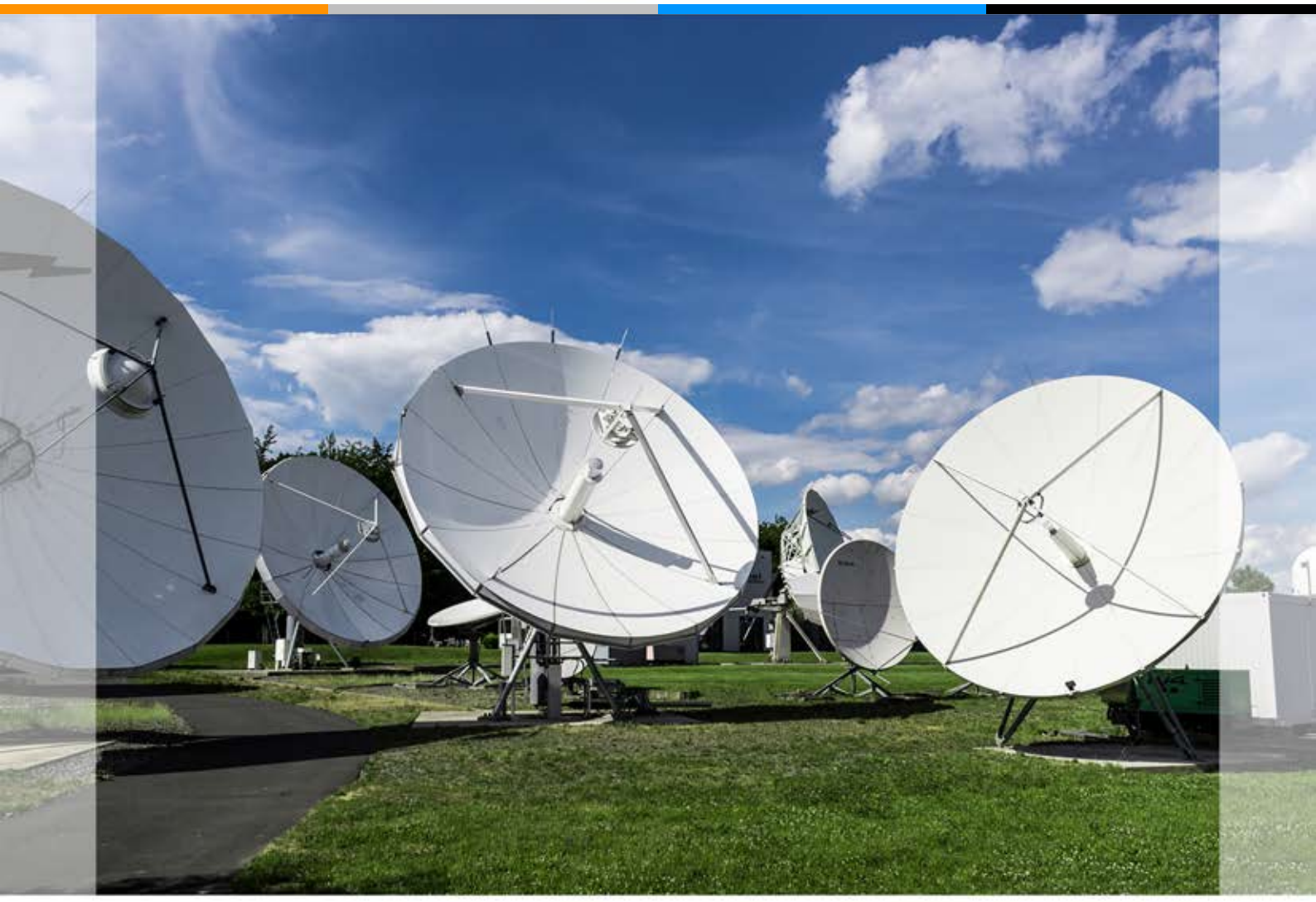


RLNC*2019

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 4

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 4

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.
ISBN 978-5-9273-2774-4

Т. 3. – 2019. – 466 с.
ISBN 978-5-9273-2778-2

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 978-5-9273-2778-2 (т. 4)
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

ИССЛЕДОВАНИЕ ТОЧНОСТИ НАВИГАЦИОННЫХ ОПРЕДЕЛЕНИЙ В ПОМЕЩЕНИИ ПО СИГНАЛАМ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЙ ЛОКАЛЬНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

А. А. Чугунов[1], Д.В. Царегородцев[1]

[1]ФГБОУ ВО «НИУ «МЭИ», г. Москва, Российская Федерация

Аннотация. Сегодня жизни большого числа людей во многом зависят от систем навигации. Фактическим стандартом для позиционирования в открытом пространстве являются глобальные навигационные спутниковые системы (ГНСС) ГЛОНАСС, GPS, Galileo, Beidou. В то же время актуальным является обеспечение навигации в закрытых помещениях и в зонах низкого качества радионавигационного поля ГНСС. Использование сверхширокополосных сигналов локальных навигационных систем один из перспективных вариантов повышения надежности навигации в сложных условиях. В данной работе представлены вариант построения такой системы и расчет точности навигационных определений.

Ключевые слова: локальная навигация; навигация в помещении; вторичная обработка; сверхширокополосные сигналы.

RESEARCH OF POSITIONING ACCURACY OF LOCAL ULTRA-WIDE BAND NAVIGATION SYSTEM

A. A. Chugunov[1], D. V. Tsaregorodcev[1]

[1]National Research University MPEI, Moscow, Russian Federation

Abstract. Navigation systems play an important role in solving a large number of military and civilian tasks. The actual standard for use in open space are GNSS GLONASS, GPS, Galileo, Beidou and their various functional additions. At the same time, it is relevant to solve the problem of indoor navigation and navigation in areas of poor GNSS coverage. One of the most promising approaches to solving such problems is an ultra-wideband local navigation system. In this paper, we describe a variant of constructing such a system with one-way-ranging architecture end estimate the accuracy of positioning.

Keywords: local navigation; local positioning; ultra-wide band; indoor navigation.

1. Введение

Известно большое число подходов и технологий, применяемых для задач локальной навигации, в частности – для задач навигации в закрытых помещениях [1]. Фактического стандарта для задач локальной навигации, такого как ГНСС для открытых пространств, нет, поскольку потребители и области применения локальных систем весьма разнообразны. Области потенциального внедрения таких систем – это навигация сервисных и промышленных роботов, в том числе летающих, навигация транспорта в тоннелях и на крытых парковках, навигация пешеходов в помещениях, захват движений тела человека для медицинских, спортивных и развлекательных целей, мониторинг персонала на промышленных предприятиях и в офисах и многие другие применения.

Технологии и методы, применяемые для задач локальной навигации, можно разделить на следующие группы:

- радиотехнические: дальномерные (по мощности принимаемого сигнала, по задержке огибающей), разностно-дальномерные (по разности задержек огибающих), угломерные, обзорно-сравнительные, магнитные (обзорно-сравнительные и фазовые позиционные);
- оптические: обзорно-сравнительные и позиционные лазерные дальномерные (на базе лидара), позиционные угломерные и обзорно-сравнительные на базе видеокамеры;
- ультразвуковые: дальномерные позиционные (по задержке огибающей, по фазе);
- инфракрасные: позиционные угломерные;
- инерциальные: от полноценной кинематики с 6-ю степенями свободы до шагомера с оценкой планарных координат.

Каждая технология обладает своими достоинствами и недостатками, а области применения и потребители систем локальной навигации (СЛН) весьма разнообразны. В связи с этим в настоящее время однозначного стандарта не выявлено и широким фронтом проводятся исследования и разработки новых подходов.

Например, основной причиной высокой погрешности узкополосных радиотехнических систем является многолучёвость распространения радиоволн в окрестности стен и других препятствий, характерных для мест вероятной эксплуатации локальных навигационных систем. Наиболее эффективный способ борьбы с многолучёвостью – расширение спектра навигационных сигналов: чем короче импульсы навигационных сигналов, тем надёжнее в приёмнике выделяется импульс прямого сигнала из смеси с импульсами отражённых сигналов.

По этой причине новые сверхширокополосные СЛН являются одним из перспективных подходов для решения задач точной навигации в закрытых помещениях. Их основные преимущества перед лидарами - независимость от погодных условий и условий освещённости, а также относительно низкая стоимость базовых компонентов.

2. Постановка задачи

Требуется провести экспериментальную оценку точности навигационных определений по сигналам сверхширокополосной СЛН. Для этого требуется решить следующие задачи:

- выбор компонентной базы
- синтез алгоритмов фильтрации и решения навигационной задачи на плоскости (2D)
- разработка макета и проведение экспериментальных измерений

3. Компонентная база

В данной работе в качестве компонентной базы используется устройство LPS2 mini производства шведской компании Loligo Electronics (Рис 1). Данное устройство представляет собой интерфейсную плату для приемо-передатчика DWM1000 производства компании Decawave, являющегося основой данного устройства. Приемо-

передатчик DWM1000 осуществляет приём и передачу, а также цифровую обработку сверхширокополосных сигналов в соответствии со стандартом IEEE802.15.4-2011. Кроме того, на плате LPS2 mini имеется micro USB разъем для подключения устройства к компьютеру или к блоку питания, а также Bluetooth модуль для конфигурации и беспроводной связи с устройством. Помимо этого, модуль LPS2 Mini имеет в своем составе блок инерциальных МЭМС датчиков, выполненных в виде единой интегральной схемы MPU-9250, включающей в себя акселерометр, гироскоп, магнитометр и барометр, что позволяет осуществлять комплексирование радиоизмерений с инерциальными измерениями на базе одного модуля.

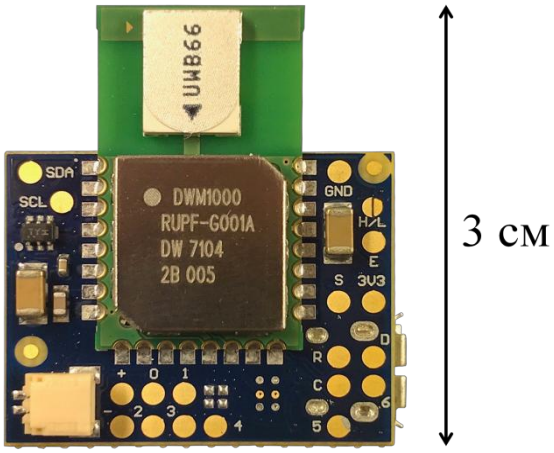


Рис. 1. Радиомодуль LPS2 mini

Построенная на базе данных модулей СЛН функционирует по методу TDoA []. Система состоит из двух сегментов: инфраструктуры опорных маяков двух типов – Мастера-маяка и ведомых маяков, и навигационной аппаратуры потребителей, число которых не ограниченно, поскольку система является беззапросной.

Принцип работы рассматриваемой СЛН представлен на рис. 2.

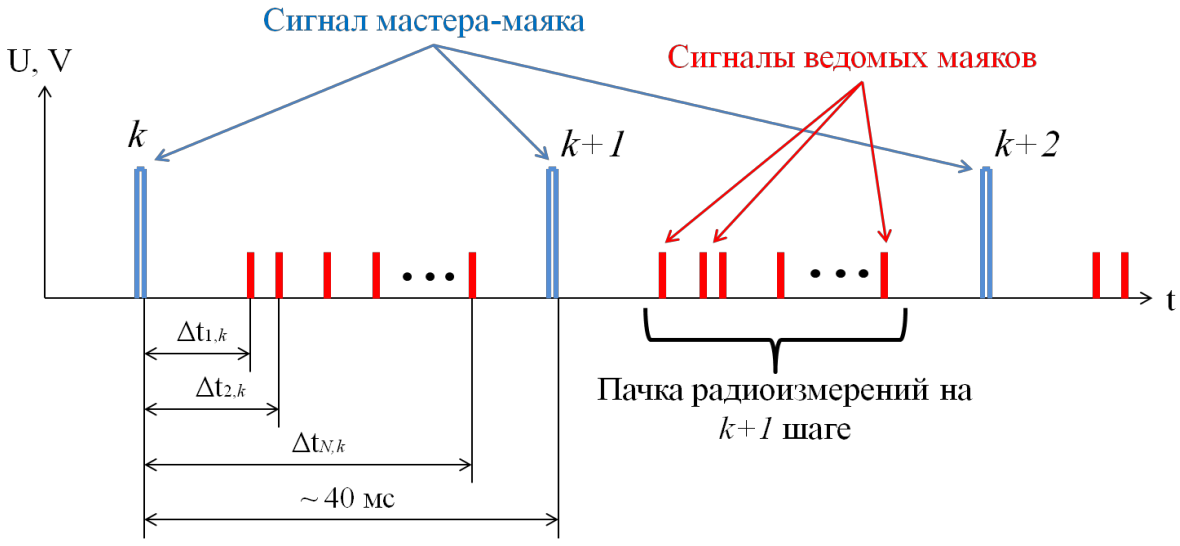


Рис. 2. Временная диаграмма, поясняющая принцип работы сверхширокополосной СЛН

Мастер-маяк с определенным темпом (40-60 мс) излучает сверхширокополосный радиоимпульс, промодулированный его уникальным идентификатором. Ведомые маяки по принятию сигнала мастера-маяка излучают свои радиосигналы в заранее назначенном порядке. Радиоприемник навигационной аппаратуры потребителя измеряет задержки приема сигналов ведомых маяков относительно времени приема сигнала мастера маяка. Поэтому в качестве навигационных параметров выступают разности дальностей, которые вычисляются по формуле:

$$\Delta R_i = \|\mathbf{x} - \mathbf{x}_i\| - \|\mathbf{x} - \mathbf{x}_M\|, \quad (1)$$

где $\mathbf{x}_i$ – координаты i-го ведомого маяка, $\mathbf{x}_M$ – координаты мастера-маяка, $\mathbf{x}$ – координаты потребителя.

Таким образом, измерения на каждом шаге представляют собой пачки разностей дальностей вида (1) на фоне белого гауссовского шума наблюдения.

4. Алгоритм вторичной обработки

В качестве алгоритма решения навигационной задачи предлагается использовать фильтрационный алгоритм вторичной обработки, основанный на теории оптимальной нелинейной фильтрации.

Для применения фильтрационных алгоритмов необходимо задаться моделями измерений (2) и изменения информативных процессов (4):

$$\mathbf{y}_\mathrm{k} = \mathbf{S}_\mathrm{k}(\mathbf{x}_\mathrm{k}) + \mathbf{n}_\mathrm{k}, \quad (2)$$

где k – номер такта, а матрица **S** рассчитывается как

$$\mathbf{S}(\mathbf{cx}) = \begin{pmatrix} \|\mathbf{x} - \mathbf{x_1}\| - \|\mathbf{x} - \mathbf{x}_\mathrm{M}\| \\ \|\mathbf{x} - \mathbf{x_2}\| - \|\mathbf{x} - \mathbf{x}_\mathrm{M}\| \\ \cdots \\ \|\mathbf{x} - \mathbf{x_N}\| - \|\mathbf{x} - \mathbf{x}_\mathrm{M}\| \end{pmatrix}. \quad (3)$$

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{F}_{k-1}\mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{G}_{k-1}\boldsymbol{\xi}_{k-1}, \mathbf{x}(t_0) = \mathbf{x}_0, \quad (4)$$

где **F**, **G** – известные матрицы, $\boldsymbol{\xi}_{k-1}$ – формирующий дискретный белый гауссовский шум.

В данной постановке решением является алгоритм расширенного фильтра Калмана [2].

$$\tilde{\mathbf{x}}_k = \mathbf{F}_{k-1}\hat{\mathbf{x}}_{k-1}, \quad (5)$$

$$\widetilde{\mathbf{D}}_{\mathrm{x},k} = \mathbf{F}_{k-1}\mathbf{D}_{\mathrm{x},k-1}\mathbf{F}_{k-1}^{\mathrm{T}} + \mathbf{G}_{k-1}\mathbf{D}_\xi\mathbf{G}_{k-1}^{\mathrm{T}}, \quad (6)$$

$$\mathbf{K}_k = \widetilde{\mathbf{D}}_{\mathbf{x},k}\frac{\mathrm{d}\mathbf{S}_\mathrm{k}(\mathbf{c}\tilde{\mathbf{x}}_\mathrm{k})}{\mathrm{d}\mathbf{x}}^{\mathbf{T}}\left(\mathbf{H}(\tilde{\mathbf{x}}_k)\widetilde{\mathbf{D}}_{\mathbf{x},k}\frac{\mathrm{d}\mathbf{S}_\mathrm{k}(\mathbf{c}\tilde{\mathbf{x}}_\mathrm{k})}{\mathrm{d}\mathbf{x}}^{-\mathbf{1}} + \mathbf{D}_n\right)^{-\mathbf{1}}, \quad (7)$$

$$\mathbf{D}_{\mathrm{x},k} = \widetilde{\mathbf{D}}_{\mathrm{x},k} - \mathbf{K}_k\frac{\mathrm{d}\mathbf{S}_\mathrm{k}(\mathbf{c}\tilde{\mathbf{x}}_\mathrm{k})}{\mathrm{d}\mathbf{x}}\widetilde{\mathbf{D}}_{\mathrm{x},k}, \quad (8)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \tilde{\mathbf{x}}_k + \mathbf{K}_k(\mathbf{y}_k - \tilde{\mathbf{y}}_k), \quad (9)$$

5. Эксперимент

Для оценки точности определения координат был проведен эксперимент на мекете сверхширокополосной СЛН, изображенной на рисунке 3. Макет включал в себя восемь опорных маяков, а в качестве потребителя выступал радиоуправляемый колесный робот с установленным на нем сверхширокополосным радиоприемником.

Рис. 3. Макет СЛН

Потребитель находился в статике в точке с известными координатами, измеренными прецизионным лазерным дальномером. Для оценки точности используется среднеквадратичное отклонение (СКО) ошибки оценки от истинного положения.

Результаты обработки измерений приведены на рисунке 4.

Расчет показал, что СКО ошибки оценки координат по оси абсцисс составило 4 см, а по оси ординат – 5 см. Это говорит о том, что выбранная сверхширокополосная элементная база с выбранным фильтрационным алгоритмом вторичной обработки обеспечивает сантиметровую точность определения координат потребителя.

На рисунке 5 представлена оценка координат потребителя, находящегося в динамике.

В силу того, что истинная траектория движения неизвестна, количественную оценку точности позиционирования в динамике получить не удалось.

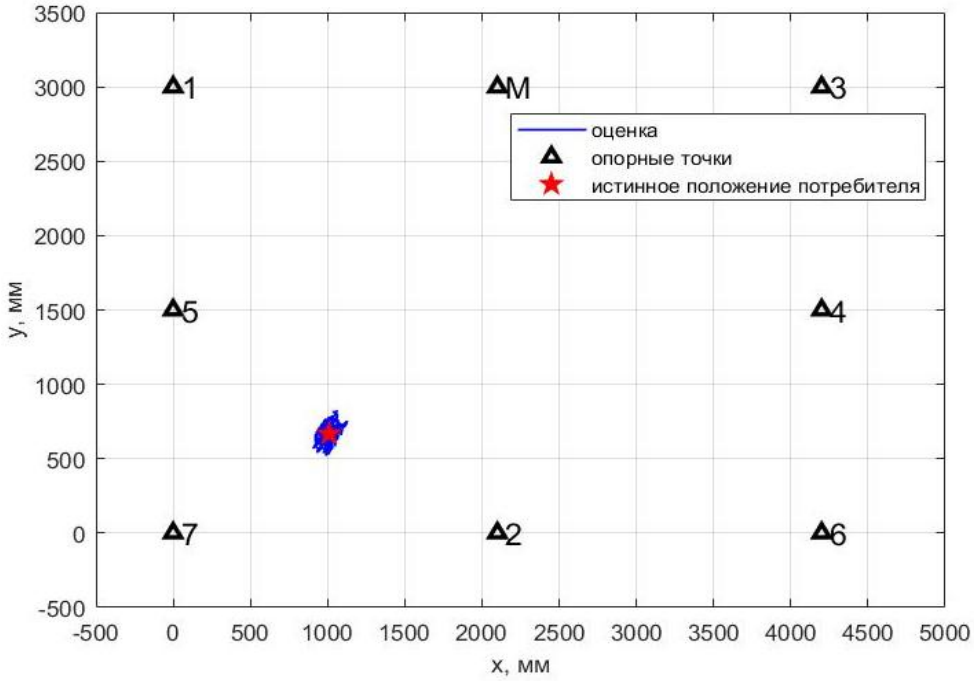


Рис. 4. Истинное положение потребителя и оценка его координат

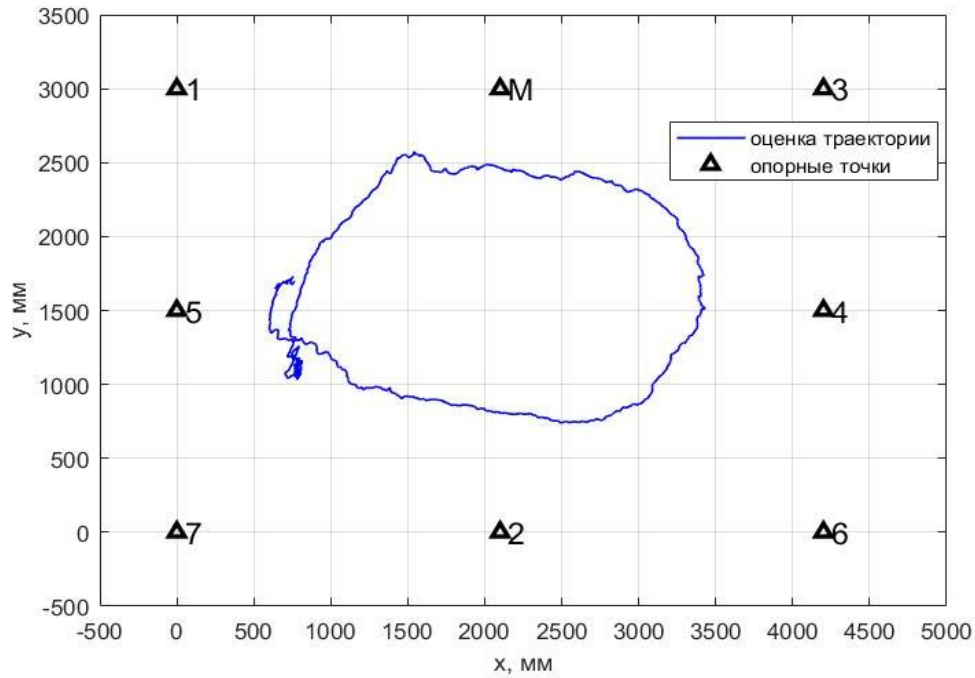


Рис. 5. Оценка координат динамичного потребителя

6. Заключение

В работе было проедено экспериментальное исследование точности навигации по сверхширокополосным радиосигналам. Для этого была выбрана соответствующая сверхширокополосная компонентная база, построен макет локальной навигационной системы и проведены его испытания. Применение фильтрационного алгоритма

вторичной обработки расширенного фильтра Калмана обеспечило сантиметровую точность навигационных определений. В перспективе, возможно осуществлять комплексирование радиоизмерений с измерениями инерциальных датчиков, что поддерживает выбранная компонентная база, что позволит повысить точность благодаря использованию дополнительной информации о динамике потребителя.

Литература

1. Куликов Р.С., Царегородцев Д.В., Чугунов А.А. Беззапросная сверхширокополосная радиосистема локальной навигации высокой точности. // Радиотехника, 2018, №9, 169-177 с.
2. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под. ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. — Изд. 4-е, перераб. и доп.. — М.: Ра-диотехника, 2010.—800 с.
3. Корогодин И.В. Применение OFDM сигналов в навигационных системах. // Радиотехника, 2018, №9, 154-162 с.
4. Перов А.И., Ипполитов С.П. Исследование алгоритма оценивания параметров сигнала с пространственно-временной обработкой наблюдений с антенной решетки в действительных числах. // Радиотехника, 2018, №9, 139-144 с.
5. Перов А.И. Синтез одноэтапного алгоритма обработки радиосигналов в аппаратуре спутниковой навигации // Радиотехника, 2018, №9, 145-153 с.
6. Перов А.И. Синтез комплексного алгоритма фильтрации разностей фаз в инерциально-спутниковой угломерной навигационной аппаратуре // Радиотехника, 2018, №9, 120-130 с.
7. Шатилов А.Ю. Алгоритм оптимальной линейной интерполяции с фиксированной задержкой // Радиотехника, 2016, №9, 106-112 с.
8. Куликов Р.С., Царегородцев Д.В., Куковякина Н.А., Шамина А.А., Лепетюха В.А. Разностно-дальномерный метод определения координат потребителя применительно к построению локальных беззапросных систем навигации. // Вестник Московского энергетического института, 2018, №6, 160-165 с.
9. Куликов Р.С., Чугунов А.А., Петухов Н.И., Индриков И.Р. Способ пространственного фокусирования энергии радиоволн в точке приема для систем связи пятого поколения // Вестник Московского энергетического института, 2018, №5, 158-165 с.

References

1. Kulikov R.S., Tsaregorodcev D.V., Chugunov A.A. High precision ultra-wideband local navigation TDoA radio system. // Radiotechnika, 2018, No. 9. Pp. 169-177.
2. GLONASS. Principles of construction and operation / A.I. Perov, V.N. Harisov. - Ed. 4th, - M .: Radiotechnika, 2010. — 800 s
3. Korogodin I.V. About OFDM-signals utilization for navigation purposes // Radiotechnika, 2018, No. 9. Pp. 154-162.
4. Perov A.I.,Ippolitov S.P. Synthesis and modeling of algorithm of estimating parameters with space-time processing in real numbers from observations by antenna array. // Radiotechnika, 2018, No. 9. Pp. 139-144.
5. Perov A.I. Synthesis of onestage signal processing algorithm for space radio navigation receiver. // Radiotechnika, 2018, No. 9. Pp. 145-153.
6. Perov A.I. Synthesis of an integrated phase difference filtering algorithm in an inertial-satellite attitude navigation apparatus, 2018, No. 9. Pp. 120-130.
7. Shatilov A.Yu. Fixed delay linear interpolation, 2016, No. 9. Pp. 106-112.
8. Kulikov R.S., Tsaregorodcev D.V., Kukovyakina N.A., Shamina A.A., Lepetyukha V.A. The Range-Difference Method for Determining the Consumer Coordinates as Applied to Development of Local Non-Enquiry Navigation Systems // Vestnik MPEI, 2018, №6, Pp. 160-165.
9. Kulikov R.S., Chugunov A.A., Petukhov N.I., Indrikov I.R.. A Method for Spatial Point-Focusing of Radio Wave Energy for Fifth-Generation Communication Systems // Vestnik MPEI, 2018, №5, Pp. 158-165.

КОМБИНИРОВАННЫЙ АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ КООРДИНАТ В МНОГОПОЗИЦИОННОЙ ДАЛЬНОМЕРНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ

А. А. Монаков

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

Аннотация. В многопозиционных дальномерных навигационных системах, к которым относятся спутниковые системы навигации и системы мультилатерации, важной задачей является синтез эффективного алгоритма оценки местоположения объекта, который должен сочетать высокую точность оценивания и простоту реализации. Максимальной простотой реализации отличаются прямые алгоритмы оценивания, которые не используют итерационные методы поиска решения. Среди этих методов наибольшую известность приобрел алгоритм Банкрофта. Однако этот алгоритм иметт существенный недостаток, заключающийся в том, что получающаяся оценка не является однозначной. В статье предлагается комбинированный алгоритм, который сочетает вычислительные особенности алгоритма Банкрофта и алгоритма, основанного на использовании суммы и разности псевдодальностей. Последний алгоритм, названный суммарно-разностным, используется для грубого оценивания лоренцевой нормы вектора неизвестных параметров. Полученная грубая оценка позволяет определить истинную оценку местоположения объекта без привлечения дополнительной информации. Математическое моделирование показывает, что предлагаемый алгоритм имеет одинаковую с алгоритмом Банкрофта точность оценивания. Вместе с этим его реализация не требует существенного увеличения вычислительных затрат.

Ключевые слова: оценка местоположения объекта, многопозиционная дальномерная навигационная система, алгоритм Банкрофта.

COMBINED POSITIONING ALGORITHM FOR A MULTIPOSITIONAL RANGE-BASED NAVIGATION SYSTEM

A. A. Monakov

Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, Saint-Petersburg, Russia

Abstract. In multi-positional range-based navigation systems, which include satellite navigation systems and multilateration systems, an important problem is the synthesis of an effective positioning algorithm, which should combine high accuracy of estimation and ease of implementation. Direct algorithms possess the maximum ease of implementation because they do not use iterative methods to seek a solution. Among these methods, the Bancroft algorithm has become the most famous. However, this algorithm has a significant disadvantage because the resulting solution is ambiguous. The article proposes a combined algorithm that combines the computational virtues of the Bancroft algorithm and an algorithm based on the use of the sum and difference of pseudoranges. The latter algorithm, called the sum-difference algorithm, is used for the rough estimation of the Lorentz norm of the vector of unknown parameters. The resulting rough estimate allows to determine the true position estimateof the object without using additional external information. Mathematical simulation proves the proposed algorithm has the same estimation accuracy with the Bancroft algorithm. At the same time, its implementation does not require any significant increase of the computational costs.

