}|^2$ - квадрат амплитуды отраженного сигнала на выходе изотропной приемной антенны при облучении цели максимумом главного лепестка передающей антенны.

Окончательно для дисперсии получим:

$$M\{\Psi_{1.1}(\alpha)\} = \underbrace{\frac{|\dot{A}|^2}{P_{\text{оп}}(\alpha)} \sum_{i=0}^{I} \sum_{j=0}^{I} \dot{F}_0(\alpha_{\text{a}i} - \alpha_{\text{с}})F_0^{*}(\alpha_{\text{a}j} - \alpha_{\text{с}})\boldsymbol{\eta}^{+}(\alpha_{\text{a}i} - \alpha_{\text{с}})\mathbf{s}(\alpha_{\text{a}i} - \alpha_{\text{с}})\mathbf{s}^{+}(\alpha_{\text{a}j} - \alpha_{\text{с}})\boldsymbol{\eta}(\alpha_{\text{a}j} - \alpha_{\text{с}}) +}_{\text{сигнальная составляющая}}$$

$$+ \underbrace{\frac{1}{P_{\text{оп}}(\alpha)} \sum_{i=0}^{I} \boldsymbol{\eta}^{+}(\alpha_{\text{a}i} - \alpha)(\boldsymbol{\Phi}_{\text{п}i} + \boldsymbol{\Phi}_{\text{ш}i})\boldsymbol{\eta}(\alpha_{\text{a}i} - \alpha)}_{\text{помеховая составляющая}} \qquad (6)$$

Отношение сигнал/помеха+шум:

$$q^2 = \frac{|\dot{A}|^2 \sum_{i=0}^{I} \sum_{j=0}^{I} \dot{F}_0(\alpha_{\text{a}i} - \alpha_{\text{с}})F_0^{*}(\alpha_{\text{a}j} - \alpha_{\text{с}})\boldsymbol{\eta}^{+}(\alpha_{\text{a}i} - \alpha_{\text{с}})\mathbf{s}(\alpha_{\text{a}i} - \alpha_{\text{с}})\mathbf{s}^{+}(\alpha_{\text{a}j} - \alpha_{\text{с}})\boldsymbol{\eta}(\alpha_{\text{a}j} - \alpha_{\text{с}})}{\sum_{i=0}^{I} \boldsymbol{\eta}^{+}(\alpha_{\text{a}i} - \alpha)(\boldsymbol{\Phi}_{\text{п}i} + \boldsymbol{\Phi}_{\text{ш}i})\boldsymbol{\eta}(\alpha_{\text{a}i} - \alpha)} . \qquad (7)$$

Отметим, что при безошибочной реализации алгоритма (точном знании ДН антенн основного и компенсационного каналов), мощность помеховой составляющей равна

$\sum_{i=0}^{I} \boldsymbol{\eta}^{+}(\alpha_{ai}-\alpha)(\boldsymbol{\Phi}_{пi}+\boldsymbol{\Phi}_{шi})\boldsymbol{\eta}(\alpha_{ai}-\alpha)=1$, что в точности соответствует смыслу операции «обеления» принимаемой реализации [1,2].

При релеевских флуктуациях амплитуды отраженного сигнала условная вероятность P_D правильного обнаружения при заданной вероятности ложной тревоги P_F подчиняется известному соотношению

$$P_D = P_F^{\frac{1}{1+q^2}}. \tag{8}$$

Нижняя граница Рао-Крамера для дисперсии ошибки пеленгации [2]:

$$\sigma_\alpha^2 = -\frac{1}{q^2 K''(\alpha_c)}, \tag{9}$$

где $K''(\alpha_c)=\left.\frac{\partial^2}{\partial\alpha^2}\Psi_{нс}(\alpha)\right|_{\alpha=\alpha_c}$ - вторая производная от нормированной сигнальной составляющей функции правдоподобия (автокорреляционной функции полезного сигнала на выходе системы обработки)

$$\Psi_{1.1}^{нс}(\alpha)=\frac{\Psi_{1.1c}(\alpha)}{\Psi_{1.1c}(\alpha_c)}, \tag{10}$$

где

$$\Psi_{1.1c}(\alpha)=\frac{1}{P_{оп}(\alpha)}\times \\ \times\sum_{i=1}^{I}\sum_{j=1}^{I}\boldsymbol{\eta}^{+}(\alpha_{ai}-\alpha)\dot{F}_0(\alpha_{ai}-\alpha_c)\mathbf{s}(\alpha_{ai}-\alpha)\mathbf{s}^{+}(\alpha_{aj}-\alpha_c)F_0^{*}(\alpha_{aj}-\alpha_c)\boldsymbol{\eta}^{+}(\alpha_{aj}-\alpha) \tag{11}$$

- сигнальная составляющая (для единичного нефлуктуирующего сигнала) функции правдоподобия.

Значение второй производной $K''(\alpha_c)$ может быть вычислено аналитически, однако получающиеся при этом выражения оказываются достаточно громоздкими. Более рациональным является вычисление второй производной нормированной функции правдоподобия путем численного дифференцирования, например, через вторые разности

$$K''(\alpha_c)\approx\frac{\Psi_{1.1}^{нс}(\alpha_c+\delta\alpha)-2\Psi_{1.1}^{нс}(\alpha_c)+\Psi_{1.1}^{нс}(\alpha-\delta\alpha)}{\delta\alpha}=\frac{\Psi_{1.1}^{нс}(\alpha_c+\delta\alpha)+\Psi_{1.1}^{нс}(\alpha-\delta\alpha)-2}{\delta\alpha}$$

где $\delta\alpha\approx(0,01...0,02)\Delta\alpha$.

Таким образом, для случая когерентного нефлуктуирующего сигнала показатели качества обнаружения и пеленгования могут быть получены в аналитическом виде. Это определяется относительно простым видом функции правдоподобия (1), не содержащей неизвестных параметров полезного сигнала.

Для когерентного флуктуирующего и некогерентного быстро флуктуирующего сигналов логарифм функции правдоподобия имеет вид [1]

$$\Psi_{1.2}^{1(2)}(\alpha) = \mathbf{z}^{+}(\mathbf{E} - (\mathbf{E} + \hat{\sigma}_{\text{с}}^2(\alpha)\mathbf{R}(\alpha)^{-1})\mathbf{z} - \ln|\mathbf{E} + \hat{\sigma}_{\text{с}}^2(\alpha)\mathbf{R}(\alpha)|, \qquad (12)$$

где $\hat{\sigma}_{\text{с}}^2(\alpha) = \dfrac{\sum\limits_{i=1}^{I-1} Z_i Z_{i+1}^*}{\sum\limits_{i=1}^{I-1} |\dot{r}| \dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha) Z_{\text{оп}_{i+1}}^*(\alpha)}$ - оценка мощности когерентного флуктуирующего сигнала с модулем коэффициента междупериодной корреляции $|\dot{r}|$, и

$$\Psi_{2.3}^{1(2)}(\mathbf{z}/\alpha) = \sum_{i=1}^{I} \ln \frac{1}{1 + \hat{\sigma}_{\text{с}}^2(\alpha)|\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)|^2} + \sum_{i=1}^{I} \frac{\hat{\sigma}_{\text{с}}^2(\alpha)|\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)|^2}{1 + \hat{\sigma}_{\text{с}}^2(\alpha)|\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)|^2} |\dot{Z}_i|^2, \qquad (13)$$

где $\hat{\sigma}_{\text{с}}^2(\alpha) = \dfrac{\sum\limits_{i=0}^{I} |\dot{Z}_i|^2 - I}{\sum\limits_{i=1}^{I} |\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha)|^2}$ - оценка мощности быстро флуктуирующего сигнала.

Дисперсия ошибки пеленгации [10]

$$\sigma_{\alpha}^2 = -\frac{1}{M\left\{\dfrac{\partial^2 \Psi_{1.2(2.3)}(\alpha)}{\partial \alpha^2}\right\}\Big|_{\alpha=\alpha_{\text{с}}}}, \qquad (14)$$

где $M\{\bullet\}$ - оператор вычисления математического ожидания.

Выражения, получающиеся после двукратного дифференцирования из (12), (13) по угловой координате α будут содержать первую $\partial\hat{\sigma}_{\text{с}}^2(\alpha)/\partial\alpha$ и вторую $\partial^2\hat{\sigma}_{\text{с}}^2(\alpha)/\partial\alpha^2$ производные от оценки средней мощности отраженного сигнала. В этих условиях получение математического ожидания логарифма отношения правдоподобия (12), (13) представляет практически непреодолимые математические трудности.

Поэтому для случаев когерентной пачки дружно флуктуирующих сигналов и пачки быстро флуктуирующих сигналов необходимо использовать имитационное моделирование. В то же время возможен более простой и быстрый способ получения оценок дисперсии пеленгации, фактически, сводящийся к численному вычислению второй производной от среднего значения функции правдоподобия.

Аппроксимируем функцию правдоподобия в окрестности максимума параболой вида

$$\Psi(\alpha) = a\alpha^2 + b\alpha + c. \qquad (15)$$

где вектор $(a,b,c)^{\text{T}}$ коэффициентов является решением системы уравнений

$$\begin{cases} a(\alpha_{\text{с}} - \delta\alpha)^2 + b(\alpha - \delta\alpha) + c = \overline{\Psi(\alpha_{\text{с}} - \delta\alpha)} = \Psi_{-}; \\ a\alpha_{\text{с}}^2 + b\alpha_{\text{с}} + c = \overline{\Psi(\alpha_{\text{с}})} = \Psi_0; \\ a(\alpha + \delta\alpha)^2 + b(\alpha + \delta\alpha) + c = \overline{\Psi(\alpha_{\text{с}} + \delta\alpha)} = \Psi_{+}, \end{cases} \qquad (16)$$

а $\overline{\Psi(\alpha_{\text{с}} - \delta\alpha)} = \Psi_{-}$, $\overline{\Psi(\alpha_{\text{с}})} = \Psi_0$, $\overline{\Psi(\alpha_{\text{с}} + \delta\alpha)} = \Psi_{+}$ - средние значения функции правдоподобия в точках $\alpha = \alpha_{\text{с}} - \delta\alpha$; $\alpha = \alpha_{\text{с}}$; $\alpha = \alpha_{\text{с}} + \delta\alpha$, соответственно.

Из (14), (16) имеем

$$a = \frac{\Psi_+ - 2\Psi_0 + \Psi_-}{2\delta\alpha^2}. \qquad (17)$$

Так как $\partial^2\Psi(\alpha)/\partial\alpha^2 = 2a$, то дисперсия ошибки пеленгации

$$\sigma_\alpha^2 = \frac{\delta\alpha^2}{-\Psi_+ + 2\Psi_0 - \Psi_-}. \qquad (18)$$

Средние значения функции правдоподобия (12) в заданных точках составят

$$\begin{aligned}
\Psi_- &= \sigma_c^2 \sum_{i=1}^{I}\sum_{j=1}^{I} H_{i,j}^{(-)} \dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha_c - \delta\alpha) Z_{\text{оп}_j}^*(\alpha_c - \delta\alpha) + \sum_{i=1}^{I}\sum_{j=1}^{I} H_{i,j}^{(-)} - \\
&\quad - \ln|\mathbf{E} + \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c - \delta\alpha)\mathbf{R}(\alpha_c - \delta\alpha)|; \\
\Psi_0 &= \sigma_c^2 \sum_{i=1}^{I}\sum_{j=1}^{I} H_{i,j}^{(0)} \dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha_c) Z_{\text{оп}_j}^*(\alpha_c) + \sum_{i=1}^{I}\sum_{j=1}^{I} H_{i,j}^{(0)} - 1\ln|\mathbf{E} + \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c)\mathbf{R}(\alpha_c)|; \qquad (19) \\
\Psi_+ &= \sigma_c^2 \sum_{i=1}^{I}\sum_{j=1}^{I} H_{i,j}^{(+)} \dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha_c + \delta\alpha) Z_{\text{оп}_j}^*(\alpha_c + \delta\alpha) + \sum_{i=1}^{I}\sum_{j=1}^{I} H_{i,j}^{(+)} - \\
&\quad - \ln|\mathbf{E} + \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c + \delta\alpha)\mathbf{R}(\alpha_c + \delta\alpha)|,
\end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned}
&\mathbf{H}^{(\pm)} = \mathbf{E} - (\mathbf{E} + \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c \pm \delta\alpha)\mathbf{R}(\alpha_c \pm \delta\alpha))^{-1}; \\
&\overline{\sigma_c^2}(\alpha_c \pm \delta\alpha) = \frac{\sigma_c^2 \sum_{i=1}^{I-1} r\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha_c) Z_{\text{оп}_{i+1}}^*(\alpha_c)}{\sum_{i=1}^{I} r\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha_c \pm \delta\alpha) Z_{\text{оп}_{i+1}}^*(\alpha_c \pm \delta\alpha)}; \qquad (20) \\
&\mathbf{H}^{(0)} = \mathbf{E} - (\mathbf{E} + \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c)\mathbf{R}(\alpha_c))^{-1}; \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c) = \frac{\sigma_c^2 \sum_{i=1}^{I-1} r\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha_c) Z_{\text{оп}_{i+1}}^*(\alpha_c)}{\sum_{i=1}^{I} r\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha_c) Z_{\text{оп}_{i+1}}^*(\alpha_c)} = \sigma_c^2,
\end{aligned}$$

- матрицы обработки ($\mathbf{H}$) сигнала и математические ожидания ($\overline{\sigma_c^2}$) оценки мощности когерентного дружно флуктуирующего отраженного сигнала при условии оценки направления на него $\alpha_c - \delta\alpha$, $\widehat{\alpha} = \alpha_c$ и $\alpha_c + \delta\alpha$, соответственно.

Аналогично для функций правдоподобия при обработке некогерентной быстро флуктуирующей пачки получим

$$\begin{aligned}
\Psi_\pm &= \sum_{i=1}^{I}\left(\ln\frac{1}{1 + \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c \pm \delta\alpha)|\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha_c \pm \delta\alpha)|^2}\right) + \\
&\quad + \sum_{i=1}^{I}\frac{\overline{\sigma_c^2}(\alpha_c \pm \delta\alpha)|\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha_c \pm \delta\alpha)|^2}{1 + \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c \pm \delta\alpha)|\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha_c \pm \delta\alpha)|^2}(\sigma_c^2 |\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha_c)|^2 + 1); \qquad (21) \\
\Psi_0 &= \sum_{i=1}^{I}\left(\ln\frac{1}{1 + \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c)|\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha_c)|^2} + \frac{\overline{\sigma_c^2}(\alpha_c)|\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha_c)|^2}{1 + \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c)|\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha_c)|^2}(\sigma_c^2 |\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha_c)|^2 + 1)\right);
\end{aligned}$$

где

$$\overline{\sigma_{\text{с}}^2}(\alpha_{\text{с}} \pm \delta\alpha) = \sigma_{\text{с}}^2 \frac{\sum\limits_{i=1}^{I} |\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha_{\text{с}})|^2}{\sum\limits_{i=1}^{I} |\dot{Z}_{\text{оп}_i}(\alpha_{\text{с}} \pm \delta\alpha)|^2}; \quad \overline{\sigma_{\text{с}}^2}(\alpha_{\text{с}}) = \sigma_{\text{с}}^2 \qquad (22)$$

- математические ожидания оценки мощности когерентного дружно флуктуирующего отраженного сигнала при условии оценки направления на него $\alpha_{\text{с}} - \delta\alpha$, $\widehat{\alpha} = \alpha_{\text{с}}$ и $\alpha_{\text{с}} + \delta\alpha$, соответственно.

Таким образом, соотношения (9-21) определяют для наиболее распространенных случаев взаимосвязь статистических характеристик оценивания угловых координат цели с параметрами пространственно-энергетической ситуации и характеристиками обзорной РЛС с многоканальной приемной системой.

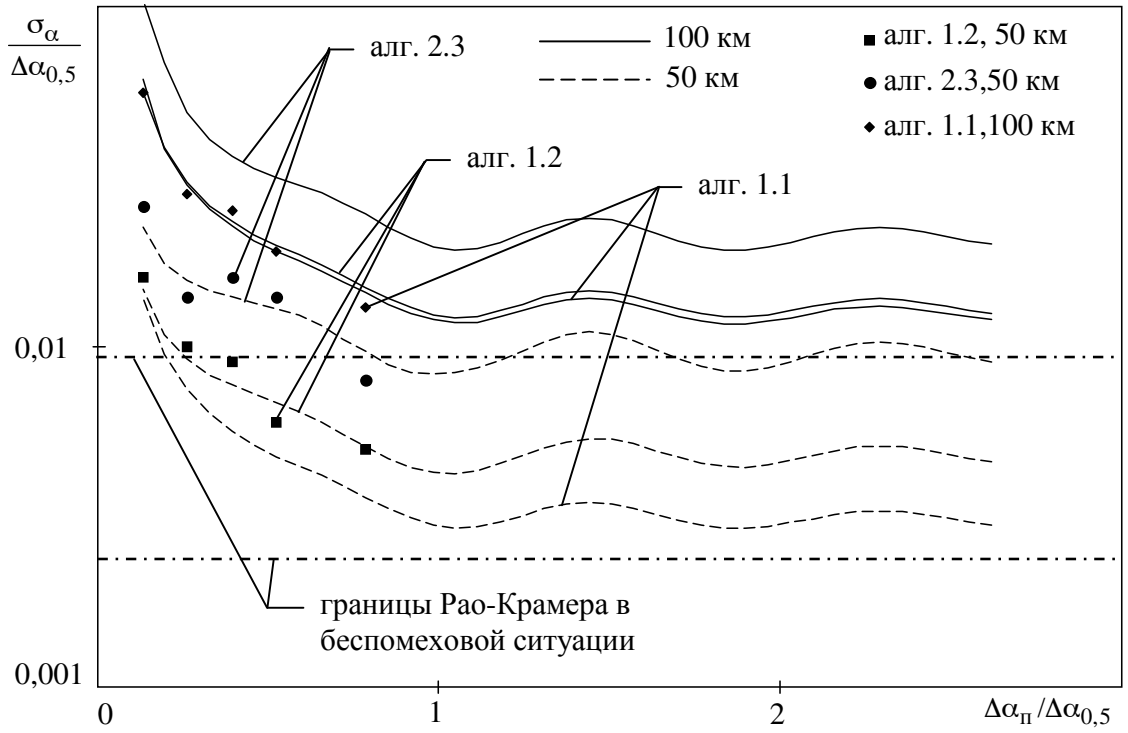
3. Результаты исследования статистических характеристик

Статистические характеристики обнаружения полезного сигнала и оценивания его угловых координат проводилось для наиболее простого случая наличия одного мощного источника помех, угловое положение которого, нормированное к ширине $\Delta\alpha_{0,5}$ главного лепестка ДН основной антенны, составляло величину 0,125…2,5. При расчетах принимались следующие исходные данные: угловая скорость вращения антенны РЛС $\Omega_{\text{а}} = 30$ град/с, частота повторения импульсов F_r=1000 Гц; ширина главного лепестка $\Delta\alpha_{0,5} = 3{,}8^{\circ}$; число импульсов в пачке 127. Энергетические характеристики РЛС и отражательная способность цели соответствовали достижению отношения сигнал/шум по одному импульсу пачки на дальности 100 км в максимуме ДН основной антенны 8,4 дБ. Отношение помеха/шум принималось равным 50 дБ. Характеристики многоканальной антенной системы обзорной РЛС моделировались в виде ДН основной апертуры прямоугольной формы, включающей 30×5 приемно-передающих элементов с межэлементным расстоянием, равным половине длины волн и четырех апертур компенсационных каналов, каждая из которых включала 2×5 приемных элементов. Компенсационные антенны размещались попарно справа и слева от основной апертуры. Амплитудное распределение поля на апертурах антенн принималось равномерным, погрешности формирования распределения на апертурах не учитывались.

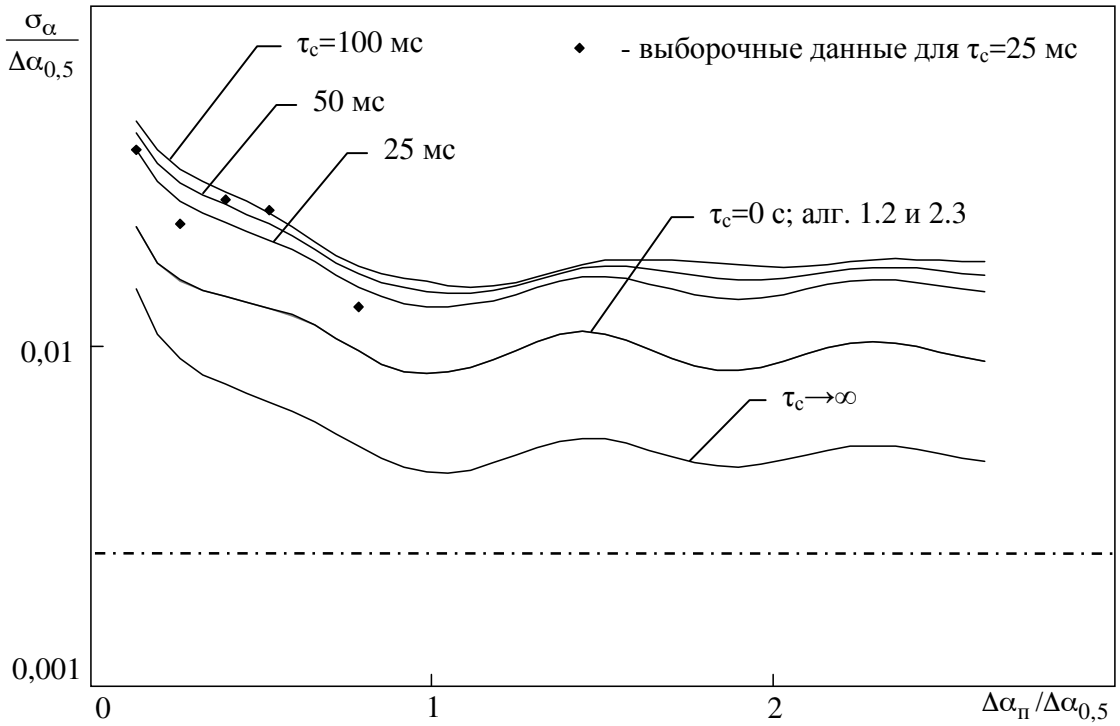
В ходе исследований было установлено, что СКО пеленгования при использовании в ходе пространственного обеления критерия минимума выходной мощности примерно 2…3 раза больше, чем для критерия максимума выходной мощности для всех алгоритмов пеленгования. Поэтому все дальнейшие результаты приводятся для пространственной адаптации по критерию максимума ОСПШ.

На рисунке 1 приведены зависимости нормированной ошибки оценивания угловых координат цели от нормированного углового отклонения источника помехи от цели, полученные для случая классифицированной выборки. Соответствующими символами в поле графиков показаны значения выборочных (25 реализаций) СКО

пеленгации, полученные при прямом имитационном моделировании алгоритмов пеленгования [1] для отдельных пространственно-энергетических ситуаций.



а) когерентный нефлуктуирующий отраженный сигнал



б) когерентный флуктуирующий (τ_c=100; 50; 25 мс) и некогерентный быстрофлуктуирующий отраженный сигнал

Рис. 1. Зависимости нормированной ошибки оценивания угловых координат цели от нормированного углового отклонения источника помехи

Анализ результатов моделирования позволяет сделать следующие выводы:

значения выборочных и теоретических СКО для выбранных ситуаций совпадают в пределах точности статистических оценок;

расчетные значения СКО для алгоритма 1.1 практически совпадают с расчетными значениями для алгоритма 1.2 при $\tau_c \to \infty$ (нефлуктуирующий сигнал) и дальности до цели 100 км; при уменьшении дальности до цели в 2 раза (возрастании отношения сигнал/шум в 16 раз) точность пеленгации с использованием адаптивного алгоритма 1.2 оказывается несколько хуже, чем для алгоритма 1.1; это объясняется влиянием ошибок в оценивании средней мощности отраженного сигнала в угловых направлениях, отличных от направления на источник сигнала, в результате чего значения второй производной функции правдоподобия в точке максимума уменьшается;

наибольшая точность пеленгования достигается для нефлуктуирующего сигнала и, далее, для быстрофлуктуирующего сигнала; наихудшая точность пеленгования имеет место когда интервал корреляции флуктуаций отраженного сигнала сравним с длительностью пачки; если на длительность пачки укладывается несколько интервалов корреляции флуктуаций отраженного сигнала, проявляется эффект усреднения флуктуаций и ошибки пеленгования уменьшаются;

для всех видов флуктуаций отраженного сигнала предложенные в [1] алгоритмы обработки обеспечивают эффект «сверхразрешения» полезного сигнала и мощной помехи при угловом расстоянии между ними существенно меньше, чем ширина главного лепестка основной антенны РЛС.

Отношение сигнал/помеха+шум на выходе системы обработки и СКО пеленгования сильно зависят от модуля разности азимутов источника полезного сигнала и источника помехи, если указанная разность составляет менее половины ширины главного лепестка ДН основного канала. Зависимости СКО пеленгования от углового положения источника помех при нахождении последнего в области боковых лепестков основного канала имеет колебательный характер: при попадании источника помех на максимумы боковых лепестков СКО пеленгования увеличивается, а при попадании в провалы – уменьшается. Это точно соответствует поведения квадрата нормы весовых коэффициентов приемных каналов (мощности взвешенных шумов). При увеличении модуля разности СКО пеленгования стремится к асимптотическому значению, равному нижнему пределу Рао-Крамера для беспомеховой ситуации.

Значимых в статистическом плане отличий СКО пеленгации для неклассифицированной выборки от классифицированной для когерентного нефлуктуирующего сигнала в рассматриваемых пространственно-энергетических ситуациях не выявлено.

Весьма интересным является вопрос влияния погрешностей реализации алгоритма на качество обнаружения и пеленгования. К основному виду погрешности следует отнести неточное знание ДН приемных каналов ввиду наличия ошибок амплитудно-фазового распределения на апертуре и ошибок калибровки [5]. Это приводит к тому, что принимаемый сигнал, формируемый истинными ДН приемных каналов, отличается от его модельного представления (опорного сигнала), формируемого с использованием

априори известных (рассчитанных или измеренных) ДН приемных каналов. Это приводит к снижению ОСПШ и увеличению СКО ошибок пеленгования. Для оценки степени влияния на рисунке 2 приведены теоретические (пунктирная кривая, ошибки не учитывались) и выборочные (квадратные маркеры, 100 реализаций) значения СКО ошибок пеленгования при относительной СКО амплитудных и абсолютной фазовых ошибок 0,15 и 15°.

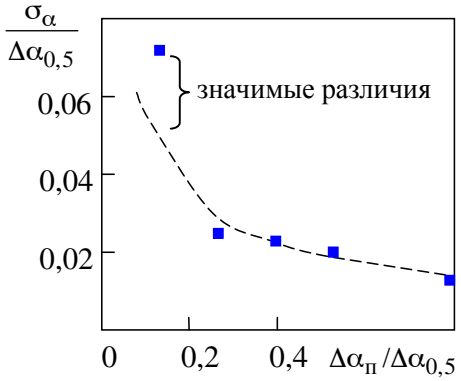


Рис. 2. Зависимости нормированной ошибки оценивания угловых координат цели от нормированного углового отклонения источника помехи при отсутствии (пунктирная кривая) и наличии (маркеры) аппаратурных ошибок

Как видно из графика, влияние неточного знания ДН приемных каналов из-за погрешностей формирования амплитудно-фазового распределения на их апертурах, оказывается незначительным. В наибольшей степени влияние проявляется при малых угловых рассогласованиях между источником полезного сигнала и помехи.

4. Заключение

Полученные в настоящей статье и работе [1] результаты расширяют результаты [4] в части пеленгования флуктуирующих сигналов и могут быть использованы при обосновании характеристик обзорных РЛС с многоканальными приемными системами в условиях сложной сигнально-помеховой обстановки.

Литература

1. Козлов С.В., Ву Тхань Ха. Алгоритмы оценивания угловых координат в обзорных РЛС с многоканальными приемными системами. В настоящем сборнике.
2. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Сов. радио, 1966.
3. Козлов С.В. Характеристики точности моноимпульсных радиолокационных измерителей угловых координат с пространственной компенсацией помех при наличии аппаратурных ошибок / Радиотехника. № 9. 2009. С. 75-78.
4. Чижов А.А. Сверхразрешение радиолокационных целей при воздействии активных шумовых помех по основному и ближним боковым лепесткам диаграммы направленности антенны РЛС // Информационно-управляющие системы, № 1, 2016. - С. 88-92.

References

1. Kozlov S.V, Vu Thanh Ha. Algorithms for estimating the angular coordinates in survey radars with multichannel receiving systems. In this collection.
2. Tikhonov V.I. Statistical radio engineering. M .: Owls. radio, 1966.

3. Kozlov S.V. Accuracy characteristics of monopulse radar angular coordinate meters with spatial compensation of interference in the presence of instrumental errors / Radio engineering. № 9. 2009. Pp. 75-78.
4. Chizhov A.A. Radar targets super-resolution when exposed to active noise interference along the main and near side lobes of a radar antenna pattern // Information Control Systems, № 1, 2016. - Pp. 88-92.

СТАТИСТИЧЕСКИЙ ЭКВИВАЛЕНТ РАДИОЛОКАЦИОННОГО КАДРА ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ

М. Ю. Нестеров

АО «УПКБ «Деталь», г. Каменск-Уральский, Россия

Аннотация. Рассматривается метод быстрого численного расчета радиолокационного кадра земной поверхности, наблюдаемого в когерентных радиовысотомерах и других радиолокаторах с синтезированием апертуры. Представленный алгоритм предназначен для формирования сигнала, образованного отражением от подстилающей поверхности, в системах имитационного моделирования.

Ключевые слова: моделирование радиолокационных сигналов, РСА

STATISTICAL EQUIVALENT OF DELAY-DOPPLER MAPS

M. Yu. Nesterov

JSC “Detal”, Kamensk-Uralsky, Russia

Abstract. The fast numerical algorithm for delay-doppler maps computation is presented. The approach is aimed for simulation of radar signal scattered by flat underlying surface in various modeling scenarios.

Keywords: radar signal simulation; SAR.

1. Введение

Изображение земной поверхности, формируемое в радиолокаторе с синтезированием апертуры, как правило, является неоднородным даже в случае статистически ровной подстилающей поверхности. Форма изображения, формируемого при такой обработке, зависит от текущей высоты и вектора скорости носителя. Вместе с тем, на распределение мощности в радиолокационном кадре также влияет ориентация антенны, ее направленные свойства, а также отражающие свойства земной поверхности. Аналитические замкнутые выражения существуют лишь для некоторых типов аппроксимирующих функций диаграммы направленности антенны (ДНА) и диаграммы обратного рассеяния (ДОР), и нескольких случаев ориентации антенны и вектора скорости относительно поверхности (например, строго горизонтальный полет с антенной, ориентированной по нормали к поверхности) [1]. Вместе с тем во многих задачах имитационного моделирования, например, при оценке характеристик обнаружения и сопровождения малоразмерных целей на фоне поверхности, необходим алгоритм быстрого расчета распределения мощности фона в радиолокационном кадре. В связи с этим представляет интерес способ эффективного вычисления двумерного спектра поверхности в координатах дальность–частота Доплера в произвольных условиях полета и для различных аппроксимаций ДНА и ДОР. Ограничением является требование нахождения произвольного отражателя на земной поверхности в пределах элемента разрешения по дальности на всем интервале когерентного накопления. Иначе говоря, при синтезе алгоритма расчета фона, последствия миграции по дальности считаются пренебрежимо малыми.

2. РАСЧЕТ ФУНКЦИИ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ МОЩНОСТИ ОТРАЖЕНИЯ

Расчет распределения мощности отраженного сигнала в радиолокационном кадре производится в предположении статистически ровной шероховатой поверхности, средняя высота неровностей много меньше высоты полета H. Диаграмма обратного рассеяния может задаваться любой эмпирической зависимостью.

Пусть ось OX нормальной бортовой системы координат направлена соосно продольной составляющей вектора скорости V_x летательного аппарата, вертикальная компонента вектора скорости V_y параллельна оси OY. Тогда положение отражателя на земной поверхности полностью характеризуется нормированными бортовыми координатами $u = x/H$, $v = z/H$.

В общем случае распределение средней мощности сигнала в координатах дальность-частота Допплера (r, f_d) с точностью до постоянного множителя записывается:

$$P(r, f_d) = \int_S \frac{g_a^2(u,v)\sigma(u,v)}{r^4(u,v)} \chi^2[r - r(u,v), f_d - f_d(u,v)]dudv. \qquad (1)$$

Здесь χ^2 – функция неопределенности сигнала, g_a – диаграмма направленности антенны, σ – диаграмма обратного рассеяния поверхности, r – наклонная дальность до элементарной площадки. Интеграл берется по всей подстилающей поверхности.

Под $|\chi(r, f_d)|^2$ в данном случае подразумевается так называемая периодическая функция неопределенности, возникающая при корреляционной обработке непрерывного сигнала, модулированного периодической функцией. Если обрабатываемая когерентная пачка состоит из N_f импульсов с периодом повторения T_r, то показано [2], что

$$|\chi(r, f_d)| = |\chi_T(r, f_d)| \left| \frac{\sin(\pi f_d N_f T_r)}{N_f \sin(\pi f_d T_r)} \right| \qquad (2)$$

где $|\chi_T(r, f_d)|$ – хорошо известная функция неопределенности для единичного импульса, в случае сигнала с линейной частотной модуляцией (период модуляции T_m) равная

$$|\chi_T(r, f_d)| = \left(1 - \frac{2|r|}{cT_m}\right) \left| \frac{\sin[\pi(f_d - k_r r)(T_m - 2|r|/c)]}{\pi(f_d - k_r r)(T_m - 2|r|/c)} \right|, \qquad (3)$$

где $k_r = 2\Delta F / cT_m$.

Это выражение можно представить в виде двумерной свертки:

$$P(r, f_d) = \chi^2(r, f_d) ** \Sigma(r, f_d), \qquad (4)$$

где функция плотности мощности $\Sigma(r, f_d)$ выражается при помощи дельта-функции:

$$\Sigma(r, f_d) = \int_S \frac{g_a^2(u,v)\sigma(u,v)}{[r'(u,v)]^4} \delta[r - r'(u,v)]\delta[f_d - f'_{d1}(u,v)]dudv. \qquad (5)$$

Зависимости $f_d(u,v)$ и $r(u,v)$ известны, чего достаточно для численного интегрирования, однако при таком подходе для каждой пары (r, f_d) нужно брать отдельный интеграл по поверхности, что приводит к значительному объему вычислений. Сократить вычислительную нагрузку можно, если после замены переменных ($f_x = 2V_x/\lambda$, $f_y = 2V_y/\lambda$):

$$\begin{aligned} r &= H\sqrt{1+u^2+v^2} \\ f_d &= \frac{f_x u - f_y}{\sqrt{1+u^2+v^2}} \end{aligned} \tag{6}$$

перейти к интегрированию по координатам (r, f_d), тогда, в силу свойств дельта-функции

$$\Sigma(r, f_d) = \frac{1}{r^4} g_a^2[u(r, f_d), v(r, f_d)]\sigma[u(r, f_d), v(r, f_d)]|J(r, f_d)|, \tag{7}$$

где $|J(r, f_d)|$ – модуль якобиана, введенного при замене переменных.

Решив уравнения, связывающие координаты, относительно переменных (u,v), получим

$$\begin{aligned} u &= \frac{r}{H}\frac{f_d}{f_x} + \frac{f_y}{f_x} \\ v &= \pm\left[\frac{r^2}{H^2} - 1 - \left(\frac{r}{H}\frac{f_d}{f_x} + \frac{f_y}{f_x}\right)^2\right]^{1/2} \end{aligned} \tag{8}$$

Соответствие есть не для каждой пары $(r, f_d) \Leftrightarrow (u,v)$, поскольку полученные координаты должны принадлежать точке, лежащей на плоской поверхности, наблюдаемой с высоты H . Очевидным условием для этого является неотрицательность подкоренного выражения в формуле для $v = v(r, f_d)$. Решив соответствующее неравенство, получим, что кривая, ограничивающая образ земной поверхности, состоит из двух ветвей:

$$f_d = \pm f_x\left[1 - \frac{H^2}{r^2}\right]^{1/2} - f_y\frac{H}{r}. \tag{9}$$

Ветви этой кривой имеют асимптоты $f_d \to f_x$ при $r \to \infty$, и максимальное по модулю значение $|f_{d\max}| = \sqrt{f_x^2 + f_y^2}$, равное частоте Доплера, соответствующей модулю скорости.

Формулу для вычисления мощности, отраженной от элемента поверхности в координатах (r, f_d), нужно модифицировать, чтобы учесть, что эта мощность физически сформирована двумя элементарными площадками $[u(r, f_d), v(r, f_d)]$ и $[u(r, f_d), -v(r, f_d)]$, в силу того, что для них частота Доплера одинакова. Якобиан преобразования координат по абсолютной величине в этих точках одинаков и равен

$$|J| = \left| \frac{r^2}{v(r, f_d)} \right| = \frac{r^2}{\left[\frac{r^2}{H^2} - 1 - \left(\frac{r}{H} \frac{f_d}{f_x} + \frac{f_y}{f_x} \right)^2 \right]^{1/2}} \tag{10}$$

Следовательно,

$$\Sigma(r, f_d) = \frac{\sigma[r(u,v), f_d(u,v)]}{r^4(u,v)} \left[g_a^2(u,v) + g_a^2(u,-v) \right] |J(r, f_d)| \tag{11}$$

Поскольку мы выразили двумерную спектральную плотность в виде двумерной свертки, ее эффективный расчет сводится к перемножению спектров сомножителей с последующим обратным двумерным преобразованием Фурье. Результат расчета представлен на Рис. 1. Высота полета $H = 500$ м, продольная скорость $V_x = 50$ м/сек, вертикальная скорость $V_y = 5$ м/сек, антенна ориентирована вертикально вниз, ширина диаграммы направленности антенны 45 градусов, угол тангажа 10 градусов, подстилающая поверхность типа луга. Сечения полученной двумерной плотности по частоте и дальности сохраняют известные свойства двумерного спектра. В частности, сечение по дальности при произвольной частоте обладает характерной формой с резким передним фронтом и экспоненциально спадающим задним, а сечение по частоте имеет «двугорбую» форму с выраженными пиками на границе спектра.

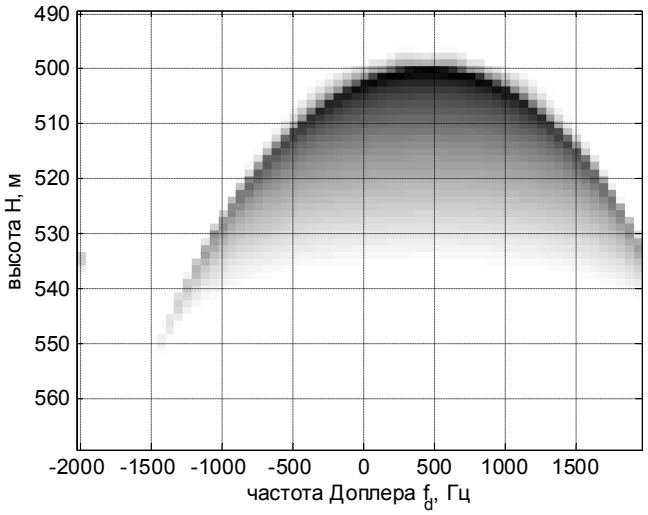


Рис. 1. Двумерная спектральная плотность

3. Особенности реализации

Расчет двумерной плотности мощности в частотной области по формуле (4) требует передискретизации обеих функций, участвующих в операции свертки. Это увеличивает вычислительную нагрузку при расчете кадра. Далее, интеграл, выражаемый операцией свертки (4), является, вообще говоря, несобственным, поскольку функция плотности мощности $\Sigma(r, f_d)$ неограниченно возрастает при приближении к границе образа земной поверхности на кадре, то есть в окрестности нуля подкоренного

выражения в знаменателе формулы якобиана (10). Упомянутый интеграл (типа $\int_0^a x^{-1/2}dx$) является сходящимся, однако для его вычисления с достаточной точностью требуется схема адаптивного разбиения интервала интегрирования, отличная от равномерной.

Следует также отдельно обрабатывать элементы кадра, непосредственно примыкающие к границе поверхности (9). Формально эти пикселы не удовлетворяют условию вещественности якобиана преобразования координат. Однако в действительности их следует считать элементами с «дробным» разрешением по дальности или по частоте Доплера и соответствующим образом скорректировать их физическую площадь $\delta S(r, f_d) \approx \left|J\left(r, f_d\right)\right|\delta r \delta f_d$. Определить, какую часть пиксела нужно учитывать, можно, решая хорошо изученную задачу построения контурной линии

$$\frac{r^2}{H^2} - 1 - \left(\frac{r}{H}\frac{f_d}{f_x} + \frac{f_y}{f_x}\right)^2 = 0 \qquad (12)$$

на дискретной сетке координат $\left(r, f_d\right)$ радиолокационного кадра.

4. Заключение

В работе приведен эффективный алгоритм расчета фона радиолокационного изображения, полученного в режиме синтезирования апертуры. Искомая плотность распределения мощности рассчитывается непосредственно в естественных координатах кадра. Алгоритм может применяться при имитационном моделировании систем различного назначения, включая когерентный радиовысотомер или радиолокационную головку самонаведения.

Литература

1. Жуковский А.П., Оноприенко Е.И., Чижов В.И. Теоретические основы радиовысотометрии. М., Советское радио, 1967.
2. N. Levanon, A. Freedman. Periodic Ambiguity Function of CW Signals with Perfect Periodic Autocorrelation. — IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 28, No. 2, 1992, pp. 387–395.

References

1. Zhukovsky, A.P., Onopryenko, E.I., Chizhov, V.I. Theoretical principles of radar altimetry. Moscow: Sovetskoye Radio, 1967.
2. N. Levanon, A. Freedman. Periodic Ambiguity Function of CW Signals with Perfect Periodic Autocorrelation. — IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 28, No. 2, 1992, pp. 387–395.

ТРЕБОВАНИЯ К БОРТОВОМУ КОМПЛЕКСУ УПРАВЛЕНИЯ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА В ЧАСТИ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ С РАДИОЛОКАТОРОМ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ

А. В. Унковский[1], Е. Г. Спиридонов[1]

[1] ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, Россия

Аннотация. Определен уровень достижимого пространственного разрешения радиолокационного изображения при синтезировании апертуры, основанный на комплексном подходе расчетов орбитальных параметров космического аппарата, характеристик антенны РСА.

Ключевые слова: бортовой комплекс управления; координаты; космический аппарат; радиолокатор с синтезированной апертурой.

REQUIREMENTS FOR THE AIRPORTING COMPLEX THE SPACECRAFT IN TERMS OF INTERACTION WITH A RADAR WITH A SYNTHESIZED APERTURE

A. V. Unkovsky[1], E. G. Spiridonov[1]

[1] Military educational scientific center of the air force «Air force Academy named after Professor N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin», Voronezh, Russia

Abstract. The level of achievable spatial resolution of the radar image in the synthesis of the aperture, based on a comprehensive approach to the calculation of the orbital parameters of the spacecraft, the characteristics of the antenna RSA.

Keywords: onboard control system; coordinates; spacecraft; synthetic aperture radar.

1. Введение

Возросшие требования к тактико-техническим характеристикам космических радиолокационных систем и параметров радиолокационных изображений (РЛИ), привели к задачам систематизации методик расчета параметров радиолокационной съемки из космоса и априорной оценки параметров качества РЛИ. К сожалению, этим проблемам, уделяется недостаточное внимание. Существующий пробел в некоторой степени устраняется расчетами параметров радиолокатора с синтезированной апертурой (РСА) и РЛИ на основе комплексного подхода, который увязывает их с орбитальными параметрами космического аппарата (КА)-носителя РСА с учетом влияния сферичности Земли и ее вращения, параметров атмосферы, характеристик антенны РСА, а также отдельных процедур наземной обработки РСИ. Следует отметить, что расчетные данные, приводимые в статье, игнорируют многие тонкие эффекты космической радиолокации и ориентированы на наглядность и относительную простоту использования в основном на этапе проектирования, поэтому их точность в большинстве случаев не превышает (1…3)%.

2. Формирование составляющих ошибок разрешающей способности РСА

Бортовой комплекс управления космического аппарата в части взаимодействия с радиолокатором с синтезированной апертурой (РСА) должен обеспечивать:

– выдачу цифровых и релейных (разовых) команд управления в блок управления бортовой аппаратуры РСА;

– выдачу в блок управления бортовой аппаратурой РСА (БУРСА) импульсной последовательности синхронизирующих меток времени «1 Гц» и кода бортовой шкалы времени;

– выдачу в БУРСА массива программной информации на каждый сеанс работы, содержащего необходимые данные для проведения радиолокационной съемки с привязкой ко времени (номер сеанса, параметры режимов съемки и др.);

– выдачу в БУРСА массивов навигационных данных о текущем и прогнозируемом положениях и параметрах движения центра масс космического аппарата (КА), координат опорных точек снимаемого района и данных о фактической ориентации КА;

– формирование команд на включение и отключение напряжения электропитания аппаратуры РСА в начале и конце рабочего участка орбиты;

– прием от БУРСА массивов телеметрической информации о техническом состоянии аппаратуры РСА;

– прием от БУРСА квитанций и отчетов о прохождении сеансов работы.

Структура и форматы команд управления и цифровых массивов данных определяются специальными протоколами.

Особые требования предъявляются к массиву, содержащему навигационные данные КА и координаты опорных точек снимаемого района. Данные требования вытекают из необходимости, с одной стороны, иметь исходные данные на борту КА для настройки параметров РСА перед сеансом съемки и, с другой стороны, иметь навигационную и топографическую информацию для синтеза радиолокационных изображений из полученной радиоголограммы в наземных разделах приема и обработки данных. В случае, когда от РСА требуется предельно высокий уровень пространственного разрешения, необходимая точность навигационных данных для синтеза радиолокационных изображений может быть получена только на борту КА с помощью высокоточной автономной системы навигации (АСН). Навигационные данные, привязанные к меткам единой шкалы времени, должны обновляться 1 раз в секунду и передаваться на наземные разделы вместе с радиоголограммой. Исследования показали, что ошибки определения наклонной дальности, модулей вектора путевой скорости и ускорения КА в зависимости от требуемого пространственного разрешения должны быть не более значений, приведенных в таблице 1.

Таблица 1 - Максимальные допустимые значения ошибок

Составляющие ошибок	Частотный диапазон РСА				
	X	C	S	L	P
1. Ошибки расчета наклонной дальности на основе измерения положения центра масс КА, м	8,0	150	28	64	200
2. Ошибка измерения и расчета модуля	0,041	0,79	0,14	0,33	1,0

вектора путевой скорости КА, м/с					
3. Ошибка измерения и расчета проекции вектора возмущающего ускорения КА на наклонную дальность, мм/с^2	0,83	16	2,8	6,4	20

При расчете данных указанных в таблице 1, использовались следующие исходные данные. Потенциально достижимое пространственное разрешение принималось одинаковым по азимутальной и угломестной координатам с учетом максимально допустимой полосы частот зондирующего сигнала, установленной международным «Регламентом радиосвязи» (таблица2). Предельно допустимое значение ошибки фазовой траектории опорного сигнала, используемого при азимутальном синтезе РЛИ, бралось равным $\pi/8$. В расчетах высота полета РСА над поверхностью Земли принималась равной 600 км, наклонная дальность от КА до объекта съемки - 760 км.

Таблица 2 - Частотные диапазоны, выделенные для космической радиолокации

Уловное обозначение диапазона частот	Разрешенные частоты, МГц	Разрешенная ширина полосы, Δf, МГц	Средняя длина волны, λ, см	Потенциальное пространственное разрешение при γ=60°, δ_y, м
P	410÷440	30	70	10
L	1215÷1300	85	24	3.5
S	3100÷3300	200	9,4	1,5
C	5250÷5350	100	5,7	3,0
X	9300÷9900	600	3,1	0,5

Из данных таблицы 1 следует, что для получения высокого пространственного разрешения РСИ, получаемых с помощью космических РСА, предъявляются жесткие требования к точностным характеристикам АСН. По существу, достижимый уровень пространственной разрешающей способности РСА зависит в равной степени как от параметров радиолокационной системы, так и от параметров АСН. Недооценка этого обстоятельства приводит к большим дополнительным затратам времени при обработке радиоголограмм в наземных разделах синтеза радиолокационных изображений. В частности, результаты летных испытаний космического аппарата «Кондор-Э» показали, что расчеты параметров фокусировки в детальном прожекторном и в детальном непрерывном режимах съемки с помощью штатной навигационной системы не дают желаемого результата. Только комбинируя инструментальный вариант фокусировки с автофокусировкой, удалось добиться удовлетворительного результата.

Бортовой комплекс управления должен обеспечивать и высокие точностные характеристики по ориентации конструкции КА относительно центра масс по трем осям в течение сеанса радиолокационной съемки. Антенная система РСА, как правило, жестко связана с элементами конструкции КА и ее начальная ориентация в пространстве, обусловливающая и начальную ориентацию главного луча, соответствует ориентации КА. На рисунке 1 схематически показаны варианты смещения следа луча антенны РСА при наличии ошибок ориентации КА.

3. Критерии к точностным характеристикам системы ориентации РСА

Имеются два критерия, по которым выдвигаются требования к точностным характеристикам системы ориентации в части обеспечения правильной работы РСА. Первый критерий заключается в необходимости обеспечения совпадения траверсной плоскости с плоскостью нулевого доплеровского смещения частоты отраженного сигнала. Для обеспечения этого требования необходимо устанавливать азимутальную ось конструкции активной фазированной решетки параллельно вектору путевой скорости космического аппарата в гринвичской системе координат, что требует программной компенсации вращения Земли в диапазоне от -4° до 4°. Второй критерий - необходимость обеспечения точности нацеливания нормали к плоскости апертуры антенны на центр снимаемого сюжета (или центр полосы захвата) с максимальной ошибкой < 300 м. Представленные критерии диктуют следующие требования к системе ориентации и стабилизации осей КА по трем осям в гринвичской системе координат в течение сеанса радиолокационной съемки:

– максимальная (3σ) ошибка ориентации осей КА и одновременно осей антенны - не более 1,5 угл. мин;

– максимальное значение остаточной угловой скорости осей КА относительно центра масс - не более 0,4 угл. мин/с;

– случайные угловые колебания осей КА не должны превышать 0,06 угл. мин в полосе частот от 1 до 50 Гц и не более 0,3 угл. мин в полосе частот > 50 Гц.

Помимо навигационной информации, бортовой комплекс управления должен обеспечивать выдачу в РСА перед сеансом и периодически в течение сеанса съемки топографические данные о профиле рельефа снимаемой местности с целью снижения ошибок совмещения центра строба радиолокационного приемника с центром снимаемого объекта или маршрута. Например, для режима детальной съемки такого рода ошибки допускаются < 300 м.

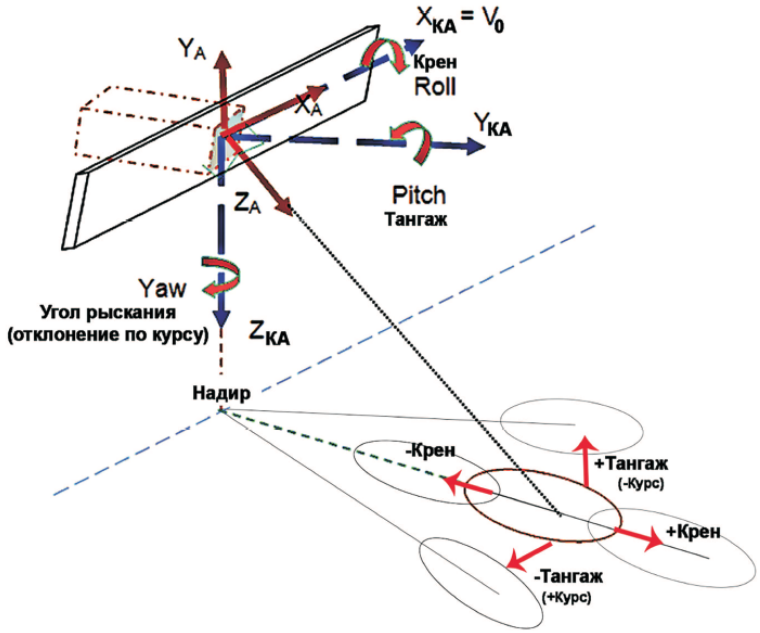


Рис. 1. Схема возникновения ошибки положения центра следа луча антенны

Величина ошибки смещения (А)-линии визирования центра снимаемого кадра зависит от угла визирования β (или от угла скольжения γ), как показано на рисунке 2.

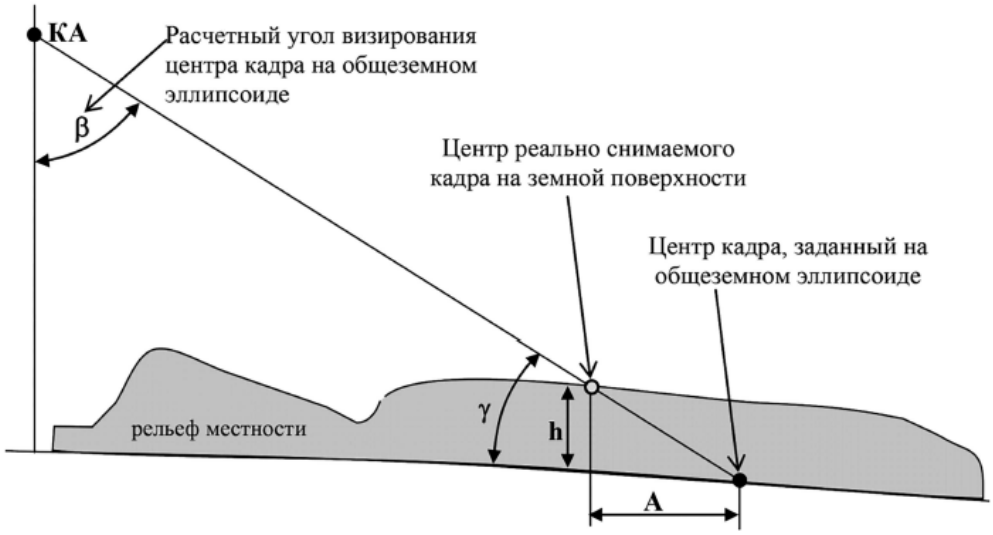


Рис. 2. Схема возникновения ошибки смещения центра кадра

Высота местного рельефа h, приводящая к смещению центра кадра на величину А, рассчитывается по формуле $A = h/tg\gamma$. Для типовых орбит РСА дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) среднее значение угла скольжения составляет 45°. При данных условиях максимально допустимое значение ошибки учета рельефа земной поверхности в режиме детальной съемки равно $\Delta b = A = 300$ м.

Из графика профиля высот следует, что величина возвышений рельефа над общеземным эллипсоидом изменяется от 800 м до 3000 м. Причем на первом отмеченном участке (диапазон длительности сеанса от 30 до 37 секунд) средняя скорость изменения высоты рельефа составила 170 м/с (в сторону увеличения), на втором участке - 45 м/с (в сторону увеличения), а на третьем - 400 м/с (в сторону уменьшения). Из приведенного примера следует, что для выполнения требований в части допустимых сдвигов границ снимаемого кадра информация о рельефе земной поверхности в режиме детальной съемки, поставляемая из БКУ КА в РСА с привязкой к бортовой шкале времени, должна обновляться не реже одного раза в секунду. Цифровые карты рельефа районов, предназначенные для проведения радиолокационных съемок с погрешностью отображения высот около 100 м, должны формироваться в наземном центре планирования работы КА и включаться в суточное полетное задание.

4. Заключение

В данной работе рассмотрено одно из основных направлений развития радиолокационных систем контроля земной поверхности космического базирования. Прогнозируется переход от аналоговых зондирующих сигналов к когерентным ансамблям фазокодированных сигналов, что подтверждается эксплуатацией и проектированием космические РСА использующих зондирующий сигнал в виде

последовательности одинаковых радиочастотных импульсов с линейной частотной модуляцией. За последующие 39 лет накоплен положительный опыт эксплуатации космического РСА, установленного на КА, и ряда самолетных РСА, использующих зондирующие сигналы с фазокодовой модуляцией (М-последовательности, коды Баркера, последовательности Лежандра и др.). Использование дискретного кодирования когерентного ансамбля зондирующих импульсов в РСА открывает перспективу существенного улучшения качества радиолокационных изображений по параметрам, связанным с свойствами суммарных корреляционных функций ансамбля. Приведенные расчетные данные относятся к космическим аппаратам и РСА, эксплуатируемым на низких околоземных круговых орбитах (высоты орбит не более 2000 км).

Литература

1. Бусыгин С.Е. Принципы построения бортовых комплексов управления автоматических космических аппаратов // Международный студенческий научный вестник. - 2017. - № 6.
2. Груздов В.В., Колковский Ю.В., Криштопов А.В., Кудря А.И. Новые технологии дистанционного зондирования Земли из космоса. Москва: ТЕХНОСФЕРА, 2018. - 482 с.
3. Макаренко Д.М., Потюпкин А.Ю. Современное состояние и перспективы развития космических систем. - М.: ВА РВСН, 2005. - 179 с.
4. Молотов Е.П. Наземные радиотехнические системы управления космическими аппаратами. - М.: Физмалит, 2004. - 256 с.

References

1. Busygin S.E. Principles of construction of onboard control systems of automatic spacecraft // International Student Scientific Bulletin. - 2017. - № 6.
2. Gruzdov V.V., Kolkovsky Yu.V., Krishtopov A.V., Kudrya A.I. New technologies of remote sensing of the Earth from space. Moscow: TECHNOSPHERE, 2018. - 482 c.
3. Makarenko D.M., Potyupkin A.Yu. The current state and development prospects of space systems. - M .: VA RVSN, 2005. - 179 c.
4. Molotov E.P. Ground-based radio control systems for spacecraft. - M .: Fizmitit, 2004. - 256 c.

ФОРМИРОВАНИЕ МАТРИЦЫ МНОГООБЗОРНЫХ НАБЛЮДЕНИЙ В СИСТЕМЕ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ ПРИ РЕАЛИЗАЦИИ АЛГОРИТМА ХАФА

А. В. Голубев[1], А. Б. Силантьев[1], К. А. Г. Фернанду[2], Ж. С. М. Олим[2]

[1]Ярославское высшее военное училище ПВО (ЯВВУ ПВО), г. Ярославль, Российская Федерация
[2]Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова (ЯГУ им. П.Г. Демидова), г. Ярославль, Российская Федерация

Аннотация. Рассматриваются вопросы практической реализации методов многообзорного наблюдения на основе известного преобразования Хафа в системе цифровой обработки радиолокационной информации обзорных радиолокационных станций. Предложен вариант формирования матрицы многообзорных наблюдений при обнаружении различных объектов. Рассмотрены особенности формирования матрицы при обнаружении малоразмерных слабоотражающих целей, движущихся с различной скоростью.

Ключевые слова: преобразование Хафа, цели с малой эффективной площадью рассеяния (ЭПР), метод "track-before-detect», малоразмерные беспилотные летательные аппараты, матрица многообзорных наблюдений, порог обнаружения, вероятность обнаружения.

GENERATION OF MULTISCANNING OBSERVATIONS MATRIX AT THE RADAR INFORMATION PROCESSING SYSTEM BASED ON HOUGH ALGORITHM

A. V. Golubev[1], A. B. Silantyev[1], C. A. G. Fernandu[2], J. S. F. Olim[2]

[1]Yaroslavl Higher Military School of Antiaircraft Defense (YHMC AAD), Yaroslavl, Russian Federation
[2]P. G. Demidov Yaroslavl State University (YSU), Yaroslavl, Russian Federation

Abstract. In this paper we consider some questions of practical realization of multiscanning observation methods based on Hough transform in the system of digital radar data processing from radar observing stations. We offer a variant of generating multiscanning observation matrix by detection of various objects. We consider peculiarities by generating a matrix while detecting small-size low respective targets moving at different speeds.

Keywords: Hough transform, a small radar cross section (RCS) target, multiscanning observations matrix, "track-before-detect" method, small-size UAVs, detection threshold, probability of detection.

1. Введение

Одно из направлений повышения эффективности современных РЛС при обнаружении слабоотражающих целей основано на повышении их энергетики за счет увеличения общей продолжительности радиолокационного контакта с объектом локации. В этой связи наблюдается возрастающий интерес к известным методам длительного многообзорного накопления. Эти методы, решающие единую задачу «обнаружения-измерения», с начала 1990-х годов получили в иностранной научной литературе название «track-before-detect» (TBD). Наряду с обнаружением целей они позволяют получить дополнительную траекторную информацию. Применение подобных цифровых методов обработки информации открывает дополнительные

возможности по увеличению рубежей обнаружения. В современной технической и научной литературе достаточно подробно анализируются различные аспекты применения этих методов [1]. Одним из наиболее важных при реализации методов многообзорного наблюдения остается вопрос формирования исходной матрицы наблюдений. Такая матрица является основой для последующего многообзорного анализа. Вопрос формирования матрицы приобретает особое значение при обнаружении малоподвижных объектов, например, малоскоростных целей типа беспилотных летательных аппаратов. Определенные сложности могут возникать также и при обнаружении малоразмерных высокоскоростных целей. Эти и некоторые другие вопросы реализации методов многообзорного наблюдения рассматриваются в данной статье.

2. Реализация метода многообзорного наблюдения на основе преобразования Хафа

Методы многообзорного наблюдения или методы TBD, реализованные с помощью преобразования Хафа, имеют множество модификаций и позволяют обнаруживать не только прямолинейные участки траекторий движения объектов локации. В то же время известный метод Хафа для обнаружения отрезков прямых на графических изображениях по-прежнему остается наиболее разработанным и исследованным. Частично поэтому исходную для анализа матрицу наблюдений обычно формируют, стремясь обеспечить отображения траекторий движущихся целей в виде отрезков соответствующих прямых. Реализация методов многообзорного наблюдения (методов TBD) предполагает последовательное накопление отметок от целей, принадлежащих предполагаемой траектории, для её последующего обнаружения по критерию «*m* из *n*».

Отметки от целей представляют в виде матрицы, каждый элемент которой характеризует оцифрованную амплитуду результатов согласованной фильтрации и детектирования сигналов в приемном устройстве. Возможны различные варианты построения матрицы наблюдений. Чаще всего исходная матрица формируется [1] в координатах дальность-время, иногда для анализа используются матрицы в координатах азимут-время, дальность-азимут и т.п. Рассмотрим вопрос формирования этой матрицы для некоторых характерных примеров.