Keywords: position estimation of the object, multi-positioning range-based navigation system, the Bancroft algorithm.

1. Введение

Многопозиционные радионавигационные системы (МПРНС) оценки местоположения объектов в пространстве получили в настоящее время широкое распространение и стали серьезными конкурентами радиолокационных комплексов управления воздушным движением (УВД) [1]. В зависимости от масштаба решаемых задач МПРНС делятся на локальные (системы мультилатерации типа MLAT), и глобальные (спутниковые навигационные системы (СНС), системы мультилатерации типа WAM).

Одной из проблем при создании МПРНС является синтез эффективных алгоритмов оценки местоположения (МП) объектов в пространстве. Эта проблема не является новой в радионавигации, поскольку она ранее встречалась при разработке систем дальней навигации [2]. В соответствии с [3] принято выделять три класса методов оценки МП в МПРНС: статистические (statistical), численные (numerical) и алгебраические (algebraic). Статистические методы [4-6] учитывают случайный характер оценок радионавигационных параметров и предполагают синтез оценок МП на основе метода максимального правдоподобия. Эти методы наиболее близки к оптимальным, однако они не позволяют получить прямое решение и требуют применения оптимального поиска экстремума достаточно сложной целевой функции в пространстве, размерность которого равна числу координат объекта. Численные методы [7-10] используют методы оптимального поиска решения некоторой оптимизационной задачи, однако в отличие от статистических методов поиск проходит в пространстве меньшей размерности при простой (как правило квадратической) целевой функции. Оценки, получаемые этими методами, в общем случае являются смещенными и неоптимальными в статистическом смысле. Алгебраические методы [11-14] не учитывают вероятностный характер данных, однако они являются прямыми, поскольку позволяю получить оценки координат объекта путем решения некоторой линейной, в общем случае переопределенной, системы уравнений. Последнее делает данные методы особенно привлекательными для практического применения несмотря на то, что методы данной категории не могут претендовать на оптимальность.

В статьях [15-17] рассматривались алгоритмы оценки МП объектов для активного режима работы МПРНС. В этих работах синтезирован алгоритм, который для получения грубой оценки МП использует один из наиболее эффективных алгебраических алгоритмов - алгоритм Банкрофта (Bancroft) [11]. Этот алгоритм первоначально был предложен для определения МП объекта в СНС [12]. Для получения конечной оценки МП используется один из статистических методов - метод линеаризации системы уравнений наблюдения, связывающих координаты объекта и результаты измерений радионавигационных параметров. Привлекательной стороной этого алгоритма является его простота и малый объем вычислений при реализации, поскольку оценка МП получается путем решения линейной системы уравнений. Вместе с тем алгоритм

Банкрофта имеет существенный недостаток, заключающийся в том, что оценка МП получается в результате решения квадратного уравнения и поэтому не является однозначной. Алгоритм требует применения специальной процедуры для выбора правильного решения. В [17] синтезирован алгоритм, названный *суммарно-разностным* (СР-алгоритм). Этот алгоритм не требует решения квадратного уравнений. Оценка координат объекта получается путем решения линейной системы уравнений. Однако точностью предложенного алгоритма хуже, чем у алгоритма Банкрофта. Поэтому в [17] предложено уточнять полученное решение итерационным методом. Точность оценки МП объекта предлагаемым алгоритмом, как показали исследования, соответствует точности алгоритма Банкрофта.

В настоящей статье предлагается новый, комбинированный алгоритм (К-алгоритм), реализация которого основана на использовании СР-оценки МП для приближенного решения квадратного уравнения в алгоритме Банкрофта. Точность получаемой оценки близка к границе Крамера - Рао для поставленной задачи.

Статья построена следующим образом. В первом разделе даются краткие описания СР-алгоритма и алгоритма Банкрофта, а также приведен синтез нового алгоритма оценки МП объекта, который сочетает в себе простоту вычислений метода Банкрофта и в то же время дает единственное решение. Во втором разделе дается анализ точности получаемой оценки. Статья заканчивается выводами по работе.

2. Алгоритм Банкрофта, суммарно-разностный и комбинированный алгоритмы

Рассмотрим МПСН, которая содержит множество J опорных приемных станций (ОПС), пространственные координаты $\{x_j, y_j, z_j\}_{j=1}^{J}$которых известны с высокой точностью в некоторой трехмерной системе координат XYZ (см. рис. 1). Пусть запросчик, которым может быть один из вторичных радиолокаторов системы УВД, излучает в момент времени t запросный сигнал. Если МП объекта соответствует радиус-вектор $\boldsymbol{r}_o = \{x_o, y_o, z_o\}$, а МП запросчика - $\boldsymbol{r}_t = \{x_t, y_t, z_t\}$, то приемник объекта примет запросный сигнал в момент времени $t + r/c$, где $r = \|\boldsymbol{r}\|$ - длина вектора $\boldsymbol{r} = \boldsymbol{r}_o - \boldsymbol{r}_t$, c - скорость света. Бортовой ответчик объекта излучает ответный сигнал через время τ_r, которое обычно равно 3 мкс. Это время необходимо ответчику, чтобы обнаружить и дешифрировать запросный сигнал.

Ответный сигнал придет в точку расположения j -го приемника $\boldsymbol{\rho}_j = \{x_j, y_j, z_j\}$ в момент времени $t + r/c + \tau_r + q_j/c$, где $q_j = \|\boldsymbol{q}_j\|$ - длина вектора $\boldsymbol{q}_j = \boldsymbol{r}_o - \boldsymbol{\rho}_j$ (см. рис. 1). Таким образом, при отсутствии ошибок измерения дальностей и строгом синхронизме часов ОПС, в них будут вычислены псевдодальности $R_j = r + q_j + c\tau_r + c\tau$, где $\tau = t - \hat{t}$ - разность хода часов запросчика и МПНС, $\hat{t}$ - предполагаемое в системе время излучения запросного сигнала. Располагая множеством псевдодальностей $\{R_j\}_{j=1}^{J}$, получим систему уравнений вида

$$q_j + b_o = R_j,\ j = 1, \dots, J, \qquad (1)$$

решение которой относительно четырех неизвестных $x_o, y_o, z_o, b_o = r + c(\tau_r + \tau)$ позволит решить задачу оценки МП объекта.

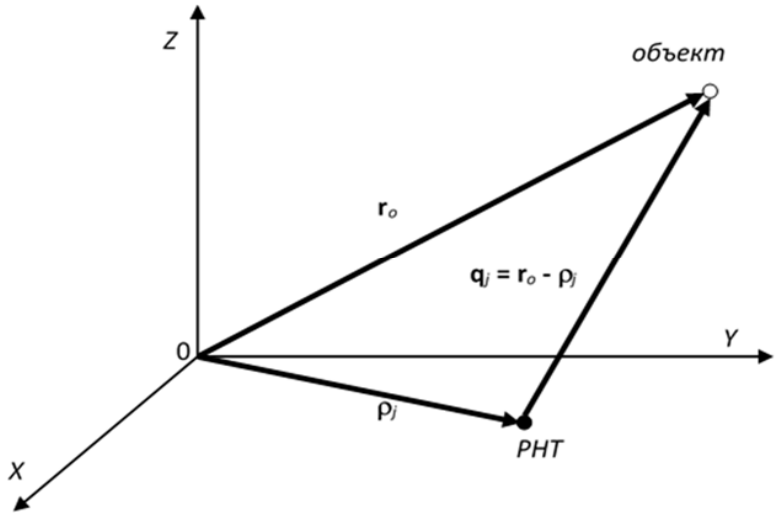


Рис. 1. Геометрия задачи оценки МП в МПСН.

2.1. Алгоритм Банкрофта

Перепишем систему уравнений (1) в виде

$$\left\|\boldsymbol{r}_o - \boldsymbol{\rho}_j\right\| + b_o = \hat{R}_j,\ j = 1, \dots, J, \tag{2}$$

где $\hat{R}_j$ - оценка псевдодальности. Можно считать, что в системе (2) неизвестными являются радиус-вектор МП объекта $\boldsymbol{r}_o = \{x_o, y_o, z_o\}$ и параметр b_o.

Перенеся b_o в правую часть уравнений (2) и возведя в квадрат обе части, систему можно представить в виде

$$2\left(\boldsymbol{\rho}_j, \boldsymbol{r}_o\right) - 2\hat{R}_j b_o = (\|\boldsymbol{r}\|^2 - b_o^2) + \left(\left\|\boldsymbol{\rho}_j\right\|^2 - \hat{R}_j^2\right)\ , j = 1, \dots, J. \tag{3}$$

Введем следующие векторы и матрицы:

$$\boldsymbol{z} = \begin{pmatrix} \boldsymbol{r}_o \\ b_o \end{pmatrix},\ \boldsymbol{\beta}_j = \begin{pmatrix} \boldsymbol{\rho}_j \\ -\hat{R}_j \end{pmatrix},\ \boldsymbol{B}^T = \left(\boldsymbol{\beta}_1 \middle| \dots \middle| \boldsymbol{\beta}_J\right),\ \lambda = \frac{1}{2}\langle \boldsymbol{z}, \boldsymbol{z} \rangle,$$

$$\boldsymbol{b} = \frac{1}{2}\left(\langle \boldsymbol{\beta}_1, \boldsymbol{\beta}_1 \rangle \middle| \dots \middle| \langle \boldsymbol{\beta}_J, \boldsymbol{\beta}_J \rangle\right)^T,\ \boldsymbol{e} = (1, \dots, 1)^T$$

и перепишем (3) в матричном виде:

$$\boldsymbol{B}\boldsymbol{z} = \lambda \boldsymbol{e} + \boldsymbol{b}. \tag{4}$$

Здесь $\langle \boldsymbol{z}, \boldsymbol{z} \rangle = \|\boldsymbol{r}_o\|^2 - b_o^2$ и $\langle \boldsymbol{\beta}_j, \boldsymbol{\beta}_j \rangle = \left\|\boldsymbol{\rho}_j\right\|^2 - \hat{R}_j^2$ - скалярные произведения Лоренца [12]. Для действительных векторов $\boldsymbol{u} = \left(u_x, u_y, u_z, ct_u\right)^T$ и $\boldsymbol{v} = \left(v_x, v_y, v_z, ct_v\right)^T$ скалярное произведение Лоренца равно $\langle \boldsymbol{u}, \boldsymbol{v} \rangle = u_x v_x + u_y v_y + u_z v_z - c^2 t_u t_v$.

Уравнение (4) связывает неизвестный вектор $\boldsymbol{z}$ и величину $\langle \boldsymbol{z}, \boldsymbol{z} \rangle = 2\lambda$. В то же время, параметр $\lambda = \frac{1}{2}\langle \boldsymbol{z}, \boldsymbol{z} \rangle$ - скаляр. Поэтому вектор $\boldsymbol{z}$ является суммой двух векторов:

$$\boldsymbol{z} = \lambda \boldsymbol{B}^{\#}\boldsymbol{e} + \boldsymbol{B}^{\#}\boldsymbol{b} = \lambda \boldsymbol{c} + \boldsymbol{d} \tag{5}$$

где $\boldsymbol{B}^{\#} = (\boldsymbol{B}^T\boldsymbol{B})^{-1}\boldsymbol{B}^T$ - левая псевдообратная матрица матрицы $\boldsymbol{B}$, $\boldsymbol{c} = \boldsymbol{B}^{\#}\boldsymbol{e}$ и $\boldsymbol{d} = \boldsymbol{B}^{\#}\boldsymbol{b}$. Учитывая, что $\langle \boldsymbol{z}, \boldsymbol{z} \rangle = 2\lambda$, из (5) получим следующее квадратное уравнение для λ:

$$A\lambda^2 + 2B\lambda + \mathrm{C} = 0, \quad (6)$$

где $A = \langle \boldsymbol{c}, \boldsymbol{c} \rangle$, $2B = [\langle \boldsymbol{c}, \boldsymbol{d} \rangle - 1]$, $C = \langle \boldsymbol{d}, \boldsymbol{d} \rangle$, которое имеет два решения

$$\lambda_{1,2} = \frac{-B \pm \sqrt{B^2 - AC}}{A} \quad (7)$$

Один из корней (7) соответствует истинному решению системы, другой – ложному. Данный алгоритм решения впервые был предложен С. Банкрофтом для оценки МП объектов в СНС.

2.2. Суммарно-разностный алгоритм

Вернемся к системе уравнений (2). Вычтем и сложим уравнения с номерами $j = 2, \dots, J$ с первым уравнением системы:

$$\begin{cases} \|\boldsymbol{r}_o - \boldsymbol{\rho}_j\| - \|\boldsymbol{r}_o - \boldsymbol{\rho}_1\| = \hat{R}_j - \hat{R}_1, \\ \|\boldsymbol{r}_o - \boldsymbol{\rho}_j\| + \|\boldsymbol{r}_o - \boldsymbol{\rho}_1\| = \hat{R}_j + \hat{R}_1 - 2b_o, j = 2, \dots, J \end{cases} \quad (8)$$

После перемножения уравнений получим систему

$$\|\boldsymbol{r}_o - \boldsymbol{\rho}_j\|^2 - \|\boldsymbol{r}_o - \boldsymbol{\rho}_1\|^2 = (\hat{R}_j - \hat{R}_1)(\hat{R}_j + \hat{R}_1 - 2b_o), j = 2, \dots, J. \quad (9)$$

Система (9) является основанием для синтеза предлагаемого алгоритма. Поскольку в основе системы (9) лежат уравнения (8), предлагаемый алгоритм был назван в [17] суммарно-разностным. Учитывая, что $\|\boldsymbol{r}_o - \boldsymbol{\rho}_j\|^2 = \|\boldsymbol{r}_o\|^2 - 2(\boldsymbol{r}_o, \boldsymbol{\rho}_j) + \|\boldsymbol{\rho}_j\|^2, j = 2, \dots, J$, система (9) может быть записана в виде

$$(\boldsymbol{\rho}_j - \boldsymbol{\rho}_1, \boldsymbol{r}_o) - (\hat{R}_j - \hat{R}_1)b_o = \frac{1}{2}\left(\|\boldsymbol{\rho}_j\|^2 - \hat{R}_j^2\right) - \frac{1}{2}(\|\boldsymbol{\rho}_1\|^2 - \hat{R}_1^2), j = 2, \dots, J. \quad (10)$$

Система уравнений (10) является линейной относительно вектора $\boldsymbol{z}_o = \begin{pmatrix} \boldsymbol{r}_o \\ b_o \end{pmatrix}$:

$$\boldsymbol{G}\boldsymbol{z}_o = \boldsymbol{g}, \quad (11)$$

где $\boldsymbol{G}^T = (\boldsymbol{\gamma}_2 | \dots | \boldsymbol{\gamma}_J), \boldsymbol{\gamma}_j = \begin{pmatrix} \boldsymbol{\rho}_j - \boldsymbol{\rho}_1 \\ -(\hat{R}_j - \hat{R}_1) \end{pmatrix}$, $\boldsymbol{g} = \frac{1}{2}(\langle \boldsymbol{\beta}_2, \boldsymbol{\beta}_2 \rangle - \langle \boldsymbol{\beta}_1, \boldsymbol{\beta}_1 \rangle | \dots | \langle \boldsymbol{\beta}_J, \boldsymbol{\beta}_J \rangle - \langle \boldsymbol{\beta}_1, \boldsymbol{\beta}_1 \rangle)^T$, $\langle \boldsymbol{\beta}_j, \boldsymbol{\beta}_j \rangle = \|\boldsymbol{\rho}_j\|^2 - \hat{R}_j^2$ - скалярные произведения Лоренца. Решение системы (11) равно

$$\boldsymbol{z}_o = \boldsymbol{G}^{\#}\boldsymbol{g}, \quad (12)$$

где $\boldsymbol{G}^{\#}$ - левая псевдообратная матрица матрицы $\boldsymbol{G}$. В отличие от алгоритма Банкрофта решение (12) единственно.

2.3. Комбинированный алгоритм

Используем полученную СР-оценку (12) для грубого определения истинного корня квадратного уравнения (6):

$$\hat{\lambda} = 0{,}5\langle \mathbf{z}_o, \mathbf{z}_o \rangle. \quad (13)$$

Тогда, подставляя $\lambda = \hat{\lambda} + \delta\lambda$ в левую часть уравнения (6) и ограничиваясь членами нулевого и первого порядка малости, получим линейное уравнение относительно $\delta\lambda$:

$$\left(A\hat{\lambda}^2 + 2B\hat{\lambda} + C\right) + 2\left(A\hat{\lambda} + B\right)\delta\lambda = 0,$$

решая которое, уточняем значение корня

$$\lambda = \hat{\lambda} + \delta\lambda = \hat{\lambda} - \frac{A\hat{\lambda}^2 + 2B\hat{\lambda} + C}{2(A\hat{\lambda} + B)} = \frac{A\hat{\lambda}^2 - C}{2(A\hat{\lambda} + B)}.$$

Подставляя полученное значение λ в уравнение (5)

$$\boldsymbol{z} = \lambda \boldsymbol{c} + \boldsymbol{d}, \tag{14}$$

найдем оценку МП объекта. Векторы $\boldsymbol{c}$ и $\boldsymbol{d}$ находятся так же, как и в алгоритме Банкрофта. При необходимости можно повторить вычисления, организовав таким образом итерационное вычисление корня λ. При этом нет необходимости решать линейную систему уравнений (11).

Предлагаемый К-алгоритм не требует решения квадратного уравнения и выбора корня, соответствующего истинному решению. Этим он выгодным образом отличается от алгоритма Банкрофта.

3. Результаты математического моделирования

Оценим точностные характеристики алгоритма Банкрофта и К-алгоритма и сравним их с потенциально достижимой точностью оценивания МП объекта, которая была определена в [17]. Проделать эти вычисления аналитически вряд ли возможно, поэтому воспользуемся методом математического моделирования. В ходе работы над статьей был сделан следующий машинный эксперимент. Десять ($J = 10$) ОПС случайным образом располагались на окружности диаметром 10 км. В центре окружности помещался запросчик. Объект случайным образом размещался внутри окружности. Измерения расстояний производились с ошибками, статистические характеристики которых соответствовали СКО ошибки измерения псевдодальности $\sigma_R = 10$ м и СКО ошибки

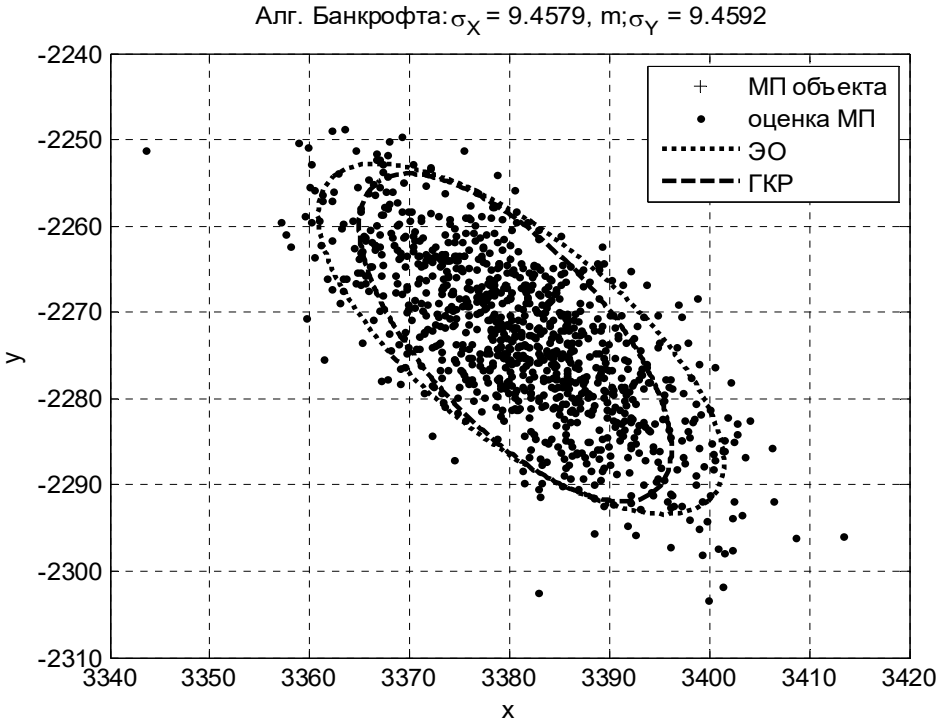


Рис. 2. Результаты моделирования алгоритма Банкрофта.

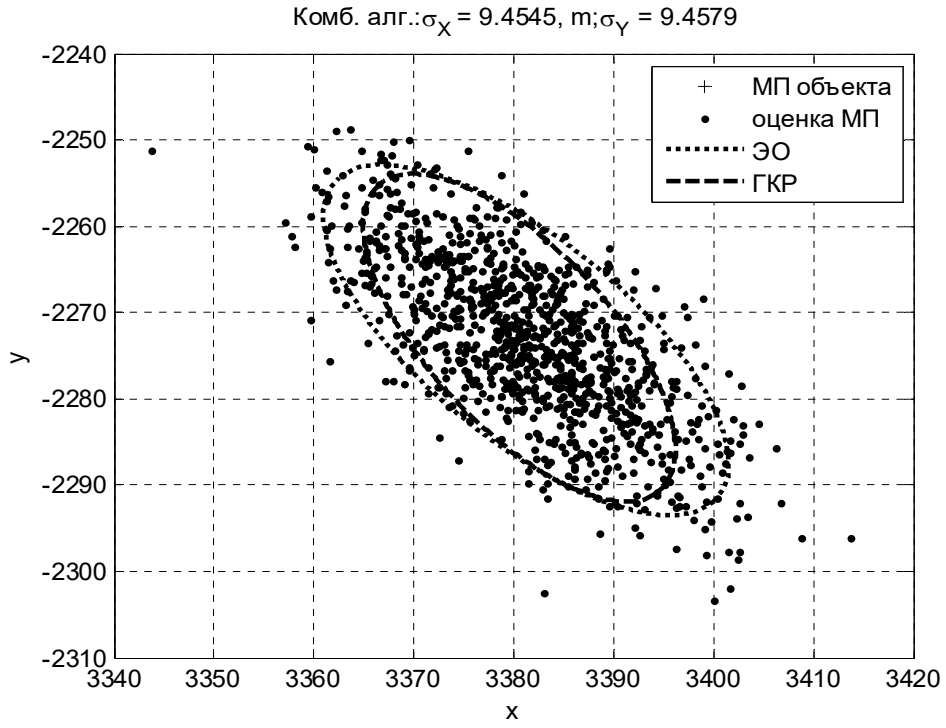


Рис. 3. Результаты моделирования К-алгоритма.

синхронизации часов ОПС $\sigma_\tau = 5$ нс. Результаты оценки МП по $K = 1000$ испытаний приведены на рисунке 2 для алгоритма Банкрофта и рисунке 3 для К-алгоритма. На рисунках точечными линиями представлены эллипсы ошибок (ЭО), построенные по результатам оценки корреляционной матрицы ошибок и соответствующие вероятности попадания отметок объекта во внутрь эллипса $P = 0{,}99$. Пунктирным кривым на рисунках соответствуют такие же эллипсы для потенциальной точности оценки [17].

Рисунки 2 и 3 практически полностью совпадают. Таким образом, точность предлагаемого К-алгоритма равна точности алгоритма Банкрофта и близка к потенциально достижимой (границе Крамера – Рао). Вместе с тем, предлагаемый алгоритм полностью освобожден от необходимости решения квадратного уравнения и выбора корня, соответствующего правильному решению.

4. Заключение

В системах мультилатерации для оценки местоположения объектов используется алгоритм Банкрофта. Этот алгоритм позволяет прямым способом получить оценку местоположения и не требует значительных вычислительных затрат. Это выгодно отличает его от алгоритмов, работающих на основе решения оптимизационных задач. Результаты математического моделирования показывают, что точность получаемых с помощью алгоритма оценок близка к потенциально достижимой. Однако реализация алгоритма требует решения квадратного уравнения и выбора корня, соответствующего правильному решению. В статье предлагается новый алгоритм оценки местоположения объектов, названный в статье комбинированным (К-алгоритм), поскольку представляет

собой сочетание алгоритма Банкрофта и СР-алгоритма. К-алгоритм имеет точность равную точности алгоритма Банкрофта. В то же время получающаяся оценка является однозначной, поскольку для её получения не надо решать квадратные уравнения и применять процедуры разрешения неоднозначности. Оба алгоритма имеют примерно одинаковую вычислительную сложность. Кроме того, как показали исследования, алгоритм Банкрофта является чувствительным к ошибкам в задании истинных координат опорных приемных станций: при незначительных ошибках в знании координат станций часто возникают ситуации, когда дискриминант квадратного уравнения принимает отрицательные значения, что делает абсолютно невозможным оценку местоположения объекта. В то же время К-алгоритм сохраняет свою работоспособность и в этих условиях.

Литература

1. “Multilateration (MLAT) Concept of Use”, Edition 1, ICAO Asia and Pacific Office, September 2007. https://www.icao.int/APAC/Documents/edocs/mlat_cocept.pdf, 30.11.18.
2. Torrieri D. J. Statistical theory of passive location systems. // Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Mar. 1984, Vol. AES-20. - Pp. 183-198.
3. Mantilla-Gaviria I. A., Leonardi M., Galati G., Balbastre-Tejedor J. V. Localization algorithms for multilateration (MLAT) systems in airport surface surveillance. // Signal, Image and Video Processing, Oct. 2015, Vol. 9. - Pp. 1549–1558.
4. Foy W.H. Position-location solutions by Taylor series estimation. // IEEE Transaction Aerospace and Electronic Systems, Mar. 1976, Vol. AES-12. - Pp. 187-194.
5. Mantilla-Gaviria I. A., Leonardi M., Galati G., Balbastre-Tejedor J. V., Reyes E. D. L. Efficient location strategy for airport surveillance using mode-s multilateration systems. // International Journal of Microwave and Wireless Technologies, 2012, Vol. 4. Pp. 209-216.
6. Mantilla-Gaviria I. A., Leonardi M., Balbastre-Tejedor J. V., Reyes E. D. L. On the application of singular value decomposition and Tikhonov regularization to ill-posed problems in hyperbolic passive location. // Mathematical and Computer Modelling, 2012, Available online from 21 Mar. 2012.
7. Smith J. O., Abel J. S. The spherical interpolation method of source localization. // IEEE Journal of Oceanic Engineering, Jan. 1987, Vol. OE-12. - Pp. 246-252.
8. Friedlander B. A passive algorithm and its accuracy analysis. // IEEE Journal of Oceanic Engineering, Jan. 1987, Vol. OE-12. - Pp. 234-245.
9. Schau H. C., Robinson A. Z. Passive source localization employing intersecting spherical surfaces from time-of-arrival differences. // IEEE Transaction on Acoustics, Speech and Signal Processing, Aug. 1987, Vol. ASSP-35. - Pp. 1223-1225.
10. Chan Y. T., Ho K. C. A simple and efficient estimator for hyperbolic location. // IEEE Transaction on Signal Processing, Aug. 1994, Vol. SP-42. - Pp. 1905-1915.
11. Geyer M., Daskalakis A. Solving passive multilateration equations using Bancroft’s algorithm. In: Digital Avionics Systems Conference, Bellevue, WA, USA, 1998. - Pp. F41/41-F41/48.
12. Bancroft S. An Algebraic Solution of the GPS Equations. // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Nov. 1985, Vol. AES-21. - Pp. 56-59.
13. Bakhoum E.G. Closed-Form Solution of Hyperbolic Geolocation Equations. // IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, Oct. 2006, Vol. AES-42. - Pp. 1396-1404.
14. Leonardi M., Mathias A., Galati G. Two Efficient Localization Algorithms for Multilateration. // International Journal of Microwave and Wireless Technologies, 2009, Vol. 1, № 3. - Pp. 223–229.
15. Монаков А. А. Алгоритм оценки местоположения объекта в активных системах мультилатерации // XXIV Междунар. научн.-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 17-19 апр. 2018 г. / Воронеж, 2018. Т. 3. С. 134-142.
16. Монаков А. А. Модифицированный алгоритм Банкрофта для систем мультилатерации. // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018, № 1. - С. 50-55.

17. Монаков А. А. Алгоритм оценки координат объектов для систем мультилатерации. // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 4. - С. 38-46.

REFERENCES

1. “Multilateration (MLAT) Concept of Use”, Edition 1, ICAO Asia and Pacific Office, September 2007. https://www.icao.int/APAC/Documents/edocs/mlat_cocept.pdf, 30.11.18.
2. Torrieri D. J. Statistical theory of passive location systems. // Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Mar. 1984, Vol. AES-20. - Pp. 183-198.
3. Mantilla-Gaviria I. A., Leonardi M., Galati G., Balbastre-Tejedor J. V. Localization algorithms for multilateration (MLAT) systems in airport surface surveillance. // Signal, Image and Video Processing, Oct. 2015, Vol. 9. - Pp. 1549–1558.
4. Foy W.H. Position-location solutions by Taylor series estimation. // IEEE Transaction Aerospace and Electronic Systems, Mar. 1976, Vol. AES-12. - Pp. 187-194.
5. Mantilla-Gaviria I. A., Leonardi M., Galati G., Balbastre-Tejedor J. V., Reyes E. D. L. Efficient location strategy for airport surveillance using mode-s multilateration systems. // International Journal of Microwave and Wireless Technologies, 2012, Vol. 4. Pp. 209-216.
6. Mantilla-Gaviria I. A., Leonardi M., Balbastre-Tejedor J. V., Reyes E. D. L. On the application of singular value decomposition and Tikhonov regularization to ill-posed problems in hyperbolic passive location. // Mathematical and Computer Modelling, 2012, Available online from 21 Mar. 2012.
7. Smith J. O., Abel J. S. The spherical interpolation method of source localization. // IEEE Journal of Oceanic Engineering, Jan. 1987, Vol. OE-12. - Pp. 246-252.
8. Friedlander B. A passive algorithm and its accuracy analysis. // IEEE Journal of Oceanic Engineering, Jan. 1987, Vol. OE-12. - Pp. 234-245.
9. Schau H. C., Robinson A. Z. Passive source localization employing intersecting spherical surfaces from time-of-arrival differences. // IEEE Transaction on Acoustics, Speech and Signal Processing, Aug. 1987, Vol. ASSP-35. - Pp. 1223-1225.
10. Chan Y. T., Ho K. C. A simple and efficient estimator for hyperbolic location. // IEEE Transaction on Signal Processing, Aug. 1994, Vol. SP-42. - Pp. 1905-1915.
11. Geyer M., Daskalakis A. Solving passive multilateration equations using Bancroft’s algorithm. In: Digital Avionics Systems Conference, Bellevue, WA, USA, 1998. - Pp. F41/41-F41/48.
12. Bancroft S. An Algebraic Solution of the GPS Equations. // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Nov. 1985, Vol. AES-21. - Pp. 56-59.
13. Bakhoum E.G. Closed-Form Solution of Hyperbolic Geolocation Equations. // IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, Oct. 2006, Vol. AES-42. - Pp. 1396-1404.
14. Leonardi M., Mathias A., Galati G. Two Efficient Localization Algorithms for Multilateration. // International Journal of Microwave and Wireless Technologies, 2009, Vol. 1, № 3. - Pp. 223–229.
15. Monakov A. A. An algorithm for positioning in multilateration systems. // XXIV International scientific conference “Radiolocation, Navigation and Communication”, April 17-19 2018, Voronezh, vol. 3. - Pp. 134-142.
16. Monakov A. A. Modified Bancroft Algorithm for Multilateration System. // Journal of Russian Universities. Radioelectronics, 2018, No. 1. - Pp. 50-55.
17. Monakov A. A. Localization Algorithm for Multilateration Systems. // Journal of Russian Universities. Radioelectronics. 2018, No. 4. - Pp. 38-46.

МАКСИМАЛЬНО ПРАВДОПОДОБНЫЙ АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ И УГЛОВОЙ ОРИЕНТАЦИИ БОРТОВОЙ ПЕЛЕНГАТОРНОЙ АНТЕННЫ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ РАДИОПЕЛЕНГОВАНИЯ РЕПЕРНЫХ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ

А. Д. Виноградов[1], А. Ю. Востров[2], И. С. Дмитриев[2]

[1]ВУНЦ ВВС «ВВА», Воронеж, Россия
[2]АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. В докладе рассмотрена задача определения координат и угловой ориентации бортовой пеленгаторной антенны, размещенной на подвижном объекте воздушного базирования, по результатам азимутально-угломестного радиопеленгования реперных источников радиоизлучения.

Ключевые слова: азимутально-угломестное радиопеленгование, ошибки радиопеленгования, пространственная ориентация, декартова система координат, курс, тангаж, крен, матрица вращения, функция максимального правдоподобия.

MAXIMUM-LIKELIHOOD ALGORITHM OF DETERMINING ON-BOARD DIRECTION-FINDER ANTENNA COORDINATES AND ANGULAR ORIENTATION BASED ON RADIO DIRECTION-FINDING OF REFERENCE RADIO-EMISSION SOURCES

A. D. Vinogradov[1], A. Yu. Vostrov[2], I. S. Dmitriev[2]

[1]Military Educational-Research Centre of Air Force «Air Force Academy», Voronezh, Russia
[2]JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract. Considered the task of determining the coordinates and angular orientation of an on-board direction finding antenna placed on a mobile air-based object based on the results of the azimuth-elevation radio direction finding of reference radio-emission sources.

Keywords: azimuth-elevation radio direction finding, error of a radio direction finding, spatial orientation, rectangular coordinate system, yaw, pitch, roll, rotation matrix, maximum likelihood function.

1. Введение

Для определения с высокой точностью координат и угловой ориентации летательных аппаратов и размещенной на них аппаратуры (в частности, бортовых пеленгаторных антенн) в настоящее время используются спутниковые радионавигационные системы [1, 2]. В условиях потери сигналов спутниковых радионавигационных систем координаты и угловая ориентация подвижных объектов могут быть определены с использованием бортовых автономных навигационных датчиков и систем (инерциальных, геомагнитных) [3, 4]. Недостатком автономной навигации является ухудшение точности определения навигационных параметров при увеличении интервала времени с момента калибровки датчиков или систем [3, 4]. В случае размещения на подвижном объекте радиопеленгатора с бортовой пеленгаторной

антенной (БПА), обеспечивающей возможность определения азимута и угла места источников радиоизлучения (ИРИ) с известными координатами (реперных ИРИ – РИРИ), координаты в пространстве и угловая ориентация как БПА, так и подвижного объекта, на котором размещена БПА, могут быть определены угломерным методом на основе использования результатов радиопеленгования РИРИ в азимутальной и угломестной плоскостях. При этом точность определения навигационных параметров БПА и подвижного объекта, на котором размещена БПА, определяется как точностью радиопеленгования бортового азимутально-угломестного радиопеленгатора, так и взаимным пространственным расположением БПА и РИРИ. В известных работах по радионавигации [5–10] возможность определения координат в пространстве и угловой ориентации подвижного объекта путем азимутально-угломестного радиопеленгования с борта подвижного объекта РИРИ не рассматривалась. Поэтому представляется целесообразным исследовать возможность и оценить потенциальную точность определения координат и угловой ориентации БПА, размещенной на подвижном объекте, по результатам азимутально-угломестного радиопеленгования РИРИ с использованием и без использования инклинометра и бортового высотомера при различном пространственном расположении БПА и РИРИ. Одним из методов решения вышеупомянутой задачи, позволяющим получить оценки координат и угловой ориентации БПА, является метод максимального правдоподобия.

2. Постановка задачи и основные определения

Будем считать, что РИРИ размещены в *i*-х точках пространства (где $i = 1, 2, 3, \ldots$) с известными координатами $\left(x_i, y_i, z_i\right)$ в нормальной Земной системе координат (НЗСК) $\sum_{\text{нз}} = \left\{O, X, Y, Z\right\}$, представляющей собой левую пространственную прямоугольную декартову систему координат, начало *O* которой фиксировано по отношению к Земле, ось абсцисс *OX* которой, находящаяся в горизонтальной плоскости, совпадает с северным направлением вертикальной линии координатной сетки плоской прямоугольной системы координат, ось аппликат *OZ* которой перпендикулярна горизонтальной плоскости и направлена вверх по вертикали, а ось ординат *OY* которой, находящаяся в горизонтальной плоскости *XOY*, дополняет систему до левой пространственной прямоугольной декартовой системы координат [11]. Будем полагать, что за начало отсчета по оси *OZ* принята Балтийская система высот. Отсчет углов при радиопеленговании РИРИ с борта подвижного объекта, на котором размещена БПА, осуществляется в связанной системе координат БПА $\sum_{\text{св}} = \left\{O', X', Y', Z'\right\}$, представляющей собой левую пространственную прямоугольную декартову систему координат, начало O' которой помещено в фазовом центре (ФЦ) БПА, осями которой являются продольная, поперечная и нормальная осевые линии БПА, являющиеся осями абсцисс $O'X'$, ординат $O'Y'$ и аппликат $O'Z'$ соответственно [12]. Угловая ориентация $\sum_{\text{св}}$ БПА и связанного с ней подвижного объекта относительно $\sum_{\text{нз}}$ однозначно определяется матрицей вращения размера 3×3 направляющих косинусов осей $\sum_{\text{св}}$

относительно осей $\sum_{\text{НЗ}}$, которая однозначно определяется тремя углами Эйлера: углом курса – ψ, тангажа – μ и крена – ϑ [12, 13].

ψ – угол курса БПА представляет собой угол между проекцией на горизонтальную плоскость положительного направления продольной осевой линии БПА и расположенной в горизонтальной плоскости линией совпадающей с вертикальной линией координатной сетки $\sum_{\text{НЗ}}$, проходящей через принятый за начало отсчета ФЦ БПА, измеряемый в градусах в пределах от 0° до 360° и отсчитываемый от вышеупомянутой линии по ходу часовой стрелки если смотреть в направлении вниз по вертикали, проходящей через ФЦ БПА.

μ – угол тангажа БПА представляет собой угол между продольной осевой линией БПА и проходящей через ФЦ БПА горизонтальной плоскостью, измеряемый в градусах в пределах от 0° до ±90°, отсчитываемый от горизонтальной плоскости с положительным или отрицательным знаками в случае если положительное направление продольной осевой линией БПА находится соответственно выше или ниже горизонтальной плоскости.

ϑ – угол крена БПА представляет собой угол между поперечной осевой линией БПА и осью ординат подвижной НЗСК (ПНЗСК отличается от НЗСК тем что её начало помещено в ФЦ БПА), смещенной в положение, при котором угол курса БПА равен нулю. Угол крена БПА измеряется в градусах в пределах от 0° до ±90° и отсчитывается от оси ординат ПНЗСК с положительным или отрицательным знаками в случае если положительное направление оси ординат ПНЗСК совмещается с положительным направлением поперечной осевой линии БПА поворотом вокруг продольной осевой линии БПА соответственно по ходу или против хода часовой стрелки если смотреть в положительном направлении продольной осевой линии БПА.

В рассматриваемой задаче, упомянутая выше матрица вращения, имеет вид:

$$\mathbf{K} = \begin{pmatrix} \cos\psi\cos\mu & \sin\psi\cos\mu & \sin\mu \\ -\sin\psi\cos\vartheta + \cos\psi\sin\mu\sin\vartheta & \cos\psi\cos\vartheta + \sin\psi\sin\mu\sin\vartheta & -\cos\mu\sin\vartheta \\ -\sin\psi\sin\vartheta - \cos\psi\sin\mu\cos\vartheta & \cos\psi\sin\vartheta - \sin\psi\sin\mu\cos\vartheta & \cos\mu\cos\vartheta \end{pmatrix}. \quad (1)$$

Азимутально-угломестный пеленгатор представляет собой совокупность пеленгаторной антенной решетки и фидеров многоканального цифрового радиоприемного устройства, с помощью которых осуществляется прием и преобразование электромагнитного поля радиоволны в информацию о направлении прихода радиоволны от ИРИ к ФЦ пеленгатора [12]. Азимутально-угломестный пеленгатор при соосном размещении его антенной системы на объекте измеряет направление на ИРИ в $\sum_{\text{СВ}}$ объекта в виде азимута α и угла места ε.

α – азимут представляет собой угол между проекцией направления от ФЦ БПА на ИРИ на плоскость, содержащую продольную и поперечную осевые линии БПА и положительным направлением продольной осевой линии БПА, измеряемый в градусах в пределах от 0° до 360° и отсчитываемый от положительного направления продольной осевой линии БПА по ходу часовой стрелки если смотреть в направлении навстречу положительному направлению нормальной осевой линии БПА.

ε – угол места определяется как угол между направлением от ФЦ БПА на ИРИ и проекцией вышеупомянутого направления на азимутальную плоскость, в которой размещены продольная и поперечная осевые линии БПА, измеряемый в градусах в пределах от 0° до ±90°, отсчитываемый от вышеупомянутой проекции на азимутальную плоскость с положительным или отрицательным знаками в случае если ИРИ находится соответственно выше или ниже азимутальной плоскости, проходящей через ФЦ БПА.

Барометрический высотомер – прибор предназначенный для измерения барометрической или относительной высоты полета летательного аппарата. Принцип действия основан на измерении атмосферного давления. В качестве нулевого уровня барометрического высотомера выберем Балтийскую систему высот.

Инклинометр – это прибор, предназначенный для измерения угла наклона различных объектов относительно гравитационного поля Земли. Помимо датчика гравитационного поля Земли инклинометр может содержать датчики геомагнитного поля и гироскопического эффекта, что позволяет помимо углов наклона измерять ещё и направление на магнитный или географический Север.

Введем для нашей задачи вектор состояния объекта – вектор-столбец из 6 скалярных величин, характеризующий местоположение объекта и его ориентацию в 3-мерном пространстве $\sum_{\text{НЗ}}$ – параметры пространственной ориентации объекта (ППОО):

$$\mathbf{V} = \left(x_0, y_0, z_0, \psi, \mu, \vartheta\right)^{\text{T}}.$$

Этот вектор по условиям задачи неизвестен и подлежит определению через измеряемые с определенной точностью бортовыми системами и датчиками величины: азимут и угол места пеленга на РИРИ, углы ориентации и высоту.

Предположим, что распределение ошибок измерений пеленгатора и автономных датчиков подчиняется закону Гаусса [14].

3. Определение связей между искомыми и измеряемыми параметрами

Предположим, что объект завис в некоторой точке пространства $\left(x_0, y_0, z_0\right)^{\text{T}}$, тогда направляющие косинусы направления из ФЦ БПА на i-й РИРИ с координатами $\left(x_i, y_i, z_i\right)^{\text{T}}$ в $\sum_{\text{НЗ}}$ выражаются формулой:

$$\mathbf{n}_i^{\text{НЗ}} = \left(n_{x_i}^{\text{НЗ}}, n_{y_i}^{\text{НЗ}}, n_{z_i}^{\text{НЗ}}\right)^{\text{T}} = \left(\begin{pmatrix} x_i \\ y_i \\ z_i \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} x_0 \\ y_0 \\ z_0 \end{pmatrix}\right) \cdot \left\| \begin{pmatrix} x_i \\ y_i \\ z_i \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} x_0 \\ y_0 \\ z_0 \end{pmatrix} \right\|^{-1}. \qquad (2)$$

Направляющие косинусы в $\sum_{\text{СВ}}$ связаны с измеренными пеленгатором азимутом α и углом места ε на i-й РИРИ [12] соотношением:

$$\mathbf{n}_i^{\text{СВ}} = \left(n_{x_i}^{\text{СВ}}, n_{y_i}^{\text{СВ}}, n_{z_i}^{\text{СВ}}\right)^{\text{T}} = \begin{pmatrix} \cos\alpha_i \cdot \cos\varepsilon_i \\ \sin\alpha_i \cdot \cos\varepsilon_i \\ \sin\varepsilon_i \end{pmatrix}. \qquad (3)$$

В свою очередь $\mathbf{n}_i^{\text{НЗ}}$ и $\mathbf{n}_i^{\text{СВ}}$ связаны через матрицу поворота (1):

$$\mathbf{n}_i^{\text{св}} = \mathbf{K} \cdot \mathbf{n}_i^{\text{нз}}. \tag{4}$$

Следовательно, измеренные пеленгатором объекта в $\sum_{\text{св}}$ азимут и угол места на известную точку пространства могут быть представлены как функции шести ППОО:

$$\alpha_i(\mathbf{V}) = \operatorname{Arctg}\left(\frac{K_{2,1}(x_i - x_0) + K_{2,2}(y_i - y_0) + K_{2,3}(z_i - z_0)}{K_{1,1}(x_i - x_0) + K_{1,2}(y_i - y_0) + K_{1,3}(z_i - z_0)} \right), \tag{5}$$

$$\varepsilon_i(\mathbf{V}) = \arcsin\left(\frac{K_{3,1}(x_i - x_0) + K_{3,2}(y_i - y_0) + K_{3,3}(z_i - z_0)}{\sqrt{(x_i - x_0)^2 + (y_i - y_0)^2 + (z_i - z_0)^2}} \right). \tag{6}$$

4. Функция правдоподобия и неравенство Рао – Крамера

В математически корректной постановке задача оценивания координат и углов ориентации объекта по измеренным БПА азимутам и углам места на три известные РИРИ есть статистическая задача оценивания неизвестного 6-мерного вектора состояния от которого зависит плотность распределения 6-мерной случайной величины $\hat{\boldsymbol{\nu}} = (\hat{\alpha}_1,\ \hat{\varepsilon}_1,\ \hat{\alpha}_2,\ \hat{\varepsilon}_2,\ \hat{\alpha}_3,\ \hat{\varepsilon}_3)$ по её однократной выборке [15].

Условная плотность распределения вектора наблюдения $\boldsymbol{\nu}$ при известных координатах радиореперов, координатах местоположения и углах ориентации БПА и центрированном Гауссовском законе распределения ошибок имеет вид:

$$\rho(\hat{\boldsymbol{\nu}}|\mathbf{V}) = \frac{1}{(2\pi)^3 \sqrt{\det \mathbf{K}_{\alpha,\varepsilon}}} \exp\left(-\frac{1}{2} \Delta\boldsymbol{\nu}^{\mathrm{T}} \cdot \mathbf{K}_{\alpha,\varepsilon}^{-1} \cdot \Delta\boldsymbol{\nu} \right), \tag{7}$$

где $\mathbf{K}_{\alpha,\varepsilon}$ – ковариационная матрица элементов вектора наблюдения $\hat{\boldsymbol{\nu}}$; $\Delta\nu_i = \hat{\nu}_i - \nu_i(\mathbf{V})$ – вектор ошибок наблюдения, $\nu_i(\mathbf{V})$ – величина i-го элемента вектора наблюдения выраженная через элементы вектора состояния, ошибки радиопеленгования i-го РИРИ по азимуту $\Delta\alpha_i$ или углу места $\Delta\varepsilon_i$, с учетом цикличности тригонометрических функций, имеют вид:

$$\Delta\alpha_i(\mathbf{V}) = \hat{\alpha}_i - \alpha_i(\mathbf{V}) = \operatorname{Arctg}\left(\frac{\sin\hat{\alpha}_i \cdot n_{x_i}^{\text{св}}(\mathbf{V}) - \cos\hat{\alpha}_i \cdot n_{y_i}^{\text{св}}(\mathbf{V})}{\cos\hat{\alpha}_i \cdot n_{x_i}^{\text{св}}(\mathbf{V}) + \sin\hat{\alpha}_i \cdot n_{y_i}^{\text{св}}(\mathbf{V})} \right), \tag{8}$$

$$\Delta\varepsilon_i(\mathbf{V}) = \hat{\varepsilon}_i - \varepsilon_i(\mathbf{V}) = \arcsin\left(\sin\hat{\varepsilon}_i \sqrt{1 - \left(n_{z_i}^{\text{св}}(\mathbf{V})\right)^2} - \cos\hat{\varepsilon}_i \cdot n_{z_i}^{\text{св}}(\mathbf{V}) \right). \tag{9}$$

Из (7) можно составить неравенство Рао – Крамера, чтобы получить выражение для нижней границы ковариационной матрицы ошибок вектора состояния. Согласно [14] искомая ковариационная матрица удовлетворяет неравенству:

$$\mathbf{K}(\hat{\boldsymbol{\nu}}|\mathbf{V}) \geq \mathbf{J}(\hat{\boldsymbol{\nu}}|\mathbf{V})^{-1} \tag{10}$$

которое следует понимать как положительную определенность матрицы $\mathbf{S} = \mathbf{K}\left(\hat{\mathbf{v}}|\mathbf{V}\right) - \mathbf{J}\left(\hat{\mathbf{v}}|\mathbf{V}\right)^{-1}$ [15], где $\mathbf{J}$ – информационная матрица Фишера размера 6×6:

$$\mathbf{J}\left(\hat{\mathbf{v}}|\mathbf{V}\right) = \mathbf{M}\left[\begin{array}{ccc} \left(\frac{\partial \ln \rho\left(\hat{\mathbf{v}}|\mathbf{V}\right)}{\partial x_0}\right)\left(\frac{\partial \ln \rho\left(\hat{\mathbf{v}}|\mathbf{V}\right)}{\partial x_0}\right)^{\mathrm{T}} & \cdots & \left(\frac{\partial \ln \rho\left(\hat{\mathbf{v}}|\mathbf{V}\right)}{\partial x_0}\right)\left(\frac{\partial \ln \rho\left(\hat{\mathbf{v}}|\mathbf{V}\right)}{\partial \psi}\right)^{\mathrm{T}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \left(\frac{\partial \ln \rho\left(\hat{\mathbf{v}}|\mathbf{V}\right)}{\partial \psi}\right)\left(\frac{\partial \ln \rho\left(\hat{\mathbf{v}}|\mathbf{V}\right)}{\partial x_0}\right)^{\mathrm{T}} & \cdots & \left(\frac{\partial \ln \rho\left(\hat{\mathbf{v}}|\mathbf{V}\right)}{\partial \psi}\right)\left(\frac{\partial \ln \rho\left(\hat{\mathbf{v}}|\mathbf{V}\right)}{\partial \psi}\right)^{\mathrm{T}} \end{array}\right],$$

где $\mathbf{M}\left[\ \bullet\ \right]$ – оператор математического ожидания [15].

Диагональные элементы матрицы $\mathbf{K}\left(\hat{\mathbf{v}}|\mathbf{V}\right)$, удовлетворяющей (10), определяют нижние границы дисперсий ошибок оценивания ППОО при заданных $\mathbf{v}$, $\mathbf{V}$ и $\mathbf{K}_{\alpha,\varepsilon}$.

Положим, что λ_j – любой из ППОО, тогда частные производные логарифма функции (8) для элементов $\mathbf{v}$ по параметрам $x_0, y_0, z_0, \psi, \mu, \vartheta$ имеют вид:

$$\frac{\partial \ln \rho\left(\hat{\mathbf{v}}|\mathbf{V}\right)}{\partial \lambda_j} = \frac{\partial \hat{\mathbf{v}}\left(\mathbf{V}\right)^{\mathrm{T}}}{\partial \lambda_j} \cdot \mathbf{K}_{\alpha,\varepsilon}^{-1} \cdot \Delta\mathbf{v}.$$

Для математического ожидания элемента j-й строки, k-го столбца информационной матрицы Фишера справедливо выражение:

$$J_{j,k}\left(\mathbf{V}\right) = \mathbf{M}\left[\left(\frac{\partial \hat{\mathbf{v}}\left(\mathbf{V}\right)^{\mathrm{T}}}{\partial \lambda_j} \cdot \mathbf{K}_{\alpha,\varepsilon}^{-1} \cdot \Delta\mathbf{v}\right)\left(\frac{\partial \hat{\mathbf{v}}\left(\mathbf{V}\right)^{\mathrm{T}}}{\partial \lambda_k} \cdot \mathbf{K}_{\alpha,\varepsilon}^{-1} \cdot \Delta\mathbf{v}\right)^{\mathrm{T}}\right] =$$

$$\frac{\partial \hat{\mathbf{v}}\left(\mathbf{V}\right)^{\mathrm{T}}}{\partial \lambda_j} \cdot \mathbf{K}_{\alpha,\varepsilon}^{-1} \cdot \mathbf{M}\left[\Delta\mathbf{v} \cdot \Delta\mathbf{v}^{\mathrm{T}}\right] \cdot \mathbf{K}_{\alpha,\varepsilon}^{-1} \cdot \frac{\partial \hat{\mathbf{v}}\left(\mathbf{V}\right)}{\partial \lambda_k}.$$

Поскольку $\mathbf{M}\left[\Delta\mathbf{v} \cdot \Delta\mathbf{v}^{\mathrm{T}}\right] = \mathbf{K}_{\alpha,\varepsilon}$ элементы $\mathbf{J}\left(\hat{\mathbf{v}}|\mathbf{V}\right)$ примут вид:

$$J_{j,k}\left(\mathbf{V}\right) = \frac{\partial \hat{\mathbf{v}}\left(\mathbf{V}\right)^{\mathrm{T}}}{\partial \lambda_j} \cdot \mathbf{K}_{\alpha,\varepsilon}^{-1} \cdot \frac{\partial \hat{\mathbf{v}}\left(\mathbf{V}\right)}{\partial \lambda_k}. \qquad (11)$$

где j = 1 ... 6, k = 1 ... 6, $\left(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4, \lambda_5, \lambda_6\right) = \left(x_0, y_0, z_0, \psi, \mu, \vartheta\right)$, а частные производные функций (8) и (9) имеют вид:

$$\frac{\partial \alpha_i\left(\mathbf{V}\right)}{\partial \lambda_j} = \frac{n_{y_i}^{\text{св}} \cdot \frac{\partial n_{x_i}^{\text{св}}}{\partial \lambda_j} - n_{x_i}^{\text{св}} \cdot \frac{\partial n_{y_i}^{\text{св}}}{\partial \lambda_j}}{\left(n_{x_i}^{\text{св}}\right)^2 + \left(n_{y_i}^{\text{св}}\right)^2}, \qquad (12)$$

$$\frac{\partial \varepsilon_i\left(\mathbf{V}\right)}{\partial \lambda_j} = \frac{\partial n_{z_i}^{\text{св}}}{\partial \lambda_j} \Bigg/ \sqrt{1 - \left(n_{z_i}^{\text{св}}\right)^2}, \qquad (13)$$

где частные производные элементов вектора направляющих косинусов на *i*-й РИРИ в $\sum_{\text{св}}$ по *j*-му ППОО выражаются формулами:

$$\frac{\partial n^{\text{св}}_{(\chi_k)_i}}{\partial \lambda_j} = \left(\left(\chi_j\right)_i - \lambda_j\right)\frac{K_{k,1}\left(x_i - x_0\right) + K_{k,2}\left(y_i - y_0\right) + K_{k,3}\left(z_i - z_0\right)}{\left(\left(x_i - x_0\right)^2 + \left(y_i - y_0\right)^2 + \left(z_i - z_0\right)^2\right)^{\frac{3}{2}}} - \ldots \rightarrow$$
$$\rightarrow \ldots - \frac{K_{k,j}}{\sqrt{\left(x_i - x_0\right)^2 + \left(y_i - y_0\right)^2 + \left(z_i - z_0\right)^2}}, \qquad (14)$$

где $j = 1 \ldots 3$, $k = 1 \ldots 3$, $\left(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3\right) = \left(x_0, y_0, z_0\right)$, $\left(\chi_1, \chi_2, \chi_3\right) = \left(x, y, z\right)$, $K_{m,n}$ – элемент *m*-й строки *n*-го столбца матрицы (1);

$$\frac{\partial n^{\text{св}}_{(\chi_k)_i}}{\partial \lambda_j} = \frac{\frac{\partial K_{k,1}}{\partial \lambda_j}\left(x_i - x_0\right) + \frac{\partial K_{k,2}}{\partial \lambda_j}\left(y_i - y_0\right) + \frac{\partial K_{k,3}}{\partial \lambda_j}\left(z_i - z_0\right)}{\sqrt{\left(x_i - x_0\right)^2 + \left(y_i - y_0\right)^2 + \left(z_i - z_0\right)^2}}, \qquad (15)$$

где $j = 1 \ldots 3$, $k = 1 \ldots 3$, $\left(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3\right) = \left(\psi, \mu, \vartheta\right)$, $\left(\chi_1, \chi_2, \chi_3\right) = \left(x, y, z\right)$, $K_{m,n}$ – элемент *m*-й строки *n*-го столбца матрицы (1); $\frac{\partial K_{m,n}}{\partial \lambda_j}$ – частная производная по переменной λ_j элемента *m*-й строки и *n*-го столбца матрицы (1):

$$\frac{\partial \mathbf{K}}{\partial \psi} = \begin{pmatrix} -\sin\psi\cos\mu & \cos\psi\cos\mu & 0 \\ -\cos\psi\cos\vartheta - \sin\psi\sin\mu\sin\vartheta & -\sin\psi\cos\vartheta + \cos\psi\sin\mu\sin\vartheta & 0 \\ -\cos\psi\sin\vartheta + \sin\psi\sin\mu\cos\vartheta & -\sin\psi\sin\vartheta - \cos\psi\sin\mu\cos\vartheta & 0 \end{pmatrix},$$

$$\frac{\partial \mathbf{K}}{\partial \mu} = \begin{pmatrix} -\cos\psi\sin\mu & -\sin\psi\sin\mu & \cos\mu \\ \cos\psi\cos\mu\sin\vartheta & \sin\psi\cos\mu\sin\vartheta & \sin\mu\sin\vartheta \\ -\cos\psi\cos\mu\cos\vartheta & -\sin\psi\cos\mu\cos\vartheta & -\sin\mu\cos\vartheta \end{pmatrix},$$

$$\frac{\partial \mathbf{K}}{\partial \vartheta} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \sin\psi\sin\vartheta + \cos\psi\sin\mu\cos\vartheta & -\cos\psi\sin\vartheta + \sin\psi\sin\mu\cos\vartheta & -\cos\mu\cos\vartheta \\ -\sin\psi\cos\vartheta + \cos\psi\sin\mu\sin\vartheta & \cos\psi\cos\vartheta + \sin\psi\sin\mu\sin\vartheta & -\cos\mu\sin\vartheta \end{pmatrix}.$$

Частные производные (12) и (13) по параметрам x_0, y_0, z_0, согласно (14) обратно пропорциональны расстоянию от объекта до *i*-го РИРИ. Если рассматривать это расстояние как длину ребра тетраэдра, в вершинах которого находятся объект и РИРИ, то в подобном ему тетраэдре длинна ребра будет отличаться в η раз [15], где η – коэффициент подобия. Очевидно, что для подобного тетраэдра соответствующие $J_{j,j}\left(\mathbf{V}\right)$, $\lambda_j = \left(x_0, y_0, z_0\right)$, будут отличаться в η^{-2} раз, а, согласно (11), соответствующие СКО определения координат в η раз. Из (15) следует, что СКО определения углов ориентации объекта от η не зависит.