Пусть в зоне действия РЛС кругового обзора находятся движущиеся цели. Будем полагать, что движение объекта локации определяется одной из характерных траекторий: прямолинейное движение с некоторым параметром (прямая 1), движение по окружности (траектория 3) с центром в точке стояния РЛС (рис. 1). Частным случаем прямолинейной траектории является движение цели с нулевым параметром (прямая 2).

Будем полагать, что радиолокатор совершает регулярный обзор пространства с некоторым периодом $T_{обз}$. Движение цели с параметром предполагает одновременное изменение её дальности и угловых координат (азимута), движение с нулевым параметром обусловливает лишь изменение дальности, перемещение по окружности – угловых координат. В ходе многообзорного наблюдения формируется исходная матрица в координатах дальность-время, на которой отображаются результаты наблюдений

нескольких обзоров. В момент, когда основной луч антенны направлен на цель (угловые координаты оси антенны и цели совпадают), на вход приемного устройства РЛС могут поступать эхо-сигналы отселектированной по угловым координатам цели.

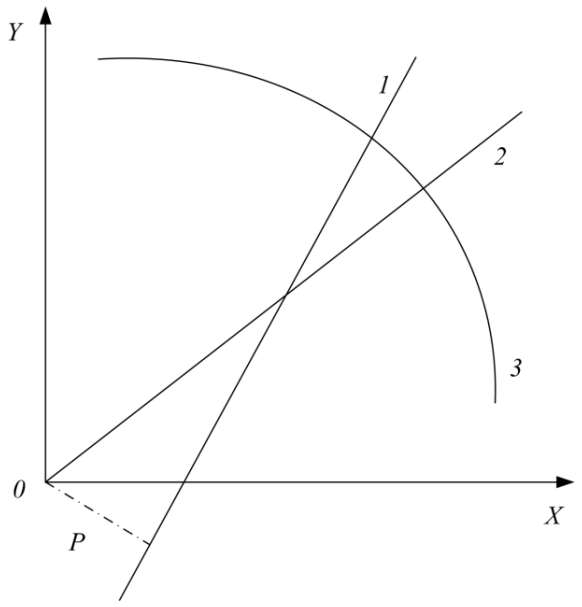


Рис. 1. Траектории движения объектов локации

Будем полагать, что процесс кругового вращения приемно-передающей антенны по азимуту *βa(t)* происходит с постоянной угловой скоростью (рис 2).

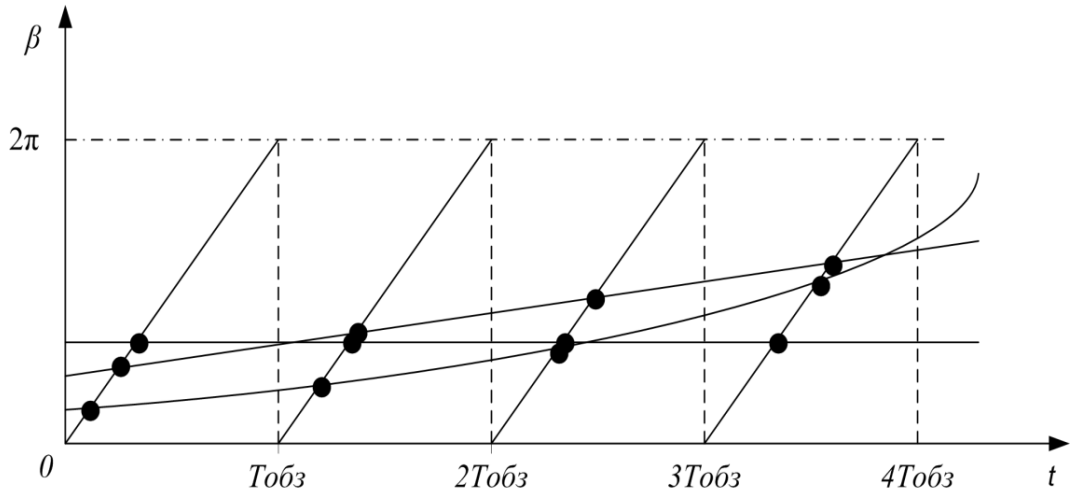


Рис. 2. Определение моментов радиолокационного контакта с целями в нескольких циклах обзора

Учитывая регулярный характер обзора, момент прихода отраженных сигналов для определенного азимута будем определять относительно начала очередного обзора пространства. Зная ширину луча диаграммы направленности $\Delta\theta_\beta$ приемно-передающей

антенны и скорость вращения антенны ω_β, несложно оценить продолжительность однократного радиолокационного контакта с целью $\Delta t_k = \Delta\theta_\beta / \omega_\beta$ (рис. 3).

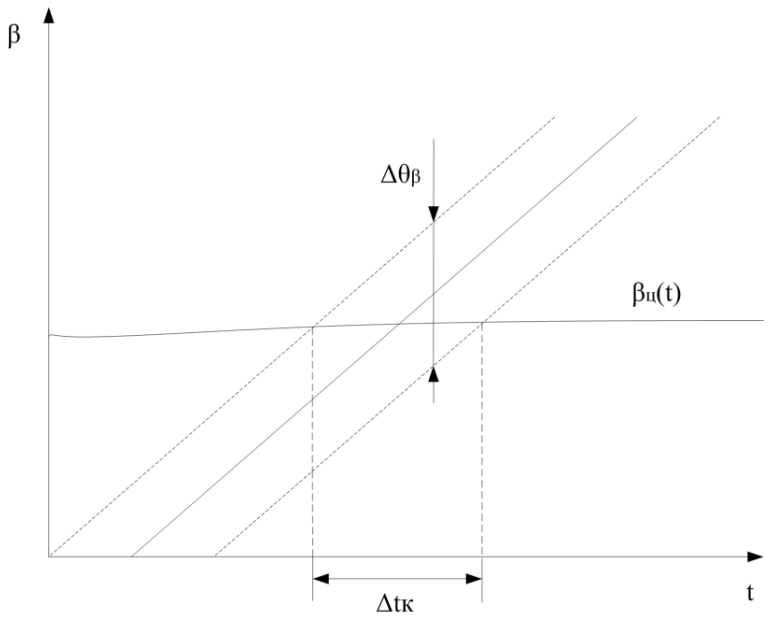


Рис. 3. Определение длительности радиолокационного контакта с движущейся целью в ходе одного обзора

Для обзорной импульсной РЛС характеристика направленности приемопередающей антенны определяет форму пачки сигналов, отраженных от цели (рис. 4).

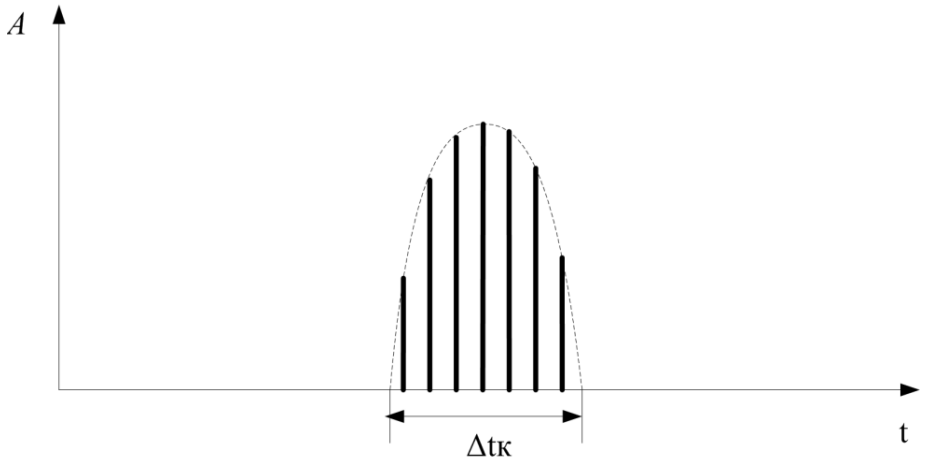


Рис. 4. Однократный контакт с целью – совокупность зондирований в определенном угловой направлении

Дальнейшая оптимальная обработка, выполняемая в приемном устройстве РЛС, предполагает когерентное и (или) некогерентное накопление импульсов пачки. Результаты накопления записываются в соответствующую ячейку матрицы.

Будем рассматривать формирование матрицы многообзорных наблюдений в координатах дальность-время. В зависимости от характера движения объекта локации

может изменяться как дальность до цели, так и временное положение эхо-сигнала в пределах периода обзора (рис. 5). Резонно полагать, что размеры дискретов дальности матрицы будут определяться разрешающей способностью РЛС Δr, а временные интервалы – длительностью радиолокационного контакта Δt_k с целью (рис. 3, 4).

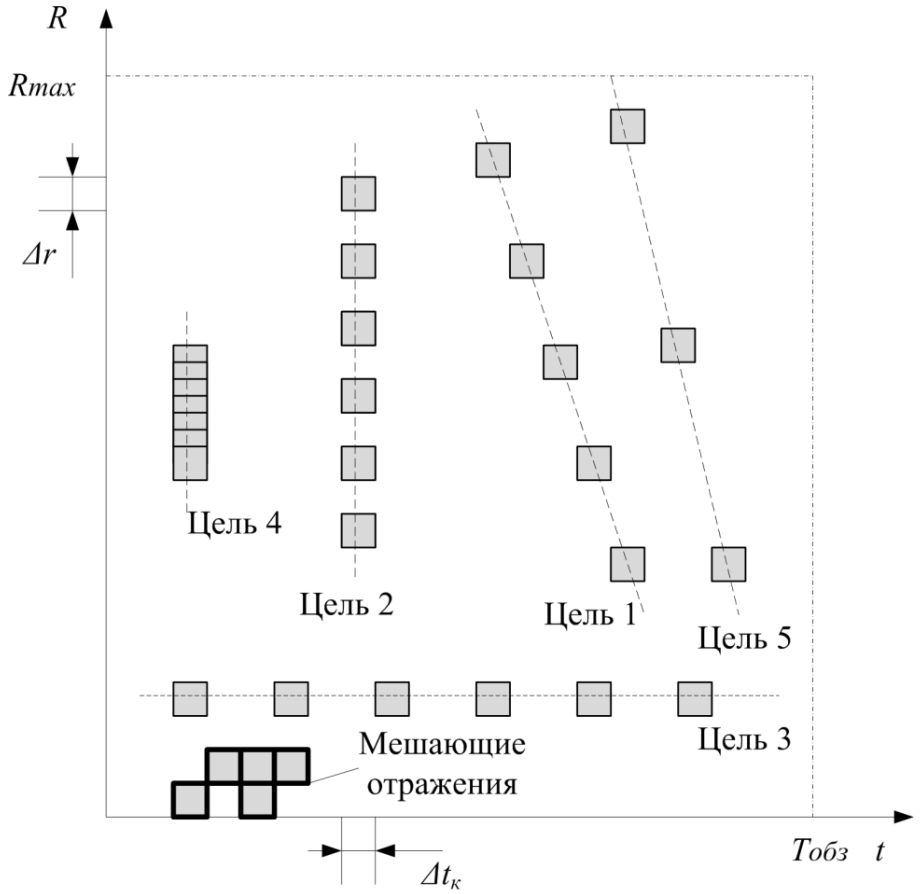


Рис. 5. Эхо-сигналы, записанные в матрицу наблюдений в координатах дальность-время

Так, например, характерная структура матрицы для цели 1 на рис. 5 определяется изменением от обзора к обзору как дальности, так и азимута объекта локации. Если объект перемещается с постоянной радиальной скоростью, а его угловая координата в процессе движения не меняется, в матрицу многообзорных наблюдений заносятся наблюдения, характерные для цели 2. Отсчитываемый от начала обзора момент радиолокационного контакта с целью 3, совершающей лишь угловое перемещение (нулевая радиальная скорость при неизменной дальности), будет изменяться для каждого очередного обзора.

При уменьшении уровня порога вероятность ложных тревог быстро возрастает, но вместе с тем снижается вероятность пропуска целей с малой ЭПР. Поэтому в случае двухпороговой процедуры многообзорного наблюдения [2] первичный порог обнаружения оказывается несколько ниже обычного уровня. Это вызывает значительное увеличение числа превышений порога (рис. 6). На рисунке темным оттенком выделены ячейки матрицы, для которых превышение порога обусловлено воздействием шумов.

При значительном количестве превышений порога будет нарастать от обзора к обзору число завязываемых трасс (истинных и ложных траекторий целей).

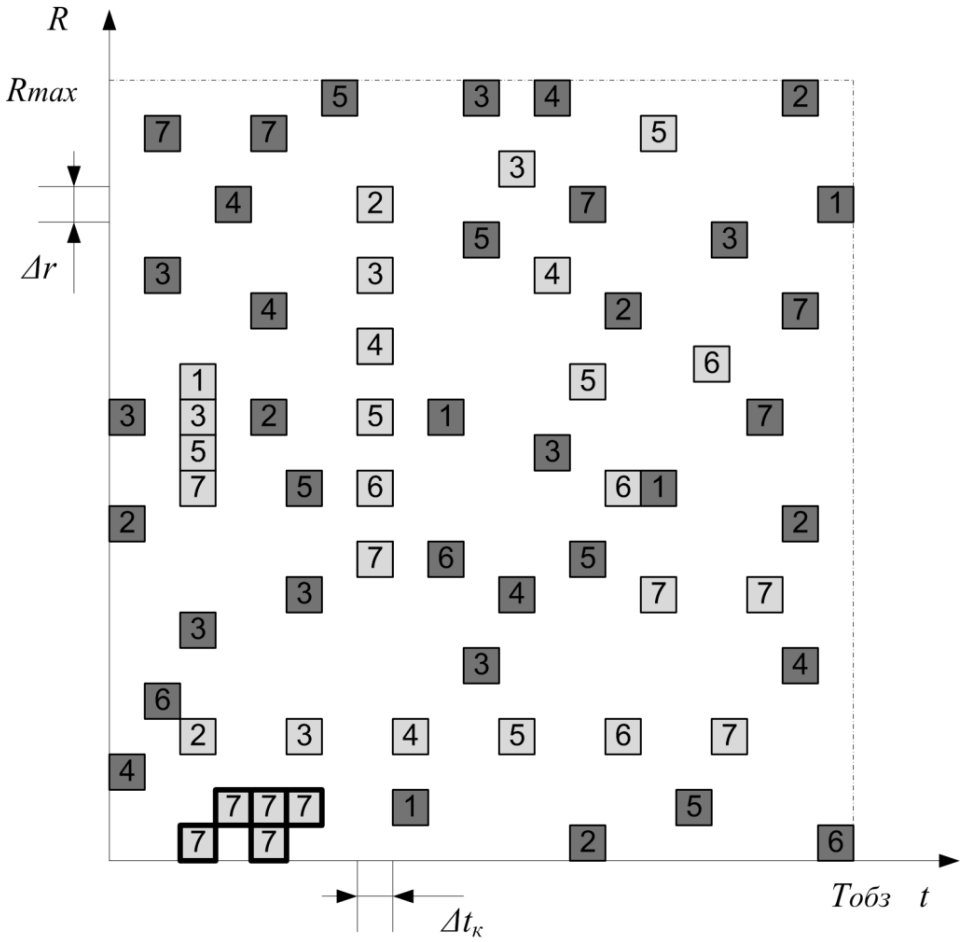


Рис. 6. Формирование матрицы многообзорных наблюдений с сохранением номера обзора

Алгоритм Хафа на основе априорной модели движения цели позволяет выделить отметки от целей, принадлежащие прямым (потенциальным траекториям целей). По мере увеличения числа анализируемых обзоров количество потенциальных трасс-кандидатов убывает. Так, по результатам моделирования работы алгоритма получены следующие результаты. При вероятности ложной тревоги на этапе первичной обработки $P_F = 5 \cdot 10^{-3}$ число потенциальных трасс-кандидатов для трех обзоров составило $N_{Tp} = 5573$, для четырех – $N_{Tp} = 2781$, для пяти – $N_{Tp} = 1187$. Формирования матрицы наблюдений с сохранением номера обзора позволяет в дальнейшем снизить количество потенциальных трасс-кандидатов, полученных с помощью алгоритма Хафа.

Сигналы от неподвижных местных предметов появляются, как правило, в одних и тех же элементах дальности матрицы наблюдений. От обзора к обзору их интенсивность меняется незначительно. Часто подобные сигналы исключаются из обработки путем вычитания мешающих отражений с использованием цифровых методов (карты помех), что приводит также к подавлению эхо-сигналов от малоподвижных объектов.

Сложности формирования матрицы многообзорных наблюдений для малоскоростных целей связаны с незначительным изменением их координат от обзора к обзору. На рис. 5 в матрице многообзорных наблюдений представлены сигналы от цели 4, движущейся с малой радиальной скоростью. При скорости объекта $V_{\min}$ меньше минимального значения, отметки, полученные в смежных обзорах, могут оказаться в одной ячейке матрицы

$$V \le V_{\min} = \Delta r / T_{обз}. \qquad (1)$$

Если использовать при формировании матрицы наблюдений простую логическую операцию «или» для объединения бинарных отметок, результаты отдельных обзоров будут потеряны. Например, для цели 4 (рис. 5, 6) результаты семи обзоров занимают лишь четыре элемента матрицы наблюдений. Сложная логика формирования матрицы наблюдений, например, с сохранением номера обзора, также не всегда позволяет эффективно использовать алгоритм Хафа для выделения трасс малоскоростных целей.

Предлагаемое решение проблемы – «прореживание» матрицы многообзорных наблюдений, то есть выборка результатов отдельных обзоров, например, каждого третьего, пятого, седьмого и т.д. в зависимости от минимальной скорости движения цели. Недостаток такого метода – ожидаемое увеличение общего времени наблюдения, задержка в принятии решения о наличии трассы цели и получении трассовой информации.

3. Многообзорное наблюдение высокоскоростных целей

Сложности иного плана возникают при формировании матрицы многообзорных наблюдений для высокоскоростных целей. Существенное изменение дальности за время обзора не всегда позволяет получить достаточное количество отметок в пределах зоны действия РЛС для реализации метода многообзорного наблюдения в полном объеме (цель 5 на рис. 3). Это сказывается в целом на эффективности подобного «усеченного» метода. Слабоотражающие объекты могут быть обнаружены при этом лишь вблизи РЛС за счет быстрого нарастания интенсивности эхо-сигналов при уменьшении дальности до цели. Очевидный путь повышения эффективности – увеличение темпа обзора пространства, переход от кругового к секторному обзору.

Ещё одна особенность методов продолжительного по времени накопления сигналов – это вероятное изменение отношения сигнал-шум из-за движения цели в процессе многообзорного наблюдения. В большинстве работ, посвященных методам TBD [3], влияние данного фактора на результирующую эффективность метода обычно не рассматривают. В этих работах анализируется случай, когда происходит обнаружение сигналов от целей, находящихся на больших дальностях и перемещающихся с относительно небольшой скоростью. При этом изменение отношения сигнал-шум оказывается относительно небольшим и им можно пренебречь.

Иная ситуация реализуется, когда обнаружение малоразмерной высокоскоростной цели происходит на относительно малом удалении от РЛС. Цели такого типа в процессе

их наблюдения могут преодолевать от обзора к обзору значительные расстояния, уровень эхо-сигналов в приемнике РЛС будет при этом интенсивно нарастать

$$P_{ci} = \frac{K}{\left[R - V_{rц} \cdot T_{обз} \cdot (i-1)\right]^4}, \qquad (2)$$

где P_{ci} – мощность сигнала для *i*-го обзора, K – коэффициент характеризующий потенциал РЛС, $V_{rц}$ – радиальная составляющая скорости цели.

Например, объект, движущийся со скоростью 700 м/с, может преодолевать более 4 км за время одного обзора 6с. Если первоначально обнаруживаемая цель находится на дальности 40 км, то относительное изменение её дальности за период обзора превысит 10%. Оценочные расчеты показывают возможное изменение отношения сигнал-шум, практически равное 2 дБ. В процессе оптимального накопления наилучшим образом должны воспроизводиться наиболее интенсивные составляющие сигнала, некогерентное накопление в этом случае предполагает оптимальные веса суммирования [4]. Если с изменением дальности до цели существенно изменяется уровень эхо-сигналов (отношение сигнал-шум), то должны изменяться и соответствующие веса при суммировании сигналов. Для приближающейся цели полученные последними по времени сигналы должен учитываться в аккумуляторе Хафа с наибольшим весом, а накопление относительно слабых сигналов, полученных первыми, практически не улучшает характеристики обнаружения. Таким образом, при многообзорном наблюдении малоразмерных скоростных целей основной выигрыш будет заключаться в получении трассовой информации одновременно с фактом их обнаружения.

4. Заключение

Проанализированы вопросы практической реализации методов многообзорного наблюдения на основе известного преобразования Хафа для обзорных радиолокационных станций. Содержание матрицы многообзорных наблюдений для различных объектов определяется характером их движения. При обнаружении целей, перемещающихся с малой радиальной скоростью, необходимо «прореживание» результатов многообзорных наблюдений. Однако при этом будет увеличиваться время наблюдения, что приводит к задержке в принятии решения о наличии трассы цели и получении трассовой информации.

При многообзорном наблюдении слабоотражающих высокоскоростных целей основной выигрыш от длительного наблюдения будет заключаться в получении трассовой информации одновременно с их обнаружением.

Литература

1. Монаков А.А. Обнаружитель движущейся цели для радиолокационного приемника на основе алгоритма Хафа. Сборник докладов конференции «RLNC 2014», С.1584-1594.
2. Кричигин, А.В., Маврычев, Е.А. Алгоритмы многообзорного обнаружения траектории движущейся цели. Труды НГТУ им. Алексеева Р.Е. №4(83), 2010, С. 11-18.

3. Carlson, B. D., Evans, E. D., and Wilson, S. L. Search radar detection and track with the Hough transform. System concept. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, *30, 1 (Jan. 1994),* Part I: *102-108,* Part II: *109-115,* Part III: *116-124.*
4. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.

REFERENCES

1. Monakov, A.A. Detecting a moving target for a radar receiver based on the Hough algorithm. Collection of reports of the conference "RLNC 2014", Pp.1584-1594.
2. Krichigin, A.V., Mavrychev, E.A. Multi-scanning detection algorithms of moving target track. Proceeding of NNSU, №4 (83), 2010, Pp. 11-18.
3. Carlson, B. D., Evans, E. D., and Wilson, S. L. Search radar detection and track with the Hough transform. System concept. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 30, 1 (Jan. 1994), Part I: Pp. 102-108, Part II: Pp. 109-115, Part III: Pp. 116-124.
4. Shirman, Ya. D., Manjos, V.N., Theory and technics of radar information processing in clutter conditions - Moscow: Radio y svyaz, 1981. - 416 p.

ФУНКЦИЯ ОСЛАБЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ, РАСПРОСТРАНЯЮЩЕЙСЯ ВДОЛЬ ПЛОСКОЙ ГРАНИЦЫ РАЗДЕЛА ДВУХ СРЕД, В УРАВНЕНИИ ДАЛЬНОСТИ РАДИОЛОКАТОРА.

А.М. Парменов, А.И. Кошелев, А.А. Бархоткин

АО «ФНПЦ «ННИИРТ», г. Нижний Новгород, Россия.

Аннотация. Рассматриваются особенности распространения электромагнитных волн вдоль земной поверхности в задаче обнаружения малоразмерных целей наземным радиолокатором. Основное внимание уделяется сравнению мощности эхосигнала наземного радиолокатора, отраженного от малоразмерных наземных целей, вычисленной при использовании модели земли в виде интеграла Зоммерфельда и при решении интегрального уравнения для функции ослабления, сравнении ее с полученными экспериментальными данными. Данный обзор будет полезен инженерам, занимающимся вопросами ближней радиолокации.

Ключевые слова: интеграл Зоммерфельда; интегральное уравнение для функции ослабления; импульсный радиолокатор.

ATTENUATION FUNCTION OF THE ELECTROMAGNETIC WAVE PROPAGATING ALONG A PLANE BOUNDARY BETWEEN THE TWO MEDIA, IN THE RADAR RANGE EQUATION.

A.M. Parmenov, A.I. Koshelev, A.A. Barkhotkin

FRPC NNIIRT, N. Novgorod, Russia.

Abstract. The properties of electromagnetic wave propagation along the earth's surface are considered in the problem of detection of small-size targets by ground radar. The focus is on comparing the echo power of ground radar, reflected from small-size ground targets, calculated using the earth model as Sommerfeld integral and solving the integral equation for the attenuation function, comparing it with the experimental data. This review will be useful for engineers dealing with short-range radar.

Keywords: Sommerfeld integral; integral equation for the attenuation function; pulse radar.

1. Введение

Важной прикладной задачей радиолокации является обнаружение малоразмерных целей на фоне подстилающей поверхности (ПП) с помощью наземного радиолокатора.

В частности, АО «ФНПЦ «ННИИРТ» разрабатывает моноимпульсный наносекундный радиолокатор, реализованный на компрессоре импульсов сверхвысокой частоты (СВЧ) [1]. Радиолокатор работает на центральной частоте $\nu = 815$ МГц, длина волны $\lambda = 0,36$ м в полосе $\Delta\nu = 200$ МГц. Назначение радиолокатора - обнаружение искусственных электромагнитных неоднородностей ПП по ходу движения носителя.

Для наземного радиолокатора, существенным является вопрос взаимодействия поля антенн с поверхностью зондируемой среды. Для оценки мощности эхосигнала, отраженного от наземной цели уравнение дальности радиолокатора должно быть дополнено функцией ослабления (ФО), учитывающей влияние ПП.

Известно, что потенциал поля, которое создает точечный диполь, приподнятый над идеально проводящей поверхностью на высоту z_0 удваивается, по сравнению со свободным пространством. Истинное поле при конечной проводимости ПП будет отличаться некоторым множителем ослабления, который и надлежит найти. При этом ФО $W(d, z_0)$ вводится как некий безразмерный множитель потенциала, который создавал бы описанный диполь над идеально проводящей поверхностью.

В задачах распространения электромагнитных волн (ЭМВ) вдоль земли в наиболее общем случае для геометрически и электрически неоднородных трасс оценить влияние ПП позволяет интегральное уравнение (ИУ) Хаффорда [2] для $W(d, z_0)$. Для однородных трасс можно использовать формулу Фока, для кусочно-однородных трасс можно использовать формулу Калинина и Фейнберга. Так же во всех перечисленных случаях можно использовать численное решение ИУ Фейнберга [3].

Следует, однако отметить, что запись указанных ИУ является следствием ряда приближений и допущений возникающих, при решении задачи излучения сосредоточенного источника над границей раздела двух сред. В случае плоской границы раздела двух однородных сред решается известная задача Зоммерфельда.

Целью данной работы является: сравнение ФО как решения ИУ для относительно коротких волн с $\lambda = 0,36$ м в случае однородной плоской ПП с результатами численного моделирования ФО с представлением земли в виде интеграла Зоммерфельда; допустимость применения ФО как решения ИУ в уравнении дальности радиолокатора, и сравнении с результатами экспериментов. Расчеты и оценки проводились для центральной частоты разрабатываемого геолокатора ν при различных высотах подъема z_0 источника ЭМВ и при различных электрических свойствах ПП, на различных дальностях наблюдения *d*. Объектами наблюдения были три квадратные медные пластинки с размерами сторон 0,1 м, 0,15 м, 0,2 м расположенные на поверхности земли, вертикально.

2. Решение интегрального уравнения.

Не останавливаясь на обсуждении приближений, используемых для получения одномерного ИУ для функции ослабления $W(d, z_0)$ в случае плоской границы раздела двух сред, запишем это уравнение, когда источником является вертикальный диполь, расположенный на некоторой высоте z_0, а точка наблюдения находится в плоскости раздела $z(x) \equiv 0$ [3]:

$$W(d; z_0) = 1 + i\sqrt{\frac{ikd}{2\pi}} \int_0^d W(x; z_0)\delta(x) \frac{\exp[ik(d - x + \sqrt{x^2 + z_0^2} - \sqrt{d^2 + z_0^2})]}{\sqrt{x(d-x)}} dx, \qquad (1)$$

где $k = 2\pi\nu / c$ - волновое число в вакууме;

ν - частота ЭМВ в вакууме;

$\delta(x) = \sqrt{1/\varepsilon^0}$ - приведенный поверхностный импеданс, который для электрически однородной трассы будем считать постоянной комплексной величиной;

$\varepsilon^0 = \sqrt{\varepsilon^2 / (\varepsilon - \cos^2(\psi))}$ - эффективная диэлектрическая проницаемость, при малых углах ψ скольжения ЭМВ будем считать ее равной $\varepsilon^0 = \sqrt{\varepsilon^2 / (\varepsilon - 1)}$;

ε - комплексная диэлектрическая проницаемость, в СИ рассчитывается по формуле:

$$\varepsilon = \varepsilon' + i\frac{\sigma}{2\pi\nu\varepsilon_0}, \qquad (2)$$

где $\varepsilon_0 = 8{,}85 * 10^{-12}$ Ф/м - электрическая постоянная;

ε' - диэлектрическая проницаемость ПП;

σ - проводимость ПП, выраженная в См/м;

смысл, введённых в (1) обозначений x, z_0, d, ψ, поясняет рисунок 1.

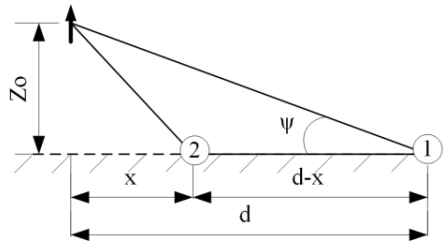


Рис. 1. Диполь вблизи границы раздела двух сред.
1- точка наблюдения; 2- точка интегрирования.

Уравнение (1) относятся к ИУ Вольтерра II рода. Для численного решения ИУ может быть использован метод квадратур. Метод простой итерации для ИУ (1) не применим, так как ряды Зоммерфельда сходятся лишь на малых дистанциях *d* [3], когда влияние земли можно сравнить с идеально проводящей поверхностью.

Решение ИУ (1) проводилось по алгоритму, описанному в [4] при этом существует некоторая особенность применения метода квадратур, заключающаяся в том, что множитель $1/\sqrt{x(d-x)}$ обращается в бесконечность на концах интервала [0,d]. Учитывая это, интеграл разбивается на три части:

$$\int_0^d W(x; z_0) R(x, x_N) dx = \int_0^h \ldots dx + \int_h^{d-h} \ldots dx + \int_{d-h}^d \ldots dx, \qquad (3)$$

где *h* - достаточно малый шаг интегрирования.

В первом и третьем интегралах делается замена переменных x на y^2 и $x = d - y^2$ соответственно. Тогда устраняются особенности в подынтегральном выражении и интегралы (3) можно приближенно представить в виде конечной суммы. Квадратурная формула для ИУ тогда будет иметь вид:

$$\int_0^{x_N} W(x, z_0) R(x, x_N) dx = A(h, x_N) + B(h, x_N) W(x_N, z_0), \qquad (4)$$

где

$$R(x,x_N)=i\sqrt{\frac{ikx_N}{2\pi}}\delta\frac{\exp[ik(x_N-x+\sqrt{x^2+z_0^2}-\sqrt{x_N{}^2+z_0^2})]}{\sqrt{x(x_N-x)}};$$

$$A(h,x_N)=R(x,x_N)\sqrt{xh}\,|_{x=0}\,W(0,z_0)+$$

$$+h\left\{\frac{3}{2}R(h,x_N)W(h,z_0)+\sum_{m=2}^{N-2}R(mh,x_N)W(mh,z_0)+\frac{3}{2}R[(N-1)h,x_N]W((N-1)h,z_0)\right\};$$

$$B(h,x_N)=R(x,x_N)\sqrt{(x_N-x)h}\,|_{x=x_N},$$

подставляя (4) в (1), и разрешая уравнение относительно $W(x_N)$, получим рекуррентное соотношение:

$$W(x_N,z_0)=\frac{1+A(h,x_N)}{1-B(h,x_N)}, \qquad (5)$$

которое позволяет рассчитать функцию ослабления в точке x_N, если она известна в предыдущих точках. На первых четырех точках трассы ФО полагается равной 1 по классической формуле Зоммерфельда [3]. Далее ФО рассчитывается согласно (5).

Для расчета функции ослабления $|W(d,z_0)|$ методом решения интеграла Зоммерфельда использовалась система автоматизированного проектирования (САПР) FEKO.

Важным свойством САПР FEKO является возможность вычисления ближнего и дальнего поля источника или рассеивателя ЭМВ с учетом ПП. ПП может быть смоделирована в виде отражающей поверхности с описанием ЭМВ простыми интерференционными формулами, а может быть представлена, что важно, в виде интеграла Зоммерфельда.

Френелевские отражательные формулы (или интерференционные) справедливы лишь когда приемник и передатчик достаточно удалены от границы раздела, вследствие чего излучение точечного источника можно представить в виде плоской волны.

Интеграл Зоммерфельда, по сути, является суперпозицией плоских неоднородных ЭМВ. В [3] показано, что любая ЭМВ может быть представлена в виде набора плоских неоднородных ЭМВ, у которых направление распространения не совпадает с фронтом равных амплитуд. Иными словами, угол падения таких ЭМВ является «комплексным». Кроме того, интерференционные формулы справедливы и при «комплексных углах падения» ЭМВ.

Следует понимать, что сама по себе неоднородная плоская ЭМВ является лишь математической абстракцией.

На рисунке 2 показан пример моделирования потенциала поля точечного диполя в зависимости от дальности d над поверхностью идеального электрического проводника и над землей с конечными параметрами проводимости σ=0,001 См/м и диэлектрической

проницаемости ε'=3. Отношением потенциалов является ФО $|W(d,z_0)|$ для z_0=3,5 м, используемого в модели.

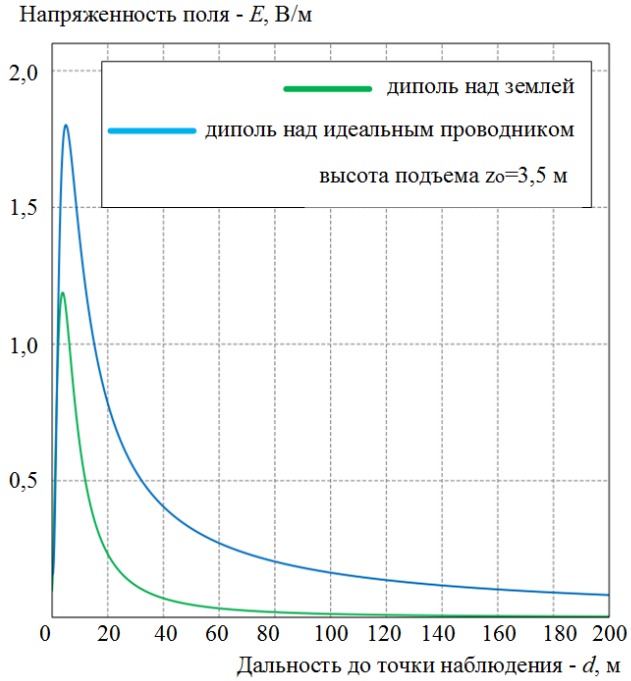


Рис. 2. Потенциал поля диполя над металлом и над диэлектриком с ε'=3 и σ=0,001 См/м по результатам электродинамического моделирования в САПР FEKO.

Некоторую сложность в применении геолокаторов, работающих по целям на фоне ПП, представляет отсутствие априорных сведений о диэлектрических свойствах ПП. В практических случаях диэлектрическую проницаемость среды, выбирают в соответствии с рекомендациями, представленными в таблице 1 [5].

Таблица 1. Диэлектрические показатели различных материалов

Материал	Диэлектрическая проницаемость ε'	Проводимость σ, См/м
Дорожная конструкция	5…10	0,0002…0,00002
Горная порода	4…10	0,01…0,00001
Глина	4…16	0,05…0,0002
Суглинок	2,5…19	0,021…0,00011
Песок	3…25	0,007…0,00002
Торф влажный	50…78	0,002…0,001
Морена	9…25	0,01…0,0001
Ил	9…23	0,001…0,0001
Металл	1…2	1000000
Лед	3…4	0,001
Вода	80…81	0,002…0,001
Воздух	1	0

Минимальные значения диэлектрической проницаемости относятся к сухому материалу, максимальные - к влагонасыщенному.

Для исследования различных типов ПП ФО $|W(d,z_0)|$ была рассчитана согласно (5) и в САПР FEKO для различных типов ПП с ε'=3, ε'=5, ε'=7 ε'=10, σ=0,001 См/м, при этом комплексная диэлектрическая проницаемость рассчитывалась согласно (2). Результаты вычислений $|W(d,z_0=3,5м)|$ для λ=0,36 м представлены на рисунке 3.

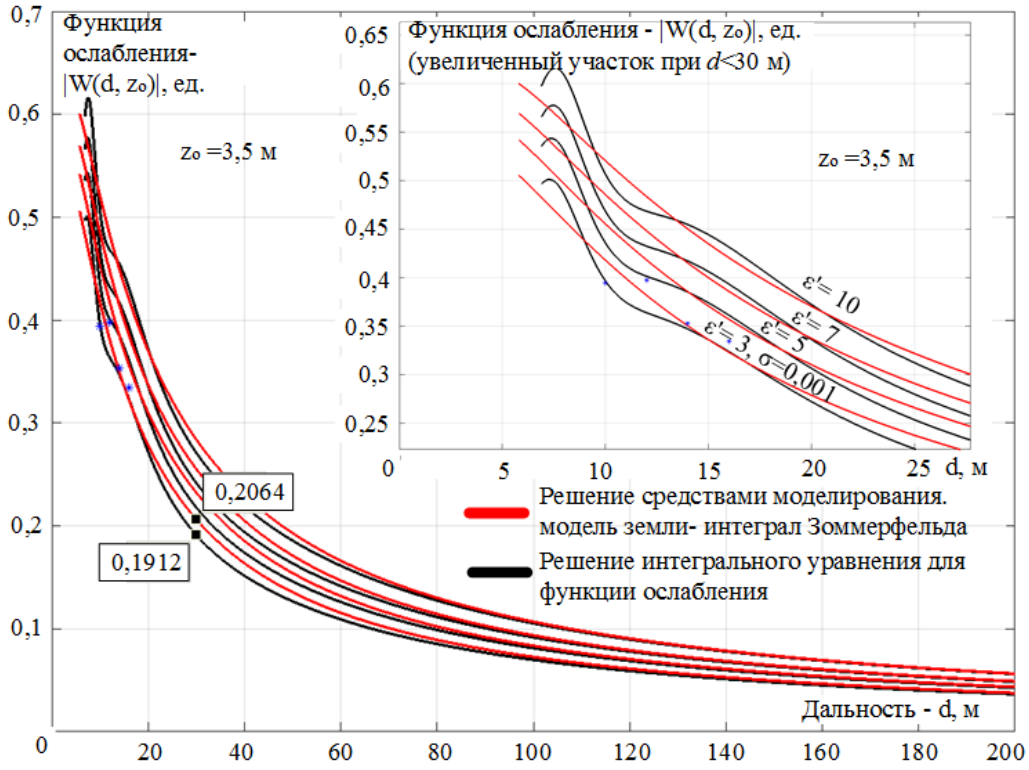


Рис. 3. ФО $|W(d,z_0=3,5м)|$ при различных значениях диэлектрической проницаемости.

Рисунок 3 показывает некоторые особенности $|W(d,z_0)|$ как решения ИУ. Периодичность ФО как решения ИУ на малых расстояниях (черные линии), вероятно, обусловлена нарушением граничного условия Леонтовича вблизи источника ЭМВ. С увеличением расстояния до точки наблюдения разница в способах вычисления функции ослабления нивелируется.

Отношение функций ослабления при использовании различных методов решения мало. Например, на дальности d=30 м функции соотносятся как 0,3 дБ (смотри рисунок 3). Такая неточность вполне допустима в практических оценках, учитывая даже, тот факт что $|W(d,z_0)|$ в виде поправочного коэффициента войдет в уравнение дальности радиолокатора в четвертой степени. Итоговая неточность оценки мощности приемного канала составит 1,2 дБ при прочих равных.

На расстояниях до 12 м ФО спадает как $\sqrt{1/d}$, на больших расстояниях ФО спадает как $1/d$.

С ростом диэлектрической проницаемости, ФО очевидно возрастает. В практических наблюдениях рост диэлектрической проницаемости ПП может быть обусловлен изменением влагонасыщенности грунта после выпадения или таяния осадков.

Увеличение функции ослабления возможно также при увеличении высоты подъема передатчика. На рисунке 4 показаны результаты расчета функции $|W(d,z_0)|$ при различных значениях z_0.

На практике высота подъема передатчика составляла 3,5 м. По сути она ограничена возможностью передвижения носителя радиолокатора по дорогам общего пользования.

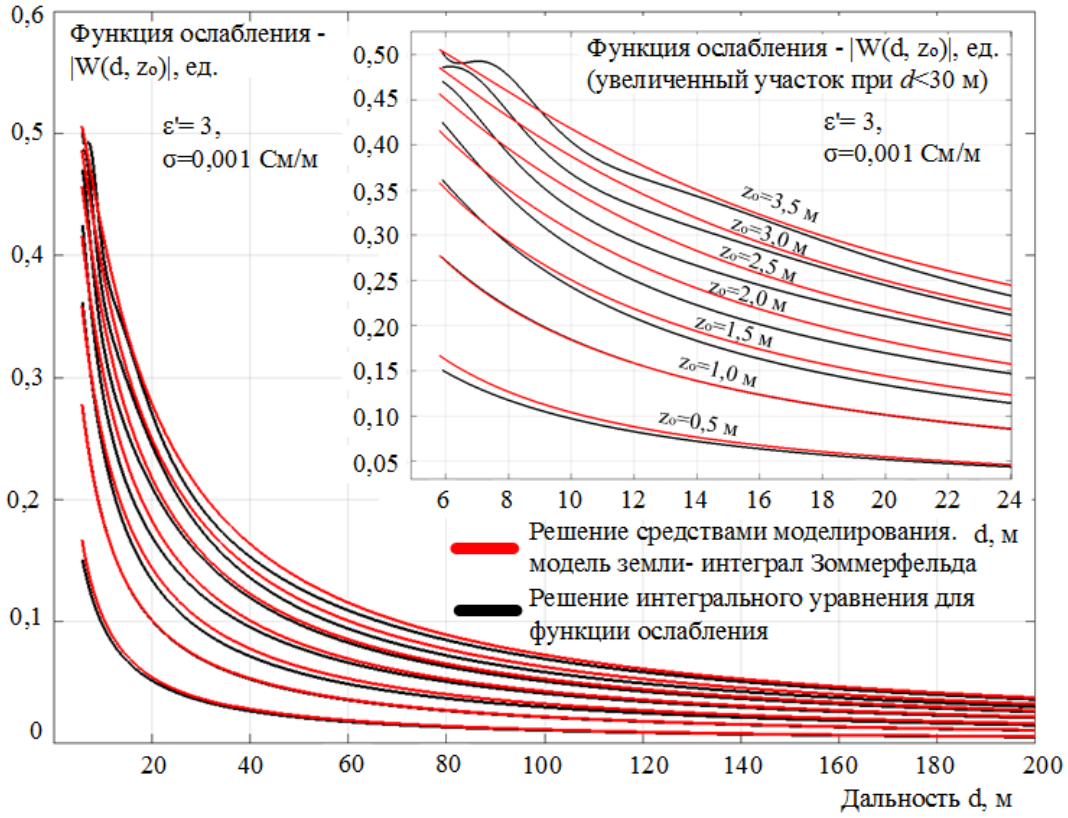


Рис. 4. Зависимость $|W(d,z_0)|$ при различных высотах подъема передатчика z_0.

Обращает на себя внимание малое изменение $|W(d,z_0)|$ в широком диапазоне изменения проводимости σ от 0,00001 См/м до 0,1 См/м. Решение ИУ (1) было произведено на сетке ε', σ решение представлено на рисунке 5.

Рост ФО наблюдается лишь с превышением $\sigma > 0,05$ См/м. В практических оценках, как и ранее будем применять значение $\sigma = 0,001$ См/м. Согласно таблице 1 выбранное значение может соответствовать разнообразным типам ПП, и согласно рис. 5 не оказывает значительного влияния на последующие оценки.

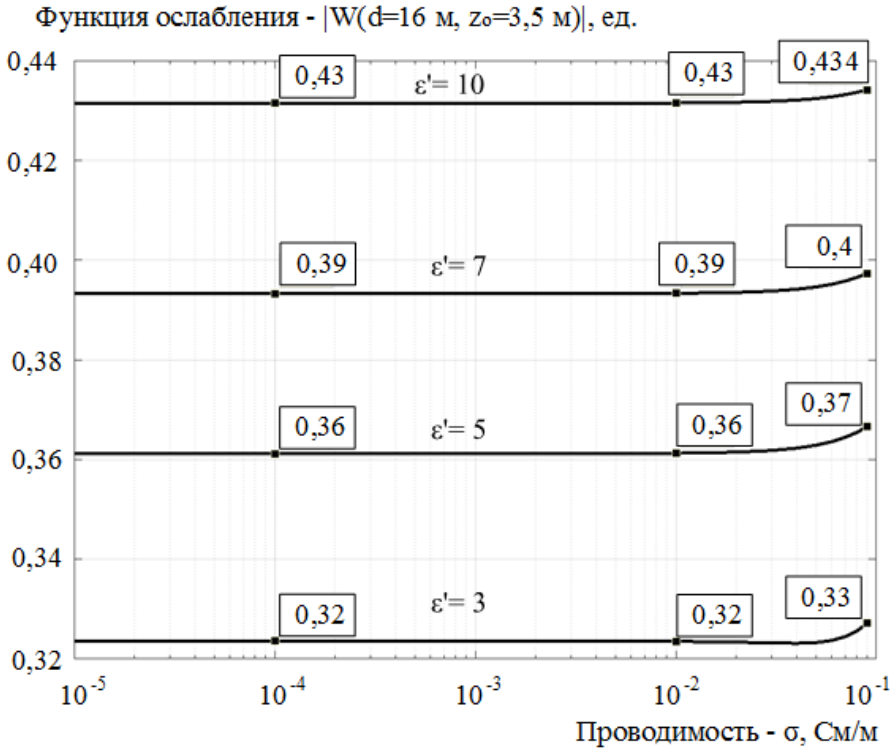


Рис. 5. Зависимость $\left|W(d=16м, z_0=3,5м)\right|$ от σ при различных значениях диэлектрической проницаемости ε'.

3. Функция ослабления в уравнении дальности радиолокатора.

Для оценки влияния вносимого ПП воспользуемся «классическим» уравнением дальности радиолокатора, при этом, учтем, что плотность потока мощности зондирующего сигнала запишется как:

$$П_t = \frac{P_t[2|W(d,z_0)|]^2 G_t}{4\pi d^2}, \qquad (6)$$

где P_t - импульсная мощность передатчика;

G_t - коэффициент усиления передающей антенны.

Следует обратить внимание, что ФО $W(d,z_0)$ в (6) умножается на 2, так как она вводится как коэффициент ослабления потенциала над идеально проводящей ПП, а в уравнение (6) входит для мощности излучателя в свободном пространстве.

Мощность в приемной антенне P_r запишется как:

$$P_r = \frac{П_t[2|W(d,z_0)|]^2 S_ц}{4\pi d^2} S_{эфф} = \frac{П_t[2|W(d,z_0)|]^2 S_ц}{4\pi d^2} \frac{\lambda G_r}{4\pi} = \frac{P_t[2|W(d,z_0)|]^4 G_t G_r S_ц \lambda^2}{(4\pi)^3 d^4}, \qquad (7)$$

где $S_ц$ - ЭПР цели на фоне ПП;

$S_{эфф} = \lambda G_r / 4\pi$ - эффективная площадь приемной антенны;

G_r - коэффициент усиления приемной антенны.

Оценку $S_ц$ цели на фоне ПП на длине волны λ так же можно производить в САПР FEKO методом конечных моментов. ПП так же представляется в виде интеграла Зоммерфельда.

На рисунке 6 показан результат моделирования ЭПР трех квадратных металлических пластинок с размерами сторон 0,1 м, 0,15 м, 0,2 м расположенных на поверхности земли, поперечно фронту распространения ЭМВ волны. ЭПР показана в зависимости от угла скольжения ЭМВ ψ при различных значениях ε'.

Обращает на себя внимание, что под воздействием ПП положение максимума ЭПР смещается на величину порядка $\psi = 20^0$. По сути, положение максимума ЭПР совместно с зависимостью ФО от высоты подъема источника, зависимостью удельной ЭПР ПП от угла скольжения ЭМВ ψ, определяют конфигурацию наземного радиолокатора, работающего по наземным целям.

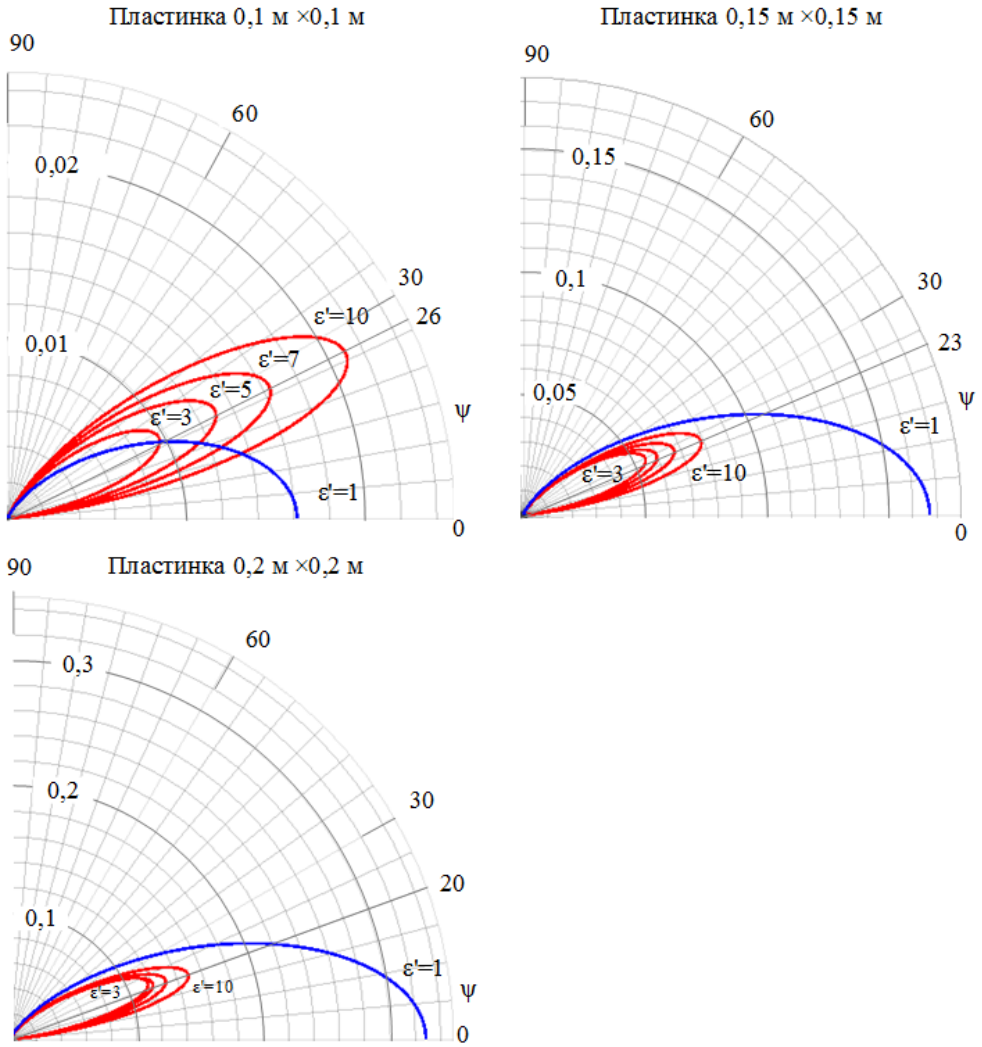


Рис. 6. ЭПР, м^2 квадратных пластинок, расположенных на земле в зависимости от угла скольжения ЭМВ ψ в сравнении с ЭПР в свободном пространстве.

4. Экспериментальная часть.

Возможности использования (7) в практических оценках мощности на выходе приемной антенны была проверена экспериментально на макете радиолокатора переднего обзора. Регистрировались отклики от вертикально расположенных на земле медных пластинок при различном удалении d от радиолокатора. Эксперимент проводился летом в сухую солнечную погоду в условиях реального грунта. Упрощенная функциональная схема и схема эксперимента показаны на рисунке 7. Сводная таблица параметров радиолокатора приведена в таблице 2.

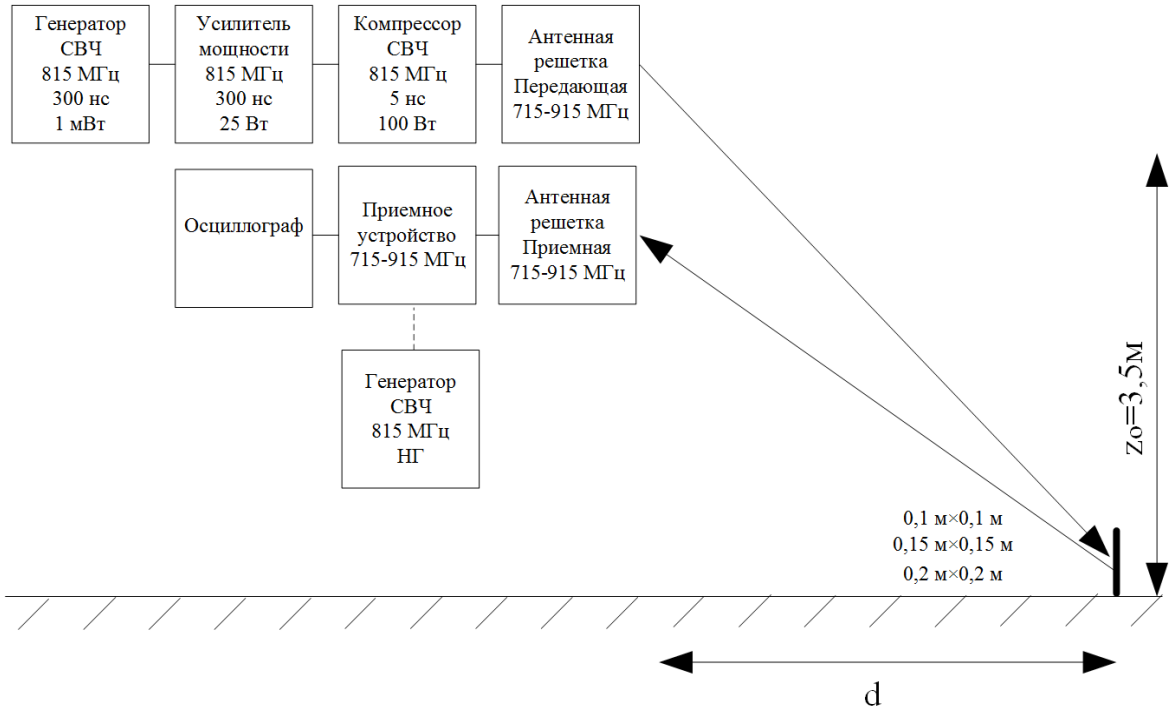


Рис. 7. Функциональная схема радиолокатора переднего обзора и схема эксперимента.

Таблица 2. Параметры радиолокатора переднего обзора

Наименование параметра	Условное обозначение	Значение
Направление обзора		Передний обзор
Высота антенной системы	z_0	3,5 м
Коэффициент усиления антенных решеток	$G_t = G_r$	50
Длина волны	λ	0,36 м
Центральная частота	ν	815 МГц
Полоса частот	$\Delta\nu$	200 МГц
Длительность импульса зондирующего сигнала	τ	5 нс
Поляризация		Вертикальная
Импульсная мощность передающего устройства	P_t	100 Вт

Радиоимпульсный сигнал на частоте 815 МГц, с длительностью 300 нс, сформированный в генераторе СВЧ последовательно усиливался до уровня 25 Вт и подавался на компрессор СВЧ импульсов, разработанный в Инженерной школе ядерных технологий Томского политехнического университета. В СВЧ компрессоре происходило сжатие радиоимпульса по длительности до 5 нс и увеличение по мощности до 100 Вт.

Внешний вид формирователя зондирующего сигнала показан на рисунке 8. Осциллограф отображает расстановку радиоимпульсного СВЧ сигнала накачки компрессора и сигнала управления.

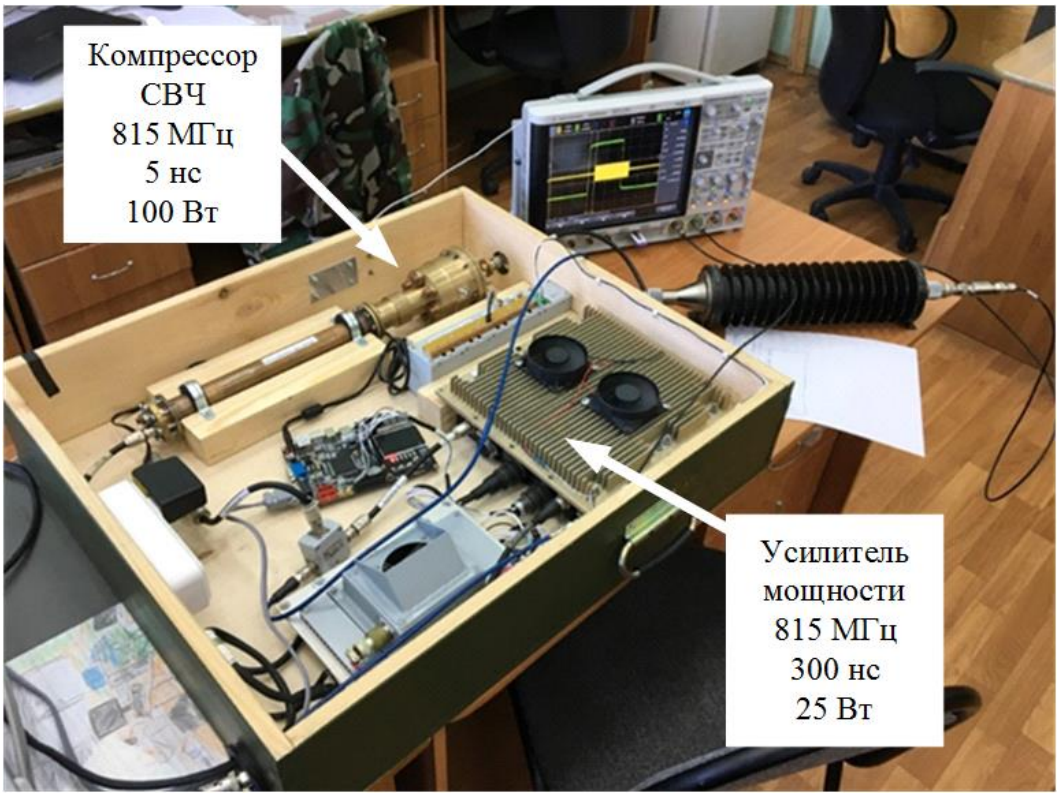


Рис. 8. Внешний вид формирователя зондирующего сигнала

Характерный вид осциллограммы зондирующего импульса на выходе СВЧ компрессора показан на рисунке 9.

Далее зондирующий сигнал излучался в пространство передающей антенной решеткой. Эхо-сигнал принимался аналогичной приемной антенной решеткой, усиливался приемным устройством прямого усиления, регистрировался на осциллографе.

Характерный вид осциллограммы эхо-сигнала показан на рисунке 10. На осциллограмме кроме отклика от цели можно видеть непосредственное влияние передающей антенны на приемную и отражение от инженерных конструкций на малых дальностях.

Рис. 9. Осциллограмма зондирующего сигнала. Ослабление 40 дБ.

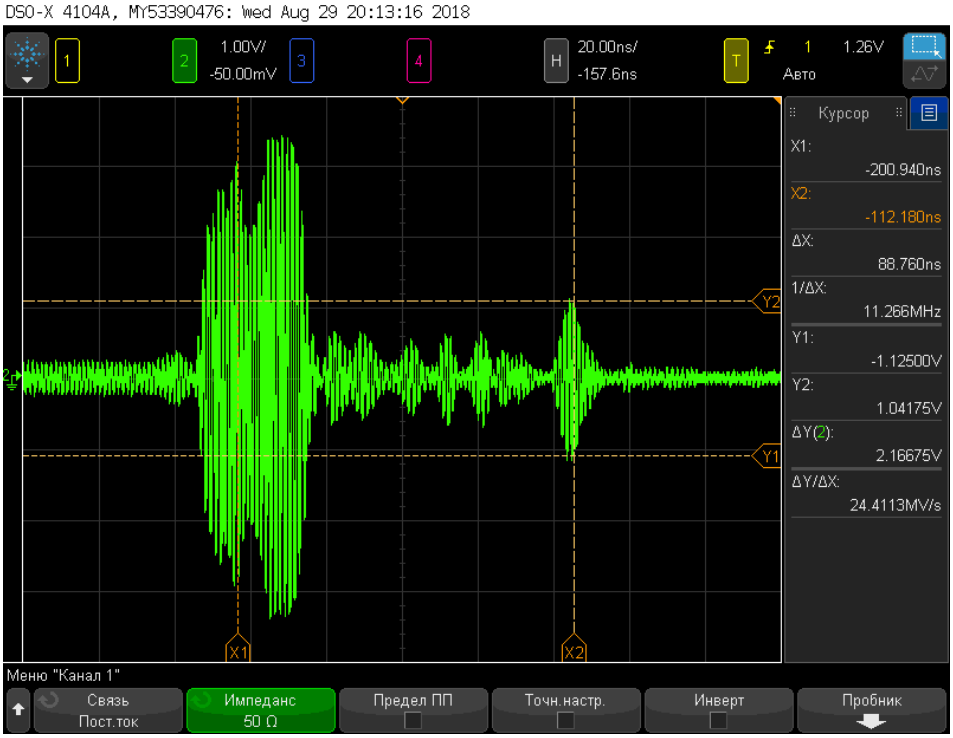


Рис. 10. Отклик от пластины 0,2 м × 0,2 м на дальности 14 м.

Амплитуда отклика ΔY показанная на рисунке 10 фиксировалась, приемная антенная решетка отключалась, и на вход приемного устройства подавался радиосигнал непрерывной генерации (НГ) с выхода СВЧ генератора. Мощность НГ радиосигнала подбиралась в соответствии с зафиксированной амплитудой отклика ΔY.

Таким образом, экспериментально была получена зависимость мощности эхо-сигнала от расстояния до цели. Полученная зависимость сравнивалась с результатами, полученными согласно (7). Функция ослабления, входящая в (7) была вычислена 2-мя описанными выше способами. Величина диэлектрической проницаемости получена методом подбора и составила ε'=3. ЭПР цели на фоне ПП использовался в соответствии с результатами, приведенными на рис. 6. Прочие параметры, входящие в (7) соответствовали значениям, приведенным в таблице 2.