5. Вычисление ППОО по результатам пеленгации РИРИ

Так как согласно (4) $\mathbf{n}_i^{\text{нз}}$ и $\mathbf{n}_i^{\text{св}}$ связаны через матрицу поворота (1), при наличии неколлинеарных направляющих косинусов пеленгов на три РИРИ в $\sum_{\text{св}}$ и в $\sum_{\text{нз}}$ матрица поворота и описывающие её углы могут быть однозначно вычислены. Поскольку $\mathbf{n}_i^{\text{св}}$ однозначно определяется измеряемыми параметрами α_i и ε_i для вычисления углов ориентации достаточно определить координаты объекта.

Для постановки и решения задачи определения координат объекта можно воспользоваться следующей интерпретацией исходных данных: при отсутствии погрешностей измерений пеленгатора для пары пеленгов на разнесенные в пространстве РИРИ все множество возможных значений координат местоположения объекта образует поверхность вращения, показанную на рисунке 1 а), для каждой точки этой поверхности угол между векторами, направленными из этой точки в сторону пары РИРИ равен углу между соответствующими пеленгами [15]. Если реперов будет три и они не будут лежать на одной прямой, тогда три подобные поверхности будут пересекаться в двух точках, симметричных относительно плоскости, образованной тремя РИРИ, как это показано на рисунке 1 б). Одна из точек соответствует действительному местоположению объекта, вторая точка является ложным решением. На рисунке 1 местоположение РИРИ обозначено треугольником с вершиной направленной вверх, предполагаемое положение объекта – треугольником с вершиной направленной вниз.

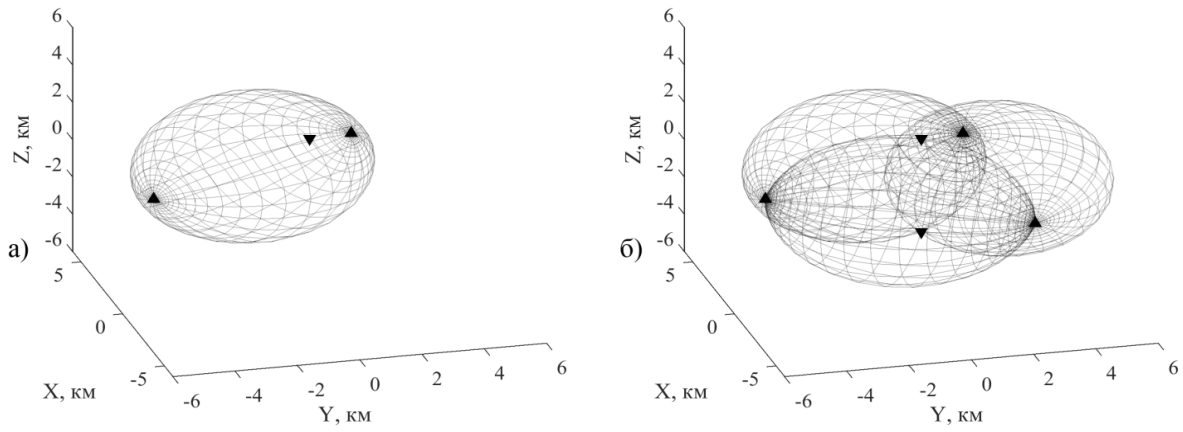


Рис. 1. Геометрическая интерпретация задачи местоопределения

Исходя из геометрической интерпретации задачи запишем систему уравнений, решением которого являются координаты местоположения объекта:

$$\begin{cases} \mathbf{n}_1^{\text{нз}} \cdot \mathbf{n}_2^{\text{нз}} - \mathbf{n}_1^{\text{св}} \cdot \mathbf{n}_2^{\text{св}} = 0, \\ \mathbf{n}_1^{\text{нз}} \cdot \mathbf{n}_3^{\text{нз}} - \mathbf{n}_1^{\text{св}} \cdot \mathbf{n}_3^{\text{св}} = 0, \\ \mathbf{n}_2^{\text{нз}} \cdot \mathbf{n}_3^{\text{нз}} - \mathbf{n}_2^{\text{св}} \cdot \mathbf{n}_3^{\text{св}} = 0, \end{cases} \qquad (16)$$

где мерой угла между направляющими косинусами пеленгов в $\sum_{\text{нз}}$ и в $\sum_{\text{св}}$ является их скалярное произведение [15].

Система из трех уравнений при трех неизвестных является совместной, т.е. существуют такие (x_0, y_0, z_0) при которых (16) обращается в тождественное равенство. Для решения этой задачи можно применить методы численной оптимизации, например, метод Ньютона или симплекс-метод для функции вида.

$$f(x_0, y_0, z_0) = \sum_{i=1}^{2} \sum_{j=i+1}^{3} \left(\mathbf{n}_i^{\text{нз}} \cdot \mathbf{n}_j^{\text{нз}} - \mathbf{n}_i^{\text{св}} \cdot \mathbf{n}_j^{\text{св}} \right)^2 . \qquad (17)$$

Когда найдена одна из точек (обозначим её $\mathbf{P}_0'$), вторая может быть найдена из условия, что точки расположены зеркально относительно плоскости РИРИ по формуле:

$$\mathbf{P}_0'' = \mathbf{P}_0' - \frac{2 \cdot d}{\sqrt{A^2 + B^2 + C^2}} \cdot \begin{pmatrix} A \\ B \\ C \end{pmatrix},$$

$$d = \frac{A \cdot x_0 + B \cdot y_0 + C \cdot z_0 + D}{\sqrt{A^2 + B^2 + C^2}},$$

$$A = y_1 z_2 - y_2 z_1 - y_1 z_3 + y_3 z_1 + y_2 z_3 - y_3 z_2,$$

$$B = x_2 z_1 - x_1 z_2 + x_1 z_3 - x_3 z_1 - x_2 z_3 + x_3 z_2,$$

$$C = x_1 y_2 - x_2 y_1 - x_1 y_3 + x_3 y_1 + x_2 y_3 - x_3 y_2,$$

$$D = x_1 y_3 z_2 - x_1 y_2 z_3 + x_2 y_1 z_3 - x_2 y_3 z_1 - x_3 y_1 z_2 + x_3 y_2 z_1,$$

где d – расстояние от $\mathbf{P}_0'$ до плоскости РИРИ, A, B, C и D – её коэффициенты.

Для определения истиной точки местоположения можно использовать показания высотомера, выбирая точку, у которой значение высоты ближе к показаниям высотомера. Когда координаты местоположения объекта определены, в силу (4) матрица **K** может быть однозначно вычислена по формуле:

$$\mathbf{K} = \mathbf{N}^{\text{св}} \cdot \left(\mathbf{N}^{\text{нз}} \right)^{-1},$$

где $\mathbf{N}^{\text{нз}} = \left(\mathbf{n}_1^{\text{нз}}, \mathbf{n}_2^{\text{нз}}, \mathbf{n}_3^{\text{нз}} \right)$ и $\mathbf{N}^{\text{св}} = \left(\mathbf{n}_1^{\text{св}}, \mathbf{n}_2^{\text{св}}, \mathbf{n}_3^{\text{св}} \right)$ – неколлинеарные направляющие косинусы, вычисленные по (2) и (3) соответственно.

Углы ориентации согласно (1) можно вычислить по формулам:

$$\psi = \operatorname{Arctg}\left(K_{1,2} / K_{1,1} \right),$$

$$\mu = \arccos\left(K_{1,3} \right),$$

$$\vartheta = -\operatorname{Arctg}\left(K_{3,2} / K_{3,3} \right).$$

6. Вычисление ППОО с учетом показаний автономных датчиков

Использование измеряемых автономными датчиками величин приводит к тому, что задача вычисления ППОО становится переопределенной и с математически корректной точки зрения необходимо использовать вероятностный подход при постановке задачи. Размерность вектора наблюдения увеличится до 10 элементов: $\hat{\nu}_{\mathrm{a}} = \left(\hat{\alpha}_1,\ \hat{\varepsilon}_1,\ \hat{\alpha}_2,\ \hat{\varepsilon}_2,\ \hat{\alpha}_3,\ \hat{\varepsilon}_3,\ \hat{z}_{0\,\mathrm{a}},\ \hat{\psi}_{\mathrm{a}},\ \hat{\mu}_{\mathrm{a}},\ \hat{\vartheta}_{\mathrm{a}}\right)$. Функция правдоподобия, учитывающая показания автономных датчиков, есть условная плотность вероятности вида:

$$\rho_{\mathrm{a}}\left(\hat{\mathbf{v}}_{\mathrm{a}}\middle|\mathbf{V}\right) = \frac{1}{\left(2\pi\right)^5\sqrt{\det\mathbf{K}_{\alpha,\varepsilon,\mathrm{a}}}}\exp\left(-\frac{1}{2}\Delta\mathbf{v}_{\mathrm{a}}{}^{\mathrm{T}}\cdot\mathbf{K}^{-1}_{\alpha,\varepsilon,\mathrm{a}}\cdot\Delta\mathbf{v}_{\mathrm{a}}\right) \tag{18}$$

где $\mathbf{K}_{\alpha,\varepsilon,\mathrm{a}}$ – ковариационная матрица элементов вектора наблюдения $\hat{\nu}_{\mathrm{a}}$, ошибки автономных датчиков определяются формулами: $\Delta\nu_{\mathrm{a}\,7} = \hat{z}_{0\,\mathrm{a}} - z_0$, $\Delta\nu_{\mathrm{a}\,8} = \hat{\psi}_{\mathrm{a}} - \psi$, $\Delta\nu_{\mathrm{a}\,9} = \hat{\mu}_{\mathrm{a}} - \mu$, $\Delta\nu_{\mathrm{a}\,10} = \hat{\vartheta}_{\mathrm{a}} - \vartheta$, при этом разность углов $\Delta\alpha_{\mathrm{a}} = \hat{\alpha}_{\mathrm{a}} - \alpha$ следует заменять, например, на $\Delta\alpha_{\mathrm{a}} = \arcsin\left(\sin\alpha_{\mathrm{a}}\cos\alpha - \cos\alpha_{\mathrm{a}}\sin\alpha\right)$.

В [16] показано что при наличии сведений о вероятностных свойствах измеряемых и оцениваемых величин целесообразно использовать метод максимального правдоподобия. Максимально правдоподобные оценки вектора состояния максимизируют функцию правдоподобия $\rho_{\mathrm{a}}\left(\hat{\mathbf{v}}_{\mathrm{a}}\middle|\mathbf{V}\right)$. Для упрощения вычислений можно воспользоваться свойством монотонности логарифмической функции и искать максимум логарифма функции правдоподобия (18), для этого с учетом знака показателя степени экспоненты (18) необходимо найти минимум целевой функции:

$$f_{\mathrm{a}}\left(\mathbf{V}\right) = \frac{1}{2}\cdot\Delta\mathbf{v}_{\mathrm{a}}{}^{\mathrm{T}}\cdot\mathbf{K}^{-1}_{\alpha,\varepsilon,\mathrm{a}}\cdot\Delta\mathbf{v}_{\mathrm{a}}. \tag{19}$$

Минимизация функции (19) в пространстве компонент вектора состояния с целью определения наиболее правдоподобных значений этих компонент осуществляется методами численной оптимизации [17]. ППОО, вычисленные по показаниям пеленгатора, могут быть использованы в качестве начальных приближения.

Аналогично (11) информационная матрица Фишера для (18) имеет вид:

$$\left(J_{\mathrm{a}}\right)_{j,k}\left(\mathbf{V}\right) = \frac{\partial\hat{\mathbf{v}}_{\mathrm{a}}\left(\mathbf{V}\right)^{\mathrm{T}}}{\partial\lambda_j}\cdot\mathbf{K}^{-1}_{\alpha,\varepsilon,\mathrm{a}}\cdot\frac{\partial\hat{\mathbf{v}}_{\mathrm{a}}\left(\mathbf{V}\right)}{\partial\lambda_k}, \tag{20}$$

где частные производные аналитического выражения элементов вектора наблюдения, определенного автономными датчиками, через элементы вектора состояния по параметрам $x_0, y_0, z_0, \psi, \mu, \vartheta$ имеют вид:

$$\nabla\left(\hat{\nu}_{\mathrm{a}\,7}\left(\mathbf{V}\right),\ \hat{\nu}_{\mathrm{a}\,8}\left(\mathbf{V}\right),\ \hat{\nu}_{\mathrm{a}\,9}\left(\mathbf{V}\right),\ \hat{\nu}_{\mathrm{a}\,10}\left(\mathbf{V}\right)\right) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}.$$

Проведем статистический эксперимент в предположении, что три РИРИ лежат в горизонтальной плоскости $\sum_{\text{НЗ}}$ и образуют равносторонний треугольник, радиус описанной окружности которого равен 1 км. Используя (10, 11) вычислим СКО определения координат σ_X, σ_Y, σ_Z, углов наклона σ_μ, σ_ϑ и курса σ_ψ при размещении объекта на высоте 1 км параллельно горизонту над центром описанной окружности, при условии что $\sigma_\alpha = \sigma_\varepsilon = 1^\circ$ а ошибки взаимно независимые. Чтобы проверить полученный результат проведем с среде Matlab статистический эксперимент:

1) используя истинные ППОО по (5, 6) вычисляются истинные пеленги на РИРИ;

2) истинные азимут и углы места складывались с гауссовским шумом с $\sigma_\alpha = \sigma_\varepsilon = 1^\circ$ и нулевым смещением (функция для генерации случайных величин с гауссовским законом распределения randn [18]);

3) поиск минимума (17) выполнялся функцией fminsearch – симплекс-метод Нелдера – Мида [17, 19], в качестве начального приближения – истинные значения координат объекта, используя полученные координаты вычисляются углы ориентации;

4) пункт 2) – 3) повторялся 10^5 раз для получения статистической выборки, по которой рассчитывались экспериментальные СКО определения ППОО.

Результаты вычислений представлены в таблице 1.

Таблица 1. Результаты вычисления границы Рао – Крамера и стат. эксперимента

	σ_X, м	σ_Y, м	σ_Z, м	σ_ψ, град.	σ_μ, град.	σ_ϑ, град.
Граница Рао – Крамера	40,30	40,30	20,15	1,82	1,82	0,57
Стат. эксперимент	41,09	40,89	20,2	1,83	1,86	0,57

Из таблицы 1 видно, что значения оценочных и экспериментальных данных сходятся. Из этого можно заключить, что метод максимального правдоподобия, реализованный в виде минимизации целевой функции (17) симплекс методом Нелдера – Мида обеспечивает достижение нижней границы Рао – Крамера.

Из (11) следует, что чем точнее используется датчик, тем больше его вклад в значение $\mathbf{J}_\text{a}$, следовательно, с учетом (10), тем меньше ошибка определения соответствующего параметра. Справедливо и обратное утверждение. Предположим, что при прочих равных условиях для определения ППОО будет дополнительно использоваться высотомер и инклинометр, обладающие, например, такой же точность, с которой высота и углы ориентации определяются по результатам пеленгования (см. таблицу 1). Из (10, 20) следует, что результирующая СКО будет в $\sqrt{2}$ раз меньше. Проведем расчет по (10, 20) и аналогично выполним статистический эксперимент используя целевую функцию (19) для её минимизации по шести параметрам ППОО, при условии что показания высотомера и инклинометра будут складываться из истинных значений ППОО и гауссовского шума с заданным СКО и нулевым смещением. Результаты вычислений представлены в таблице 2.

Таблица 2. Результаты вычисления границы Рао – Крамера и стат. эксперимента

	σ_X , м	σ_Y , м	σ_Z , м	σ_ψ , град.	σ_μ, град.	σ_ϑ, град.
Граница Рао – Крамера	29,85	29,85	14,24	1,28	1,28	0,4
Стат. эксперимент	30,51	29,96	14,27	1,28	1,3	0,41

Данные таблицы 2, подтверждают что при использовании автономных датчиков точности определения ППОО увеличивается.

7. Зависимость СКО ППОО от положения объекта и расположения РИРИ

Предположим, что три РИРИ лежат в горизонтальной плоскости $\sum_{\text{НЗ}}$ и образуют равносторонний треугольник, радиус описанной окружности которого равен 5 км. Используя (10, 11) вычислим СКО определения координат $\sigma_{XYZ} = \sqrt{\sigma_X^2 + \sigma_Y^2 + \sigma_Z^2}$, углов наклона $\sigma_{\mu(\vartheta)} = \sqrt{\sigma_\mu^2 + \sigma_\vartheta^2}$ и курса σ_ψ при перемещении объекта на высоте 5 км параллельно горизонту. Результаты представлены на рисунках 2 – 4. Поскольку по условию проведения эксперимента $\sigma_\alpha = \sigma_\varepsilon = 1^\circ$, то согласно (10, 11) на представленных ниже рисунках графики показывают нормированные к значениям σ_α или σ_ε СКО определения ППОО.

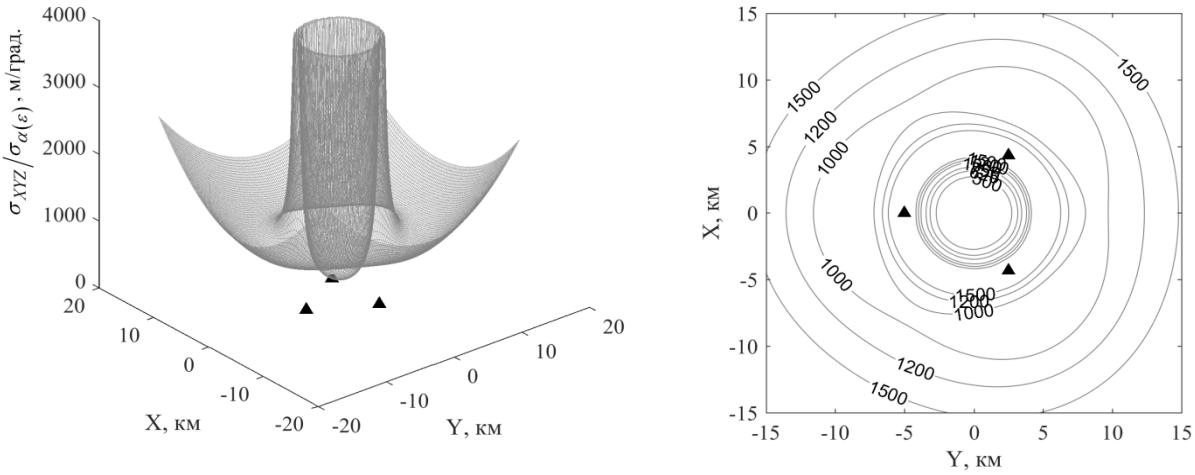


Рис. 2. Нормированное к значению $\sigma_{\alpha(\varepsilon)}$ СКО определения координат, м/град.

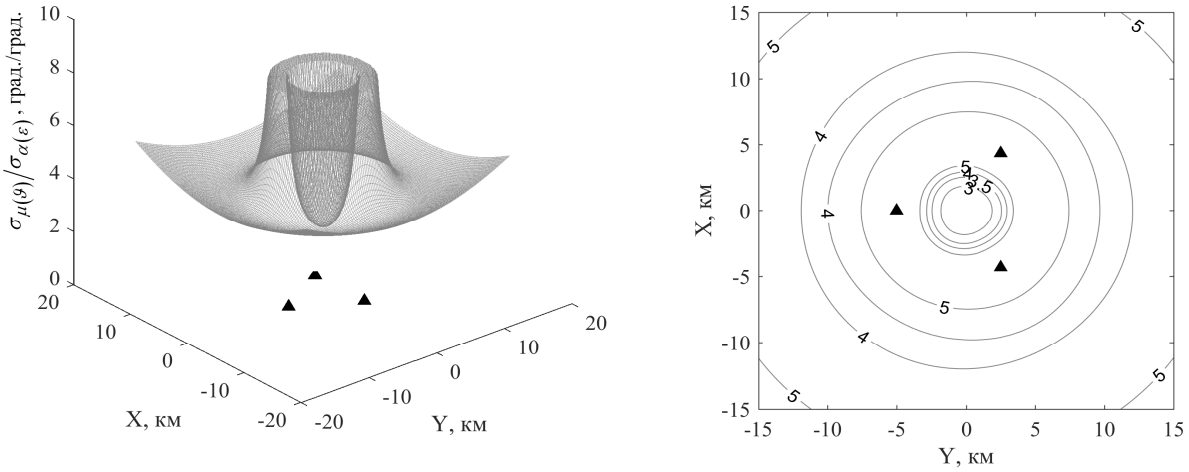


Рис. 3. Нормированное к значению $\sigma_{\alpha(\varepsilon)}$ СКО определения углов наклона, град./град.

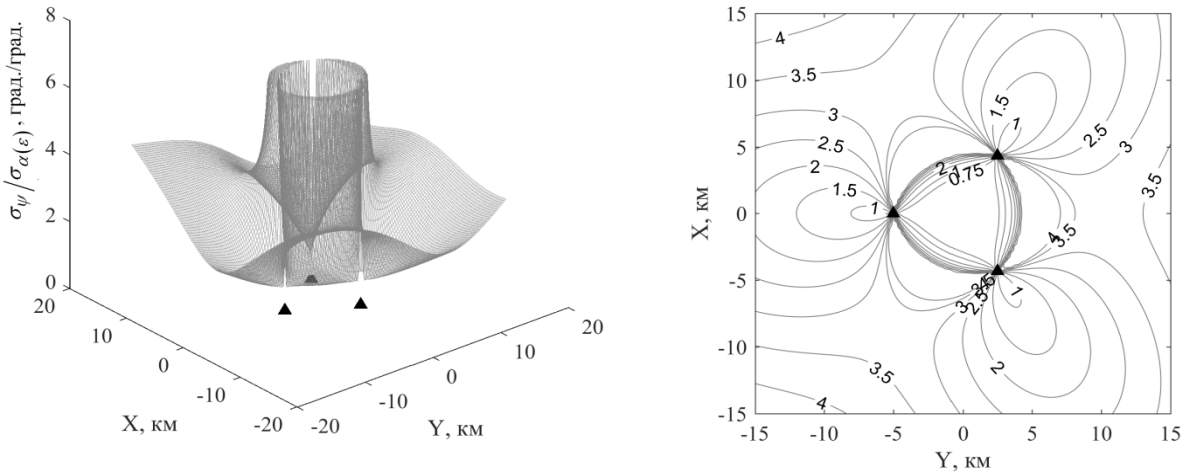


Рис. 4. Нормированное к значению $\sigma_{\alpha(\varepsilon)}$ СКО определения курса, град./град.

На рисунках 2 – 4 видно, что наименьшую ошибку при определении ППОО можно получить, когда проекция объекта (как материальной точки) на плоскость реперов лежит внутри указанного треугольника. С удалением проекции точки от треугольника РИРИ величина ошибки определения ППОО возрастает. Особой зоной является пространство возле окружности проходящей через три РИРИ. Вблизи неё ошибка определения координат и углов резко возрастает.

Если сравнивать различные треугольники, вершинами которых являются РИРИ при их различной пространственной конфигурации, при этом полагая что радиус окружности, проходящий через их вершины одинаковый, наименьшую ошибку при определении ППОО можно получить, когда РИРИ образуют равносторонний треугольник лежащий в горизонтальной плоскости.

В таблице 3 представлена численная зависимость величин СКО определения ППОО, в зависимости от точности пеленгования РИРИ и высоты расположения объекта

над плоскостью РИРИ, при условии что углы наклона азимутальной плоскости объекта к плоскости РИРИ близки к нулю, РИРИ образуют равносторонний треугольник и проекция объекта на плоскость РИРИ находится внутри треугольника не далее половины радиуса описанной окружности от центра. Данные получены из усредненных значений СКО определения ППОО вычисленных по формулам (10, 11).

Таблица 3. Нормированная по точности пеленгования зависимость СКО определения ППОО от высоты расположения объекта над плоскостью РИРИ

Высота, км	$\sigma_{XYZ} / \sigma_{\alpha(\varepsilon)}$, м/град	$\sigma_{\mu(\vartheta)} / \sigma_{\alpha(\varepsilon)}$, град/град	$\sigma_{\psi} / \sigma_{\alpha(\varepsilon)}$, град/град
$0{,}25 \cdot R$	$24{,}5 \cdot R$	1,25	0,58
$0{,}5 \cdot R$	$30{,}9 \cdot R$	1,55	0,58
$0{,}75 \cdot R$	$42{,}5 \cdot R$	1,99	0,58
$1{,}0 \cdot R$	$60{,}5 \cdot R$	2,58	0,58
$1{,}25 \cdot R$	$86{,}3 \cdot R$	3,28	0,58
$1{,}5 \cdot R$	$122 \cdot R$	4,12	0,58
$2 \cdot R$	$231 \cdot R$	6,22	0,58

Примечание: R – величина радиуса окружности, проходящей через три РИРИ, измеряется в километрах, в колонке $\sigma_{XYZ} / \sigma_{\alpha(\varepsilon)}$ коэффициенты при R имеют размерность м/(км·град).

8. Заключение

1. Получены аналитические выражения связи параметров пространственной ориентации пеленгатора с азимутом и углом места на радиорепер с известными координатами, а также аналитическое выражение условной плотности вероятности распределения измеренных величин азимутально-угломестных параметров радиореперов с известными координатами в зависимости от параметров пространственной ориентации пеленгатора.

2. Получено аналитическое выражение целевой функции метода максимального правдоподобия для оценивания параметров пространственной ориентации объекта учитывающий показания пеленгатора и автономных датчиков.

3. Из неравенства Рао – Крамера получены аналитические выражения для нижней границы ковариационной матрицы ошибок оценивания параметров пространственной ориентации объекта с учетом пространственной конфигурации реперов, точности их азимутально-угломестного пеленгования и показаний автономных датчиков.

4. Однозначное определение координат и углов ориентации объекта при азимутально-угломестной пеленгации радиореперов с известными координатами возможно при их минимальном количестве равном трем.

5. Определение координат и углов ориентации объекта невозможно, когда проекция объекта на плоскость, образованную тремя радиореперами, находится вблизи окружности, проходящей через эти реперы.

6. Наименьшее СКО параметров пространственной ориентации можно получить, когда проекция объекта на плоскость реперов лежит внутри равностороннего треугольника, образованного этими реперами.

7. Использование вспомогательных автономных датчиков – высотомера и инклинометра позволяет повысить точность определения координат и углов ориентации объекта, в случае когда точность датчиков не хуже точности определения соответствующих параметров пространственной ориентации объекта при пеленгация радиореперов.

8. Статистические эксперименты показали, что минимизация целевой функции симплекс методом Нелдера – Мида позволяет приблизиться к границе Рао – Крамера.

9. Даны количественные оценки точности определения координат и углов ориентации объекта в зависимости от точности пеленгования и высоты расположения объекта над плоскостью радиореперов при наилучшей конфигурации реперов.