Результаты экспериментов в сравнении с теоретическими расчетами мощности в приемном канале приведены на рисунке 11.

Как утверждалось выше, неточность, связанная с вычислением ФО как решения ИУ, выразились в ошибке мощности в приемной антенне в пределах 1,2 дБ (на рисунке 11 разница по вертикали между черной и красной линиями). Ступенчатый характер расчетных зависимостей P_r обусловлен дискретностью вычисления ЭПР пластинок в 1^0.

В целом, рисунок 11 демонстрирует хорошее соответствие теоретических оценок с результатами экспериментов, что можно интерпретировать как применимость метода оценки мощности эхо-сигнал отраженного от наземных целей с применением ФО как результата решения ИУ (1).

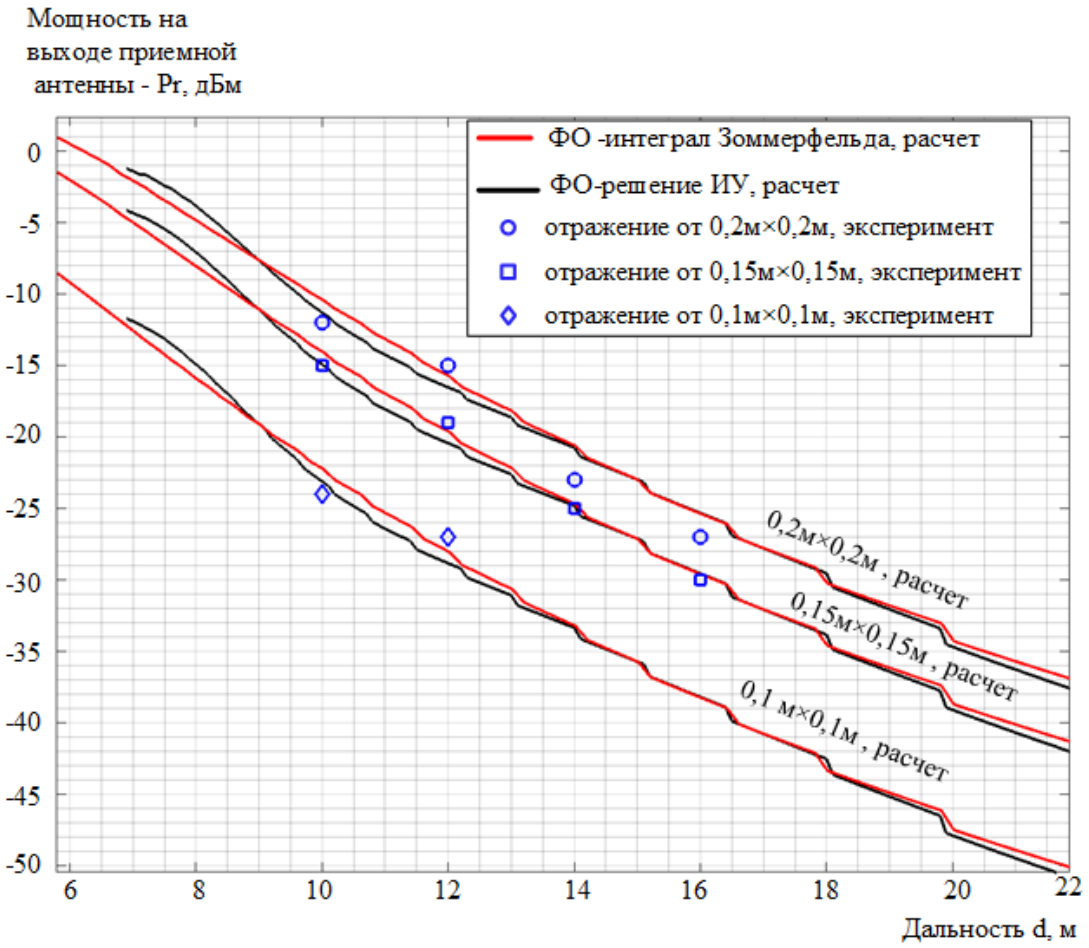


Рис. 11. Мощность в канале приемника, сравнение с экспериментальными данными.

5. Заключение.

Таким образом, показано, что для указанного частотного диапазона в используемой конфигурации радиолокатора переднего обзора допускается использование ФО в уравнении дальности радиолокатора. Неточность оценки мощности в приемном канале не превышает 1,2 дБ.

Применимость ИУ (1) в практических оценках для плоской однородной ПП, в дальнейшем, позволяет модифицировать его до ИУ Хаффорда [6], позволяющее вычислять ФО для трассы со слабой геометрической неоднородностью. Иными словами, вычислять мощность эхо сигнала, отраженного от наземной цели, находящейся на пересечённой местности.

Литература

1. Yushkov Yu. G. A Nanosecond Pulse-compression Microwave radar./ Badulin N.N., Batsula A.P., Mel'nikov A.I., Novikov S.A., Razin S.V., Shoshin E.L. // Electromagnetic Waves & Electronic Systems, 1997, Vol.2, No.6.- Pp. 26-30.
2. Сенченко А.А., Саломатов Ю.П. Сравнение квадратурных методов решения интегрального уравнения Хаффорда// Доклады ТУСУРа, декабрь 2012, №2(26), часть 2 - С. 36-41.
3. Фейнберг Е.Л. Распространение радиоволн вдоль земной поверхности. - 2-е изд. М.: Наука, Физматлит, 1999. - 496 с.
4. Проскурин Е.П., Пылаев А.А., Тихомиров Н.П., Штейнберг А.А. Распространение радиоволн над электрически и геометрически неоднородными трассами. //Проблемы дифракции и распространения волн, 1981, Вып. 18. - С. 171-183.
5. Методические рекомендации по применению георадаров при обследовании дорожных конструкций. Министерство транспорта Российской Федерации Государственная служба дорожного хозяйства Российской Федерации (РОСАВТОДОР). Дополнение к ОДН 218.0.006-2002, М., 2003. - 37 с.
6. Саломатов Ю.П. Инженерные методы расчета распространения радиоволн вдоль поверхности земли. Красноярск: ИПК СФУ, 2009 - 164 с.

References

1. Yushkov Yu. G. A Nanosecond Pulse-compression Microwave radar./ Badulin N.N., Batsula A.P., Mel'nikov A.I., Novikov S.A., Razin S.V., Shoshin E.L. // Electromagnetic Waves & Electronic Systems, 1997, Vol.2, No.6.- Pp. 26-30.
2. Senchenko A.A., Salomatov Yu.P. Comparison of quadrature methods for solving the Hufford integral equation // Proceedings of TUSUR university, December 2012, No. 2 (26), Part 2. - 36-41 p.
3. Feinberg E.L. Radio wave propagation along the earth surface. - 2 ed. M.: Science, Fizmatlit, 1999. - 496 p.
4. Proskurin E.P., Pylaev A.A., Tikhomirov N.P., Schteinberg A.A. Radio wave propagation over electrically and geometrically heterogeneous tracks. //Problems of diffraction and wave propagation, 1981, Issue 18. - Pp. 171-183.
5. Guidelines for the use of geo-radars when inspecting road structures. Ministry of transport of the Russian Federation Federal Road Agency of the Russian Federation (ROSAVTODOR). In addition to ODN 218.0.006-2002, M., 2003. - 37 p.
6. Salomatov Yu.P. Engineering methods for calculating propagation of radio waves along the earth surface. Krasnoyarsk: IPK SFU, 2009 - 164 p.

АДАПТАЦИЯ КАДРОВОЙ ЧАСТОТЫ В СИСТЕМАХ ОРБИТАЛЬНОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ

А. В. Девяткин[1], А. К. Цыцулин[2], А. И. Бобровский[3],
А. В. Морозов[2], Д. Л. Горшанов[1], В. А. Павлов[3]

[1]Главная (Пулковская) астрофизическая обсерватория Российской академии наук (ГАО РАН), Санкт-Петербург, Россия
[2]Акционерное общество «Научно-исследовательский институт телевидения» (АО «НИИ телевидения», Санкт-Петербург, Россия
[3]Федеральное государственное унитарное предприятия «Государственный научно-исследовательский институт прикладных проблем» (ФГУП «ГосНИИПП»), Санкт-Петербург, Россия
[4]Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого (СПбПУ), Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. Предложен метод адаптации кадровой частоты для наблюдения космических объектов при их обнаружении и сопровождении в условиях больших изменений дальности и видимой яркости на звёздном фоне по признаку отличия скоростного смаза изображения доминантных и фоновых объектов. Сформулировано уравнение управления состоянием системы при дискретном изменении кадровой частоты. Показана перспективность использования метода адаптации в системах контроля сближения космических аппаратов благодаря расширению горизонта чувствительности аппаратуры.

Ключевые слова: адаптация кадровой частоты, смаз, гистерезис, уравнение управления, дихотомия

ADAPTATION OF THE FRAME RATE IN THE SYSTEMS OF THE ORBITAL SERVICE

A. V. Devjatkin[1], A. K. Tsytsulin[2], A. I. Bobrovsky[3],
A. V. Morozov[2], D. L. Gorshanov[1], V. A. Pavlov[3]

[1] Main (Pulkovo) astrophysical Observatory of the Russian Academy of Sciences (GAO RAS), St. Petersburg, Russia
[2] Joint stock company "research Institute of television" (JSC "Research Institute of television", St. Petersburg, Russia
[3]Federal state unitary enterprise "State scientific-research Institute of applied problems" (FSUE "GosNIIPP"), Saint-Petersburg, Russia
[4]Sankt-Petersburg Polytechnic University of Peter the Great (SPbPU), St. Petersburg, Russia

Annotation. The proposed method of adapting frame rates for observation of space objects if they are detected and accompanied by large changes in the distance and the apparent brightness in the starry background on the sign of the difference speed shift image dominant and background objects. The equation of control of a condition of system at discrete change of frame frequency is formulated. The prospects of using the adaptation method in spacecraft approach control systems due to the expansion of the sensitivity horizon of the equipment are shown.

Keywords: adaptation, frame rate, blurring, hysteresis, equation management dichotomy

1. Введение

При создании систем наблюдения космических объектов в интересах орбитального обслуживания системный подход заключается в совместном синтезе обработки информации в фотоприёмной матрице и программно-аппаратных средствах обработки изображений, ответственных за высокую надёжность обнаружения и сопровождения подвижных объектов на звёздном фоне. Развитие программно-аппаратных средств

связано с использованием методов кластерного анализа [1], [2], методов параллельных вычислений и обучаемых алгоритмов, в т. ч. нейросетевых методов [3].

Важной частью параметрического синтеза системы наблюдения динамических сцен является определение оптимальной кадровой частоты и определение метода её перестройки в ходе наблюдения в условиях изменения интенсивности сигнала наблюдаемого космического объекта (КО), например, в силу изменения дальности между ним и космическим аппаратом наблюдения (КАН).

2. Выбор типа стабилизации КАН

При наблюдении удалённых КО на звёздном фоне основным признаком различения сигналов объекта и фона является различный скоростной смаз, зависящий от видимой скорости движения объектов. При этом возможны два типа стабилизации КА-наблюдателя (КАН), это [1], [2]:

1. Трёхосная, по звёздным датчикам, используемая при наличии предварительного указания от наземных средств наблюдения. В этом варианте наблюдаемые звёзды имеют постоянное положение в кадре, а изображение КО имеют вид треков, длина которых зависит от видимой скорости КО и времени накопления (длительности кадра).

2. Трёхосная, в том числе по ИК-вертикали со стабилизацией курса и крена по звёздным датчикам, когда визирная ось КАН перпендикулярна нормали к поверхности Земли, т. е. является касательной к круговой орбите. В этом варианте изображения ИКО в приборной плоскости при одинаковых орбитах КАН и КО неподвижны, а изображения звёзд имеют вид треков, длина которых зависит от времени накопления (длительности кадра); при различных орбитах (высота, наклонение) изображения и звёзд и КО имеют различный смаз.

Принципиальное различие этих вариантов наблюдения состоит в том, что чувствительность системы по обнаружению КО уменьшается пропорционально значению смаза по сравнению с неподвижными объектами. Это означает, что для расширения горизонта чувствительности, т. е. увеличения дальности обнаружения ИКО, режим стабилизации по ИК-вертикали выглядит предпочтительнее.

Количественное значение смаза в обоих режимах зависит от параметров орбиты КАН и КО и для достаточно типичных орбит, полей зрения и значительных дальностей смаз изображения может составлять единицы пикселов за секунду. При этом построение системы с постоянной кадровой частотой ведёт к необходимости использования достаточно высокой кадровой частоты (при времени кадра десятки миллисекунд), необходимой для уменьшения ошибок измерения пространственно-временных координат КО на близких дистанциях контроля сближения. Это означает, что смаз, как основной признак селекции КО на фоне звёзд, может оказаться ниже порога чувствительности алгоритма различения сигналов объекта и фона [3].

3. Метод адаптации кадровой частоты

Анализ модели накопления сигналов в матричном фотоприёмнике и прямой эксперимент показывают, что при слишком малом времени накопления имеется дефицит

как чувствительности, так и смаза как отличительного признака, т. е. надёжному выделению доминантной информации об КО мешают как шумовая, так и фоновая информации. При слишком большом времени накопления неприемлемыми становятся задержки получения информации о пространственно-временных координатах КО, а также увеличиваются ошибки селекции объектов в силу возрастающей вероятности перекрытия и слияния треков звёзд. Следовательно, на больших дистанциях частота кадров должна понижаться, а при малых дистанциях увеличиваться, и должно существовать оптимальное время накопления, т. е. оптимальная кадровая частота. Такой метод перестройки параметров системы является развитием принципа итерационного контроля сближения КА, выдвинутого С. П. Королёвым. Адаптация кадровой частоты благодаря увеличению времени накопления при малых видимых скоростях КО увеличивает дальность обнаружения, а при больших видимых скоростях КО сокращает время задержки.

Оптимизацию времени кадра рассмотрим на примере метода стабилизации визирной оси по касательной к общей орбите КАН и КО, определяющих модель наблюдения как неподвижный объект и подвижный фон (рис. 2). Разумным критерием оптимальности представляется минимум взвешенной суммы задержки принятия решения τ, пропорциональной времени кадра $T_к$, и риска R [1] (с соответствующими весовыми коэффициентами c_τ и c_R), который здесь рассмотрим в виде, включающем две компоненты: $R_ф$ из-за влияния фона (качества подавления фона) и R_n из-за влияния шума (отношения сигнала доминантного объекта к шуму):

$$T_{к\,опт} = \operatorname{argmin}\{c_\tau T_к + c_R(R_ф + R_n)\}. \qquad (1)$$

Критерий (1) на практике означает, что для минимизации задержки τ принятия решения нужно выбрать время кадра $T_к$ самым малым из тех, при которых риск R ошибочного решения о принадлежности каждого объекта к иному классу близок к нулю. Для обоих компонент риска $R_ф$ и R_n существуют пороги, при превышении которых ошибками принятия решения можно пренебречь. Порог обнаружения сигнала при гауссовском шуме соответствует значению отношения сигнал/шум около 10, порог обнаружения смаза также связан с отношением сигнал/шум, но даже при его достаточном значении в силу инструментальных ошибок дискретизации и квантования обычно имеет значение, близкое к 2 пикселам [3].

Так как риск $R_ф$ резко возрастает при уменьшении смаза фоновых объектов (признака различения) до порогового значения и становится пренебрежимо малым при больших значениях смаза (большом времени накопления), а риск R_n резко возрастает при уменьшении отношения сигнал/шум до порогового значения и становится пренебрежимо малым при больших значениях времени накопления, то оптимальное время кадра должно определяться по правилу:

$$T_{опт} = \max\{T_{ψ\,мин},\, T_{s\,мин}\}. \qquad (2)$$

4. Обработка информации в системе управления кадровой частотой

В силу принятого критерия (1) необходимо использовать оба показателя качества – риски $R_ф$ и R_n, и при работе системы наблюдения возможны оба случая – когда требуемое

время накопления $T_{\text{опт}}$ должно устанавливаться исходя из необходимой чувствительности, т. е. $T_{\psi\ \text{мин}}$, и когда оно устанавливаться исходя из необходимого смаза сигнала фоновых звёзд, т. е. $T_{s\ \text{мин}}$.

Для устойчивой работы алгоритма адаптации кадровой частоты следует ввести гистерезис, т. е. по два порога $\gamma_{\text{в}}$ и $\gamma_{\text{н}}$ для каждого из этих показателей. При использовании метода дихотомии при адаптации кадровой частоты такая группа порогов (верхних – для смаза $\gamma_{s\text{в}}$ и отношения сигнал/шум $\gamma_{\psi\text{в}}$, и нижних для смаза $\gamma_{s\text{н}}$ и отношения сигнал/шум $\gamma_{\psi\text{н}}$) должна удовлетворять условию $\gamma_{\text{в}}/\gamma_{\text{н}} = 2 + \delta$, где δ –компонент, имеющий смысл «технологического» запаса устойчивости системы, определяемый по среднеквадратическим значениям ошибок оценивания смаза и отношения сигнал/шум. С учётом гистерезиса при использовании дихотомии правило (2) принимает вид:

$$\max\{T_{\psi\ \min},\ T_{s\ \min}\} < T_{\text{опт}} < (2+\delta)\max\{T_{\psi\ \min},\ T_{s\ \min}\}, \qquad (3)$$

а функциональная схема системы с адаптацией кадровой частоты [3], [4] приводится к виду рисунка 1.

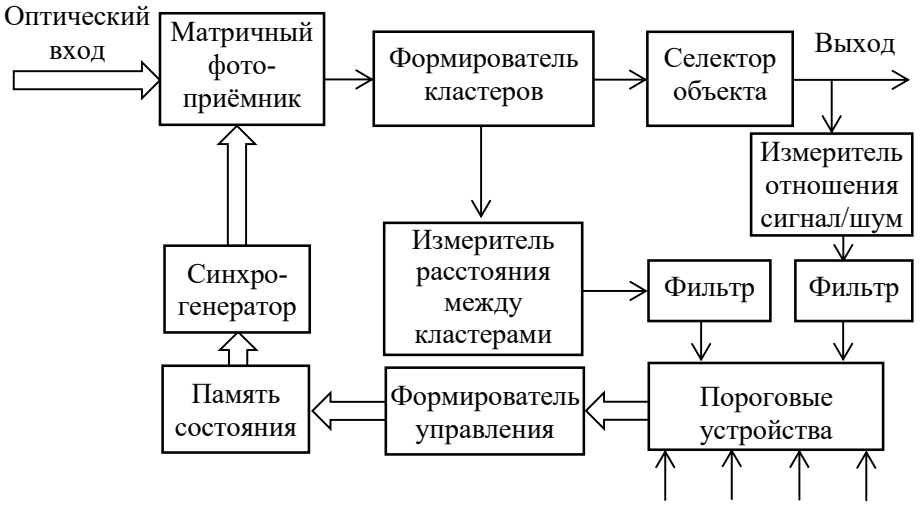


Рисунок 1. Структурная схема системы с адаптацией кадровой частоты по двум показателям качества и с двумя контурами обратной связи

Структурная схема рисунка 1 содержит два контура отрицательной обратной связи, стабилизирующих работу системы по критерию (1). В эти контуры входят фильтры сглаживания текущей оценки $\hat{s}$ смаза s изображений фоновых звёзд и текущей оценки $\hat{\psi}$ отношения сигнал/шум ψ выделяемого КО. Формирователь управления должен работать в соответствии с *уравнением управления*, в котором формируются знаки разности величин ($\text{sign}(a - b) = 1$, $a > b$; $\text{sign}(a - b) = 0$, $a \le b$).

$$Y_{k+1} = \begin{Bmatrix} Y_{-\ k+1} = \text{sign}(\hat{s}_k - \gamma_{s\text{в}}) \wedge \text{sign}(\hat{\psi}_k - \gamma_{\psi\text{в}}) \\ Y_{+\ k+1} = \text{sign}(\gamma_{s\text{н}} - \hat{s}_k) \vee \text{sign}(\gamma_{\psi\text{н}} - \hat{\psi}_k) \end{Bmatrix}. \qquad (4)$$

Сигналы управления подаются на устройство памяти состояния, которых может быть произвольное количество, но для практики бортовых систем контроля сближения КА наиболее реален вариант с состояниями, определяемыми временем кадра начиная с 8 секунд (с этого состояния начинается обнаружение) и с 8−10 ступенями,

отличающимися в два раза (4 с, 2 с, 1 с, и т. д.). Устройство памяти состояния системы может быть выполнено в виде $\log_2 W$-разрядного реверсивного счётчика, на входы управления сложением (+) и вычитанием (–) которого подаются сигналы управления (4) Y_k, а на его счётный вход подаётся сигнал $Y_{Jk} \vee Y_{Kk}$ (логическое «или» операндов).

Особенностью уравнения (4), реализующего правило (3), является использование операций $\wedge$ логического «и» и $\vee$ логического «или», соответствующие тому, что для перевода системы в состояние с бóльшим временем накопления достаточно понижения ниже нижнего порога ($\gamma_{sн}$ или $\gamma_{\psi н}$) любого из показателей – смаза или отношения сигнал/шум, а для перевода системы в состояние с меньшим временем накопления необходимо превышение верхнего порога ($\gamma_{sв}$ или $\gamma_{\psi в}$) обоих показателей.

5. Заключение

Обработка информации в системе орбитального обслуживания (наблюдения космических объектов в реальном времени) должна осуществляться на основе критерия (1) минимума взвешенной суммы задержки формирования информации и риска из-за ложной (фоновой и шумовой) информаций. Опора на этот критерий позволяет синтезировать алгоритм управления кадровой частотой в соответствии с уравнением (4). Использование принципов дихотомии, инерционности и гистерезиса позволяет автоматически при изменении условий наблюдения устанавливать время кадра, обеспечивающее компромисс между достоверностью и скоростью принятия решения.

Литература

1. Обнаружение объектов на звёздном фоне / Левко Г. В., Бобровский А. И., Морозов А. В., Цыцулин А. К. // Вопросы радиоэлектроники, сер. Техника телевидения, 2016, вып. № 2. С. 29–38.
2. Теория и практика космического телевидения/ Умбиталиев А. А., Цыцулин А. К., Левко Г. В., Пятков В. В., Кузичкин А. В., Дворников С. В., Шипилов Н. Н., Адамов Д. Ю., Манцветов А. А., Бобровский А. И. и др. // Под ред. А. А. Умбиталиева и А. К. Цыцулина. СПб, НИИ телевидения, 2017. – 368 с.
3. Классификация малоразмерных изображений космических объектов по признакам движения с помощью обучаемого алгоритма /Цыцулин А. К., Морозов А. В., Бобровский А. И., Баскова Ю. В., Павлов В. А.// Вопросы радиоэлектроники, сер. Техника телевидения, 2018, вып. № 3. С. 72–80.

References

1. Detection of objects in the starry background / Levko G. V., Bobrovsky A. I., Morozov A. V., Tsytsulin A. K. // Questions of radio electronics, ser. Television technique, 2016, issue. No. 2. P. 29−38.
2. Theory and practice of space television/ Umbitaliev A. A., Tsytsulin A. K., Levko G. V., Pyatkov, V. V., Kuzichkin, V. A., Dvornikov S. V., Shipilov N. N., Adamov D. Yu., Mansvetov A. A., Bobrovskv A. I. and others // edited by A. A. Umetaliev and A. K. Tsytsulin. St. Petersburg, Institute of television, 2017. − 368 p.
3. Classification of small images of space objects on grounds of traffic with the help of trainable algorithm/Tsytsulin A. K., Morozov A. V., Bobrovsky A. I., Baskova, Yu. V., Pavlov V. A.// Questions of radio electronics, ser. Television technique, 2018, issue. No. 3. P. 72−80.

АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ BOC СИГНАЛОВ

В.А.Миронов, В.В. Неровный, П.Д. Коратаев, А.В. Алышев

ВУНЦ ВВС «ВВА им. Профессора Н.Е.Жуковского и Ю.А.Гагарина», Воронеж, Россия

Аннотация. Рассмотрен алгоритм обнаружения навигационных сигналов возможный для реализации в аппаратуре потребителей глобальных навигационных спутниковых систем. Проведено имитационное моделирования канала поиска навигационных сигналов, получены характеристики обнаружения.

Ключевые слова: метод дополнительно переменной; канал поиска; навигационные сигналы.

ALGORITHM OF DETECTION BOC OF SIGNALS

V.A. Mironov, V.V. Nerovny, P.D. Korataev, A.V.Alichev

Military Air Academy named after prof. N.E.Zhukovsky and Yu. A.Gagarin, Voronezh, Russia

Abstract. The algorithm of detection of navigating signals possible for realisation in equipment of consumers of global navigating satellite systems is considered. It is spent imitating modelling of the channel of search of navigating signals, detection characteristics are received.

Keywords: method in addition variable; the search channel; navigating signals.

1. Введение

В настоящее время в глобальных навигационных спутниковых системах применяются радиосигналы, в которых используется бинарная модуляция на поднесущих частотах [1,2]. В англоязычной литературе данный тип модуляции называется *binary offset carrier (BOC)*.

Для поиска и обнаружения BOC сигналов в аппаратуре потребителей глобальных навигационных спутниковых систем (АП ГНСС) чаще всего используются циклические процедуры поиска. В качестве перспективных алгоритмов обнаружения BOC сигналов возможных к реализации в навигационных приемниках рассматриваются следующие алгоритмы: метод дополнительной переменной (МДП), BPSK-like, SSB.

Однако, характеристики обнаружителей, реализующие данные алгоритмы в условиях воздействия помех исследованы неполно.

Целью данной стати является исследование характеристик обнаружения BOC сигналов при реализации алгоритма МДП в АП ГНСС при функционировании ее в условиях воздействия помех.

2. Метод дополнительной переменной

В общем виде навигационный *BOC* сигнал можно представить как [1]:

$$S(t) = A_0 M(t-\tau) G_{\text{ДК}}(t-\tau)\cos(\omega_0 t + \tilde{\varphi}) \qquad (1)$$

где: $G_{\text{ДК}}(t-\tau)$ – функция дальномерного кода, модулирующая несущую сигнала и принимающая значения ± 1; $M(t-\tau)$ – дополнительная меандровая модулирующая

последовательность; A_0 – амплитуда сигнала; τ – задержка сигнала; ω_0 – частота сигнала; $\tilde{\varphi}$ – случайная начальная фаза сигнала;

Меандровая модулирующая последовательность $M(t)$ может быть представлена как:

$$M(t) = sign\left[\sin 2\pi f_{\text{М}}(t)\right] \tag{2}$$

где: $f_{\text{М}}(t) = 1/2\tau_{\text{М}}$ – тактовая частота меандровой последовательности; $\tau_{\text{М}}$ – длительность элементарного импульса меандровой последовательности. Необходимо отметить, что фаза дополнительной меандровой модулирующей последовательности синхронизирована с символами дальномерного кода.

Аналитически навигационный сигнал с меандровой модуляцией можно представить в виде: $BOC(f_{\text{М}}, f_{\text{ДК}})$, где $f_{\text{ДК}}$ – частота следования символов дальномерного кода. Обычно, частоты $f_{\text{М}}, f_{\text{ДК}}$ выбираются кратными некоторой базовой частоте $f_{\text{С}}$, (например в *GPS* и ГЛОНАСС $f_{\text{С}}$=1,023 МГц), т.е. $f_{\text{М}} = m \cdot f_{\text{С}}$ и $f_{\text{ДК}} = n \cdot f_{\text{С}}$. Тогда для записи сигнала используется сокращённая форма $BOC(m,n)$.

В математической модели навигационного *BOC* сигнала (3) меандровую модулирующую последовательность $M(t)$ можно рассматривать как колебание, которое можно разложить в ряд гармоник:

$$M(t) = sign[\sin 2\pi f_{\text{М}}(t)] = \sum_{i=1}^{+\infty} C_i \sin(2\pi i f_{\text{М}} t) \tag{3}$$

где: $C_i = \sin c(\frac{\pi}{2} i)$

Основная часть мощности меандровой последовательности, порядка 95% приходится на первую гармонику, тогда формула (3) может быть представлена в виде:

$$M(t) \approx \sin \omega_{\text{М}} t \tag{4}$$

Тогда выражение для навигационного *BOC* сигнала (1) с учётом (4) можно записать как:

$$S(t) \approx AG_{\text{ДК}}(t-\tau)\sin(\omega_{\text{М}} t)\cos(\omega_{\text{П}} t + \varphi) \tag{5}$$

С использованием тригонометрических преобразований получим:

$$S(t) \approx A_{\text{I}} G_{\text{ДК}}(t-\tau)(\sin((\omega_{\text{П}} + \omega_{\text{М}})t + \varphi) - \sin((\omega_{\text{П}} - \omega_{\text{М}})t + \varphi)), \tag{6}$$

Приведём выражение (6) к следующему виду:

$$\begin{aligned} S(t) \approx A_{\text{I}} G_{\text{ДК}}(t-\tau)(&\cos(\pi/2 - (\omega_{\text{П}} + \omega_{\text{М}})t - \varphi) - \\ &- \cos(\pi/2 - (\omega_{\text{П}} - \omega_{\text{М}})t - \varphi)). \end{aligned} \tag{7}$$

Введём новую переменную $\varphi_{\text{I}} = \pi/2 - \varphi$ и подставим её в выражение (7):

$$S(t) \approx A_{\text{I}} G_{\text{ДК}}(t-\tau)(\cos((\omega_{\text{П}} + \omega_{\text{М}})t - \varphi_{\text{I}}) - \cos((\omega_{\text{П}} - \omega_{\text{М}})t - \varphi_{\text{I}})). \tag{8}$$

Анализ выражения (8) показывает, что навигационный *BOC* сигнал можно представить как сумму двух *BPSK* сигналов смещённых в спектральной области на частоту меандра $\omega_{\text{М}}$.

Соответственно входной сигнал (2) с учётом, формы представления *BOC* сигнала как суммы двух *BPSK* сигналов смещённых в спектральной области на частоту меандра $\omega_{\text{М}}$ можно представить в виде:

$$\begin{aligned} S(t) \approx A_{\text{I}} G_{\text{ДК}}(t-\tau)\cos((\omega_{\text{П}}+\omega_{\text{М}})t-\varphi_{\text{I}}) - \\ -A_{\text{I}} G_{\text{ДК}}(t-\tau)\cos((\omega_{\text{П}}-\omega_{\text{М}})t-\varphi_{\text{I}}). \end{aligned} \quad (9)$$

Сигнал на входе устройства поиска и обнаружения можно представать в виде:

$$y(t) = \theta S(t,\tau) + n(t), \quad (10)$$

где: $n(t)$ – гауссовский шум, ограниченный полосой частот навигационного приёмника.

Параметр θ определяет наличие навигационного сигнала в принимаемой реализации (10). Ставится задача определения наличия навигационного сигнала (значение параметра θ), а также оценки информационного параметра сигнала – задержки τ.

При дальнейшем рассмотрении алгоритмов, которые различаются только методами поиска сигнала по задержке, методы поиска по частоте не рассматриваются, т.е. предполагается, что частота сигнала известна.

Для оценки задержки сигнала, в соответствии с теорией оптимальной обработки сигнала необходимо осуществить максимизацию функции правдоподобия:

$$p(\mathbf{Y} \mid \tau, \varphi_{\text{I}}) \xrightarrow[\tau]{} \max, \quad (11)$$

где: $\mathbf{Y} = \left| y_{k-1,0} \quad y_{k-1,1} \quad \dots \quad y_{k-1,N-1} \right|$ – вектор отсчётов входного наблюдения (11) на интервале времени $\left[t_{k-1};\ \ t_k \right]$.

Тогда функция правдоподобия с учётом формы представления BOC сигнала и цифровой обработки в аппаратуре потребителей может быть представлена в виде:

$$p(\mathbf{Y} \mid \tau, \varphi_{\text{I}}) = c \cdot \exp\{\sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i})(G_{\text{ДК}}(t_{k,i})\cos(\omega_{\text{В}} t_{k,i}) + G_{\text{ДК}}(t_{k,i})\cos(\omega_{\text{Н}} t_{k,i})\}, \quad (12)$$

где: $\omega_{\text{В}} = \omega_{\text{П}} + \omega_{\text{М}}$ – значение «верхней» поднесущей частоты; $\omega_{\text{Н}} = \omega_{\text{П}} - \omega_{\text{М}}$ – значение «нижней» поднесущей частоты; $\omega_{\text{П}}$ – значение промежуточной частоты.

Преобразуем выражение для функции правдоподобия к виду:

$$\begin{aligned} p(\mathbf{Y} \mid \tau, \varphi_{\text{I}}) = c \cdot \exp\{\sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i})(G_{\text{ДК}}(t_{k,i})\cos(\omega_{\text{В}} t_{k,i})\} \times \\ \times \exp\{\sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i})(G_{\text{ДК}}(t_{k,i})\cos(\omega_{\text{Н}} t_{k,i})\}. \end{aligned} \quad (13)$$

В математической модели BOC сигнала (3) начальная фаза случайная и является неинформативным параметром, что вызывает необходимость усреднения функции правдоподобия по значениям φ_{I}.

Тогда усреднённую функцию правдоподобия можно представить выражением:

$$p(\mathbf{Y} \mid \tau) = \frac{c}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} p(\mathbf{Y} \mid \tau, \varphi_{\text{I}}) d\varphi_{\text{I}}. \quad (14)$$

В результате усреднения по неинформативным параметрам выражения (14) получим:

$$p(\mathrm{Y}\mid\tau)=\frac{c}{2\pi}\cdot\int_{-\pi}^{\pi}\exp\{\sum_{i=1}^{N}y(t_{k,i})(G_{\text{ДК}}(t_{k,i})\cos(\omega_{\text{В}}t_{k,i})\}d\varphi_1\times$$
$$\times\int_{-\pi}^{\pi}\exp\{\sum_{i=1}^{N}y(t_{k,i})(G_{\text{ДК}}(t_{k,i})\cos(\omega_{\text{Н}}t_{k,i})\}d\varphi_1. \quad (15)$$

Выражение (15) может быть преобразовано к виду:

$$p(\mathbf{Y}\mid\tau)=c\cdot I_0(X_{\text{В}})\cdot I_0(X_{\text{Н}}), \quad (16)$$

где: I_0 – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка; $X_{\text{В}}, X_{\text{Н}}$ – отсчёты огибающих «верхней» и «нижней» спектральных компонент BOC сигнала.

Отсчёты огибающих «верхней» и «нижней» спектральных компонент BOC сигнала определяются в соответствии с выражениями:

$$X_{\text{В}}=\sqrt{I_{\text{В}}^2+Q_{\text{В}}^2}, \quad (17)$$

$$X_{\text{Н}}=\sqrt{I_{\text{Н}}^2+Q_{\text{Н}}^2}. \quad (18)$$

Синфазные и квадратурные составляющие в выражениях (17) и (18) формируются в корреляторах аппаратуры потребителей и определяются как:

$$I_{\text{В}}=\sum_{i=1}^{N}y(t_{k,i})G_{\text{ДК}}(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_{\text{В}}t_{k,i}), \quad (19)$$

$$Q_{\text{В}}=\sum_{i=1}^{N}y(t_{k,i})G_{\text{ДК}}(t_{k,i}-\tau)\sin(\omega_{\text{В}}t_{k,i}), \quad (20)$$

$$I_{\text{Н}}=\sum_{i=1}^{N}y(t_{k,i})G_{\text{ДК}}(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_{\text{Н}}t_{k,i}), \quad (21)$$

$$Q_{\text{Н}}=\sum_{i=1}^{N}y(t_{k,i})G_{\text{ДК}}(t_{k,i}-\tau)\sin(\omega_{\text{Н}}t_{k,i}). \quad (22)$$

Для максимизации функции правдоподобия возьмём логарифм от выражения (16), в результате получим:

$$\ln p(\mathbf{Y}\mid\tau)=\ln c+\ln I_0(X_{\text{В}})+\ln I_0(X_{\text{Н}}). \quad (23)$$

Выражение (23) можно упростить, заменив $\ln I_0$ на операцию взятия модуля, при этом выражения являющиеся аргументом модифицированной функции Бесселя всегда положительные. Учитывая, что добавление константы не влияет на операцию взятия максимума, выражение (23) можно представить в виде:

$$\ln p(\mathbf{Y}\mid\tau)\approx\sqrt{I_{\text{В}}^2+Q_{\text{В}}^2}+\sqrt{I_{\text{Н}}^2+Q_{\text{Н}}^2}. \quad (24)$$

Максимизация величины $\ln p(\mathbf{Y}\mid\tau)$ заключается в вычислении значений синфазной и квадратурной огибающих при всех возможных значениях задержки.

Анализ выражения (24) показывает, что логарифм функции правдоподобия представляет сумму огибающих «верхней» и «нижней» спектральных компонент BOC сигнала и является, соответственно, суммарной огибающей $X_{\text{В+Н}}$:

$$X_{\text{В+Н}} \approx \sqrt{I_{\text{В}}^2 + Q_{\text{В}}^2} + \sqrt{I_{\text{Н}}^2 + Q_{\text{Н}}^2}. \quad (25)$$

Вычисленное значение величины $X_{\text{В+Н}}$ для каждого значения задержки сравнивается с пороговым напряжением, т.е. решается задача обнаружения.

Необходимо отметить, что при больших отношениях сигнал/помеха суммарную огибающую $X_{\text{В+Н}}$ можно представить как сумму квадратов синфазных и квадратурных составляющих:

$$X_{\text{В+Н}} \approx \sqrt{I_{\text{В}}^2 + Q_{\text{В}}^2} + \sqrt{I_{\text{Н}}^2 + Q_{\text{Н}}^2} \approx \sqrt{I_{\text{В}}^2 + Q_{\text{В}}^2 + I_{\text{Н}}^2 + Q_{\text{Н}}^2}. \quad (26)$$

В учётом способа вычисления суммарной огибающей $X_{\text{В+Н}}$ существует несколько алгоритмов обнаружения *BOC* сигнала.

В алгоритме МДП вычисление суммарной огибающей $X_{\text{В+Н}}$ производится по формуле (25). В алгоритме *BPSK-like* для вычисления суммарной огибающей $X_{\text{В+Н}}$ используется соотношение:

$$X_{\text{В+Н}} \approx \sqrt{I_{\text{В}}^2 + Q_{\text{В}}^2 + I_{\text{Н}}^2 + Q_{\text{Н}}^2}. \quad (27)$$

В качестве показателя эффективности поиска сигнала выберем вероятность окончания поиска правильным обнаружением за три цикла P [3]:

$$P = \sum_{j=1}^{3} P_{\text{ЦПР}} (1 - P_{\text{Ц}})^{j-1}, \quad (29)$$

где $P_{\text{ЦПР}}$ – вероятность окончания поиска на одном цикле правильным обнаружением; $P_{\text{Ц}}$ – вероятность окончания поиска на одном цикле.

Вероятность окончания поиска на одном цикле правильным обнаружением

$$P_{\text{ЦПР}} = D(1 - F)^{L-1} \quad (30)$$

где L – число ячеек неопределённости по задержке.

Вероятность окончания поиска на одном цикле:

$$P_{\text{Ц}} = 1 - (1 - D)(1 - F)^{L-1} \quad (31)$$

где D – вероятность правильного обнаружения навигационного сигнала.

Под одним циклом поиска будем считать один просмотр всех ячеек неопределённости по задержке и частоте. Для определения вероятности правильного обнаружения навигационного сигнала используем метод статистических испытаний, тогда [3]:

$$D = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N} \delta_k(Y) \quad (32)$$

где N – общее количество опытов; Y – значение статистики на входе порогового устройства в k -м испытании; δ_k – индикаторная переменная, причём $\delta_k(Y) = 1$, если $Y \geq h$ и $\delta_k(Y) = 0$, если $Y < h$.

Потребное число испытаний определяется заданной точностью моделирования [1]. Например, при точности моделирования $\varepsilon = 0,05$ и доверительной вероятности 0,9 потребное число испытаний составляет 190.

Для определения P вероятности окончания поиска правильным обнаружением за три цикла с использованием ЭВМ разработана модель обнаружителя *BOC* навигационных сигналов. При проведении оценки эффективности воздействия помех, с использованием разработанных моделей, рассмотрены навигационные сигналы ГНСС ГЛОНАСС, GPS.

На рисунке 1 приведены зависимости вероятности P для *BOC*(1,1) сигнала от отношения сигнал/помеха при использовании алгоритма МДП для гауссовской шумовой и сигналоподобной помехи *BPSK*(1). Анализ графиков, приведенных на рисунке 1 показывает, что при большом отношении сигнал/помеха помехоустойчивость обнаружителя, использующего алгоритм МДП при воздействии гауссовской шумовой помехи ниже на 1…2 дБ, чем при воздействии сигналоподобной помехи *BPSK*(1). При малом отношении сигнал/помеха помехоустойчивость обнаружителя, использующего алгоритм МДП, в условиях гауссовской шумовой помехи улушается до 8…9 дБ.

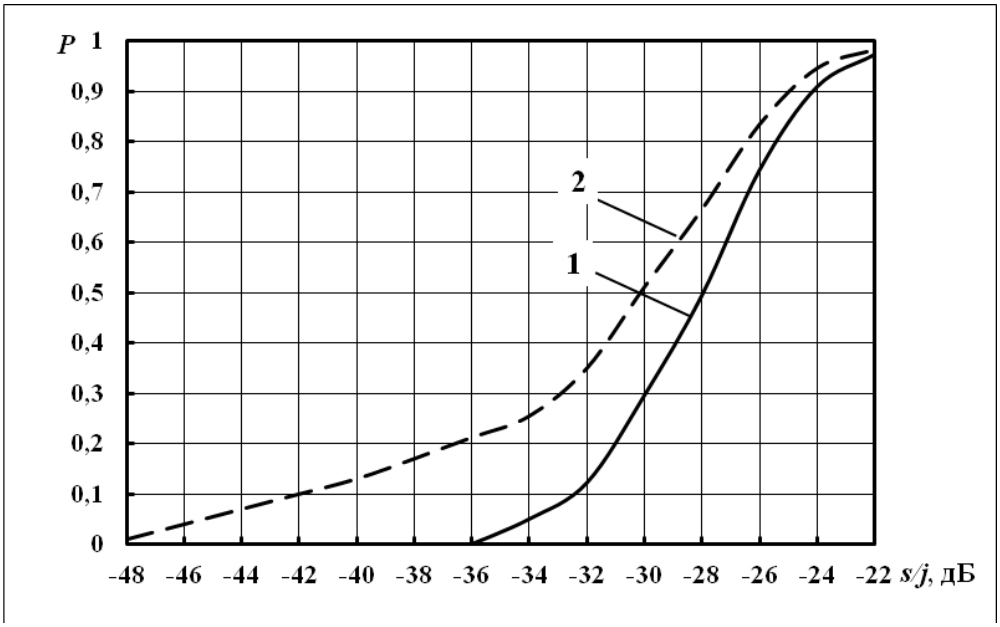


Рис. 1 Зависимости P при использовании алгоритма МДП
для *BOC*(1,1) сигнала от отношения *s/j*
1) гауссовская шумовая помеха; 2) сигналоподобная помеха *BPSK*(1)

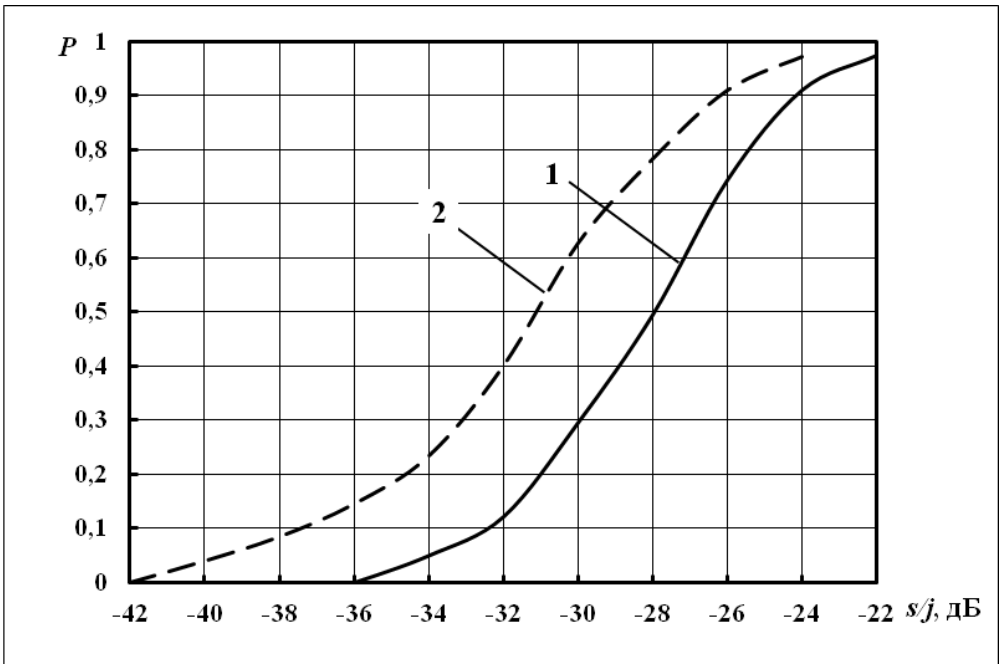


Рис. 2 Зависимости P при использовании алгоритма МДП
для $BOC(1,1)$ сигнала от отношения s/j
1) гауссовская шумовая помеха; 2) сигналоподобная помеха $BOC(1,1)$

На рисунке 2 приведены зависимости вероятности P для $BOC(1,1)$ сигнала от отношения сигнал/помеха при использовании алгоритма МДП для гауссовской шумовой и сигналоподобной помехи $BOC(1,1)$. Анализ графиков, приведенных на рисунке 2, показывает, что помехоустойчивость обнаружителя, использующего алгоритм МДП при воздействии гауссовской шумовой помехи ниже на 3…5 дБ, чем при воздействии сигналоподобной помехи $BOC(1,1)$.

3. Заключение

Полученные путем моделирования на ЭВМ характеристики обнаружения BOC сигналов при реализации алгоритма МДП в АП ГНСС при функционировании ее в условиях воздействия помех, показывают, что данный алгоритм поиска навигационных сигналов является перспективным к внедрению в современные навигационные приемники.

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.

ВАРИАНТЫ РЕАЛИЗАЦИИ ИТЕРАЦИОННОГО АЛГОРИТМА НЬЮТОНА-РАФСОНА В ДАЛЬНОМЕРНОЙ СИСТЕМЕ КООРДИНАТОМЕТРИИ

Ануфриев А.А., Севидов В.В., Чиркин П.М., Шипунов В.А.

Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного,
Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация. В статье представлен итерационный алгоритм Ньютона-Рафсона, реализуемый в дальномерной системе (ДС) координатометрии (КМ) источников радиоизлучения (ИРИ). Он может быть использован в образовательном процессе, а также при проектировании и исследовании точностных характеристик комплексов координатометрии.

Рассмотрены три варианта дальномерной системы:

1 вариант. ДС на плоскости при наличии трех измерителей.

2 вариант. ДС в пространстве при наличии трех измерителей. Высота определяемого объекта равна нулю.

3 вариант. ДС в пространстве при наличии четырех измерителей. Высота определяемого объекта неизвестная (произвольная).

Ключевые слова: алгоритм, координатометрия, дальномерная система, определение координат, источник радиоизлучениям.

OPTIONS FOR IMPLEMENTATION OF NEWTON-RAPHSON ITERATIVE ALGORITHM IN THE FAR-DIMENSIONAL SYSTEM OF COORDINATOMETRY

Anufriev A.A., Sevidov V.V., Chirkin P.M., Shipunov V.A.

Military Academy of telecommunications named after Marshal of the Soviet Union S.M. Budyonny
Saint-Petersburg, Russian Federation

Abstract. The article presents an iterative Newton-Raphson algorithm implemented in the range system (RS) for determining the coordinates of radio emission sources. It can be used in the educational process, as well as in the design and study of the accuracy characteristics of the coordination complexes. Three variants of the difference-ranging system

Option 1. RS on the plane in the presence of three meters.

Option 2. RS in space in the presence of three meters. The height of the defined object is zero.

Option 3. RS in space in the presence of four meters. The height of the defined object is unknown (arbitrary).

Keywords: algorithm, coordinatedly, the range system, the determination of the coordinates, the source of the radio emissions.

1. Введение

Исторически наибольшее распространение получили позиционные способы КМ. Они основаны на определении координат ИРИ путем получения засечек, представляющих точку пересечения двух и более линий (поверхностей) положения относительно известных ориентиров. В настоящее время для определения местоположения (ОМП) объектов используются различные способы КМ [1...4].

Для определения координат, а также для оценки точностных характеристик систем КМ используются различные алгоритмы. Однако большинство из них не обладают универсальностью и применимы лишь в частных случаях. В настоящей статье рассматривается универсальный итерационный алгоритма Ньютона-Рафсона и варианты его реализации для дальномерной системы координатометрии.

2. Постановна задачи

В ДС КМ координатно-информативным параметром служит временная разница t между излучением радиосигнала и его приемом измерителем [5-7].

Параметром положения в ДС служит расстояние от объекта до измерителя, рассчитываемое по формуле:

$$a=t\cdot v,$$

где v – скорость распространения сигнала (для радиосигнала – скорость света).

ПП положения вместе с местом расположения измерителя однозначно определяет либо линию положения на плоскости – окружность, либо поверхность положения в пространстве – сферу.

Для определения координат ИРИ требуется несколько измерителей. Процесс КМ предусматривает определение координат ИРИ с требуемой точностью.

С помощью разработанного алгоритма предусмотрена возможность определения координат и исследования точности трех вариантов ДС:

1 вариант. ДС на плоскости при наличии двух измерителей.

2 вариант. ДС в пространстве при наличии двух измерителей. Высота определяемого объекта равна нулю.

3 вариант. ДС в пространстве при наличии трех измерителей. Высота определяемого объекта произвольная.

Реализация разработанного алгоритма возможна в любой среде программирования. Для иллюстрации работы алгоритма в тексте настоящей статьи представлены рисунки, полученные с помощью программы, разработанной в среде программирований *MatLab* [8].

Исходные данные и результаты отображаются с помощью графика (для вариантов в пространстве с помощью 3-D графиков).

Линией (поверхностью) положения называется линия (поверхность), при перемещении вдоль которой измеряемая величина – ПП, остается постоянной.

Как правило, измеряется не ПП, а один из физических параметров сигнала объекта – координатно-информативный параметр, который связан однозначной зависимостью с ПП. Принцип определения координат объекта с помощью позиционных способов можно описать схемой (рис. 1).

В качестве координатно-информативных параметров, как правило, выступают: амплитуда, частота, время и фаза сигнала, а также их взаимные комбинации.

Параметрами положения могут быть: пеленг, угол места, дальность, разность дальностей, сумма дальностей.

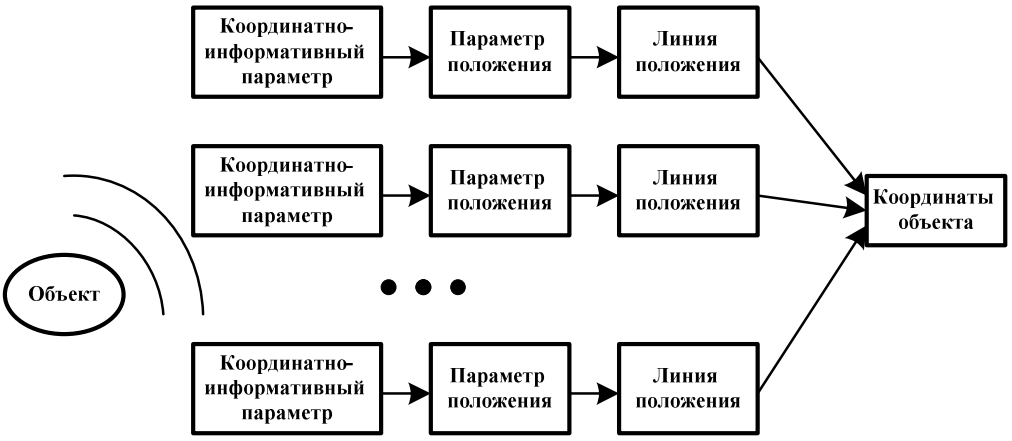


Рис. 1. Принцип определения координат ИРИ

В качестве линии положения может использоваться: прямая, окружность, эллипс, гипербола.

В ДС координатно-информативным параметром служит временная задержка прибытия t реализации сигнала от объекта до измерителя.

Параметром положения в ДС служит расстояние от объекта до упомянутого измерителя, рассчитываемое по формуле:

$$a=t\cdot v,$$

где v – скорость распространения сигнала (для радиосигнала – скорость света),

ПП однозначно определяет либо линию положения на плоскости – окружность, либо поверхность положения в пространстве – сферу.

3. Описание разработанного алгоритма

Для ОМП объекта на основе итерационного способа разработан алгоритм, схема которого представлена рис. 2.

Этап 1. Ввод исходных данных.

Исходными данными для расчета являются:

V – вариант ДС,

x_0, y_0 – координаты объекта,

x_1, y_1 – координаты 1-го измерителя,

x_2, y_2 – координаты 2-го измерителя,

x_3, y_3, z_3 – координаты 3-го измерителя (только для 3-го варианта),

x_{M0}, y_{M0} – координаты произвольной опорной начальной точки M,

z_0, z_1, z_2, z_{M0} – соответствующие координаты z для 2-го и 3-го вариантов,

s – ошибка измерения параметров положения (ПП),

$p = 10^{-4}$ – порог выхода из цикла,

$k = 0$ – начальное значение счетчика.

Этап 2. Отображение исходных данных.

Исходные данные отображаются с помощью графика (для вариантов в пространстве с помощью 3-D графиков). Измерители обозначаются красной

звездочкой, объект, координаты которого определяются – синей окружностью, произвольная опорная начальная точка M – зеленой точкой, последующие опорные точки – синей точкой.

На рис. 3. отображены исходных данных в ходе работы программы для 1-го варианта (см. рис. 3, *а*), для 2-го варианта (см. рис. 3, *б*) и для 3-го варианта (см. рис. 3, *в*).

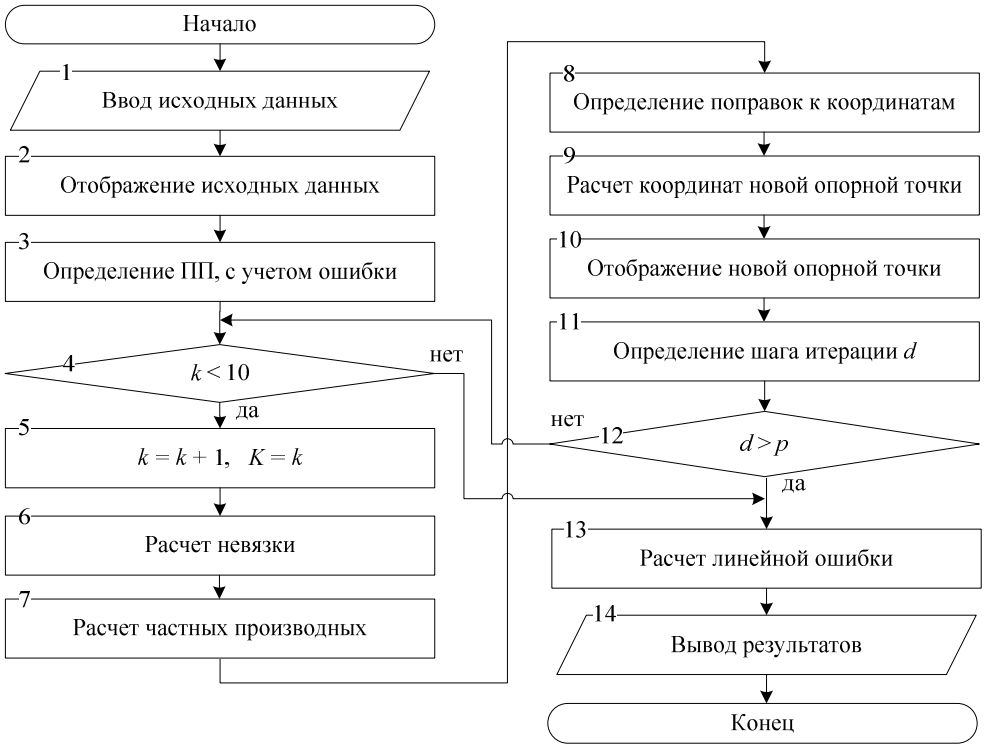
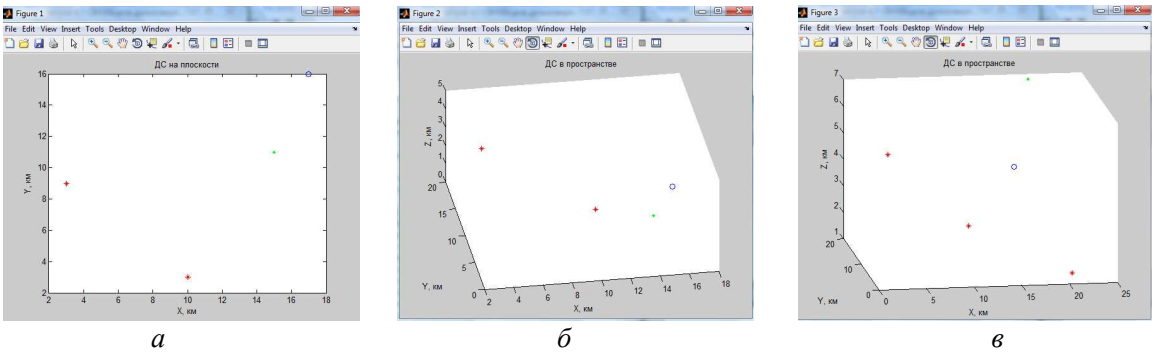


Рис. 2. Схема итерационный алгоритм Ньютона-Рафсона определения координат ИРИ в ДС КМ



а *б* *в*

Рис. 3. Отображение исходных данных

Этап 3. Определение ПП, с учетом ошибки.

Параметром положения в ДС является разность дальностей от объекта до измерителя. Эти же значения ПП являются значениями функции в точке нахождения объекта $d_{1,0}$, $d_{2,0}$, $d_{3,0}$. Обычно значения ПП вычисляются по задержкам сигналов, но для моделирования их можно вычислить как соответствующие расстояния:

а) для 1-го варианта:

$$d_{1,0} = \sqrt{(x_1 - x_0)^2 + (y_1 - y_0)^2} + s,$$

$$d_{2,0} = \sqrt{(x_1 - x_0)^2 + (y_1 - y_0)^2} + s,$$

б) для 2-го варианта:

$$d_{1,0} = \sqrt{(x_1 - x_0)^2 + (y_1 - y_0)^2 + (z_1 - z_0)^2} + s,$$

$$d_{2,0} = \sqrt{(x_2 - x_0)^2 + (y_2 - y_0)^2 + (z_2 - z_0)^2} + s,$$

в) для 3-го варианта:

$$d_{1,0} = \sqrt{(x_1 - x_0)^2 + (y_1 - y_0)^2 + (z_1 - z_0)^2} + s,$$

$$d_{2,0} = \sqrt{(x_2 - x_0)^2 + (y_2 - y_0)^2 + (z_2 - z_0)^2} + s,$$

$$d_{3,0} = \sqrt{(x_3 - x_0)^2 + (y_3 - y_0)^2 + (z_3 - z_0)^2} + s.$$

Этап 4. $k < 10$.

Данный этап является первым условием выхода из цикла – по количеству итераций. В данном случае задано 10 итераций, количество которых можно изменить. Практически при относительной погрешности 10^{-4} количество итераций требуется от 4 до 8.

Этап 5. $k = k + 1$, $K = k$.

Счетчик итераций.

С помощью действия: $k=k+1$, рассчитывается текущее значение итерации.

Выражение: $K=k$, служит для запоминания текущего значения итерации.

Этап 6. Расчет невязки.

Сначала рассчитываются значения функций d_{1M0}, d_{2M0}, d_{3M0} в опорной точке:

а) для 1-го варианта:

$$d_{1M0} = \sqrt{(x_1 - x_{M0})^2 + (y_1 - y_{M0})^2} + s,$$

$$d_{2M0} = \sqrt{(x_2 - x_{M0})^2 + (y_2 - y_{M0})^2} + s,$$

б) для 2-го варианта:

$$d_{1M0} = \sqrt{(x_1 - x_{M0})^2 + (y_1 - y_{0M0})^2 + (z_1 - z_{M0})^2} + s,$$

$$d_{2M0} = \sqrt{(x_2 - x_{M0})^2 + (y_2 - y_{M0})^2 + (z_2 - z_{M0})^2} + s,$$

в) для 3-го варианта:

$$d_{1M0} = \sqrt{(x_1 - x_{M0})^2 + (y_1 - y_{0M0})^2 + (z_1 - z_{M0})^2} + s,$$

$$d_{2M0} = \sqrt{(x_2 - x_{M0})^2 + (y_2 - y_{M0})^2 + (z_2 - z_{M0})^2} + s,$$

$$d_{3M0} = \sqrt{(x_3 - x_{M0})^2 + (y_3 - y_{0M0})^2 + (z_3 - z_{M0})^2} + s.$$

Далее рассчитываются значения невязок n_{1M0}, n_{2M0}, n_{3M0}, как разностей значений функций в точке нахождения объекта и значений функций в опорной точке:

а), б) для 1-го и 2-го вариантов:

$$n_{1M0} = d_{1,0} - d_{1M0}, \quad n_{2M0} = f_{2,0} - f_{2M0},$$

в) для 3-го варианта:

$$n_{1M0} = d_{1,0} - d_{1M0}, \quad n_{2M0} = f_{2,0} - f_{2M0}, \quad n_{3M0} = d_{3,0} - d_{3M0},$$

Этап 7. Расчет частных производных.