Литература

1. Яценков В.С. Основы спутниковой навигации. Система GPS NAVSTAR 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. Бранец В.Н., Шмыглевский И.П. Введение в теорию бесплатформенных инерциальных навигационных систем. М.: Наука, 1992. 280 с.
4. Ориентация и навигация подвижных объектов: современные информационные технологии / Под ред. Б.С. Алешина, К.К. Веремеенко, А.И. Черноморского. М.: Физматлит, 2006. 424 с.
5. Белавин О.В. Основы радионавигации. Учебное пособие для вузов. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: Сов. радио, 1977. 320 с.
6. Беляевский Л.С., Новиков В.С., Олянюк П.В. Основы радионавигации: Учебник для вузов гражд. авиации. М.: Транспорт, 1982. 288 с.
7. Ярлыков М.С. Статистическая теория радионавигации. М.: Радио и связь, 1985. 344 с.
8. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации: Учебное пособие для вузов. М.: Радио и связь, 1992. 304 с.
9. Бакулев П.А., Сосновский А.А. Радиолокационные и радионавигационные системы: Учебное пособие для вузов. М.: Радио и связь, 1994. 296 с.
10. Кондратьев В.С., Котов А.Ф., Марков Л.Н. Многопозиционные радиотехнические системы / под ред. проф. Цветнова В.В. М.: Радио и связь, 1986. 264 с. с ил.
11. Бубнов И.А., Богатов С.Ф., Дубов С.Д., Калинин А.К., Савченко П.Т. Военная топография. М.: Воениздат, 1977. 280 с. с ил.
12. Виноградов А.Д., Востров А.Ю., Дмитриев И.С. Обобщенная структура радиопеленгатора и основные термины, используемые в теории радиопеленгования // Антенны, 2018, № 5 (249), С. 5–20.
13. ГОСТ 20058–80 Динамика летательных аппаратов в атмосфере. Термины, определения и обозначения. М. : Издательство стандартов, 1981. 56 с.
14. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1982. 624 с.
15. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. М.: 1974. 832 с. с ил.
16. Сейдж Э., Мелс Дж. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении. М.: Связь, 1976. 496 с. с ил.
17. Банди Б. Методы оптимизации / под ред. В.А. Волынского, пер. с англ. О.В. Шихеевои. М.: Радио и связь, 1988. 128 с. с ил.

18. Документация на функцию MATLAB randn // Официальный сайт MathWorks. URL: http://www.mathworks.com/help/matlab/ref/randn.html (дата обращения 01.10.2018).
19. Документация на функцию MATLAB fminsearch // Официальный сайт MathWorks. URL: http://www.mathworks.com/help/matlab/ref/fminsearch.html (дата обращения 01.10.2018).

REFERENCES

1. Yatsenkov V.S. Basics of satellite navigation. GPS system NAVSTAR and GLONASS. M.: Goryachaya liniya – Telekom, 2005. 272 p.
2. Tyapkin V.N. Garin E.N. Methods for determining the navigation parameters of mobiles using the satellite radio navigation system GLONASS: monograph. Krasnoyarsk: Siberian Federal University, 2012. 260 p.
3. Branets V.N., Shmyglevsky I.P. Introduction to the theory of strapdown inertial navigation systems. M.: Nauka, 1992. 280 p.
4. Orientation and navigation of mobile objects: modern information technologies / Ed. B.S. Aleshin, K.K. Veremeenko, A.I. Chernomorskiy. M.: Fizmatlit, 2006. 424 p.
5. Belavib O.V. Basis of radio navigation: stud. book for university. Second edition, revised and enlarged. M.: Sov. radio, 1977. 320 p.
6. Belyaevsky L.S., Novikov V.S., Olianyuk P.V. Basis of radio navigation: stud. book for civil aviation university. M.: Transport. 1982. 288 p.
7. Yarlykov M.S. Statistical theory of radio navigation. M.: Radio i svjaz, 1985. 344 p.
8. Sosulin U.G. Theoretical foundations of radiolocation and radio navigation: stud. book for university. M.: Radio i svjaz, 1992. 304 pages with ill.
9. Bakulev P.A., Сосновский A.A. Radar-location and radio navigation system: stud. book for university. M.: Radio i svjaz, 1994. 296 p.
10. Kondrat'ev V.S., Kotov A.F., Markov L.N. Multipoint radio-technical system / under the ed. of Prof. Tsvetnova V.V. M.: Radio i svjaz, 1986. 264 pages with ill.
11. Bubnov I.A., Bogatov S.F., Dubov S.D., Kalinin A.C., Savchenco P.T. Military topography. M.: Voenizdat, 1977. 280 pages with ill.
12. Vinogradov A.D., Vostrov A.U., Dmitriev I.S. Generalized structure of radio direction-finder and basic terms which is used in radio direction finding theory // Antenny. 2018. № 5 (249). Pp 5–20.
13. GOST 20058-80. Aircraft dynamics in air. Terms definitions and designations. M.: Standart Pub. 1981. 56 p.
14. Tihonov V.I. Statistical radiotechnics. – second edition, revised and enlarged edition. M.: Radio i svjaz, 1982. 624 p.
15. Korn G., Korn T. Mathematical handbook. M.: 1974. 832 pages with ill.
16. Sage E., Melse J. Estimation theory with application to communication and control. M.: Svyaz', 1976. 496 pages with ill.
17. Bunday B. Basic optimization methods / under the ed. of V.A. Volynskiy, tr. from the Eng. by O.V. Shikheyeva. M.: Radio i svjaz, 1988. 128 pages with ill.
18. Documentation at MATLAB function randn // Official site of MathWorks. URL: http://www.mathworks.com/help/matlab/ref/eig.html (access date 01.10.2018).
19. Documentation at MATLAB function fminsearch // Official site of MathWorks. URL: http://www.mathworks.com/help/matlab/ref/fminsearch.html (access date 01.10.2018).

МЕТОДОЛОГИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ПОСТРОЕНИЮ МЕТОДОЛОГИИ ФОРМИРОВАНИЯ ТРЕБОВАНИЙ К СИСТЕМЕ НАВИГАЦИОННО-ВРЕМЕННОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПОЛЕТОВ ВОЕННОЙ АВИАЦИИ

А. В. Коровин[1]

[1]Центральный научно-исследовательский институт ВВС Минобороны России (ЦНИИ ВВС), Щелково, Россия

Аннотация. Доклад посвящен основным положениям разрабатываемой методологии формирования требований к системе навигационно-временного обеспечения полетов военной авиации.

Ключевые слова: навигационно-временное обеспечение полетов; методология; военная авиация.

METHODOLOGICAL APPROACH TO THE CONSTRUCTION OF A METHODOLOGY OF FORMATION OF REQUIREMENTS TO THE SYSTEM OF NAVIGATION-TEMPLE MAINTENANCE OF MILITARY AVIATION FLIGHTS

A. V. Korovin[1]

Central Research Institute of the Air Force of the Ministry of Defense of Russia (Central Scientific Research Institute of the Air Force), Schelkovo, Russia

Abstract. The report is devoted to the main provisions of the developed methodology for the formation of requirements for the system of navigation and temporary support of military aviation flights.

Keywords: navigation and temporary flight support; methodology; military aircraft.

1. Введение

В настоящее время система навигационно-временного обеспечения (НВО) полетов военной авиации строится на следующих средствах радиотехнического обеспечения полетов военной авиации – радиотехническая система ближней навигации (РСБН) и азимутально-дальномерные радиомаяки (АДРМ), радиотехническая система дальней навигации (РСДН), системы посадки (СП).

Безусловным прорывом в навигационно-временном обеспечении стало развертывание спутниковой радионавигационной системы (СРНС), которое повысило характеристики навигационных и временных определений в разы.

На данный момент происходит следующий эволюционный скачок навигационно-временного обеспечения связанный с уходом от технологии печатных плат в технологии систем на кристалле, разработкой средств навигационно-временного обеспечения полетов военной авиации на новых физических принципах, а также модернизацией существующих средств на новой элементно-компонентной базе, которые дают существенный прирост технических, надежностностных и других характеристик.

Для удобства я объединил все вышеописанные технические средства навигационно-временного обеспечения полетов военной авиации под определением – перспективные.

Перспективные технические средства навигационно-временного обеспечения (НВО) полетов военной авиации – средства, обладающие характеристиками, превышающими характеристики существующих технических средств навигационно-временного обеспечения полетов военной авиации и (или) построенные на новых физических принципах.

2. Структура методологии

Массовая разработка беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) с ее требованиями по минимизации к массогабаритным характеристикам, появление боевых задач с требованиями по точности менее 1 метра, подавление СРНС различного рода помехами, а также появление идей, технологий и разработанных перспективных технических средств НВО полетов которые поступают в органы военного управления и НИО Минобороны России для оценки их потенциала и реализуемости и существующий методический аппарат по их оценке, а также разработки и коррекции разработанных концепции развития средств НВО (РСБН, систем посадки; РСДН; Радионавигационного плана России и других документов) создают противоречие которое решается разработкой методологии формирования требований к системе навигационно-временного обеспечения полетов военной авиации. Основы методического подхода к решению данной проблемы изложены далее.

Общая структура методологии представлена на рисунке 1 и включает в себя:

модуль исходных данных, где задаются эталон координат и исходные данные по техническим характеристикам, стоимостным показателям, надежности, размещению станций РСБН, РСДН, СП на местности, ограничениям вводимые в период военного времени и база элементной компонентной базы (ЭКБ) с ее характеристиками и запасами;

модуль воздействий, в котором моделируется работа дифференциальных станций СРНС, РСДН, доплеровский измеритель скорости и угла сноса (ДИСС) и формируются определяемые ими поправки, а также модуль атмосферы и помех, который формирует искусственные и естественные помехи и влияние погодных условий;

модуля системы входных интерфейсов с помощью которого задается группировка работающих средств НВО, помех, атмосферных явлений и работа модуля комплексирования и системы подавления помех;

модуль оцениваемых средств НВО, который включает в себя модели работы приемников средств НВО, модель комплексной обработки и модель электромагнитной совместимости и системы подавления помех. Кроме того планируется к разработке универсальный модуль, позволяющий оценить любое перспективное средство НВО полетов военной авиации;

блок моделирования боевой обстановки, который задает тип носителя, расстояние до линии соприкосновения, группировку средств радиоэлектронной борьбы

(РЭБ) противника, тип задания и другие тактические характеристики, необходимые для моделирования;

модуль вычисления вероятности выполнения боевого задания, который в зависимости от входных исходных данных и вычисленных модулем оцениваемых средств НВО характеристик определяет вероятность выполнения боевого задания.

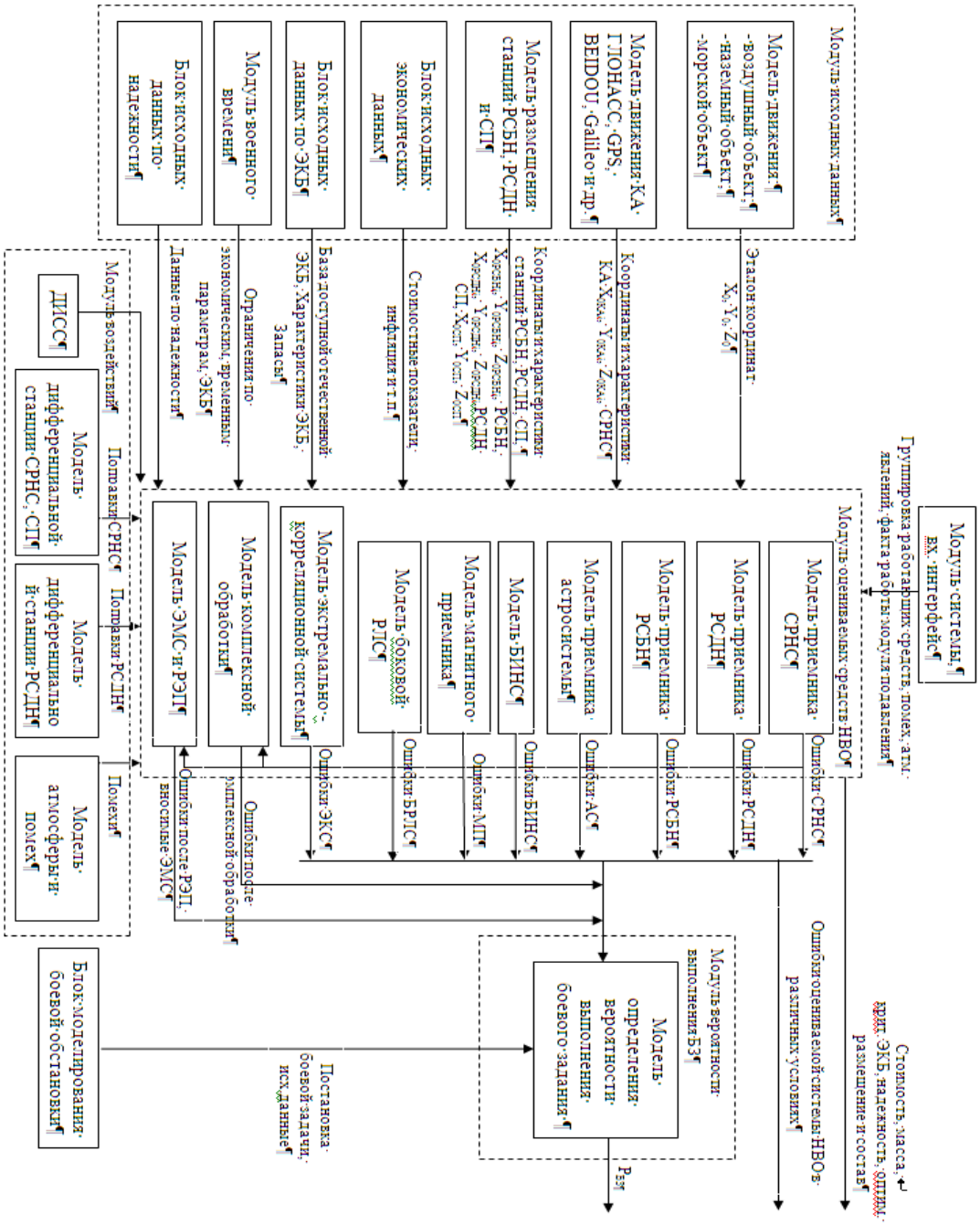


Рис. 1. Общая структура методологии

На выходе методологии получаем ошибки характеристик оцениваемой системы НВО в различных условиях ее применения, ее оптимальный состав и размещение наземной составляющей системы, стоимостные характеристики, массу, надежность, критическую ЭКБ и вероятность выполнения заданного боевого задания в зависимости от навигационно-временного комплекса.

3. Заключение

Разработка данной методологии позволит существенно усовершенствовать научно-методический аппарат для формирования требований к системе НВО полетов военной авиации, формирования требований и обоснованного сравнения на стадиях задания разработки, поставки и эксплуатации перспективных технических средств.

Данную методологию целесообразно использовать в заказывающих органах МО РФ, ГК ВКС, НИО МО РФ, предприятиях промышленности при построении перспективной системы НВО полетов военной авиации и формировании требований к перспективным техническим средствам.

Апробация результатов и ее применение планируется в результате выполнения следующих работ (ОКР «Надежда», ОКР «Рейс-2000», ОКР «Рейс-2025», ОКР «Пшенка-М», ОКР «Глиссада», ОКР «Потребитель-А», ОКР «ПРО-03», ОКР «Псевдоспутник»).

Таким образом, в результате написания данной работы планируется получить следующие результаты:

методология формирования требований к системе навигационно-временного обеспечения полетов военной авиации и к перспективным техническим средствам НВО полетов военной авиации;

имитационные модели средств НВО полетов военной авиации и системы в целом;

результаты апробации методологии.

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ГИБРИДНЫМ ПРИВОДОМ МЕХАТРОННОЙ СИСТЕМЫ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ КИНЕМАТИКИ

В. В. Кузнецов[1]

[1]Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (БГУИР), Минск, Республика Беларусь

Аннотация. Представлено моделирование системы управления гибридным многокоординатным приводом прямого действия, предназначенным для мехатронных систем параллельной кинематики.

Ключевые слова: система управления, гибридный привод, мехатронная система параллельной кинематики, моделирование в среде MATLAB.

MODELING OF A HYBRID MANAGEMENT SYSTEM DRIVE OF THE MECHATRONIC SYSTEM PARALLEL KINEMATICS

V. U. Kuzniatsov[1]

[1]Belorussian State University of Informatics and Radioelectronics (BSUIR), Minsk, Republic of Belarus

Abstract. Simulation of the control system of a hybrid multi-axis direct-action drive designed for mechatronic systems of parallel kinematics is presented.

Keywords: control system, hybrid drive, mechatronic system of parallel kinematics, modeling in MATLAB environment.

В статье рассматривается моделирование системы управления гибридным многокоординатным приводом прямого действия, предназначенным для мехатронных систем параллельной кинематики [1]. Такие системы находят всё большее применение в различных областях техники, включая приборостроение, электронное машиностроение, а также в системах радиолокации и навигации, в которых требуется высокое разрешение по позиционированию, линейным и угловым координатным перемещениям радиолокационных систем, лазерно-оптических систем, спутниковых систем связей и передачи информации [2, 3]. Такие системы позволяют ставить и решать по-новому вопросы повышения точности и быстродействия реализации программируемых траекторий в перспективном, инновационном оборудовании соответствующим всем современным требованиям.

Всё многообразие систем перемещений на модулях движения многокоординатных гибридных приводов прямого действия [4] в полной мере зависит от конфигурации самого привода. В настоящее время нами разработаны электромагнитные модули движения с числовым управлением различных типов: однокоординатные линейные, однокоординатные поворотные, двухкоординатные планарные, на базе которых строится всё многообразие многокоординатных приводов с числом внутренней подвижности, определяемой числом электромагнитных модулей. Тем самым внутренняя подвижность системы перемещения может быть любая, в зависимости от назначения технологическим процессом. Нами предложена и научно обоснована концепция модульного построения электромеханических преобразователей гибридных синхронных

шаговых двигателей, принцип действия которых основан на взаимодействии магнитных полей дискретных электромагнитных фазных модулей и периодического стационарного магнитного поля, создаваемого постоянными магнитами сконфигурированными в виде пространственной линейной или круговой чередующейся магнитной последовательности. Благодаря этому решению появилась возможность существенно увеличить магнитную индукцию в рабочем зазоре электромагнитного преобразователя и тем самым расширить возможности систем координатных перемещений по динамическим показателям, обеспечивая в 2...3 раза увеличения скорости и ускорения по сравнению с традиционным линейным шаговым двигателем. На основании полученных результатов имитационного моделирования предложены четыре типа конструктивного исполнения шаговых электроприводов прямого действия для систем координатных перемещений автоматизированного оборудования [4].

Для реализации сложных пространственных движений предложено использовать механизмы параллельной кинематики, реконфигурируемые в зависимости от конструктивной конфигурации гибридного многокоординатного синхронного привода.

Построение управляемого многокоординатного движения с заданной скоростью заключается в изменении скорости вдоль каждой координаты, причем это изменение есть линейная функция текущих фазовых координат в зависимости от времени t с управлениями в виде коэффициентов $u_{ij}(t)$ [17]. В общем случае наиболее удобным для реализации при управлении исполнительными гибридными приводами, является трапециевидный закон скорости с графиком $v = v(t),$ показанным на рисунке 1.

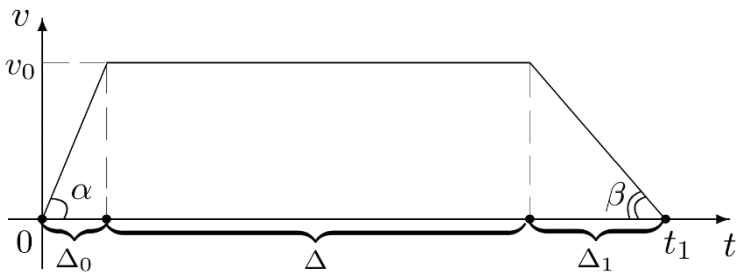


Рис. 1 График зависимости модуля максимальной скорости от времени

При реализации этого закона выделяется три характерных участка: Δ_0 – участок разгона, Δ_1 – участок торможения и Δ – рабочий участок с постоянной скоростью v_0. В технических системах различного назначения участок Δ – это участок рабочего перемещения в соответствии с назначением системы. Учитывая все выше сказанное, можно окончательно сформулировать рассматриваемую задачу построения программных движений, реализуемых гибридным приводом мехатронной системой перемещений, как задачу нахождения управлений (коэффициентов $u_{ij}(t)$) дифференциальной системы:

$$\begin{cases} \dot{x} = u_{11}(t)x + u_{12}(t)y + u_{13}(t)z \\ \dot{y} = u_{21}(t)x + u_{22}(t)y + u_{23}(t)z \\ \dot{z} = u_{31}(t)x + u_{32}(t)y + u_{33}(t)z, \end{cases} \quad (1)$$

описывающей пространство состояний многокоординатной системы гибридного привода с учётом скорости.

Так как система (1) удовлетворяет теореме существования и единственности и имеет тождественно нулевое решение, то никакая ее фазовая кривая l не может проходить через начало координат, то есть должно выполняться координатное условие:

$$X^2(t) + Y^2(t) + Z^2(t) \neq 0, \ \forall t, \quad (2)$$

где $X(t), Y(t), Z(t) -$ функции, задающие закон движения точки.

Если заранее на матрицу коэффициентов системы (2) не накладывать никаких дополнительных ограничений, то для любой кривой l, не проходящей через начало координат, можно определить коэффициенты $u_{ij}(t)$, $i, j = 1, 2, 3$ системы (2) сразу и в общем виде, так, чтобы l была ее фазовой кривой. Действительно, учитывая выражение (2) и обозначая

$$D = X^2(t) + Y^2(t) + Z^2(t),$$

окончательно получим:

$$\begin{aligned} u_{11}(t) &= \frac{X(t)\dot{X}(t)}{D}, u_{12}(t) = \frac{Y(t)\dot{X}(t)}{D}, u_{13}(t) = \frac{Z(t)\dot{X}(t)}{D} \\ u_{21}(t) &= \frac{X(t)\dot{Y}(t)}{D}, u_{22}(t) = \frac{Y(t)\dot{Y}(t)}{D}, u_{23}(t) = \frac{Z(t)\dot{Y}(t)}{D} \\ u_{31}(t) &= \frac{X(t)\dot{Z}(t)}{D}, u_{32}(t) = \frac{Y(t)\dot{Z}(t)}{D}, u_{33}(t) = \frac{Z(t)\dot{Z}(t)}{D}, \end{aligned} \quad (3)$$

где вектор-функция $[X(t), Y(t), Z(t)]^T$ – будет решением системы (1).

Таким образом нами получены управляющие функции в виде коэффициентов $u_{ij}(t)$ при реализации которых системой управления обеспечивается пространственное движение с заданным законом скорости.

Система управления многокоординатной мехатронной системой параллельной кинематики [4, 5] с гибридным приводом прямого действия состоит из необходимого количества однокоординатных электромагнитных модулей линейного и поворотного типов. Она объединяет специальным контроллером с верхним уровнем управления от персонального компьютера в одну систему управления все автономно-управляемые электромагнитные модули движения. В этом случае для моделирования системы управления гибридным приводом мехатронной системы перемещений достаточно

создать математическую и компьютерную модели управления одним из независимых модулей.

Такие модули входят в состав гибридного многокоординатного привода. Такой подход представления мехатронной системы управления и её модульное моделирования через моделирование отдельных координат является наиболее удобным, так как позволяет создавать модели управления одним модулем гибридного привода в логически связанном и законченном виде инструментами Simulink программной среды MATLAB.

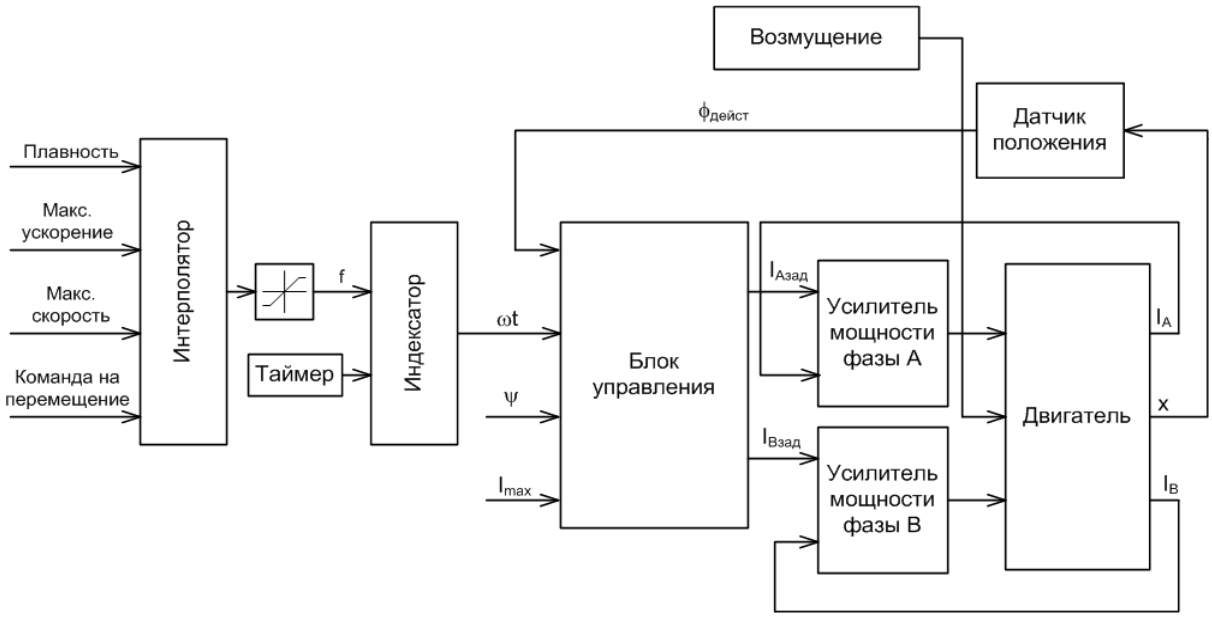


Рис. 2 Укрупнённая структурная блок-схема системы управления

Укрупнённая блок-схема системы управления одним из модулей гибридного привода прямого действия приведена на рисунок 2.

Как видно из структурной схемы (рисунок 2), система управления приводом прямого действия состоит из следующих основных модулей: интерполятора, индексатора, блока управления, усилителей и двигателя.

Важнейшие функции управления возложены на интерполятор, который представляет собой программную реализацию заданных положения, скорости и ускорения гибридного двигателя, то есть в каждый момент времени на выходе интерполятора имеем заданные значения положения, скорости и ускорения, с которыми должен перемещаться каждых из подвижных электромагнитных модулей. Для алгоритмизации интерполятора был использован алгоритм формирования управляющей функции $u_{ij}(t)$ от времени в аналитическом виде. Используемый в системе управления приводом прямого действия интерполятор реализует перемещение с постоянным ускорением. До начала перемещения задаются параметры перемещения: скорость, на которую следует выйти после разгона и ускорение, которое должно быть на этапе разгон-торможение. Далее при поступлении команды на перемещение интерполятор формирует последовательность требуемых (заданных) значений позиции, скорости и

ускорения по одной координате или всем координатам таким образом, чтобы в результате координатная система оказалась в конечной позиции, перемещаясь на этапе разгон-торможение с постоянным или меняющимся скачкообразным ускорением.

При создании модели управления в среде MATLAB нами учитывались требования, которые могут возникнуть при дальнейшей работе с моделью. Так, модель интерполятора дает возможность вводить в систему управления не только заданные скорость и ускорение, но и профиль позиции, потому что при синтезе сложных законов управления шаговыми двигателями требуется знать не только заданную скорость, но и положение, а также ускорение.

Компьютерная модель системы управления, включающая исполнительный механизм, регулятор и генератор, разработанная в среде моделирования MATLAB/Simulink, приведена на рисунке 3.