Расчет частных производных производится по формулам:

а), б) для 1-го и 2-го вариантов:

$$\frac{\partial d_{1M0}}{\partial x_{M0}} = \frac{x_{M0} - x_1}{r_{1M0}}, \quad \frac{\partial d_{1M0}}{y_{M0}} = \frac{y_{M0} - y_1}{r_{1M0}},$$

$$\frac{\partial d_{2M0}}{x_{M0}} = \frac{x_{M0} - x_2}{r_{2M0}}, \quad \frac{\partial d_{2M0}}{y_{M0}} = \frac{y_{M0} - y_2}{r_{2M0}},$$

где r_{1M0}, r_{2M0} и r_{3M0} – соответствующие расстояния от 1, 2 и 3 измерителя до опорной точки, определяемые как:

$$r_{1M0} = \sqrt{(x_1 - x_{M0})^2 + (y_1 - y_{M0})^2},$$

$$r_{2M0} = \sqrt{(x_2 - x_{M0})^2 + (y_2 - y_{M0})^2},$$

в) для 3-го варианта:

$$\frac{\partial d_{1M0}}{x_{M0}} = \frac{x_{M0} - x_1}{r_{1M0}}, \quad \frac{\partial d_{1M0}}{y_{M0}} = \frac{y_{M0} - y_1}{r_{1M0}}, \quad \frac{\partial d_{1M0}}{z_{M0}} = \frac{z_{M0} - z_1}{r_{1M0}},$$

$$\frac{\partial d_{2M0}}{x_{M0}} = \frac{x_{M0} - x_2}{r_{2M0}}, \quad \frac{\partial d_{2M0}}{y_{M0}} = \frac{y_{M0} - y_2}{r_{2M0}}, \quad \frac{\partial d_{2M0}}{z_{M0}} = \frac{z_{M0} - z_2}{r_{2M0}},$$

$$\frac{\partial d_{3M0}}{x_{M0}} = \frac{x_{M0} - x_3}{r_{3M0}}, \quad \frac{\partial d_{3M0}}{y_{M0}} = \frac{y_{M0} - y_3}{r_{3M0}}, \quad \frac{\partial d_{3M0}}{z_{M0}} = \frac{z_{M0} - z_3}{r_{3M0}}.$$

Этап 8. Определение поправок к координатам.

Определение поправок к координатам посредством разложения функций с использованием первых членов ряда Тейлора сводится к решению системы уравнений:

а), б) для 1-го и 2-го вариантов:

$$\begin{cases} \dfrac{\partial d_{1M0}}{\partial x_{M0}}\Delta x + \dfrac{\partial d_{1M0}}{\partial y_{M0}}\Delta y \approx n_{1M0}, \\ \dfrac{\partial d_{2M0}}{\partial x_{M0}}\Delta x + \dfrac{\partial d_{2M0}}{\partial y_{M0}}\Delta y \approx n_{2M0}, \end{cases}$$

где Δx и Δy – поправки к координатам x и y соответственно,

в) для 3-го варианта:

$$\begin{cases} \dfrac{\partial d_{1M0}}{\partial x_{M0}}\Delta x + \dfrac{\partial d_{1M0}}{\partial y_{M0}}\Delta y + \dfrac{\partial d_{1M0}}{\partial z_{M0}}\Delta z \approx n_{1M0}, \\ \dfrac{\partial d_{2M0}}{\partial x_{M0}}\Delta x + \dfrac{\partial d_{2M0}}{\partial y_{M0}}\Delta y + \dfrac{\partial d_{2M0}}{\partial z_{M0}}\Delta z \approx n_{2M0}, \\ \dfrac{\partial d_{3M0}}{\partial x_{M0}}\Delta x + \dfrac{\partial d_{3M0}}{\partial y_{M0}}\Delta y + \dfrac{\partial d_{3M0}}{\partial z_{M0}}\Delta z \approx n_{3M0}, \end{cases}$$

где Δx, Δy и Δz – поправки к координатам x, y и z соответственно.

Не строгие равенства в уравнениях систем обусловлены тем, что при разложении функций d_{12}, d_{13}, d_{14} в ряды Тейлора используются производные только 1-го порядка. Система из двух линейных уравнений с двумя неизвестными в первом случае, и система из трех линейных уравнений с тремя неизвестными во втором случае решается матричным способом.

Этап 9. Расчет координат новой опорной точки.

Расчет координат новой опорной точки производится путем добавления поправок, рассчитанных на этапе 8 к соответствующим координатам текущей опорной точке:

а), б) для 1-го и 2-го вариантов:

$$x_{M0} = x_{M0k} + \Delta x, \quad y_{M0} = y_{M0k} + \Delta y,$$

где x_{M0k}, y_{M0k} – координаты текущей опорной точки, x_{M0}, y_{M0} – координаты новой опорной точки,

в) для 3-го варианта:

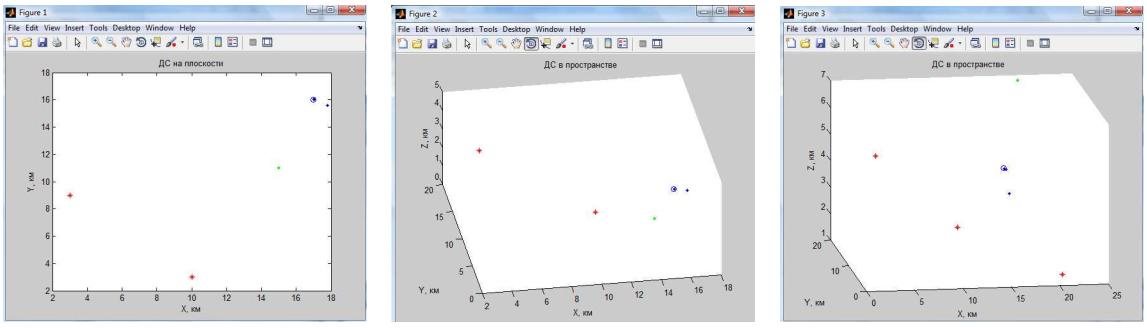
$$x_{M0} = x_{M0k} + \Delta x, \quad y_{M0} = y_{M0k} + \Delta y, \quad z_{M0} = z_{M0k} + \Delta z,$$

где x_{M0k}, y_{M0k}, z_{M0k} – координаты текущей опорной точки, x_{M0}, y_{M0}, z_{M0} – координаты новой опорной точки.

Этап 10. Отображение новой опорной точки.

Новая опорная точка отображается при каждой итерации на том же графике, на котором отображены исходные данные после нажатия кнопки «Enter».

На рис. 4. показаны отображения новых опорных точек в ходе работы программы для 1-го варианта (см. рис. 4, *а*), для 2-го варианта (см. рис. 4, *б*) и для 3-го варианта (см. рис. 4, *в*).



а *б* *в*

Рис. 4 Отображение новой опорной точки

Этап 11. Определение шага итерации *d*.

Длина шага итерации *d*, определяется как расстояние между текущей и новой опорными точками:

а), б) для 1-го и 2-го вариантов:

$$d = \sqrt{(x_{M0k} - x_{M0})^2 + (y_{M0k} - y_{M0})^2},$$

в) для 3-го варианта:

$$d = \sqrt{(x_{M0k} - x_{M0})^2 + (y_{M0k} - y_{M0})^2 + (z_{M0k} - z_{M0})^2}.$$

Этап 12. $d > p$.

Данный этап является вторым условием выхода из цикла – по достижению порога. Порог p задан числом 10^{-4}, который не превышает типовое требование к относительной погрешности в большинстве случаях.

Если неравенство $d > p$ верно, то в качестве опорной точки выступает новая опорная точка и этапы 4…12 алгоритма выполняются еще раз.

В случае если неравенство $d > p$ неверно, цикл завершается, а координаты объекта берутся равными координатам новой опорной точки.

Этап 13. Расчет линейной ошибки.

Линейная ошибка определяется как расстояние между заданной в исходных данных точки объекта и точкой, найденной в ходе работы алгоритма:

а), б) для 1-го и 2-го вариантов:

$$L = \sqrt{(x_0 - x_{M0})^2 + (y_0 - y_{M0})^2},$$

в) для 3-го варианта:

$$L = \sqrt{(x_0 - x_{M0})^2 + (y_0 - y_{M0})^2 + (y_0 - y_{M0})^2}.$$

Этап 14. Вывод результатов.

Результатами данной программы являются:

x – координата x объекта,

y – координата y объекта,

z – координата z объекта (только 2-го и для 3-го вариантов),

L – линейная ошибка определения координат объекта,

K – количество произведенных итераций,

d – длина шага на последней итерации.

4. Заключение

Отличительной особенностью предложенной ДС является использование в ней итерационного алгоритма определения координат ИРИ на основании использования первых членов разложения в ряд Тейлора функций, связывающих параметры положений ИРИ с координатами измерителей. Представленный алгоритм может быть использован в образовательном процессе, а также при проектировании и исследовании точностных характеристик комплексов КМ ИРИ.

Литература

1. Дворников С. В., Саяпин В. Н., Симонов А. Н. Теоретические основы координатометрии источников радиоизлучений. СПб.: ВАС, 2007.
2. Волков Р.В., Дворников С.В., Саяпин В.Н., Симонов А.Н. Основы построения и функционирования разностно-дальномерных систем координатометрии источников радиоизлучений. СПб.: ВАС, 2013.
3. Симонов А.Н., Волков Р.В., Дворников С.В. Основы построения и функционирования угломерных систем координатометрии источников радиоизлучений. СПб.: ВАС, 2017.
4. Дворников С.В., Волков Р.В., Желнин С.Р., Саяпин В.Н., Симонов А.Н. Основы построения и функционирования угломерно–дальномерных систем координатометрии источников радиоизлучений. СПб.: ВАС, 2008.
5. Волков Р.В., Саяпин В.Н., Севидов В.В., Чемаров А.О. Имитационная модель системы геолокации, реализующей разностно-дальномерный метод. Свидетельство об официальной

регистрации в реестре программ для ЭВМ и баз данных Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного № 1424 от 23.10.2014 г.
6. Волков Р.В., Саяпин В.Н., Севидов В.В. Модель измерения временной задержки и частотного сдвига радиосигнала, принятого от спутника-ретранслятора при определении местоположения земной станции. T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2016. Т. 10. № 9. С. 14-18.
7. Севидов В.В. Варианты реализации разностно-дальномерного метода определения координат земных станций по сигналам спутников-ретрансляторов. В сборнике: Радиотехника, электроника и связь (РЭиС-2015) III Международная научно-техническая конференция. 2015. С. 303-308.
8. Севидов В.В. Определение координат и параметров движения источника радиоизлучения на основе разностно-временных и разностно-доплеровских измерений. Программы для ЭВМ. Базы данных. Топологии интегральных микросхем. 2015. № 11. С. 2.

REFERENCES

1. Dvornikov S.V., Sayapin V.N., Simonov A.N. Theoretical bases of radio emission sources coordination. SPb.: VAS, 2007.
2. Volkov R.V., Dvornikov S.V., Sayapin V.N., Simonov A.N. Bases of construction and functioning of difference-range-measuring systems of radio emission sources coordination. SPb.: VAS, 2013.
3. Simonov A.N., Volkov R.V., Dvornikov S.V. Bases of construction and functioning of goniometer systems of coordination of sources of radio emissions. SPb.: VAS, 2017.
4. Dvornikov S.V., Volkov R.V., Zhelnin, S.R., Sayapin, V.N., Simonov A.N. The basics of building and functioning of the angular–distance measuring systems of coordinatefree emitters. SPb.: VAS, 2008.
5. Volkov R.V., Sayapin, V.N., Sevidov, V.V., Chimarov A.O. a Simulation model of the geolocation system that implements the range-difference method. Certificate of official registration in the register of computer programs and databases of the Military Academy of communications. Marshal of the Soviet Union S. M. Budyonny № 1424 from 23.10.2014.
6. Volkov R.V., Sayapin V.N., Sevidov V.V. Model of measuring the time delay and frequency shift of the radio signal received from the relay satellite in determining the location of the earth station. T-Comm: telecommunications and transport. 2016. Vol. 10. No. 9. P. 14-18.
7. Sevidov V. V. Variants of the implementation of the difference-range method for determining the coordinates of earth stations on the signals of relay satellites. In the collection: radio engineering, electronics and communications (Reis-2015) III international scientific and technical conference. 2015. P. 303-308.
8. Sevidov V.V. determination of coordinates and motion parameters of the radio emission source on the basis of difference-time and difference-Doppler measurements. computer program. Data base. Topology of integrated circuits. 2015. No. 11. P.2.

ДИНАМИЧЕСКОЕ ОЦЕНИВАНИЕ КООРДИНАТ ГРУППЫ БПЛА

К.К.Васильев[1], Л.Ю. Королев[2]

[1]ФГБОУ ВО «УлГТУ», Ульяновск, Россия
[2]ФГБОУ ВО «НИ МГУ им. Н. П. Огарёва», Саранск, Россия

Аннотация. Решена задача оптимального (в смысле минимума дисперсии ошибки позиционирования) динамического комплексирования разноточных оценок собственных и взаимных координат произвольного числа автономных аппаратов. Найдены соотношения для ковариационных матриц ошибок. Приведены примеры.

Ключевые слова: комплексирование оценок, координаты аппарата, наблюдения собственных и взаимных координат, ковариации ошибок.

DYNAMIC ESTIMATION OF THE COORDINATES OF AUTONOMOUS VEHICLES GROUP

K. K. Vasiliev[1], L.Y. Korolev[2]

[1] Ulyanovsk state technical university,Ulyanovsk, Russia
[2] Ogarev mordovia state university, Saransk, Russia

Abstract. The problem of optimal (in the sense of positioning error variance minimum) dynamic combining of own and mutual coordinates estimates of various accuracy for an arbitrary number of autonomous vehicles is solved. For this purpose. Relations for error variances and covariance matrices are found. Appropriate examples are given.

Keywords: aggregation of estimates, vector of state, observation matrix, covariance matrices.

1. Введение

Рассмотрим алгоритмы оценивания координат одного (l-ого) или всех M БПЛА $\bar{x}_{li} = \left(x_{li} \quad y_{li} \quad z_{li} \quad v_{xli} \quad v_{yli} \quad v_{zli}\right)^T$, где x_{li}, y_{li}, z_{li} – декартовы координаты положения (l-ого) БПЛА в момент времени t_i; v_{xli}, v_{yli}, v_{zli} – проекции скорости на координатные оси. Для оценки координат могут использоваться как автономные датчики, например инерциальные или GPS, так и измерения взаимных расстояний и пеленгов на другие аппараты [1-4]. Будем предполагать, что такие наблюдения пересчитываются в измерения разностей всех $\bar{x}_{li} - \bar{x}_{ki}$ или части декартовых координат l-ого и k-ого БПЛА. Например, если отсутствует доплеровский датчик измерения взаимной скорости, то на основе лазерного или акустического датчика могут быть определены дальность, пеленг и угол места k-ого БПЛА по отношению к l-му. После пересчета взаимного положения в декартовы координаты получим оценки разностей $x_{li} - x_{ki}$, $y_{li} - y_{ki}$, $z_{li} - z_{ki}$.

Будем считать, что комплексирование производится раздельно при оценивании координат x_l, y_l и z_l, $l = 1,2,...,M$. Это справедливо, если полагать, что ошибки измерения координат и их разностей некоррелированы. В этом случае достаточно рассмотреть решение задачи для наблюдений координат и их разностей по оси X. Для

осей Y, Z все алгоритмы повторятся с точностью до обозначений координат. Будем обозначать номер БПЛА верхним индексом для координаты, наблюдений, оценок, матриц и других переменных.

Наблюдения за координатами группы из M БПЛА, движущихся строем, включают измерение собственных z_i^l и взаимных z_i^{kl} координат. При этом $z_i^l = x_i^l + n_i^l$, $l = 1,2,...,M$, а $z_i^{kl} = \left(x_i^k - x_i^l\right) + n_i^{kl}$, $l = 1,2,...,M$, $k \neq l$, где n_i^l, n_i^{kl} – независимые гауссовские погрешности наблюдений с нулевыми средними и заданными ковариационными матрицами. Наблюдения z_i^l выполняются с помощью автономных средств, например инерциальных датчиков или GPS, с дисперсией погрешности измерений $\sigma_{li}^{2(l)}$, а наблюдения z_i^{kl} производятся с помощью датчиков взаимных расстояний и пеленгов, имеющих дисперсию погрешности измерений $\sigma_{kli}^{2(kl)}$ [5-9].

2. Динамическое комплексирование

Объединим все наблюдения в вектор $\bar{z}_i = \left(z_i^1 \quad z_i^{12} \quad ... \quad z_i^{1M} \quad z_i^{21} \quad z_i^2 \quad ... \quad z_i^{2M} \quad ... \quad z_i^{M1} \quad z_i^{M2} \quad ... \quad z_i^M\right)^T$.

Воспользуемся стандартной формой записи модели наблюдений:

$$\bar{z}_i = C\bar{x}_i + \bar{n}_i, \tag{1}$$

где C – матрица размерностью $\left(M^2 \times 2M\right)$, определяющая все или часть наблюдаемых компонент вектора состояния аппаратов $\bar{x}_i = \left(x_i^1 \quad v_i^1 \quad x_i^2 \quad v_i^2 \quad ... \quad x_i^M \quad v_i^M\right)^T$;

$\bar{n}_i = \left(n_i^1 \quad n_i^{12} \quad ... \quad n_i^{1M} \quad n_i^{21} \quad n_i^2 \quad ... \quad n_i^{2M} \quad ... \quad n_i^{M1} \quad n_i^{M2} \quad ... \quad n_i^M\right)^T$,

$M\left\{\bar{n}_i \bar{n}_i^T\right\} = V_{ni}$.

Уравнение состояния, которым будем описывать динамику изменения координат в дискретном времени, запишется в виде:

$$\bar{x}_i = \wp_i \bar{x}_{i-1} + G_i \bar{u}_i + \vartheta_i \bar{\xi}_i, \tag{2}$$

где $\wp_i$ – матрица $\left(2M \times 2M\right)$, описывающая изменение системы в дискретном времени; G_i – матрица $\left(2M \times 2M\right)$ применения управляющих воздействий $\bar{u}_i = \left(0 \quad u_i^1 \quad 0 \quad u_i^2 \quad ... \quad 0 \quad u_i^M\right)^T$; ϑ_i – матрица $\left(2M \times 2M\right)$, определяющая последовательность случайных величин $\bar{\xi}_i = \left(0 \quad \xi_i^1 \quad 0 \quad \xi_i^2 \quad ... \quad 0 \quad \xi_i^M\right)^T$ с нулевыми средними и ковариационными матрицами $V_{\xi i} = \left\{\bar{\xi}_i \bar{\xi}_i^T\right\}$.

Элементы вектора $\bar{x}_i$ определяются следующими отношениями:

$$x_i^l = x_{i-1}^l + v_{x(i-1)}^l T_i,\ v_{xi}^l = v_{x(i-1)}^l + a_x^l T_i \xi_{xi}^l,\ l = 1,2,...,M,$$

где T_i – интервал между соседними наблюдениями; a_x^l – максимальное значение ускорения l-ого БПЛА, вызванное нестабильностью работы двигателей и внешними воздействиями.

Проведем оценку координат с помощью линейного векторного фильтра Калмана. Начальные условия фильтрации дополним выражениями:

$$\hat{\bar{x}}_{э1} = M\{\bar{x}_1\} = 0\,,\ P_{э1} = M\left\{\bar{x}_1 \bar{x}_1^T\right\},$$

где $\bar{x}_{эi}$ – предварительная оценка состояния вектора $\bar{x}_i$; $P_{эi}$ – ковариационная матрица $(2M \times 2M)$ ошибок предварительной оценки.

Со второго шага фильтрации $P_{эi} = \wp_i P_{i-1} \wp_i T + V_{\xi i}$, $\hat{\bar{x}}_{эi} = \wp_i \hat{\bar{x}}_{i-1}$. Теперь можно произвести оценку $\hat{\bar{x}}_i$ состояния вектора $\bar{x}_i$:

$$\hat{\bar{x}}_i = \hat{\bar{x}}_{эi} + B_i\left(\bar{z}_i + C\hat{\bar{x}}_{эi}\right),$$

где $B_i = P_i C^T V_{ni}^{-1}$ – матрица $\left(2M \times M^2\right)$, элементы которой необходимо подобрать из условия минимума ковариационной матрицы $V_{\varepsilon i} = M\left\{\bar{\varepsilon}_i \bar{\varepsilon}_i^T\right\}$ ошибки оценивания $\bar{\varepsilon}_i = \hat{\bar{x}}_i - \bar{x}_i$.

$P_i = P_{эi}\left(E + C^T V_{ni}^{-1} C P_{эi}\right)^T$ – минимальное значение матрицы $V_{\varepsilon i}$; E – единичная матрица. Диагональные элементы матрицы P_i, размерностью $(2M \times 2M)$, являются дисперсиями ошибок фильтрации.

Таким образом, дисперсия погрешности фильтрации для l-ого БПЛА примет вид $\sigma_{\varepsilon i}^{2(l)} = P_i^l$. Относительная дисперсия погрешности для l-ого БПЛА $\delta_{\varepsilon i}^l = \sigma_{\varepsilon i}^{2(l)} \big/ \sigma_i^{2(l)} = P_i^l \big/ \sigma_i^{2(l)}$.

В случае применения однотипных БПЛА одинаковы и погрешности измерения собственных и взаимных координат, тогда можно записать $\sigma_{li}^{2(1)} = \sigma_{li}^{2(2)} = \sigma_{li}^{2(l)} = \sigma_{li}^2$, $\sigma_{kli}^{2(12)} = \sigma_{kli}^{2(21)} = \sigma_{kli}^{2(kl)} = \sigma_{kli}^2$, $\sigma_{\varepsilon i}^{2(1)} = \sigma_{\varepsilon i}^{2(2)} = \sigma_{\varepsilon i}^{2(l)} = \sigma_{\varepsilon i}^2$, $\delta_{\varepsilon i}^1 = \delta_{\varepsilon i}^2 = \delta_{\varepsilon i}^l = \delta_{\varepsilon i}$.

В конечном итоге относительная дисперсия погрешности для l-ого БПЛА примет вид:

$$\delta_{\varepsilon i} = \sigma_{\varepsilon i}^2 \big/ \sigma_{li}^2 = P_i^l \big/ \sigma_{li}^2\,.$$

3. Анализ эффективности комплексирования

На рисунке 1 изображены графики изменения относительной дисперсии погрешности фильтрации $\delta_{\varepsilon i}$ в дискретном времени t_i при разной точности приборов межсамолетной навигации (МСН) σ_{kli}^2 для двух $(M = 2)$ БПЛА с малоточной системой определения собственных координат (1а), например GPS, и в случае применения точной

системы определения собственных координат (1б), например инерциальные системы. При этом предполагалось, что $T_i = 1, a_x^l = 1, u_i^l = 1, \sigma_{\xi i}^2 = 0{,}1$.

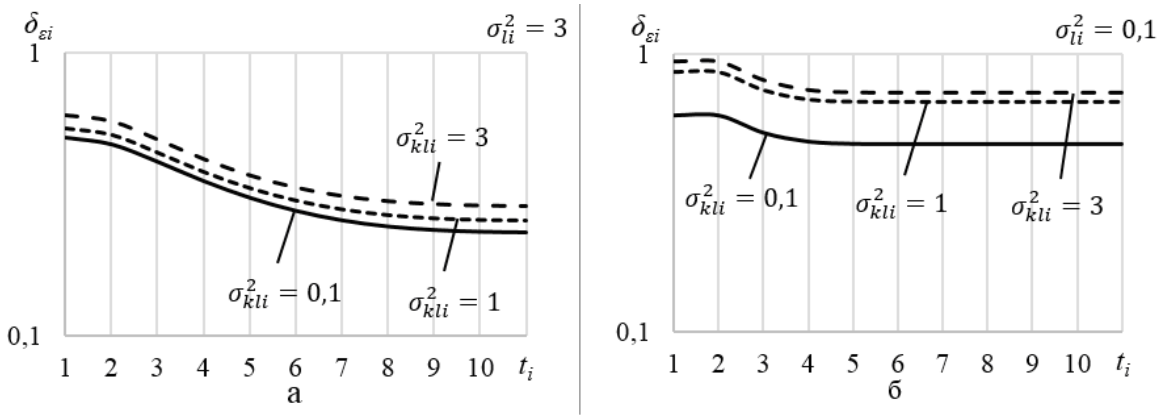


Рис. 1. Изменения ошибок фильтрации в дискретном времени при применении точной (а) и малоточной (б) систем определения собственных координат

Из графиков следует, что наибольший выигрыш комплексирования достигается при применении малоточных систем определения собственных координат и точных систем межсамолетной навигации. Зависимости относительной ошибки оценивания стремятся к некоторому установившемуся значению с течением дискретного времени. Последующие графики будем строить с учетом такого установившегося значения относительной дисперсии ошибки оценивания координат группы БПЛА.

На рисунке 2 представлены зависимости ошибок оценивания от временного интервала T_i между соседними наблюдениями при разном количестве БПЛА в группе при $a_x^l = 1, u_i^l = 1, \sigma_{kli}^2 = 0{,}1, \sigma_{li}^2 = 3, Q_i = V_\xi / V = 10$.

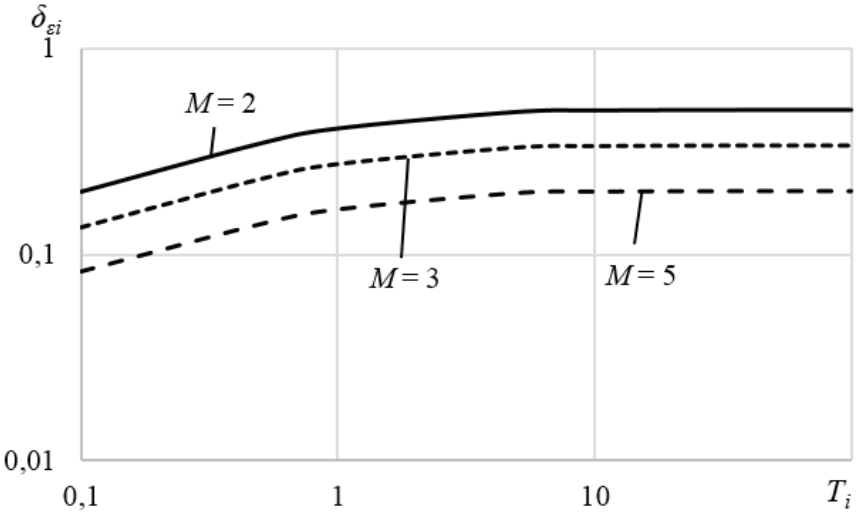


Рис. 2. Зависимости ошибок оценивания от интервалов между соседними наблюдениями

При уменьшении интервала между соседними наблюдениями повышается эффективность комплексирования. Также из графика следует, что точность определения координат возрастает при увеличении количества БПЛА в строю.

На рисунке 3 изображены зависимости относительной дисперсии погрешности фильтрации от количества аппаратов для систем межсамолетной навигации разной точности при $t_i = 100, T_i = 1, a_x^l = 1, u_i^l = 1, \sigma_{li}^2 = 3, Q_i = 10$.

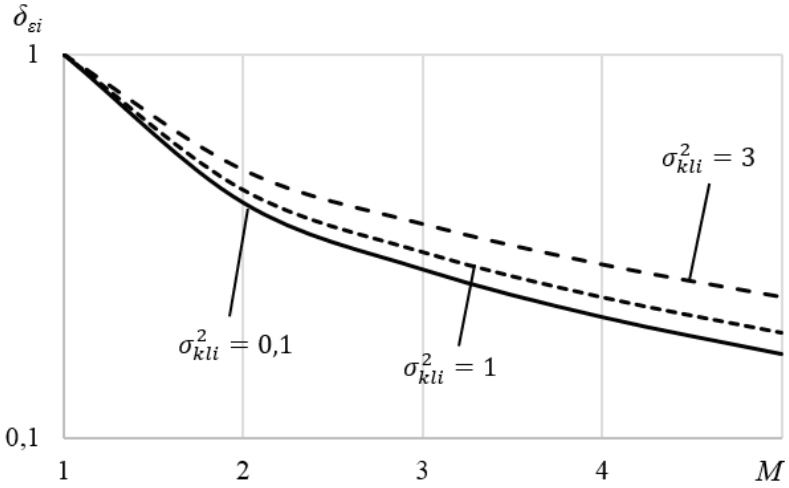


Рис. 3. Зависимости ошибок фильтрации от количества БПЛА в группе

Анализ графиков показывает, что наибольшее повышение эффективности комплексирования происходит при увеличении числа БПЛА в строю и высокой точности определения взаимных координат.

Рассмотрим зависимости относительной дисперсии ошибки оценивания от количества БПЛА в группе при различных уровнях внешних воздействии с применением показателей точности реальных систем навигации. Для расчетов будем использовать характеристики спутниковой радионавигационной системы (СРНС) GPS – точность определения местоположения 10 метров; инерциальной системы навигации (ИНС) БИНС-СП-2 – точность 0,5139 м/с; системы межсамолетной навигации (МСН) РСБН-85-В – точность измерения расстояния 60 метров, углов пеленга – 30 град.

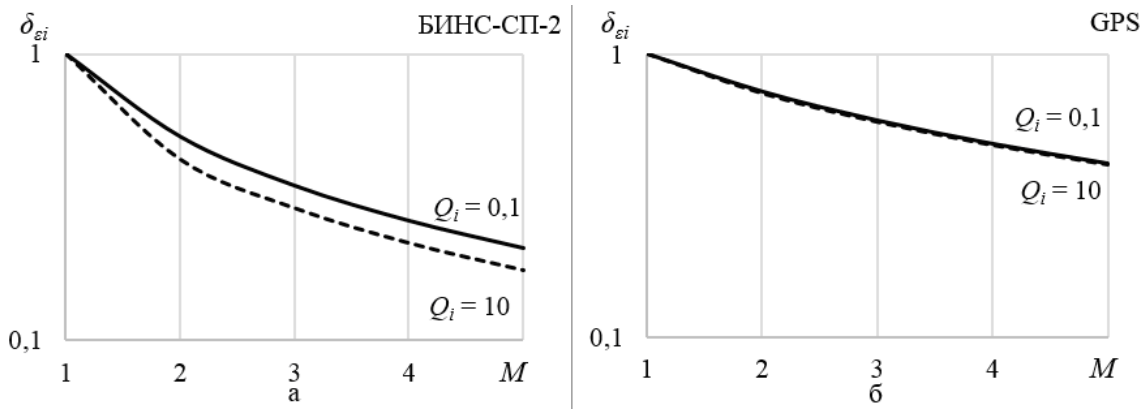


Рис. 4. Зависимость ошибки фильтрации от количества БПЛА в группе

Сравнение графиков показывает, что применение малоточных инерциальных систем навигации обеспечивает больший выигрыш при комплексировании, но при этом имеет ярко выраженную зависимость от внешних возмущений. При использовании более точных СРНС, показатель «сигнал/шум» оказывает незначительное влияние на погрешность комплексирования, однако эффективность алгоритма фильтрации ниже.

4. Заключение

Полученные результаты позволяют объединить данные автономных и межсамолетных средств навигации для более точного оценивания изменяющихся координат. Анализ показывает, что при высокой точности определения взаимных координат можно достичь значительного снижения дисперсии ошибки местоопределения группы БПЛА.

Литература

1. Яковлев К. С., Хитьков В. В., Логинов М. И., Петров А. В. Система навигации группы БЛА на основе маркеров // Робототехника и техническая кибернетика, 2014, № 4 (5), – С. 44-48.
2. Dr. MaziarArjomandi. Classification of Unmanned Aerial Vehicles [Text]. // MECH ENG 3016 Aeronautical engineering, 2011. – 49 p.
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. Васильев К.К. Применение статистических методов при проектировании корабельных систем связи и автоматического управления движением// Автоматизация процессов управления, 2011, №1 (23), с. 72-77.
5. 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.
6. Дьяченко А. А. Задача формирования строя в группе БПЛА // Известия ЮФУ. Технические науки, 2012, № 3 (128). – С. 22-30.
7. Миниатюрные лазерные дальномеры.http://www.flir.ru/cores/display/?id=56598, 03.03.2018.
8. Васильев К.К. Комплексирование оценок координат группы автономных аппаратов // Современные проблемы проектирования, производства и эксплуатации радиотехнических систем, 2018, №11. – С. 151-154.
9. Королев Л.Ю. Исследование эффективности комплексирования навигационных параметров для повышения точности определения координат группы БПЛА // Современные проблемы проектирования, производства и эксплуатации радиотехнических систем, 2018, №11. – С. 155-158.