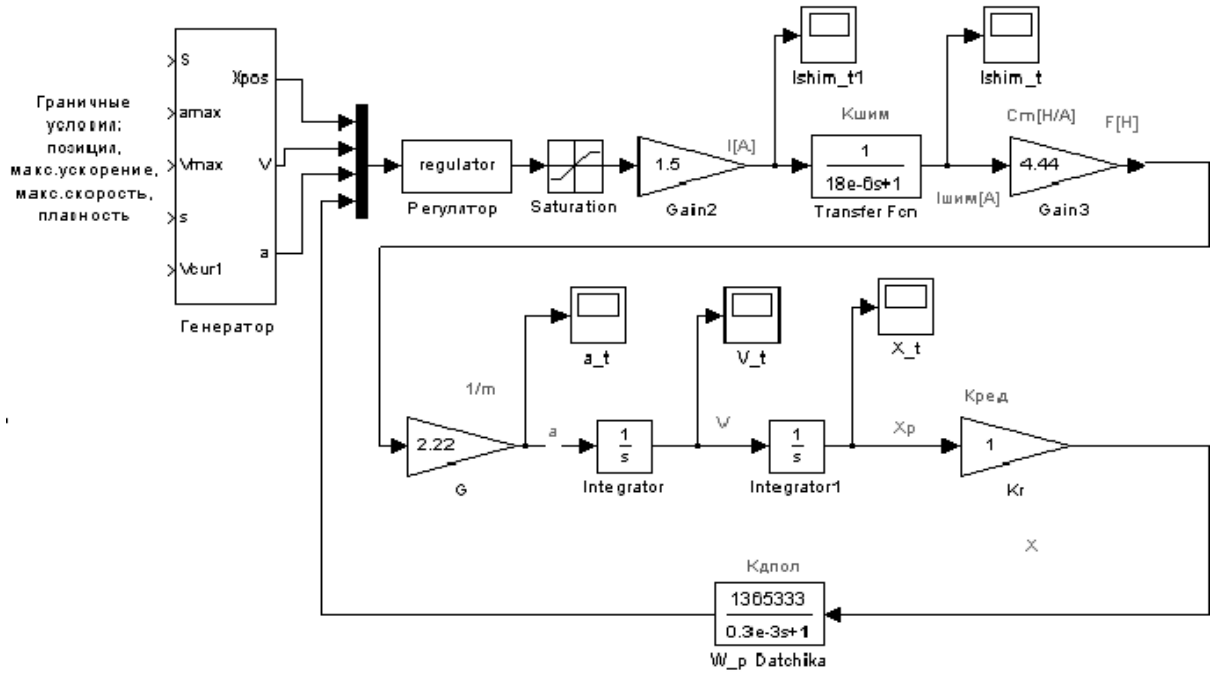


Рис. 3 Компьютерная модель системы управления в MATLAB/SIMULINK

Возможны различные случаи реализации управления. При реализации системы управления без регулятора используется только лишь составляющая управляющего воздействия по положению. Следует отметить, что такая система неустойчива вследствие того, что в системе находится два интегратора, которые дают суммарный сдвиг фаз электромагнитных модулей в 180 градусов. Использование такого регулятора мехатронным устройством разработанной системы не представляется возможным. Поэтому необходимо разрабатывать модели регулятора по скорости.

Компьютерная модель регулятора скорости с учетом предложенного алгоритма расчёта управляющего воздействия представления с использованием инструментария Simulink пакета MATLAB приведена на рисунке 4.

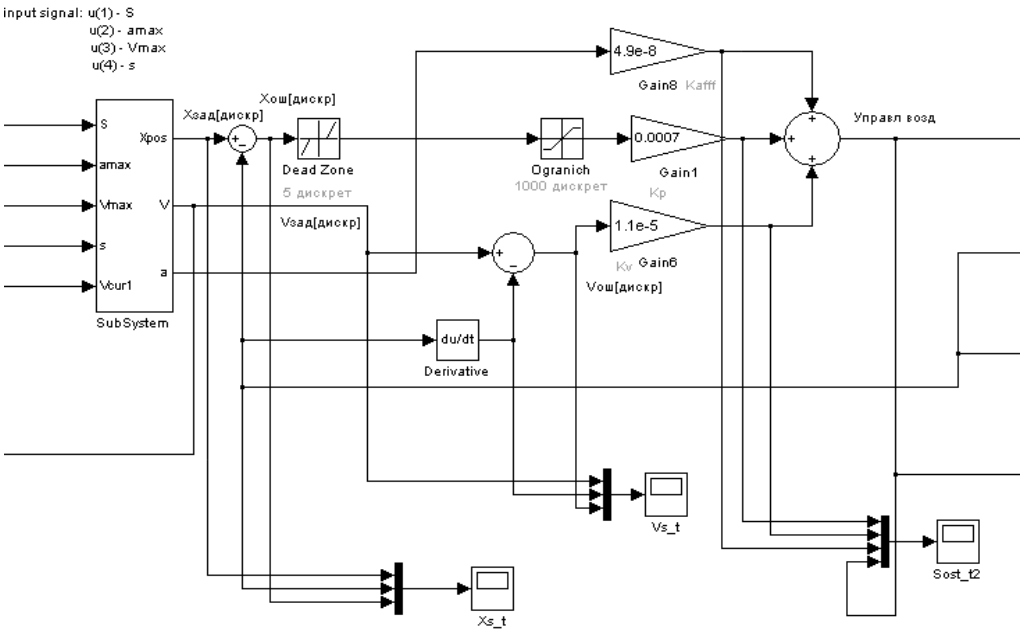


Рис. 4 Компьютерная модель регулятора после ввода составляющей управляющего воздействия по ускорению без момента сопротивления

При вводе составляющей управляющего воздействия по скорости расчётный коэффициент усиления в цепи скорости определится из выражения $K_v = \Delta У_{пр.сигн.} / \Delta v \cdot K_{дпол}$. Ошибка системы становится устойчивой, однако функция позиционной ошибки свидетельствует о необходимости улучшения качества регулирования и повышении динамических характеристик привода [6, 7]. Для целей отыскания структуры регулятора, улучшающей качество регулирования, проанализированы составляющие управляющего воздействия и законы управления модулями. Из анализа следует что в определенный момент времени управляющее значение превышает по модулю единицу; это говорит о том, что на каком-то временном отрезке система будет находиться в насыщении, что недопустимо. Однако в данном случае такое решение не является принципиально неверным, так как в систему будет введена составляющая управляющего воздействия по ускорению, где и будут уточнены коэффициенты регулирования, используемые в программе Simulink пакета MATLAB K_p, K_v, K_{aff}.

При переходе к комбинированному управлению вводится составляющая управляющего воздействия по ускорению. Для ввода в структуру регулятора составляющей по ускорению необходимо найти коэффициент усиления K_{aff}. Значение этого коэффициента будем рассчитывать исходя из соображения, что максимальное ускорение обеспечивается максимальным током (значение управляющего воздействия равно единице) $K_{aff} = 1/(a_{двmax} \cdot K_{дпол})$.

Следует отметить, что при вводе составляющей управляющего воздействия по ускорению мы переходим к так называемому комбинированному управлению. Как известно из теории автоматического управления, комбинированное управление

позволяет в значительной мере повысить динамические характеристики системы управления, а также улучшить качество регулирования.

Исследования по этой компьютерной модели показали, что система не находится в насыщении во время перемещения. Кроме того, график перемещения достаточно близок к теоретически возможному, что свидетельствует об удачном выборе структуры регулятора и правильном определении значений коэффициентов его блоков.

На данном этапе контроль управляющего тока нецелесообразен ввиду того, что его значение прямо пропорционально значению управляющего сигнала, а постоянная времени ШИМ-модулятора не оказывает влияния на процесс из-за ее малости.

Следует отметить, что датчик обратной связи «шумит», поэтому в разработанной модели необходимо учитывать и шум самого датчика, искажающий информацию о положении объекта.

Диапазон значений квантования шума определяется по следующему выражению:

$$\delta_v = \Delta_{\text{датч.}} \cdot K_{\text{датч.}}$$

Учет шума датчика при моделировании позволяет получить более адекватную модель. Так, учитывая обширные возможности MATLAB, можно проследить за значением управляющего воздействия, а также его составляющих. Такой подход позволит отыскать наиболее простой и эффективный алгоритм управления. Учитывая сказанное выше, следует отметить, что целесообразным было бы проследить за сигналом управления в процессе перемещения и определить, не входит ли система в насыщение, которое недопустимо из-за неуправляемости самой системы.

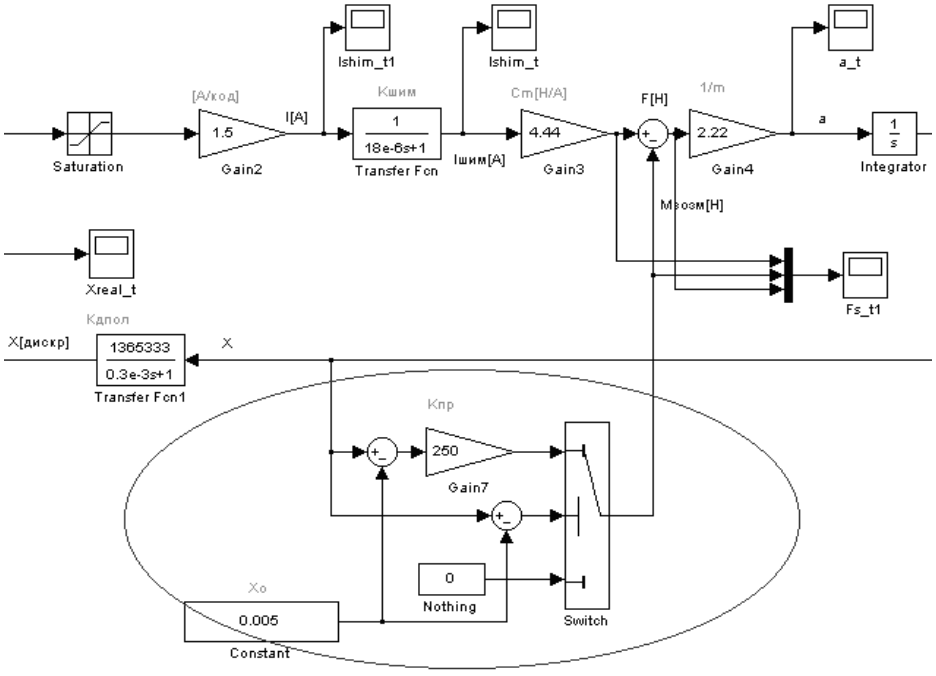


Рис. 5 Компьютерная модель системы после ввода момента сопротивления

Как было видно, из анализа полученных результатов функция положения изменяется незначительно, что свидетельствует о незначительном влиянии шума датчика на позицию мотора. Предположительно, такое незначительное влияние шума датчика на положение поворотного привода прямого действия обусловлено малым значением постоянной составляющей датчика положения по отношению к значению постоянной составляющей самого двигателя.

Полная модель системы управления однокоординатным приводом прямого действия должна также включать описание нагрузки, в качестве которой нами использована модель нагружателя с линейной характеристикой. Коэффициент пропорциональности, определяющий значение сопротивления в зависимости от угла поворота двигателя, определяется из выражения $K_{\text{пр}} = \Delta F / \Delta\varphi$. Компьютерная модель системы управления с блоком сопротивления движению имеет вид, представленный на рисунке 5. Пример графиков составляющих управляющего воздействия, полученные в результате моделирования в MATLAB приведены на рисунке 6.

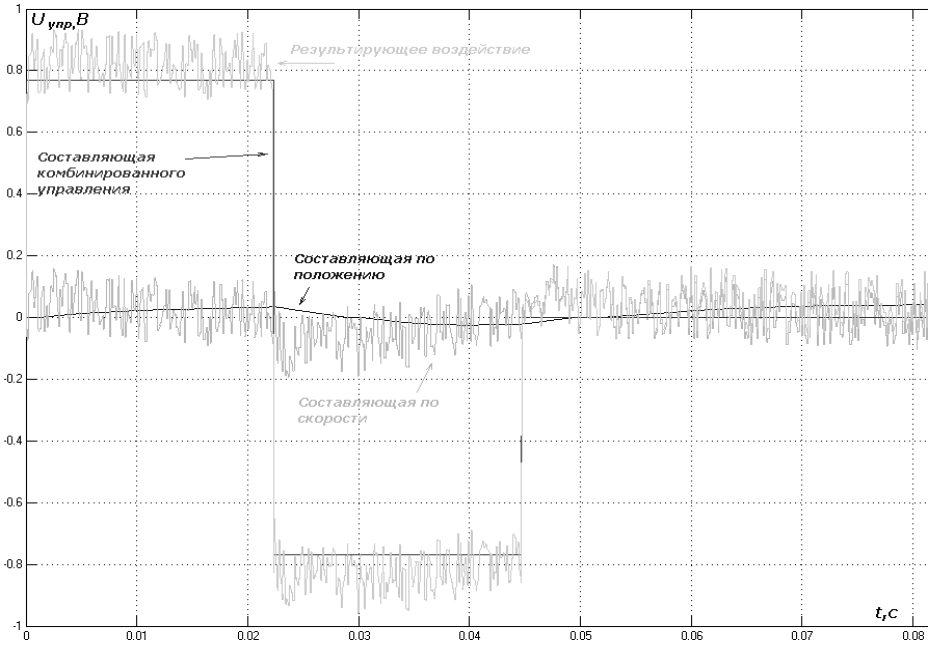


Рис. 6 Составляющие управляющего воздействия

Как видно из графиков, ввод функционального блока, учитывающего момент сопротивления, несколько видоизменяет значения составляющих управляющего воздействия, однако это изменение в незначительной мере влияет на характер перемещения, что свидетельствует о высоком качестве регулирования.

Таким образом в работе показано, что решение задач по разработке компьютерного моделирования системы управления мехатронной системы перемещений сводится к моделированию управления каждым координатным модулем движения в отдельности с последующей интеграцией в общую схему управления гибридного многокоординатного привода по условиям реализации программируемых движений в соответствии с дифференциальными системами уравнений, предложенными

в настоящей работе, которые описывают программируемые движения исполнительного элемента системы.

Литература

1. Карпович, С.Е. Системы многокоординатных перемещений на механизмах параллельной кинематики : монография / С.Е. Карпович [и др.]; под ред. д-ра техн. наук, проф. С.Е. Карповича. – Минск : Бестпринт, 2017. – 254 с.
2. Слюсар, В. Цифровые антенные решетки – будущее радиолокации // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2001. – №3. – С. 42-47.
3. Пространственно-временная обработка сигналов / И.Я. Кремер, А.И. Кремер, В.М. Петров [и др].; под ред. И.Я. Кремера. – М.: Радио и связь, 1984. – 224с.
4. Карпович, С.Е. Системы многокоординатных перемещений и исполнительные механизмы для прецизионного технологического оборудования : монография / С.Е. Карпович, И.В. Дайняк, В.В. Поляковский, В.В. Жарский ; под ред. д-ра техн. наук. проф. С.Е. Карповича. – Минск : Бестпринт, 2013. – 208 с.
5. Карпович, С.Е. Моделирование механизмов параллельной кинематики в среде MATLAB / Simulink. / С.Е. Карпович, В.В. Жарский, И.В. Дайняк, Е.А. Литвинов. – Минск : Беспринт, 2013. – 152 с.
6. Кузнецов, В.В. Имитационное моделирование динамики параллельного манипулятора на трёх планарных позиционерах / В.В. Кузнецов // Международный научно-технический журнал «Теоретическая и прикладная механика». Вып. 33. Минск, 2018. – С. 287–294.
7. Kuzniatsou, V. Computer modeling of kinematics and dynamics of parallel manipulator with six degrees of freedom / V. Kuzniatsou // Present Day Trends of Innovations 7. – Zilina, Slovakia : Printing House of Zilina University, 2017. – P. 65–73.

References

5. Karpovich, S. E. Systems of multicoordinate displacements on mechanisms of parallel kinematics: monograph / S.E. Karpovich [and oth.]; .edited by doct. techn. sciences, prof. S.E. Karpovich. – Minsk : Bestprint, 2017. – 254 p.
2. Slyusar, V. Digital antenna arrays – the future of radar // Electronics: Science, Technology, Business. – 2001. – №3. – C. 42-47.
3. Spatio-temporal signal processing / I. Ya. Kremer, A.I. Kremer, V.M. Petrov [and others]; by ed. AND I. Kremer. - M .: Radio and communication, 1984. – 224 p.
4. Karpovich, S.E. Multi-axis displacement systems and actuators for precision process equipment: monograph / S.E. Karpovich, I.V. Dainyak, V.V. Polyakovsky, V.V. Zharsky; by ed. Dr. Techn. sciences. prof. S.E. Karpovich. - Minsk: Bestprint, 2013. - 208 p.
5. Karpovich, S. E. Modeling of mechanisms of parallel kinematics in MATLAB/Simulink. / S.E. Karpovich, V.U. Jarski, I.V. Dainiak, E.A. Litvinau. – Minsk: Bestprint, 2013. – 152 p.
6. Kuznetsov, V.V. Simulation modeling of parallel manipulator dynamics on three planar positioners / V.V. Kuznetsov // International scientific and technical journal "Theoretical and applied mechanics." Issue 33. Minsk, 2018. - p. 287–294.
7. Kuzniatsou, V. Computer modeling of kinematics and dynamics of parallel manipulator with six degrees of freedom / V. Kuzniatsou // Present Day Trends of Innovations 7. – Zilina, Slovakia : Printing House of Zilina University, 2017. – P. 65–73.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КООРДИНАТ ВОЗДУШНОГО СУДНА В ПОЛУАКТИВНОЙ СИСТЕМЕ МУЛЬТИЛАТЕРАЦИИ С СИНХРОНИЗАЦИЕЙ ПРИЕМНЫХ ПОЗИЦИЙ ПО ЗАПРОСНОМУ СИГНАЛУ

В. В. Кирюшкин, Н. С. Волков, А. М. Медведев

ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, РФ

Аннотация. В работе предложена структура полуактивной системы мультилатерации с синхронизацией приемных позиций по запросному сигналу. Синтезирован и исследован алгоритм определения координат воздушного судна в предложенной системе наблюдения.

Ключевые слова: системы мультилатерации; синхронизацией приемных позиций; суммарно-дальномерные измерения; точность оценки координат.

ESTIMATION OF COORDINATES OF THE AIRCRAFT IN SEMI-ACTIVE MULTILATERATION SYSTEM WITH SYNCHRONIZATION OF RECEIVERS BY THE INTERROGATOR SIGNAL

V. V. Kiryushkin, N. S. Volkov, A. M. Medvedev

MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)

Abstract. In the present work the structure of semi-active multilateration system with synchronisation of receivers by the interrogator signal is offered. The algorithm of estimation of coordinates of the aircraft in the offered observation system is synthesised and investigated.

Keywords: multilateration systems; synchronization of receivers; total-range-measurements; coordinates estimation accuracy.

1. Введение

Мультилатерация (*MLAT*) представляет собой вид кооперативного зависимого наблюдения, при котором используются передаваемые воздушным судном (ВС) сигналы (обычно ответы или самогенерируемые сигналы (сквиттер) самолетного ответчика на частоте 1090 МГц) для вычисления местоположения ВС, оборудованного самолетным ответчиком режима S [1].

Системы *MLAT* подразделяются на пассивные и активные. Пассивные системы включают только приемники (обычно не менее четырех для решения задачи 3-*D* позиционирования ВС), обеспечивающие прием сквиттера или ответных сигналов самолетного ответчика, инициированных запросами других систем (запросчика наземного вторичного обзорного радиолокатора, бортовой системы предупреждения столкновений и др.). Активные системы помимо приемников дополнительно включают и передающие станции (запросчики), формирующие общий или избирательный запрос на частоте 1030 МГц и таким образом самостоятельно инициирующие ответные сигналы самолетных ответчиков.

Наибольшее распространение получили системы *MLAT*, принцип действия которых основан на разностно-дальномерном методе позиционирования, для чего

определяются моменты времени приема сигналов на частоте 1090 МГц на каждом отдельном приемнике и рассчитывается разница между ними [1].

Основным недостатком таких систем является необходимость синхронизации шкал времени всех приемников, поскольку их расхождение будет существенно влиять на точность формируемой оценки координат ВС.

В настоящее время для синхронизации приемников системы *MLAT* используются различные методы и системы (системы единого времени, синхронизация по сигналам ГНСС, а также синхронизация по специальному синхросигналу от наземного запросчика), обеспечивающие различную степень точности синхронизации шкал времени, а, следовательно, и различные точности оценки координат ВС. Но в любом случае, системы синхронизации – это отдельные системы, предполагающие отдельные каналы передачи синхросигнала [1].

В настоящей работе предложена структура полуактивной системы мультилатерации (по аналогии с полуактивной радиолокационной системой), не требующей отдельного канала синхронизации. В такой системе синхронизация приемных позиций осуществляется по запросному сигналу передатчика запросчика самой системы *MLAT*, а в каждой приемной позиции определяется не абсолютное время приема ответного сигнала, а измеряется задержка между запросным сигналом запросчика и ответным сигналом самолетного ответчика. В этом случае актуальной задачей становится разработка алгоритма позиционирования ВС в такой системе *MLAT*.

Таким образом, целью настоящей работы является разработка и исследование алгоритма определения координат ВС в полуактивной системе мультилатерации с синхронизацией приемных позиций по запросному сигналу.

2. Постановка задачи

Рассмотрим систему *MLAT*, состоящую из передатчика запросчика ПД с координатами (x_0, y_0, z_0) и N приемников ответного сигнала самолетного ответчика ПМ$_i$ с координатами (x_i, y_i, z_i), где i=1, 2, …, N – номер ПМ (рисунок 1), находящихся в зоне радиовидимости ПД.

Для направления избирательного запроса ВС, оснащенному самолетным ответчиком режима *S*, в системе должен быть известен *ICAO*-адрес каждого ВС, находящегося в зоне действия системы. Для получения адресов ВС запросчик ПД передает запросы общего вызова. Каждое ВС, оснащенное самолетным ответчиком режима *S*, в ответ на такой запрос направит свой индивидуальный адрес, который будет введен в файл опознанных ВС системы.

После первого обнаружения ВС его ответчик должен быть блокирован для ответов на последующие запросы общего вызова в режиме *S* других запросчиков для сведения к минимуму синхронных помех. В этом состоянии самолетный ответчик отвечает только на запросы, адресованные избирательно только этому ВС.

Для определения координат каждого ВС, находящегося в зоне действия системы *MLAT*, запросчик ПД запрашивает каждое ВС, указывая его адрес в запросном сигнале.

На этот запрос отвечает только то ВС, *ICAO*-адрес которого совпал с адресом в запросном сигнале [1].

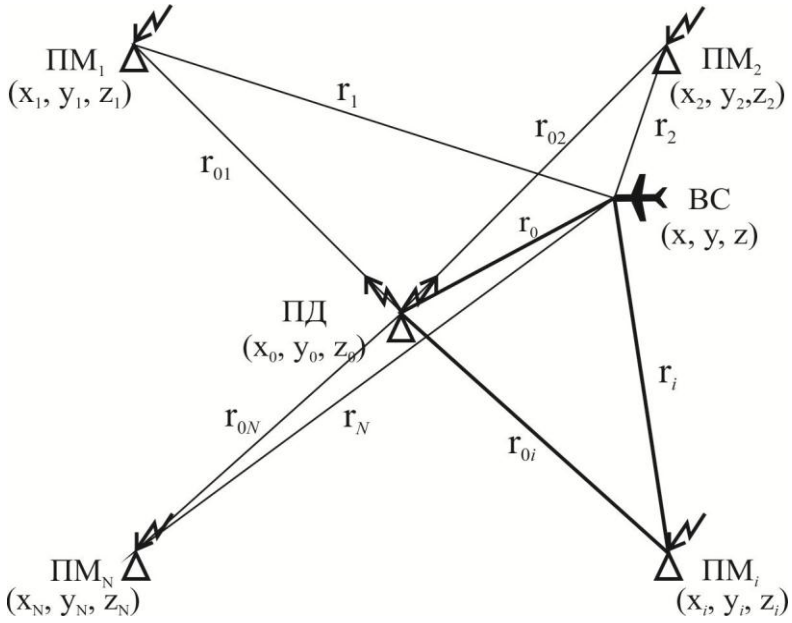


Рис. 1. Конфигурация полуактивной системы *MLAT*

Запросный сигнал ПД принимается всеми приемниками системы. В каждом приемнике $ПМ_i$ осуществляется обработка запросного сигнала и определение адреса запрашиваемого ВС, после чего запускается временной счетчик. Момент запуска временного счетчика задержан относительно момента излучения запросного сигнала на известную величину (рисунок 2)

$$t_{on,i} = \frac{r_{0i}}{c} + t_{gr1}, \qquad (1)$$

где $r_{0i} = \sqrt{(x_i - x_0)^2 + (y_i - y_0)^2 + (z_i - z_0)^2}$ - известное расстояние «ПД-$ПМ_i$», t_{gr1} - групповая задержка обработки запросного сигнала в приемнике (известна и одинакова для всех приемников).

ВС также принимает запросный сигнал, обрабатывает его в течении времени t_{gr1} и при совпадении адреса формирует ответный сигнал, в котором содержится его адрес. Ответный сигнал принимается приемниками системы *MLAT*. В приемнике $ПМ_i$ ответный сигнал обрабатывается в течении фиксированного времени t_{gr2} и при совпадении адреса в ответном сигнале с адресом, полученным ранее в запросном сигнале, временной счетчик останавливается. Момент остановки счетчика задержан относительно момента излучения запросного сигнала ПД на время

$$t_{off,i} = \frac{r_0 + r_i}{c} + t_{gr1} + t_{gr2}, \qquad (2)$$

где $r_0 = \sqrt{(x_0 - x)^2 + (y_0 - y)^2 + (z_0 - z)^2}$ - расстояние «ПД-ВС»; (x, y, z) - неизвестные координаты ВС; $r_i = \sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 + (z_i - z)^2}$ - расстояние «ПМ$_i$-ВС».

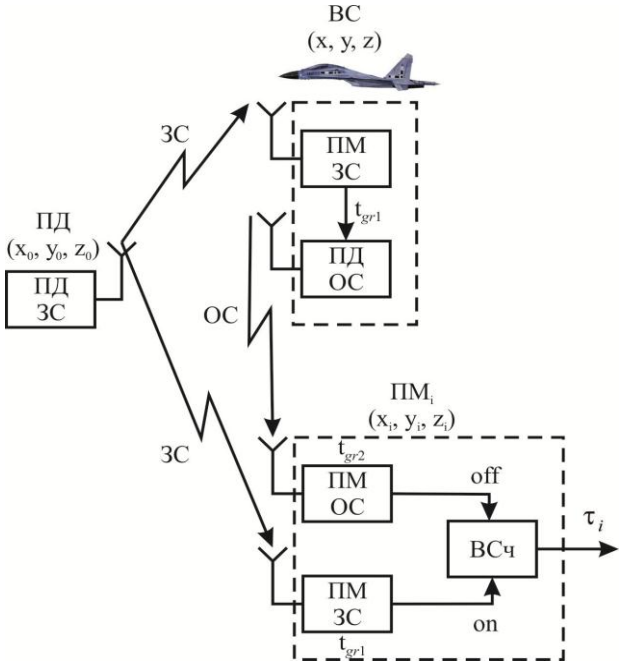


Рис. 2. Схема взаимодействия элементов системы *MLAT*

Таким образом, временной счетчик приемника ПМ$_i$ с некоторой ошибкой ε_τ вычисляет временной интервал τ_i в соответствии с выражением

$$\tau_i + \varepsilon_\tau = t_{off,i} - t_{on,i} = \frac{r_0 + r_i - r_{0i}}{c} + t_{gr2}. \qquad (3)$$

Из (3) легко выразить суммарно-дальномерные измерения

$$r_0 + r_i = (\tau_i - t_{gr2})c + r_{0i} + \varepsilon_r, \qquad (4)$$

где $\varepsilon_r = c\varepsilon_\tau$ - соответствующая ошибка суммарно-дальномерных измерений.

Таким образом, полученное уравнение не содержит члена, обусловленного расхождением шкал времени ПД и ПМ$_i$. В этом уравнении связь между ПД и ПМ$_i$ содержится в известном расстоянии r_{0i}.

Для всей системы *MLAT* получаем систему из *N* уравнений суммарно-дальномерных измерений, решая которую необходимо получить оценку $(\hat{x}, \hat{y}, \hat{z})$ координат ВС и определить точность получаемой оценки.

3. Разработка алгоритма определения координат

Для удобства дальнейших записей обозначим правую часть уравнения (4) через r_i^S (скорректированные измерения *i*-го приемника) и запишем его в следующем виде [2]

$$r_0 + r_i = r_i^s + \varepsilon_r. \qquad (5)$$

Запишем полученную систему нелинейных уравнений (5) в обобщенном виде

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}(\mathbf{q}, \mathbf{q}_{\text{ПД}}, \mathbf{Q}_{\text{ПМ}}), \tag{6}$$

где $\mathbf{R}$ – N-мерный вектор суммарных измерений приемников, $\mathbf{q} = \begin{bmatrix} x & y & z \end{bmatrix}^T$ – вектор истинных координат ВС, $\mathbf{q}_{\text{ПД}} = \begin{bmatrix} x_0 & y_0 & z_0 \end{bmatrix}^T$ – вектор координат передатчика ПД; $\mathbf{Q}_{\text{ПМ}}$ – матрица координат приемников ПМ.