References

1. Yakovlev K.S., Hitkov V.V., Loginov M.I, Petrov AV. Sistema navigazii gruppi BLA na osnove markerov//Robototehnika i tehnicheskaya kibernetika, 2014, № 4 (5), s. 44-48.
2. Dr. MaziarArjomandi. Classification of Unmanned Aerial Vehicles [Text]. // MECH ENG 3016 Aeronautical engineering, 2011. – 49 p.
3. Vasil'yev K.K., Bobkov A.V. Dinamicheskoe ispolzovanie orientirov dlya ozenki koordinat avtonomnih neobitaemih apparatov//Informazionno-izmeritelnie i upravliayushie sistemi, 2017, № 12, s. 11-15.
4. 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.

5. 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, No. 1-2 (10). – Page 70-73.
6. Diachenko A.A. Zadacha formirovania stroya v gruppe BPLA//Izvestia YuFU. Tehnicheskie nauki, 2012, № 3 (128), s. 22-30.
7. Tiny laser range finders http://www.flir.ru/cores/display/?id=56598, 03.03.2019г.
8. Vasilyev K.K. Integration of estimates of coordinates of group of independent devices//Modern problems of design, production and operation of radio engineering systems, 2018, No. 11. – Page 151-154.
9. Korolev L.Y. Research of efficiency of integration of navigation parameters for increase in accuracy of determination of coordinates of the UAV group//Modern problems of design, production and operation of radio engineering systems, 2018, No. 11. – Page 155-158.

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ УСТРОЙСТВА ВТОРИЧНОЙ ОБРАБОТКИ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ

В.В. Неровный, П.Д. Коратаев, А.В. Савин

ВУНЦ ВВС «ВВА им. Профессора Н.Е.Жуковского и Ю.А.Гагарина», Воронеж, Россия

Аннотация. Разработана имитационной модели определения среднеквадратической ошибки (СКО) местоположения навигационного приемника, работающей по сигналам ГНСС GPS, GLONASS, COMPASS, GALILEO, а так же на ее основе получены количественные оценки точностных характеристик АП ГНСС.

Ключевые слова: имитационная модель; алгоритмы; обнаружение.

IMITATING MODEL OF THE DEVICE OF SECONDARY PROCESSING OF EQUIPMENT OF CONSUMERS OF GLOBAL NAVIGATING SATELLITE SYSTEMS

V.V. Nerovny, P.D. Korataev, A.V.Savin

Military Air Academy named after prof. N.E.Zhukovsky and Yu. A.Gagarin, Voronezh, Russia

Abstract. It is developed imitating model of definition среднеквадратической errors (СКО) sites of the navigating receiver, working on signals ГНСС GPS, GLONASS, COMPASS, GALILEO and as on its basis quantitative estimations accuracy characteristics of АР ГНСС are received.

Keywords: imitating model; algorithms; style; detection.

1. Введение

Глобальные навигационные спутниковые системы (ГНСС) вошли в жизнь современного человека, позволяя решать огромный спектр задач. Одним из основных требований предъявляемым к спутниковым радионавигационным системам является высокая точность навигационно-временных определений.

Необходимо отметить, учитывая возрастающую роль ГНСС, организации промышленности разработчики аппаратуры потребителей (АП) постоянно проводят комплекс технических мероприятий по развитию и совершенствованию АП ГНСС, направленных на повышения точностных характеристик.

Основным вектором развития и совершенствования АП ГНСС, направленым на повышение точностных характеристик, является использование принципа информационной избыточности (ИИ). Принцип ИИ основан на совместном использовании измерений от нескольких различных однотипных датчиков однородной навигационной информации.

Одним из вариантов ИИ является использование мультисистемной АП (МАП), работающей с навигационными сигналами ГНСС GPS (США), GLONASS (РФ), COMPASS (КНР), а в перспективе и GALILEO (ЕС). В настоящее время полностью развёрнута орбитальная группировка навигационных спутников (ОГ НС) ГНСС GPS, а аппаратура потребителей широко используется. По состоянию на 2018 г. орбитальная

группировка ГНСС GLONASS развернута до штатного состава из 24 НС. Орбитальная группировка ГНСС COMPASS насчитывает 18 НС (по состоянию на 2018 г.). Состав орбитальной группировки ГНСС GALILEO составляет 6 НС (по состоянию на 2018 г.). Полное развертывание системы запланировано после 2020 гг.[1]

В настоящее время большинство типов современной АП ГНСС отечественных и зарубежных фирм-производителей имеют возможность проведения навигационных измерений по сигналам GPS, GLONASS, а также после доработки программного обеспечения будут иметь возможность работы с сигналами COMPASS и GALILEO.

Таким образом, можно сделать вывод о том, что значительная часть АП ГНСС является мультсистемной.

На текущий момент времени экспериментальные данные по определению точностных характеристик аппаратуры использующей совокупность сигналов систем GLONASS, COMPASS, GALILEO и GPS отсутствуют, что свидетельствует о необходимости проведения данных исследований.

2. Разработка имитационной модели

Для решения задачи определения координат потребителя оборудованного АП ГНСС осуществляет: прием радиосигналов, излучаемых всеми видимыми навигационными спутниками (НС); выбор «рабочего созвездия», т.е. НС, информация от которых преобразуется в оценки времени и координат наземных объектов.

При разработке модели необходимо решить три основных задачи:

– задать модель движения НС, входящих в состав орбитальной группировки (ОГ) ГНСС;

– разработать алгоритм определения числа видимых НС в точке наблюдения;

– обосновать показатели точности определения координат при использовании совмещенной АП ГНСС и получить их численные значения.

При решении первой задачи – моделировании движения НС, входящих в состав ОГ, использован алгоритм расчёта геоцентрических координат НС по данным альманаха, в основу которого положено невозмущённое движение спутников

При решении второй задачи – определении числа видимых НС в точке наблюдения – был использован следующий алгоритм:

– определяется текущий угол места каждого НС;

– сравнивается текущий угол места каждого НС с заданным углом места; если текущий угол места больше заданного, то спутник считается видимым, при невыполнении условия – невидимым;

– подсчитывается число видимых НС.

При решении третьей задачи – обосновании точностных характеристик определения координат, в качестве показателя выбрана среднеквадратическая ошибка определения координат в плоскости [2].

При моделировании определения координат АП выбран алгоритм статистической обработки, реализующий метод наименьших квадратов [2].

Моделирование будем проводить в среде визуально-ориентированного программирования *Simulink*, как наиболее удобной и содержащий все необходимые для экспериментов функциональные блоки и их комбинации.

1. Состав орбитальных группировок ГНСС GPS, GLONASS, COMPASS, GALILEO взят по данным реальных эфемерид от 10.01.2019 г.

2. Расчет произведен для орбитальной группировки GPS в составе 28 НС и GLONASS в составе 24 НС, ГАЛИЛЕО в составе 28 НС, COMPASS 30 НС. Время наблюдения за орбитальной группировкой – 24 часа с шагом 60 сек.

3. Координаты точки наблюдения 50^{o}с.ш. и 40^{o}в.д.

Имитационная модель устройства вторичной обработки авиационного приемондикатора ГНСС представлена на рисунке 1.

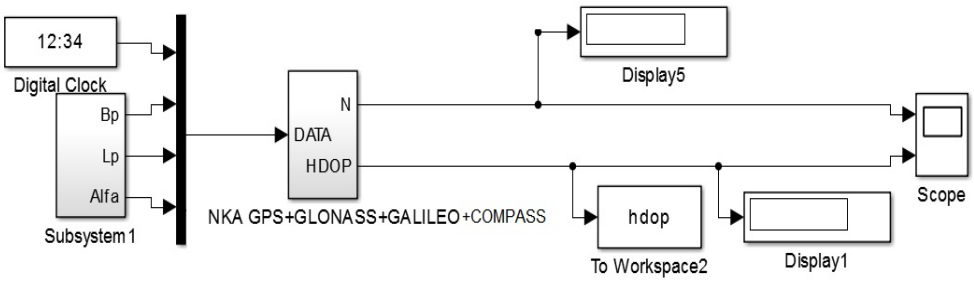


Рис. 1. Имитационная модель устройства вторичной обработки авиационного приемондикатора ГНСС

Блок **NKA GPS+GLONASS+GALILEO+COMPASS** в модели – блок нахождения HDOP (горизонтальный фактор) и количества видимых НС, состав данного блока представлен на рисунке 2. В составе данного блока входят: субблоки NKA GPS **,** NKA GLONASS, NKA GALILEO, NKA COMPASS моделирующие движение конкретной ГНСС. На рисунке 3 представлена модель системы ГЛОНАСС в составе 24 спутников.

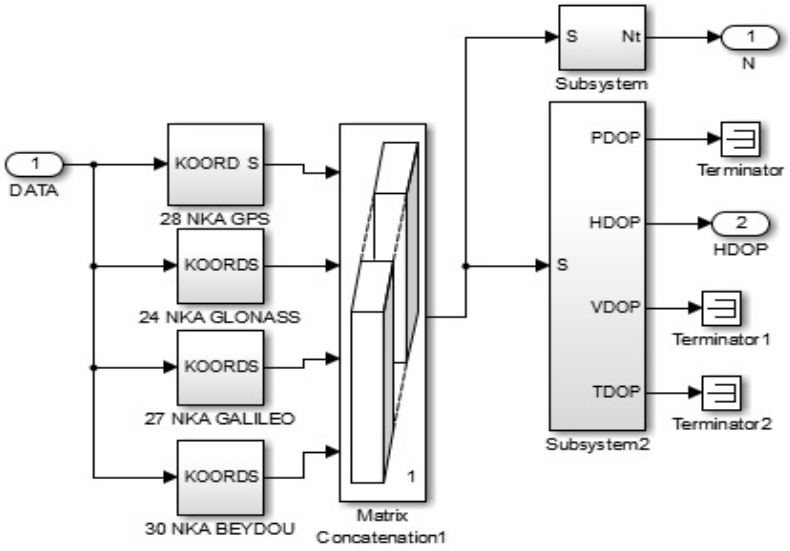


Рис. 2. Состав блока NKA GPS+GLONASS+GALILEO+COMPASS

Анализ графических зависимости, приведенных на рисунке 4, показывает среднее значение геометрических факторов (HDOP) аппаратуры потребителя при отдельном использовании систем GLONASS, GPS, GALILEO, комбинаций GLONASS+GPS, GPS+ GALILEO, а так же совместном применении совокупности четырех ГНСС.

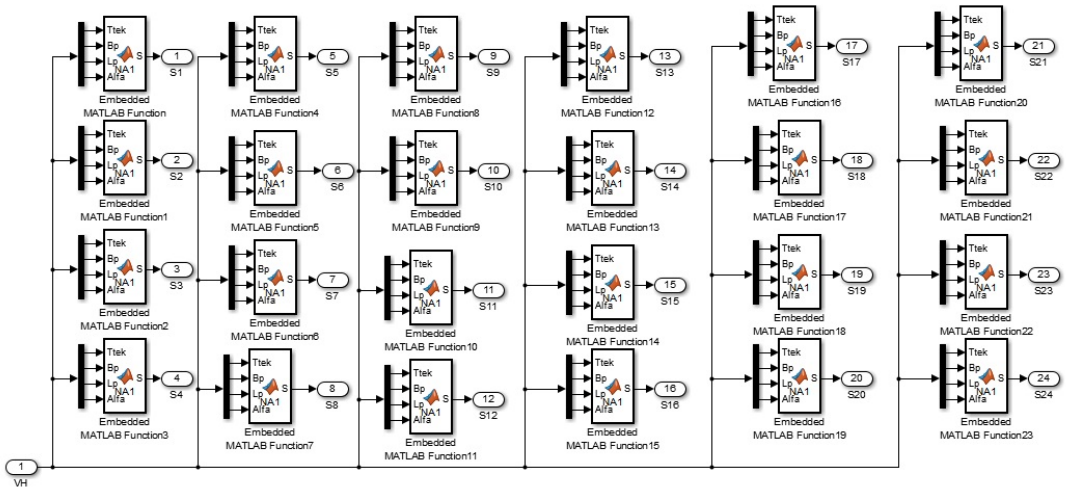


Рис. 3. Состав блока NKA GLONASS

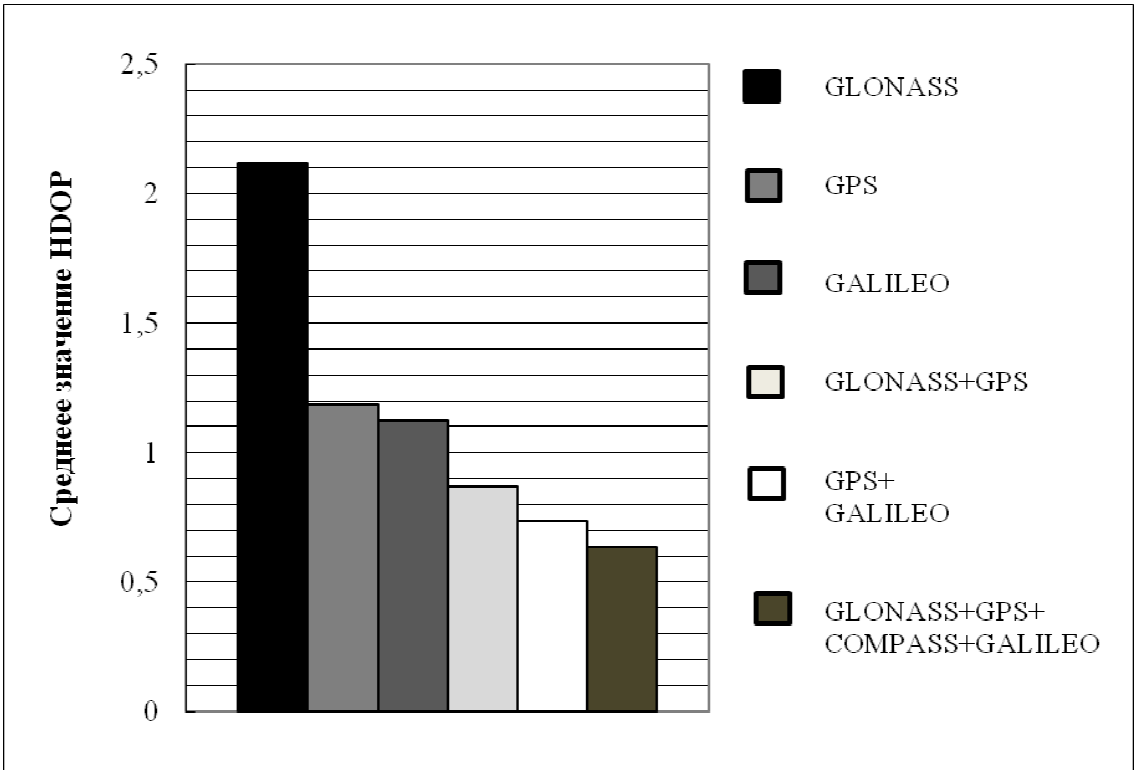


Рис. 4. Зависимость среднего значение горизонтального геометрического фактора (HDOP) от мультисистемности АП ГНСС

Среднее значение HDOP при использовании ГНСС GLONASS, GPS, GALILEO составляет 2,1, 1,2 и 1,1 соответственно, для двухсистемной АП ГНСС при сочетании систем GLONASS+GPS и GPS+ GALILEO 0,89 и 0,71

Использование совместной аппаратуры GPS, GLONASS, COMPASS, GALILEO дает среднее значение HDOP в 0,61.

3. Заключение

Анализируя полученные данные, с уверенностью можно сказать, что использование совместной аппаратуры GPS, GLONASS, COMPASS, GALILEO ведет к повышению точностных характеристик АП ГНСС.

Литература

1. Перов А. И. Основы построения спутниковых радионавигационных систем. М.: Радиотехника, 2012. – 236 с.
2. Перов А. И., Харисов В.Н. ГЛОНАСС принципы построения и функционирования. М.: Радиотехника, 2010. – 796 с.

References

1. Perov A. I. Fundamentals of satellite navigation systems / A. I. Perov. – M.: Radio Engineering, 2012. – 240 p.
2. Perov A.I., Harisov V.N. GLONASS Construction and functioning principles – M.: Radio Engineering, 2010. – 796 p.

ИНФОРМАЦИОННО-АЛГОРИТМИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ИНЕРЦИАЛЬНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

В. В. Барановский, М. В. Барановский

Филиал Военной Академии Ракетных Войск Стратегического Назначения им. Петра Великого (Филиал ВА РВСН), Серпухов, Россия

Аннотация. Предложен метод синтеза дискретных алгоритмов для измерителей, у которых оценка измеряемой величины основана на анализе динамики движения чувствительного элемента. Синтезированы алгоритмы, позволяющие создать измерители, не требующие калибровок, которые могут найти применение в большой группе измерительных приборов.

Ключевые слова: динамические измерения, алгоритмы оценивания, синтез алгоритмов.

INFORMATION AND ALGORITHMIC SUPPORT OF DINAMIC INERTIAL MEASUREMENTS

V.V. Baranovsky, M.V. Baranovsky

Branch of the Military Academy of Strategic Missile Forces (branch of the Strategic Missile Forces VA) Serpukhov, Russia

Abstract. A method for the synthesis of discrete algorithms for meters, in which the estimate of the measured value is based on the analysis of the dynamics of motion of a sensitive element, is proposed. Algorithms have been synthesized that allow the creation of instruments that do not require calibrations.

Keywords: movement dynamics, estimation algorithms, synthesis of algorithms.

1. Введение

В [1,2] для динамических измерителей алгоритмы оценивания измеряемых физических величин на основе системы решений дифференциальных уравнений движения чувствительного элемента (ЧЭ) измерителя, полученных для нескольких последовательных моментов времени. Такая процедура синтеза алгоритмов оценивания достаточно трудоемка и при этом в большинстве случаев полученные алгоритмы не отличаются простотой.

В [3] предложен способ синтеза алгоритмов на основе нисходящих конечных разностей, обладающий в сравнении с [1, 2] существенной простотой и возможностью получения высокой точности, вплоть до возможности реализации приборов, не требующих калибровок.

Недостатком алгоритмов, полученных как в [1, 2], так и в [3], является то, что оценка измеряемой величины на некоторый момент времени зависит от результатов измерения параметров движения ЧЭ в последующие моменты времени. Это требует преобразования полученных алгоритмов к общепринятому в дискретных системах виду, когда оценка на текущий момент времени находится на основании информации, полученной в предшествующие моменты времени, что удовлетворяет условию физической реализуемости алгоритмов. В [2] для этого использован достаточно

сложный метод, предложенный Хариным Н.Т. [4], предусматривающий идентификацию неизмеряемых параметров движения ЧЭ.

2. Синтез алгоритмов

Задача синтеза дискретных алгоритмов оценивания может быть легко решена путем использования численного дифференцирования на основе восходящих разностей.

Поясним существо метода на примере акселерометра со свободным чувствительным элементом, дифференциальное уравнение движения которого имеет вид:

$$m\ddot{x} = mW(t), \tag{1}$$

где m - масса ЧЭ;

x - смещение ЧЭ;

W - линейное кажущееся ускорение, измеряемое акселерометром;

t - время.

Введем следующие обозначения:

∇ - оператор восходящей разности:

$$\nabla x(t) = x(t) - x(t - \Delta t); \tag{2}$$

E, E^{-1} - операторы смещения для функции $x(t)$:

$$Ex(t) = x(t + \Delta t)$$
$$E^{-1}x(t) = x(t - \Delta t), \tag{3}$$

Для множества равноотстоящих значений аргумента

$$t_k = t_0 + k\Delta t \ \ (k = 0,\pm 1,\pm 2,...; \Delta t = const) \tag{4}$$

и соответствующих значений функции

$$x_k = x(t_k) = x(t_0 + k\Delta t) \tag{5}$$

можно определить восходящие разности [5]:

$$\nabla x_k = x_k - x_{k-1}$$
$$\nabla^r x_k = \nabla^{r-1} x_k - \nabla^{r-1} x_{k-1} \tag{6}$$
$$(r = 2,3...); \ (k = 0,1,2,...),$$

где r - порядок разности.

Несложно получить следующие соотношения между введенными операторами:

$$\nabla = 1 - E^{-1}$$
$$E^{-1} = 1 - \nabla. \tag{7}$$

Согласно [5]

$$E^{-1} = e^{-\Delta t D} \ \ (D = d/dt), \tag{8}$$

откуда для дифференцируемой достаточное число раз функции $x(t)$

$$\frac{d^r}{dt^r} = D^r = [-\frac{1}{\Delta t}\ln(1 - \nabla)]^r = (-\frac{1}{\Delta t})^r(-\nabla - \frac{\nabla^2}{2} - \frac{\nabla^3}{3} - ... - \frac{\nabla^n}{n})^r. \tag{9}$$

Для акселерометра с свободным ЧЭ согласно (1) имеем:

$$W_k = \ddot{x}_k = \frac{1}{\Delta t^2}(\nabla^2 x_k + \nabla^3 x_k + \frac{11}{12}\nabla^4 x_k + \frac{5}{6}\nabla^5 x_k + ...) \quad (10)$$

И поскольку, при линейно изменяющемся ускорении, x(t) - кубическая парабола, то все разности выше третьего порядка равны нулю, поэтому ускорение найдется:

$$W_k = \frac{1}{\Delta t^2}(\nabla^2 x_k + \nabla^3 x_k) \quad (11)$$

С учетом выражений для разностей второго и третьего порядка будем иметь:

$$W_k = \frac{1}{\Delta t^2}(2x_k - 5x_{k-1} + 4x_{k-2} - x_{k-3}) \quad (12)$$

С учетом принятых в теории дискретных систем обозначений, при $\Delta t = T$ (период дискретности), запишем дискретный алгоритм оценивания ускорения:

$$W(kT) = \frac{1}{T^2}(2x(kT) - 5x[(k-1)T] + 4x[(k-2)T] - x[(k-3)T]) \quad (13)$$

Метод, подобно [3], может быть использован как при любой левой части уравнения (1) (наличие демпфирования, упругости и т.п.), так и при любой правой части, т.е. при любом характере изменения во времени ускорения. Мы здесь ограничились случаем линейно-изменяюшегося во времени ускорения, т.к. такая модель ускорения вполне корректна для малых интервалов времени, которые отводятся на получение оценки.

Известно, что операцию численного дифференцирования, основанную на вычислении разностных отношений, относят к некорректным операциям. Причина некорректности кроется в том, что, как правило, первую производную вычисляют через разность первого порядка, вторую производную – через разность второго порядка и т. д. При этом, с одной стороны, производная вычисляется тем точнее, чем меньше шаг сетки Δt, а, с другой стороны, неточности измерения величин x_j (ошибки измерителя, ошибки округления и т. п.), при малом шаге сетки, приводят к недопустимо большой погрешности вычисления производных.

Предложенный метод лишен этих недостатков, так как использование разложения (9) позволяет вычислять производные функций с высокой точностью, используя разности все более высокого порядка, что впрочем, требует увеличения числа измерений перемещений ЧЭ.

Использование анализа динамики движения упругосвязанного чувствительного элемента для оценки измеряемого ускорения также возможно.

В [2] приведены алгоритмы оценки ускорения как для случая демпфированного, так и недемпфированного ЧЭ. Для схемы акселерометра без демпфирования (которое нужно в позиционном режиме для обеспечения необходимого качества переходного процесса и от которого, следовательно, при динамических измерениях целесообразно отказаться) дифференциальное уравнение относительного движения ЧЭ имеет вид:

$$m\ddot{x} + cx = mw_x, \quad (14)$$

где c – жесткость пружины.

Использование для оценки ускорения результатов анализа динамики движения упругосвязанного ЧЭ имеет следующие преимущества:

- оценка выполняется в динамике, а не в установившемся режиме, что повышает оперативность;

- возможность отказа от демпфирования ведет к упрощению конструкции прибора;

- возможность использования алгоритмов оценивания различной сложности, что позволяет реализовать измерения, адаптивные к условиям функционирования.

Вместе с тем потенциальные возможности режима динамических измерений применительно к приборам с упругосвязанным ЧЭ реализованы не полностью.

Для акселерометра, движение ЧЭ которого подчиняется уравнению (14), решение этого уравнения при W_x=const имеет вид:

$$x(t) = x_0 \cos\omega t + \frac{\dot{x}_0}{\omega}\sin\omega t + \frac{W_x}{\omega^2}(1-\cos\omega t) \quad . \qquad (15)$$

В этом случае и процедура синтеза алгоритма получается весьма простой. Поскольку интеграл от гармонической функции на временном интервале, равном периоду T функции равен нулю:

$$\int_{t_0}^{t_0+T}\sin\omega t\,dt = \int_{t_0}^{t_0+T}\cos\omega t\,dt = 0 \quad , \qquad (16)$$

то интегрирование *x(t)* согласно (15) на временном интервале, равном периоду, даёт:

$$J = \frac{W_x T}{\omega^2} \quad . \qquad (17)$$

Из этого выражения, с учётом того, что $\omega=2\pi/T$, получим следующий алгоритм оценки ускорения:

$$W_x^* = \frac{4\pi^2 J}{T^3} \quad . \qquad (18)$$

Алгоритм (18) получен в предположении, что на измерительном временном интервале длительностью T измеряемое ускорение постоянно (W_x=*const).* В действительности, во многих практических случаях, ускорение может динамично изменяться. Будем считать, что на каждом измерительном временном интервале ускорение изменяется по линейному закону, что, в силу кратковременности этапа измерений, является вполне корректным:

$$W_x(t) = W_{x0} + \dot{W}_x \cdot t \quad , \qquad (19)$$

где W_{x0} - ускорение на начало измерительного временного интервала;

$\dot{W}_x$ - скорость изменения ускорения.

Для упрощения дальнейших записей нижний индекс "x", характеризующий принадлежность к соответствующей измерительной оси, использовать не будем.

В этом случае дифференциальное уравнение движения недемпфированного ЧЭ имеет вид:

$$\ddot{x} + \frac{c}{m}x = W_0 + \dot{W}\cdot t, \tag{20}$$

а его общее решение может быть представлено в следующем виде:

$$x = x_0 \cos\omega t + \frac{\dot{x}_0}{\omega}\sin\omega t + \frac{W_0}{\omega^2}(1-\cos\omega t) + \frac{\dot{W}}{\omega^2}t - \frac{\dot{W}}{\omega^3}\sin\omega t, \tag{21}$$

где $\omega = \sqrt{\frac{c}{m}}$.

С учетом (21) интеграл I от функции $x(t)$ на временном интервале длительностью T найдется:

$$I = \int_{t_0}^{t_0+T} x(t)dt = \frac{\dot{W}T^2}{2\omega^2} + \frac{W_0 T}{\omega^2}. \tag{22}$$

Поскольку неизвестных величин две (W_0 *и* $\dot{W}$), то для их нахождения необходимо произвести два измерения. При параллельных измерениях, когда оба временных интервала интегрирования имеют общее начало, будем иметь систему:

$$\begin{aligned} I_1 &= \int_{t_0}^{t_0+T} x(t)dt = \frac{W_0 T}{\omega^2} + \frac{\dot{W}T^2}{2\omega^2} \\ I_2 &= \int_{t_0}^{t_0+2T} x(t)dt = \frac{2W_0 T}{\omega^2} + \frac{2\dot{W}T^2}{\omega^2}. \end{aligned} \tag{23}$$

Решая эту систему, получим следующие алгоритмы оценки величин W_0 и $\dot{W}$:

$$\begin{aligned} W_0^* &= \frac{2\pi^2[4I_1 - I_2]}{T^3} \\ \dot{W}^* &= \frac{4\pi^2[I_2 - 2I_1]}{T^4}. \end{aligned} \tag{24}$$

3. Заключение

Синтезированные алгоритмы обладают следующими достоинствами:

- простота, поскольку они для реализации требует минимума вычислительных процедур;

- возможность измерения на основе одного прибора, как ускорения, так и скорости его изменения;

- возможность вариации длительностями временных интервалов, на которых осуществляется интегрирование x(t), при условии их кратности периоду колебаний ЧЭ, что повлечет за собой соответствующее изменение коэффициентов в алгоритмах оценивания, но и обеспечит новое качество. Это может оказаться полезным, например, при гравиметрических измерениях, где за счет интегрирования x(t) и достаточно

большого времени наблюдения за динамикой ЧЭ может быть снижено влияние микросейсмов;

- инвариантность оценок не только к начальным условиям движения ЧЭ (x_0 и $\dot{x}_0$), но и к изменению упругости пружины, т.к. процедура измерений предусматривает контроль периода колебаний ЧЭ, функционально связанного с упругостью пружины, что позволяет реализовать прибор, не требующий периодических калибровок;

- данные алгоритмы обеспечивают инвариантность оценки к величине x, при достижении которой начинается интегрирование, что существенно ослабляет требования к компаратору, поскольку последний должен обладать лишь кратковременной стабильностью;

- алгоритмы (24) могут быть применены для широкого класса измерительных устройств с ЧЭ на упругом подвесе.

Литература

1. Умников В.Н. Импульсно-инерциальные приборы. МО СССР. 1984. 124 с.
2. Умников В.Н. Виртуализация и импульсно-перцептные измерения. МО СССР. 1989. 124 с.
3. Барановский В.В., Барановский М.В. Метод конечных разностей в задаче синтеза алгоритмов обработки информации для импульсно-инерциальных приборов. Материалы XIX Межведомственной НТК «Проблемы обеспечения эффективности и устойчивости функционирования сложных технических систем». Серпухов. 2000.Часть 1, С 371-374.
4. Харин Н.Т. Аналитические методы синтеза алгоритмов дискретных систем управления и измерения. МО СССР. 1992. 342 с.
5. Г. Корн, Т. Корн Справочник по математике для научных работников и инженеров. М.: Наука. 1970. 720 с.

References

1. Umnikov V. N. Pulse inertial devices. MO USSR. 1984. 124 p.
2. Umnikov V. N. Virtualization and pulse-perceptual measurements. MO USSR. 1989. 124 p.
3. Baranovsky V. V., Baranovsky M. V. The method of finite differences in the problem of synthesis of information processing algorithms for pulsed inertial devices. Materials of the XIX Interdepartmental Scientific and Technical Conference “Problems of ensuring the efficiency and sustainability of complex technical sestems”. Serpukhov. 2000. Part 1. Pp. 371-374.
4. Kharin N. T. Analytical methods for the synthesis of algorithms for discrete control and measurement systems. MO USSR. 1992. 342 p.
5. Korn G., Korn T. Mathematics Handbook for Scientists and Engineers. M.: Science. 1970. 720 p.

Н а у ч н о е и з д а н и е

РАДИОЛОКАЦИЯ,
НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ

Сборник трудов
XXV Международной научно-технической конференции
(г. Воронеж, 16–18 апреля 2019 г.)

Т о м 3

Издано в авторской редакции

Подписано в печать 05.04.2019. Формат 60×84/16.
Усл. п. л. 26,9. Тираж 120. Заказ 240

Издательский дом ВГУ
394018 Воронеж, пл. Ленина, 10
Отпечатано с готового оригинала-макета в типографии
Издательского дома ВГУ
394018 Воронеж, ул. Пушкинская, 3

Контакты для справок по работе конференции:

Всю необходимую информацию
Вы можете найти на сайте конференции:
http://rlnc.ru

e-mail конференции:
info@rlnc.ru