Теоретической основой разрабатываемого алгоритма является решение итерационным методом наименьших квадратов [2, 3] системы нелинейных уравнений (6)

$$\hat{\mathbf{q}}_k = \hat{\mathbf{q}}_{k-1} + \left(\mathbf{C}_{k-1}^T \mathbf{P} \mathbf{C}_{k-1}\right)^{-1} \mathbf{C}_{k-1}^T \mathbf{P} \delta \mathbf{R}_{k-1}. \tag{7}$$

В (7) матрица $\mathbf{P}$ представляет собой матрицу, обратную корреляционной матрице погрешностей измерений дальностей, а элементы вектора невязок $\delta \mathbf{R}_{k-1}$ вычисляются по формулам [2, 3]

$$\delta\left(r_{i,k-1}^S\right) = r_i^S - \hat{r}_{i,k-1} - \hat{r}_{0,k-1}, \tag{8}$$

$$\hat{r}_{i,k-1} = \left[\left(x_i - \hat{x}_{k-1}\right)^2 + \left(y_i - \hat{y}_{k-1}\right)^2 + \left(z_i - \hat{z}_{k-1}\right)^2\right]^{1/2}, \tag{9}$$

$$\hat{r}_{0,k-1} = \left[\left(x_0 - \hat{x}_{k-1}\right)^2 + \left(y_0 - \hat{y}_{k-1}\right)^2 + \left(z_0 - \hat{z}_{k-1}\right)^2\right]^{1/2}, \tag{10}$$

где $\left(\hat{x}_{k-1}, \hat{y}_{k-1}, \hat{z}_{k-1}\right)$ - оценка вектора координат ВС на k-1 итерации.

Матрица наблюдений $\mathbf{C}_{k-1}$ для суммарно-дальномерного метода имеет размерность Nx3 и определяется по формулам [2, 3]

$$\mathbf{C}_{k-1} = \left[\mathbf{C}_{1,k-1} \ldots \mathbf{C}_{i,k-1} \ldots \mathbf{C}_{N,k-1}\right]^T \tag{11}$$

$$\mathbf{C}_{i,k-1} = \left[\left(\cos\alpha_i + \cos\alpha_0\right) \quad \left(\cos\beta_i + \cos\beta_0\right) \quad \left(\cos\gamma_i + \cos\gamma_0\right)\right] \tag{12}$$

$$\cos\alpha_0 = \frac{x_0 - \hat{x}_{k-1}}{\hat{r}_{0,k-1}},\ \cos\beta_0 = \frac{y_0 - \hat{y}_{k-1}}{\hat{r}_{0,k-1}},\ \cos\gamma_0 = \frac{z_0 - \hat{z}_{k-1}}{\hat{r}_{0,k-1}}, \tag{13}$$

$$\cos\alpha_i = \frac{x_i - \hat{x}_{k-1}}{\hat{r}_{i,k-1}},\ \cos\beta_i = \frac{y_i - \hat{y}_{k-1}}{\hat{r}_{i,k-1}},\ \cos\gamma_i = \frac{z_i - \hat{z}_{k-1}}{\hat{r}_{i,k-1}}. \tag{14}$$

Точность оценки вектора $\hat{\mathbf{q}}$ координат ВС определяется корреляционной матрицей погрешностей [3]

$$\mathbf{K}_q = \left(\left(\mathbf{C}_{k-1}\right)^T \mathbf{P}\ \mathbf{C}_{k-1}\right)^{-1}. \tag{15}$$

4. Методика и результаты исследования

Исследование точности оценки координат ВС в предложенной системе *MLAT* было проведено методом имитационного моделирования.

Для этого введена локальная система координат O*XYZ*, начало которой совпадает с точкой установки наземного передатчика ПД.

Вокруг передатчика равномерно размещены четыре приемника ПМ в точках с координатами (в километрах): $ПМ_1$ (-20;20;0), $ПМ_2$ (20;20;0), $ПМ_3$ (20;-20;0), $ПМ_4$ (-20;-20;0).

Местоположение ВС было задано точкой на фиксированной высоте 1000 м, координаты *x* и *y* которой последовательно изменялись с шагом 200 м в пределах воздушного пространства, ограниченного по координатам *x*=±20 км и *y*=±20 км.

В каждой точке расположения ВС с использованием описанного выше позиционного алгоритма решалась задача определения его координат. При реализации метода наименьших квадратов использовалось *k*=10 итераций обработки. Среднеквадратическое отклонение (СКО) случайной погрешности измерения дальности было выбрано равным $\sigma_\varepsilon = 10$ м.

В качестве показателя точности решения задачи определения координат выбраны значения СКО ошибки полученной оценки местоположения ВС по соответствующей координате σ_x, σ_y, σ_h, где σ_x^2, σ_y^2, σ_h^2 – диагональные элементы формируемой ковариационной матрицы $\mathbf{K}_q$ погрешностей.

Результаты исследования точности оценки координат ВС в предложенной системе *MLAT* показаны на рисунках 3–5.

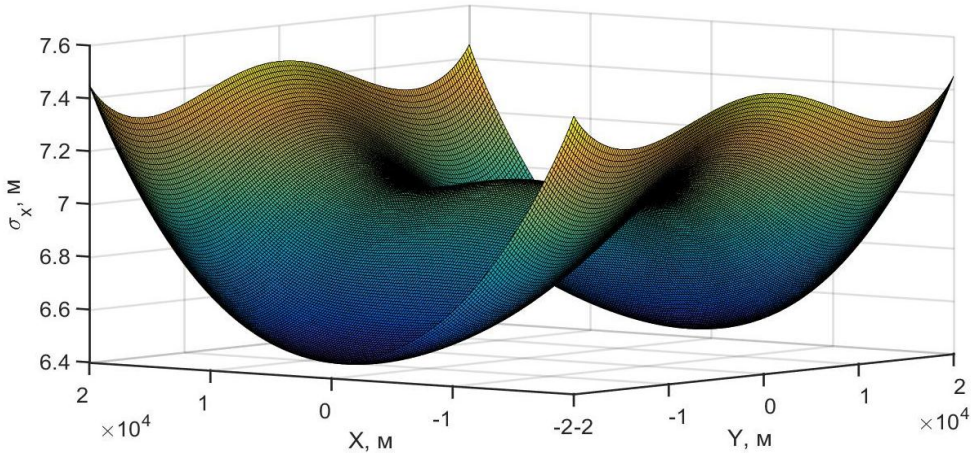


Рис. 3. СКО ошибки оценки местоположения ВС по координате *x*

На рисунке 3 показан график зависимости СКО ошибки полученной оценки местоположения ВС по координате *x* от координат *x* и *y* ВС. Видно, что график $\sigma_x(x, y)$ представляет собой поверхность второго порядка, близкую к гиперболическому параболоиду. Наименьшие значения погрешности наблюдаются вдоль оси *y*, т.е. когда *x*=0. При этом чем больше значение $|y|$, тем меньше σ_x. Наибольшие значения погрешности наблюдаются вдоль оси *x*, т.е. когда *y* =0. При этом чем больше значение $|x|$, тем больше σ_x.

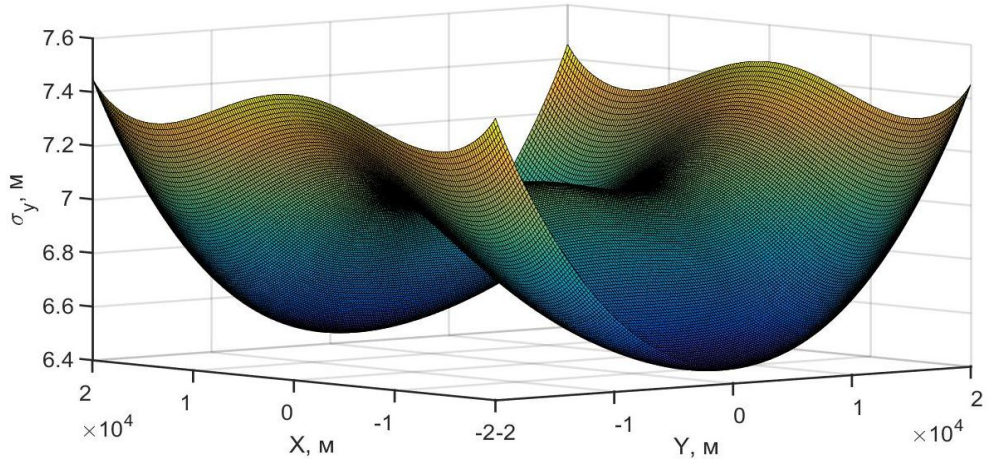


Рис. 4. СКО ошибки оценки местоположения ВС по координате *y*

На рисунке 4 показана зависимость $\sigma_y(x, y)$. Видно, что ее график тоже похож на гиперболический параболоид. Однако, в этом случае его ориентация такова, что наименьшие значения погрешности наблюдаются вдоль оси *x* (чем больше значение $|x|$, тем меньше σ_y), а наибольшие значения погрешности наблюдаются вдоль оси *y* (чем больше значение $|y|$, тем больше σ_y).

При этом сами значения СКО ошибок полученных оценок плановых координат ВС составляют 6–7 м, что примерно в 2–3 раза меньше соответствующих значений существующих разностно-дальномерных систем *MLAT* [1].

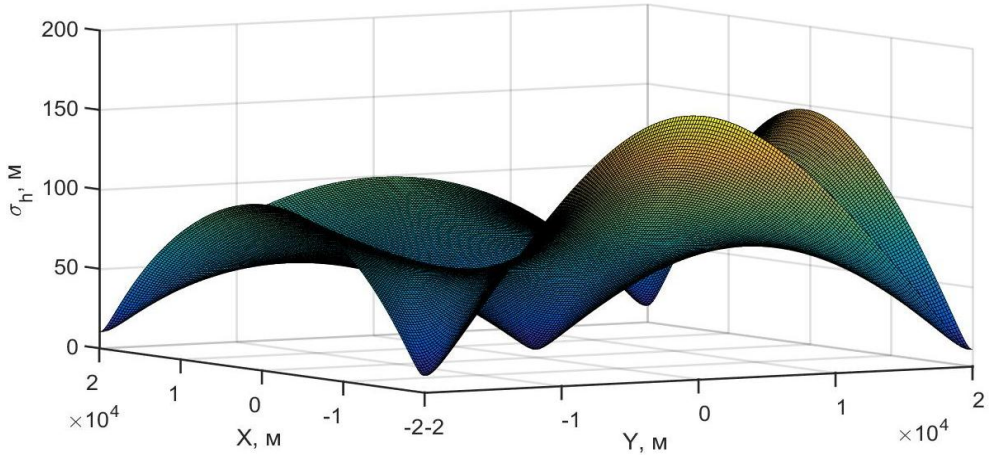


Рис. 5. СКО ошибки оценки местоположения ВС по высоте

Точность оценки высоты ВС в предложенной системе *MLAT* оказалась в 10–15 раз хуже, чем точность оценки плановых координат и составила значение 50–150 м (рисунок 5), что примерно в 2 раза хуже, чем точность оценки высоты существующих разностно-дальномерных систем *MLAT* [1]. При этом наименьшие значения СКО

погрешности оценки высоты ВС $\sigma_h(x, y)$ наблюдается в точках установки ПМ и ПД системы.

Полученные результаты точности оценки координат ВС могут быть объяснены конфигурацией предложенной системы *MLAT*, т.е. наблюдаемостью ВС в этой системе в горизонтальной плоскости и по высоте. Индикатором наблюдаемости в многопозиционной системе наблюдения является геометрический фактор – коэффициент, связывающий между собой СКО оценки дальномерных измерений и СКО оценки соответствующих координат (*DOP – delusion of precision* – ухудшение точности) [3, 4].

На рисунках 6 и 7 приведены поверхности значений соответственно горизонтального геометрического фактора *HDOP*, где $HDOP = \sigma_\varepsilon^{-1}\sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2}$, и вертикального геометрического фактора *VDOP*, где $VDOP = \sigma_\varepsilon^{-1}\sigma_z$ [3, 4].

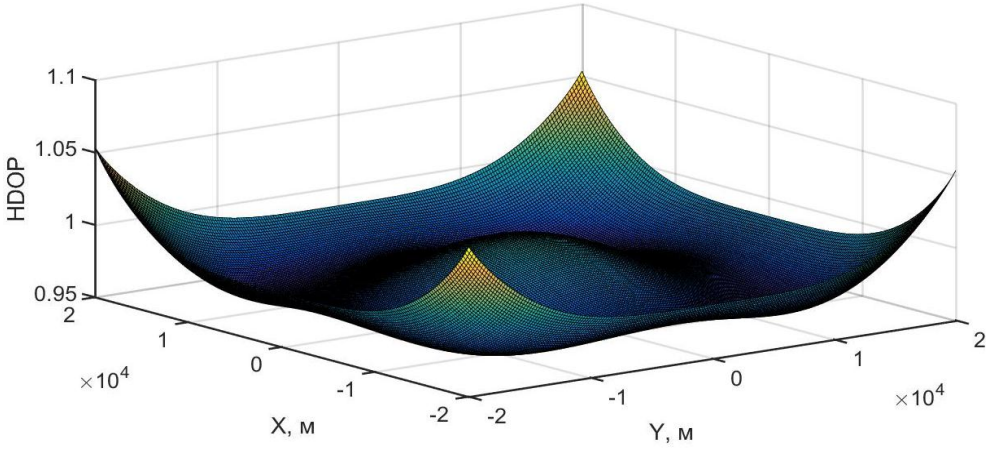


Рис. 6. Поверхность значений горизонтального геометрического фактора *HDOP*

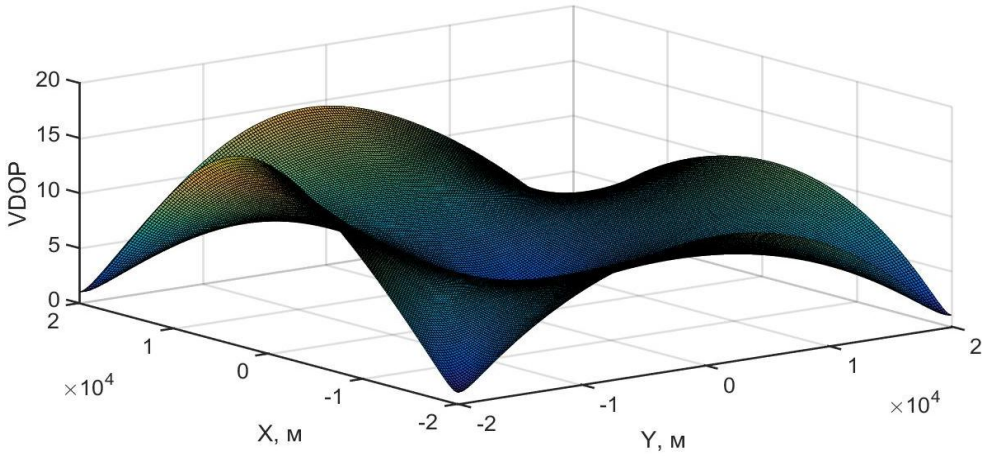


Рис. 7. Поверхность значений вертикального геометрического фактора *VDOP*

Видно, что для предложенной системы *MLAT* практически во всем исследуемом воздушном пространстве величина *HDOP* составляет значения меньше 1, что приводит к некоторому улучшению точности оценки плановых координат по отношении к точности дальномерных измерений (см. рисунки 3 и 4). Для существующих разностно-дальномерных систем *MLAT* значение *HDOP* лежит в пределах 2–8 [1], соответственно и ошибка определения плановых координат ВС для таких систем в несколько раз больше, чем для предложенной системы *MLAT*.

Большие значения *VDOP* (от 5 до 15) во всем исследуемом воздушном пространстве (рисунок 7) объясняют ухудшение точности оценки высоты ВС в предложенной системе по отношению к существующим разностно-дальномерным систем *MLAT*, для которых соответствующее значение *VDOP* лежит в пределах 2–8 [1].

5. Заключение

Таким образом, в настоящей работе предложена структура полуактивной системы *MLAT*, не требующей отдельного канала синхронизации. Синхронизация приемных позиций осуществляется по запросному сигналу передатчика запросчика самой системы. Особенности обработки сигналов в этой системе позволяет реализовать суммарно-дальномерный алгоритм позиционирования ВС, который обеспечивает повышение точности определения плановых координат ВС в 2-3 раза в сравнении с существующими разностно-дальномерными системами. Однако при этом точность определения высоты ВС ухудшается до 50-150 м, что объясняется особенностями геометрии предложенной суммарно-дальномерной системы *MLAT*.

Литература

1. Руководство по авиационному наблюдению. Doc 9924. AN/474. Монреаль: ИКАО, 2012. - 336 с.
2. Кирюшкин В.В., Супрунов А.В., Волков Н.С. Использование навигационных позиционных методов определения координат в задаче наблюдения воздушных целей. // Радиолокация, навигация и связь: Сборник трудов XXIV Международной научно-технической конференции (17-19 апреля 2018 г). Воронеж: ООО «Велборн», 2018, Т. 3, - С. 163-174.
3. Шабшеевич В.С., Дмитриев П.П., Иванцевич Н.В. и др. Сетевые спутниковые радионавигационные системы / Под ред. П.П. Дмитриева и В.С. Шабшеевича. М.: Радио и связь, 1982. - 272 с.
4. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. Изд. 4-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010. - 800 с.

References

1. Manual of aviation Surveillance. Doc 9924. AN/474. Montreal: ICAO, 2012. - 336 p.
2. Kiryushkin V.V., Volkov N.S., Suprunov A.V. Use of navigating position methods of definition of coordinates in the problem of observation of air targets. // Radiolocation, navigation and communication: the Collection of works of XXIV International scientific and technical conference. Voronezh: Velborn, 2018, V. 3, - P.163-174.
3. Shabsheevich V. S., Dmitriev P. P., Ivantsevich N. V. Etc. Network satellite radio navigating systems / Under the editorship of Dmitriev P. P. and Shabsheevich V. S. M.: Radio and communication, 1982. - 272 p.
4. GLONASS. Creation and functioning principles / Under the editorship of Perov A.I. and Kharisov V.N. M.: Radiotekhnika, 2010. - 800 p.

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ СОВМЕСТНОЙ РАБОТЫ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ МОРСКОГО БАЗИРОВАНИЯ ЗА СЧЁТ КОМПЛЕКСНОЙ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

А.Ю. Былдин, В.Н. Жураковский[1]

[1]НИИСМ МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, Россия

Аннотация. Данная работа посвящена особенностям корабельных радиолокационных комплексов и обработки информации в них. Рассмотрено комплексирование информации от нескольких станций на различных этапах обработки. Отдельно рассмотрены ситуации возникновения грубых ошибок сопровождения в радиолокационных системах различного назначения и способы устранения этих ошибок путём объединения информации от нескольких систем. Проведено моделирование работы комплекса из двух систем, ситуации возникновения ошибки в одной из них и устранения этой ошибки с помощью модуля объединения информации. Приведены рекомендации по применению полученных результатов на практике.

Ключевые слова: радиолокационная система, сопровождение целей, система морского базирования, объединение информации.

IMPROVING THE EFFICIENCY OF JOINT WORK OF SEA-BASED RADAR STATIONS BY COMPLEX INFORMATION PROCESSING

A.U. Byldin[1], V.N. Zhurakovsky[1]

[1]NIISM BMSTU, Moscow, Russia

Abstract. This paper is about fusion of information from several radar stations in modern radar complexes. The purpose of fusion is to increase the accuracy of a complex and to eliminate serious tracking errors. The information processing stages which are traditionally used in single-position stations are described. Several groups of the fusion methods based on different stages of processing information are considered. Some situations with rough tracking error are considered.

Keywords: radar station, complex information processing, sea-based station.

1. Введение

В современной радиолокации развитие линий связи и вычислительных средств позволяет переходить от использования одиночных РЛС (радиолокационных станций) к использованию комплексов из нескольких станций. Преимуществами такого подхода являются возможность создания зоны действия требуемой величины, увеличение пропускной и разрешающей способности, и улучшение защиты от помех. Также он позволяет избегать серьёзных ошибок сопровождения в отдельных станциях за счёт совместной обработки информации от них [1], [2]. Такой переход стал возможен благодаря развитию линий связи и вычислительных средств [3].

В одиночных РЛС традиционно выделяют три этапа обработки: цифровая обработка сигналов (делается обнаружение полезного сигнала, формируются единичные замеры), координатная обработка (путём пространственного и/или временного усреднения формируются координатные отметки), траекторная обработка (захват, фильтрация параметров, оценка скорости, результатом являются траектории).

В комплексе из нескольких РЛС могут использоваться различные способы совместной обработки информации. Отдельное внимание стоит уделять ситуациям возникновения грубых ошибок сопровождения в одной из станций.

2. Комплексная обработка на отдельных этапах

а. Комплексная обработка траекторий

Простейший способ объединения траекторий – отбор для каждой цели и в каждый момент времени, траектории, построенной в какой-либо одной позиции комплекса РЛС. Этот метод называют методом отбора траекторий. При таком подходе модуль объединения выбирает для каждой цели и каждого интервала времени траекторию, построенную какой-либо РЛС, которую и принимает в качестве истинной траектории.

Более высокое качество сопровождения можно получить с использованием весового объединения траекторий. При таком подходе каждая РЛС строит траектории самостоятельно, результирующая траектория формируется из отдельных посредством весового суммирования.

б. Комплексная обработка единичных замеров

Задачу объединения единичных замеров в результирующий вектор обычно решают методом максимума правдоподобия, если оценки «первичных координат» — гауссовские величины, или методом наименьших квадратов, если распределение вероятностей оценок негауссовское или неизвестно.

Ошибки местоопределения позиций в комплексе РЛС снижают точность результирующего единичного замера. Поэтому в комплексе РЛС с неподвижными позициями необходима тщательная «привязка» позиций, например, геодезическими методами. В результате формирования единичного замера появляется возможность принять комплекс РЛС в качестве однопозиционной РЛС. В таком случае целесообразно применять простейшие фильтры Калмана и их модификации [3].

б. Комплексная обработка координатных отметок

В радиолокационных комплексах при отождествлении поступающих КО с сопровождаемыми целями к одной цели может подходить несколько КО от разных РЛС. Возможны два варианта объединения КО. Первый вариант объединения подразумевает построения объединенной отметки из всех КО, отнесенных к одной цели, а затем вторичную обработку аналогичную обработке в однопозиционных комплексах [4, 5]. Преимуществом такого варианта объединения является то, что он позволяет корректировать грубые ошибки измерения координат до этапа вторичной обработки, а это позволяет использовать во вторичной обработке более «строгие» фильтры.

Второй вариант подразумевает использование вероятностного многогипотезного алгоритма, учитывающего во вторичной обработке для каждой цели одновременно несколько отождествленных с ней КО. В вероятностном многогипотезном алгоритме формирование оценки следует из максимума апостериорного распределения $P(x / Z)$,

реализуется итеративный алгоритм максимизации ожидания. Главной его особенностью является неограниченность количества отметок, порожденных целью.

в. Комплексная обработка на нескольких этапах

Для повышения точности объединенных данных можно вводить комплексирование параллельно на нескольких этапах. К примеру, для уточнения параметров результирующей траектории R_i целесообразно обратиться к сформированной ранее траектории на основе единичных замеров. Это позволяет корректировать параметры цели и эффективно вести сопровождение. С другой стороны, резко возрастают вычислительные затраты, тем самым повышая требования к комплексу РЛС. Общая схема для таких методов приведена на рисунке 1.

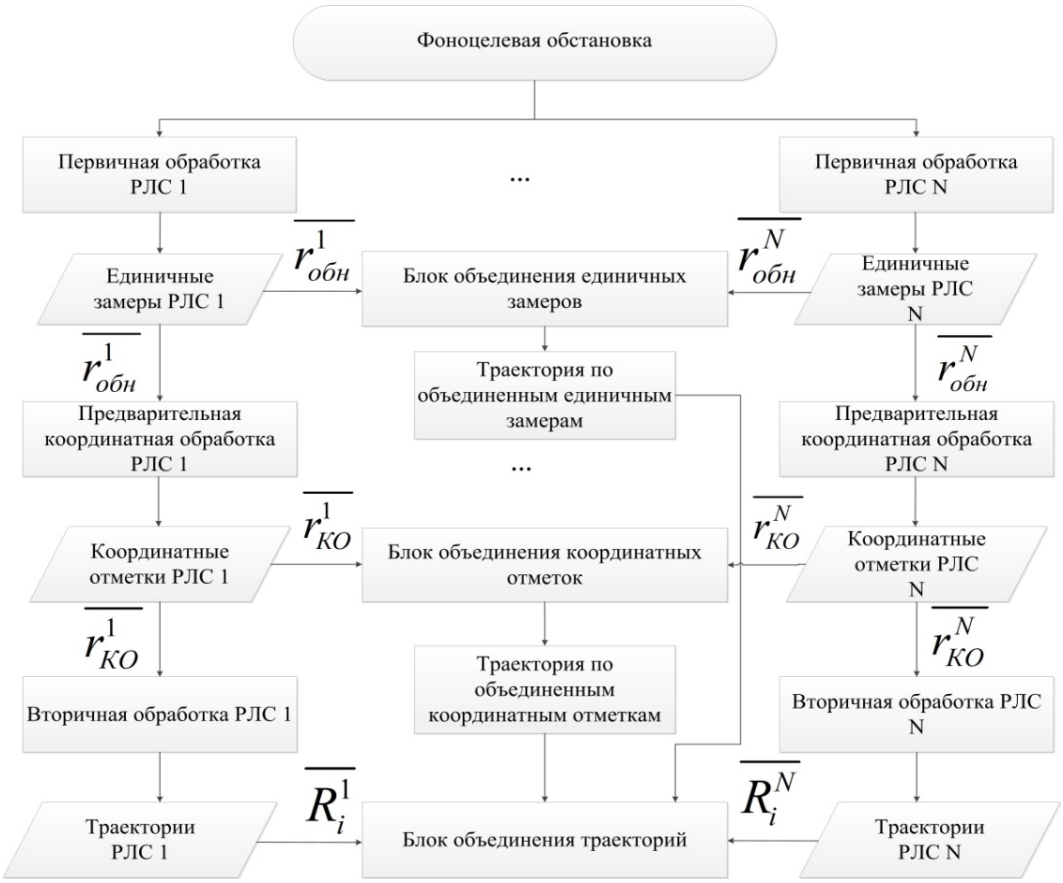


Рис. 1. Комплексная обработка на нескольких этапах

Также в ряде случаев можно добиться лучших результатов введением обратной связи. Переинициализация параметров цели в схемах с обратной связью может происходить вне блоков объединения, к примеру, в фильтрах блока вторичной обработки информации. Подобные схемы обработки часто используют в однопозиционных РЛС, но их целесообразно применить и для комплекса РЛС.

3. Возникновение грубых ошибок сопровождения

Наибольшую важность объединение информации имеет в ситуациях возникновения грубых ошибок в одной из систем комплекса. Это может быть вызвано, в первую очередь, обнаружением сигнала в боковом лепестке диаграммы направленности антенной решетки.

В большинстве современных радиолокационных систем, в том числе морского базирования, реализуются алгоритмы подавления обнаружений в боковых лепестках, основанные на введении дополнительной компенсационной антенны или диаграммы, которая шире основной и позволяет путём сравнения мощностей сигналов с ней определить, в каком лепестке основной диаграммы принят сигнал. Однако, такая обработка не всегда даёт положительные результаты. Особенно это проявляется при слабых мощностях принятых сигналов.

Распространённый пример – система наведения захватывает цель боковым лепестком из-за плохой точности целеуказания в неустановившемся режиме. Также система с узкой диаграммой направленности может сбиться на сопровождение боковым лепестком в результате сопровождения двух близко проходящих целей, например, при сопровождении самолёта, пролетающего низко над кораблём. В ещё большей степени подобные проблемы наблюдаются при сопровождении целей вблизи морской или земной поверхности.

Повысить эффективность работы системы наведения можно за счёт использования данных от системы с более широкой диаграммой направленности в качестве данных компенсационного канала. При объединении информации, например,

4. Моделирование сопровождения цели боковым лепестком

Для отработки алгоритмов была разработана математическая модель радиолокационного комплекса морского базирования, в котором есть обзорная станция и РЛС наведения. Модель включает в себя целевую и помеховую обстановку, имитатор корабля, а также антенны, привода, приемо-передающие тракты и все этапы обработки для каждой РЛС.

На рисунке 1 показаны результаты моделирования ситуации, в которой при стабильном сопровождении обеими РЛС одна из них сопровождает цель боковым лепестком. Для моделирования цель преднамеренно захвачена боковым лепестком РЛС. В модуле объединения информации есть блок, выявляющий такую стабильную ошибку, после накопления статистики и превышения определенного порога выдаётся команда на перезахват цели. Неправильно сопровождающая РЛС перестаёт выдавать данные, происходит переинициализация параметров и перезахват цели.

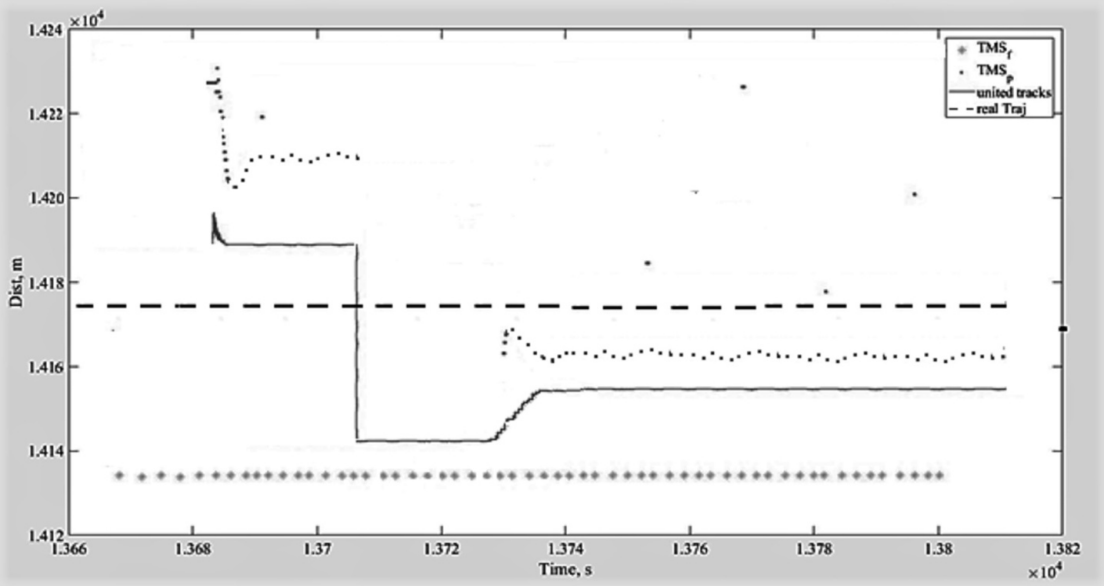


Рис. 2. Результаты моделирования сопровождения

5. Заключение

В работе рассмотрены различные методы комплексной обработки информации от нескольких корабельных радиолокационных систем. Наиболее подходящим методом для комплекса, состоящего из двух станций разного назначения, разных длин волн и разрешающих способностей является комплексирование траекторий. Также возможна комплексная обработка информации на нескольких этапах одновременно. На практике введение комплексной обработки траекторий и схемы выявления и устранения грубых ошибок сопровождения, таких как захват цели боковым лепестком диаграммы, позволяет добиться существенного повышения вероятности правильного обнаружения и сопровождения, тогда как без объединения информации были бы пропуски цели.

Литература

1. Черняк, В.С. Многопозиционные радиолокационные системы на основе MIMO РЛС / В.С. Черняк // Успехи современной радиоэлектроники 2012. – №8. – С. 29 – 45.
2. Хомяков, А.В. Алгоритмы совместной траекторной обработки в многопозиционном радиолокационном комплексе / А.В. Хомяков, В.И. Филипченков, Ю.И. Мамон // Известия ТулГУ. Технические науки. – 2016. – Вып. 2. – С. 305 - 314.
3. Кондрашов К. С., Жураковский В. Н., Силин С. И. Принципы проектирования встраиваемых систем на основе программных средств // Инженерный вестник. МГТУ им. Н.Э. Баумана. Электронный журнал. 2014. №11.

References

1. Chernyak, V.S. Multiposition radar systems based on MIMO RLS / V.S. Chernyak // Successes of modern radioelectronics, 2012. – №8. – PP. 29 – 45.
2. Homyakov, A.V. Algorithms of joint trajectory processing in a multi-position radar complex / Homyakov, A.V // Izvestia TulGU. Technical sciences. – 2016. – Vol. 2. – PP. 305 – 314.
3. Kondrashov K.S., Zhurakovsky V.N., Silin S.I. Design Principles for Embedded Systems Based on Software // Engineering Messenger. BMSTU. Electronic journal. 2014. №11.

ПОСТРОЕНИЕ РАДИОИЗОБРАЖЕНИЯ МАЛОРАЗМЕРНОЙ ЦЕЛИ С ПОМОЩЬЮ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

А. М. Бобрешов[1], А. С. Жабин[1], А. В. Киселев[1,2], М. Ю. Селин[2], Г. К. Усков[1]

[1]ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет» (ФГБОУ ВО «ВГУ»), Воронеж, Россия
[2]Акционерное общество «Концерн «Созвездие» (АО "Концерн "Созвездие"), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе реализован алгоритм обработки сверхширокополосных импульсных сигналов для построения радиолокационного изображения малоразмерных целей. Проведено моделирование и исследование предложенных методов на примере беспилотного летательного аппарата.

Ключевые слова: радиолокация; сверхширокополосный сигнал.

APPLICATION OF ULTRA-WIDEBAND PULSE SIGNALS FOR SMALL-SIZED TARGET RADIO IMAGE BUILDING

A. M. Bobreshov[1], A. S. Zhabin[1], A. V. Kiselev[1,2], M. Y. Selin[2], G. K. Uskov[1]

[1]Voronezh state university (VSU), Voronezh, Russia
[2]Joint Stock Company "Concern "Sozvezdie" (JSC "Concern Sozvezdie"), Voronezh, Russia

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

Keywords: radar; ultra-wideband signal.

1. Введение

В настоящий момент малые беспилотные летательные аппараты (БПЛА) представляют серьезную угрозу для безопасности полетов. Важность угрозы растет с каждым днем в связи с увеличением числа БПЛА для предоставления услуг по доставке грузов и ведения фото и видеосъемки. Быстрый рост спроса на подобные решения вызвал интенсивное развитие технологий, связанных с миниатюризацией и удешевлением компонентов БПЛА, а также широкому распространению в свободном доступе программного обеспечения для их управления. Такая тенденция привела к значительному упрощению производства «кустарных» БПЛА, эксплуатация которых никак не регламентируется, гражданского, военного, а также террористического назначения [1]. Организации, обеспечивающие общественную безопасность, всерьез обеспокоены этой угрозой и интенсивно ищут решение данной проблемы. Безопасность аэропортов входит в длинный перечень проблем, ставших актуальными с увеличением числа различных БПЛА. Наибольший интерес обнаружение и противодействие БПЛА представляют при использовании в террористических атаках, шпионаже, а также выведении из строя материальной части особо важных индустриальных объектов [2]. Радиолокационные технологии используются для обнаружения малогабаритных целей, однако серийно выпускаемые гражданские радиолокационные системы не приспособлены для обнаружения столь малогабаритных летательных аппаратов, так как малые БПЛА представляют собой малоподвижные цели с слабой радиолокационной сигнатурой [3].

2. Постановка задачи

Задачей данной работы являлось исследование алгоритма построения радиоизображения малогабаритной цели с использованием сверхкоротких импульсов. Для работы алгоритма рассчитывалась равномерная пространственная сетка, которая использовалась для вычисления яркости точек радиоизображения. Яркость точек определялась по формуле:

$$I(i,j) = \iint_{i\cdot dr, j\cdot dr}^{(i+1)\cdot dr,(j+1)\cdot dr} S_1\left(\frac{\sqrt{(x-a_1)^2+y^2}+\sqrt{x^2+y^2}}{c}\right)\cdot S_2\left(\frac{\sqrt{(x-a_2)^2+y^2}+\sqrt{x^2+y^2}}{c}\right)dxdy, \quad (1)$$

где dr — шаг сетки, a_1, a_2 — расстояния от передающей антенны до приемных, c — скорость света, x, y — координаты, соответствующие ячейке с индексами (i,j).

Входные данные для работы алгоритма были получены в результате моделирования в симуляторе электромагнитных полей, который использует для расчета метод конечных элементов (FEM – finite element method). В качестве облучаемого объекта была построена 3D модель БПЛА, представляющего собой гексакоптер. Большинство его конструктивных деталей выполнено из углеволокна, алюминия и ABS пластика. Среди них выделяются 6 металлических электродвигателей в исполнении из алюминия. Размеры цели составили 800x335x270 мм. Модель исследуемого БПЛА представлена на рисунке 1.

В качестве передатчика в модели использовался источник электромагнитной волны заданной формы с плоским фронтом. В качестве сканирующего сигнала был выбран биполярный гауссовский импульс длительностью 1 нс. Вид сгенерированного сигнала и сигнала, полученного с пробника поля, расположенного в точке расположения передающей антенны, показан на рисунке 2. Приемные антенны моделировались пробниками поля, расположенными на кратных расстояниях, симметрично относительно передающей антенны.

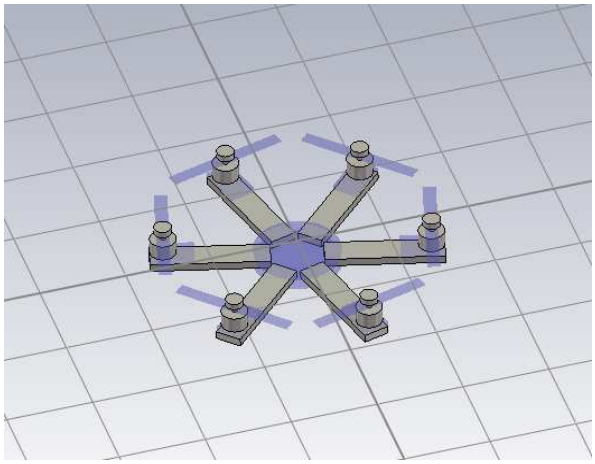


Рис. 1. Модель БПЛА

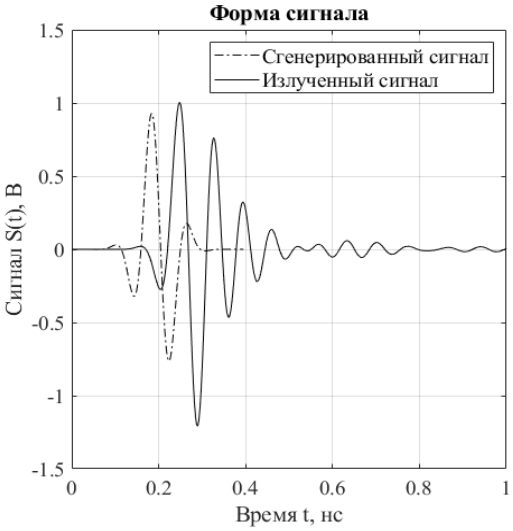


Рис. 2 Вид сгенерированного и излученного сигналов

Таким образом, импульс, излученный центральной СШП антенной, распространялся в направлении исследуемого объекта и, отражаясь от него, принимался симметрично расположенными приемными антеннами. Такое моделирование отраженного сигнала проводилось для различных углов поворота объекта, размеров счетной области, расстояния между антеннами. Стоит отметить, что в виду особенностей метода численного моделирования, свободное пространство моделируется как объем со сложным распределением диэлектрической проницаемости, что приводит к возникновению отражений от объема, имитирующего свободное пространство. Для уменьшения влияния искажений необходимо увеличивать размеры счетной области, что приведет к увеличению времени расчета модели. Следовательно, необходимо искать компромисс между скоростью расчета модели и точностью вычислений.

3. Результаты моделирования

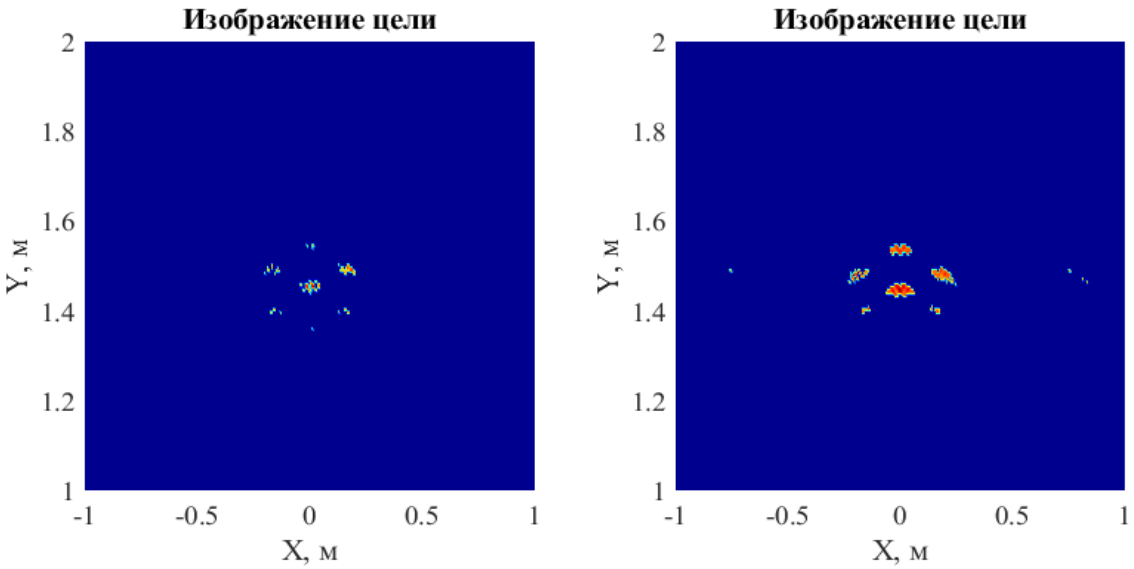
В результате моделирования были получены реализации отраженных от объекта сигналов. Полученные данные использовались для построения радиоизображения согласно формуле (1). Каждой точке радиоизображения соответствуют времена задержки прохождения импульса от передающей антенны до приемных. Далее, на каждом участке сетки производилось вычисление усредненной энергии отраженных СКИ и формировалась яркость пикселя, соответствующего конкретной ячейке. При обработке полученных сигналов были выполнены следующие операции:

- вычисление разностного сигнала между опорным и принятым;
- разбиение исследуемого пространства на равномерную сетку;
- вычисление энергии сигналов, полученных из приемных каналов, в каждой точке сетки;
- пороговая фильтрация;
- построение радиолокационного изображения на координатной плоскости;

Моделирование было произведено для различных параметров системы, а именно: расстояния между приемными антеннами, количества приемных антенн. Полученные в результате работы метода радиоизображения для разного количества приемных антенн показаны на рисунке 3. Как видно из рисунка, размеры объекта совпадают с размерами модели БПЛА. Для случая четырех антенн, яркость точек, соответствующих двигателям гексакоптера и его центральной части, выше, чем в случае двух приемных антенн.

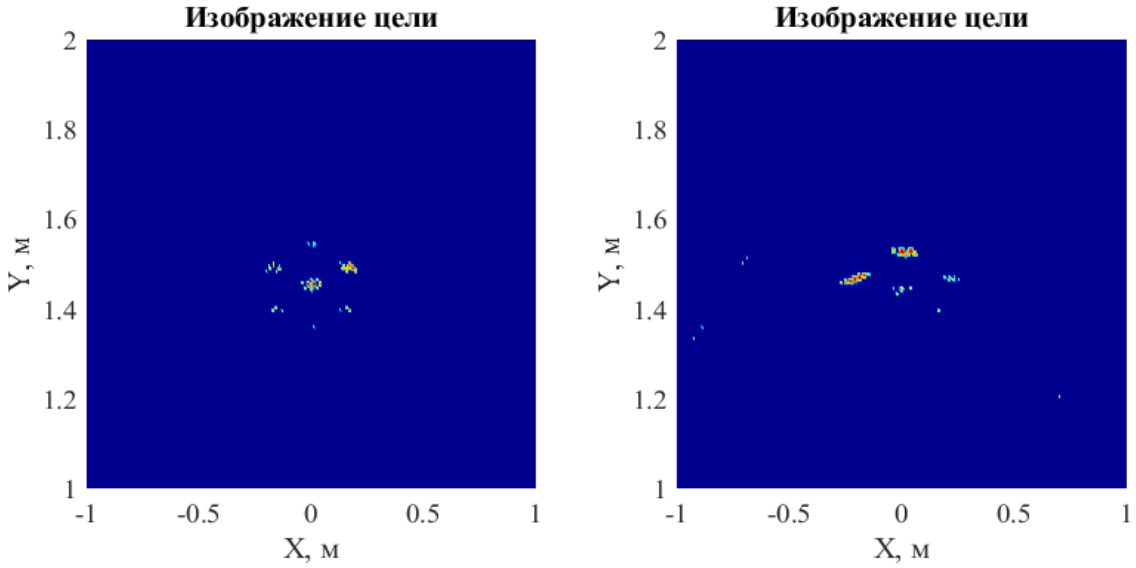
Изображения целей для разного расстояния между приемными антеннами показаны на рис. 4. Как видно из рисунка, увеличение базы между приемными антеннами улучшает качество полученного изображения. Такой эффект возникает вследствие особенностей метода синтеза изображения. Увеличение базы между антеннами приводит к увеличению разрешающей способности алгоритма.

Вследствие особенностей методов моделирования свободного пространства, на изображении могут возникнуть искажения, вызванные отражениями от границ счетной области. Пример таких искажений можно видеть на рисунке 5. Задние двигатели БПЛА сильно размыты из-за переотражений от задней границы счетной области. Устранить такие искажения можно уменьшением коэффициента отражения границы раздела сред и увеличением объема счетной области.



а) б)

Рис. 3. Изображение цели в случае а) 2х приемных антенн, б) 4х приемных антенн



а) б)

Рис. 4. Изображение цели для расстояния между антеннами, равного а) 1,8 м, б) 1,2м.

4. Заключение

В данной работе была реализована модель сверхширокополосного радиолокатора. На результирующем изображении, полученном для БПЛА, отчетливо видно присутствие шести металлических двигателей и системы электронного управления в его центре. Геометрические размеры объекта, определенные исследуемым радиолокационным методом, соответствуют заданным с погрешностью менее 5%.

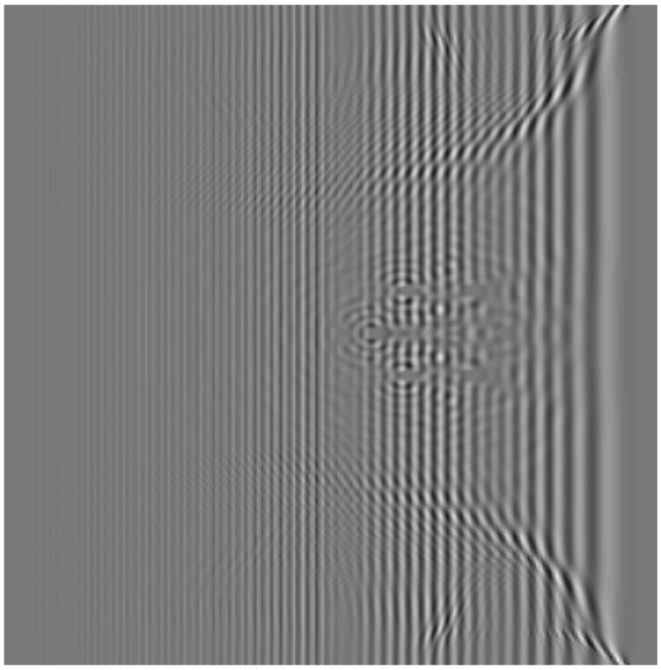


Рис. 5. Картина электромагнитного поля в исследуемом пространстве.

5. Благодарности

Работа выполнена в рамках грантов Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых - докторов наук (МД-6872.2018.9).

Литература

1. To L. Radar cross section measurements of small unmanned air vehicle systems in non-cooperative field environments. / To L., Bati A., Hilliard D. // In Proceedings of the IEEE 2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation, Mar. 2009, 3637–3641.
2. Altin N. The calculation of back scattering field of unmanned air vehicle. / Altin, N., Yazgan, E. // In Proceedings of PIERS, Beijing, China, Mar. 23-27, 2009, 1460-1463.
3. Mensa, D. L. High Resolution Radar Cross-Section Imaging (2nd ed.). Artech House, 1991.
4. Skolnik M. I. Radar Handbook. McGraw-Hill, 2008.
5. Swerling, P. Probability of detection for some additional fluctuating target cases. Aerospace Corp., Los Angeles, CA, Rep. TOR-669 (9099), Mar. 14, 1966. Reprinted in IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 33, 2 (1997), 698-709.

References

1. To L. Radar cross section measurements of small unmanned air vehicle systems in non-cooperative field environments. / To L., Bati A., Hilliard D. // In Proceedings of the IEEE 2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation, Mar. 2009, 3637–3641.
2. Altin N. The calculation of back scattering field of unmanned air vehicle. / Altin, N., Yazgan, E. // In Proceedings of PIERS, Beijing, China, Mar. 23-27, 2009, 1460-1463.
3. Mensa, D. L. High Resolution Radar Cross-Section Imaging (2nd ed.). Artech House, 1991.
4. Skolnik M. I. Radar Handbook. McGraw-Hill, 2008.
5. Swerling, P. Probability of detection for some additional fluctuating target cases. Aerospace Corp., Los Angeles, CA, Rep. TOR-669 (9099), Mar. 14, 1966. Reprinted in IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 33, 2 (1997), 698-709.

ПРИМЕНЕНИЕ СРЕДСТВ ДИНАМИЧЕСКОГО ПРОГРАММИРОВАНИЯ В ПРОЦЕССЕ НАВЕДЕНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

А.Е. Кукин [1], А. Н. Пифтанкин [1], А. С. Гуторов [1], М. Н. Суетин [1], Л. П. Вечканов [1]

[1]ФНПЦ АО «НПО «Марс», Ульяновск, Россия

Аннотация. В работе рассматриваются вопросы процесса формирования профиля полета летательного аппарата (ЛА). Расчет и выбор оптимального профиля полета ЛА являются одними из наиболее распространенных вопросов в задачах, связанных с планированием действий авиации. Профиль полета в координатах «дальность – высота» представляет собой последовательность участков, каждому из которых соответствует определенная программа изменения высоты и скорости. Построение траектории полета ЛА характеризуется работой с большим количеством нелинейно меняющихся зависимых друг от друга параметров и учетом ограничений, наложенных на полеты: разрешенные эшелоны высот полетов авиации, запретные зоны с неприемлемыми метеоусловиями, запретные зоны действия средств противовоздушной обороны противника. Эти факторы существенно затрудняют моделирование обозначенного процесса. Применение при решении данной задачи математического аппарата динамического программирования может позволить наиболее эффективным образом выбирать режимы полета ЛА и оптимизировать процесс формирования профиля полета в целом.

Ключевые слова: наведение, истребительная авиация, профиль полета, динамическое программирование.

APPROVED BY THE ORGANIZING COMMITTEE REQUIREMENTS FOR THE DESIGN OF REPORTS

A. E. Kukin[1], A. N. Piftankin[1], A. S. Gutorov[1], M. N. Suetin[1], L. P. Vechkanov[1]

[1]FRPC JSC 'RPA 'Mars', Ulyanovsk, Russia

Abstract. The article deals with the process of forming the flight profile of an aircraft. Calculation and selection of the optimal flight profile of aircraft are some of the most common issues in the tasks related to the planning of aviation operations. The flight profile in the coordinates ‘range-altitude’ is a sequence of areas each of which corresponds to a specific program for changing altitude and speed. The construction of the flight trajectory of an aircraft characterized by the work with a large number of nonlinearly varying dependent parameters and taking into account the restrictions imposed on flights: the permitted echelons of aviation flight altitudes, forbidden zones with unacceptable meteorological conditions, forbidden zones of action of enemy air defenses. These factors make it very difficult to model the specified process. The application of the mathematical apparatus of dynamic programming in solving this problem can allow the most efficient choice of flight modes of aircraft and optimize the process of forming the flight profile as a whole.

Keywords: direction, fighter aircrafts, flight profile, dynamic programming.

1. Введение

При планировании действий летательного аппарата (ЛА) и управлении им возникает задача формирования оптимального профиля полета ЛА для вывода его в заданную точку (географические координаты, высота) с заданными курсом и скоростью.

Набор высоты самолетами в реальных условиях осуществляется на номинальном режиме работы двигателей по траектории с изменяющимся углом наклона. Это связано с большими неудобствами прямолинейного набора высоты. При постоянном режиме работы двигателей от выбранной стратегии изменения угла наклона траектории зависит не только скорость полета в данный момент времени, но и характеристики всего участка набора высоты – дальность, продолжительность, расход топлива, эксплуатационные затраты. Поэтому в летной эксплуатации немаловажное значение имеет решение задач выбора оптимального режима набора высоты с точки зрения определенного критерия оптимальности (например, минимума расхода топлива или минимума времени).

Решение такого рода оптимизационных задач, особенно в условиях эксплуатационных ограничений, является достаточно сложной математической проблемой. Решать ее в летных предприятиях или даже на борту самолета пока нет возможности. Поэтому для удобства эксплуатации подбираются такие простые стратегии пилотирования на участке набора высоты, которые дают наиболее близкие к оптимальным значения критерия оптимальности для возможно более широкой области условий эксплуатации.

В настоящее время расчет и формирование профиля полета ЛА в большинстве существующих навигационных систем осуществляется посредством использования определенных стандартных программ полета, которые содержат в себе наборы последовательных этапов полета ЛА и их характеристик. Это позволяет значительно упростить процесс планирования и управления действиями авиации. Эти методы являются эффективными, но как показывает опыт, не всегда оптимальными.

Задачей рационального планирования является выбор такого способа организации процесса управления ЛА, который позволил бы обратить в максимум (минимум) заданный критерий. В качестве такого критерия, в зависимости от типа решаемой задачи, можно выбрать время, расход топлива либо вероятность выполнения поставленной задачи [1]. Задача формирования оптимального профиля может быть использована при решении следующих задач: определение возможностей и параметров перехвата, определение параметров полета ЛА при атаке надводной цели, определение параметров полета ЛА в зону дежурства. В открытом доступе число публикаций по данной теме очень ограничено [2] – [12].

В некоторых работах рассматривается задача построения вертикального профиля полета. Подходы к оптимизации профиля выражаются следующими формулами:

$$(V_{кр}t_{кр} + V_N t_N + S_D + D_p)^2 = r_0^2 + (V_Ц t_Ц)^2 - 2r_0 V_Ц t_Ц \cos\varphi_0 , \quad (1)$$

$$(V_{кр}t_{кр} + V_N t_N)^2 + 2(V_{кр}t_{кр} + V_N t_N)(S_D + D_p) + 2r_0 V_Ц t_Ц \cos\varphi_0 \to \min , \quad (2)$$

где $V_{кр}$, V_N – скорости ЛА на горизонтальных участках траектории,

$t_{кр}$, t_N – времена полета на горизонтальных участках траектории,

r_0 – дальность «истребитель – цель»,

φ_0 – угол между вектором направления «цель – истребитель»,

D_p – дальность полета ракеты.

Но при данной постановке задачи высота горизонтального полета рассматривается как заданная величина. Минимизируется время полета к цели, а переменной является величина времени нахождения ЛА на горизонтальном участке.

При данном подходе задача формализуется слабо, определяются детерминированные участки переменных значений высоты и скорости и переменными остаются участки постоянных высот и скоростей, именуемые балансными, оптимизируется фактически определенный профиль с заданными узловыми значениями высот и скоростей.

Еще одним ограничением применяемых подходов является отсутствие возможности учета ограничений, связанных с текущими метеоусловиями, рельефом местности, выделенным пространством для проведения испытаний, тактической обстановкой. Таким образом, разработка алгоритма построения оптимального профиля с учетом вышеприведенных особенностей является актуальной и полезной задачей.

2. Постановка задачи исследования

Для решения задачи построения профиля полета необходимо свести ее к задаче динамического программирования. Динамическое программирование заключается в поэтапном планирование многошагового процесса, при котором на каждом этапе оптимизируется только один шаг. Решение данной задачи всегда разворачивается от конца к началу. Раньше всего планируется последний шаг, формируются различные предположения о том, чем кончится предпоследний шаг. Оптимальное управление, выбранное при определенном условии о том, с каким результатом кончится предыдущий шаг, называется условным оптимальным управлением [13].

Общая задача динамического программирования фактически является задачей оптимизации в рекурсивной форме. Пусть дано m состояний системы H = {H1,..,Hm}, k – векторов управления U = {U1,..Uk} – это фактически перечень всех действий, с помощью которых мы можем влиять на переходы системы в состояния, и критерий W=W(U) – который зависит от этого управления. Требуется найти такое управление U* при котором критерий достигает миниума $W^* = \min_{H_1=H_н, H_k=H_{кон}, U}(W(U))$, в условиях ограничений, таких что U переводит систему из начального состояния $H_н \in H$ в конечное $H_{кон} \in H$.

Допустим, что планируется m-й шаг. Предположим, что гипотезы окончания m-1-го шага следующие: $H_{m-1}^{(1)}, H_{m-1}^{(2)}, ..., H_{m-1}^{(k)}$, под $H_{m-1}^{(i)}$ в данном случае понимается вектор i-го состояния системы на m-1-м шаге. Допустим, что для каждой гипотезы $H_{m-1}^{(1)}, H_{m-1}^{(2)}, ..., H_{m-1}^{(k)}$ найдено оптимальное управление $U_m^*(H_{m-1}^{(1)}), U_m^*(H_{m-1}^{(2)}), ..., U_m^*(H_{m-1}^{(k)})$, то есть последний шаг m спланирован для любого исхода предпоследнего шага: m-1. Далее необходимо спланировать m-1-й шаг. Снова выдвигаем ряд гипотез о том, чем

кончился m-2-й шаг: $H_{m-2}^{(1)}, H_{m-2}^{(2)}, ..., H_{m-2}^{(k)}$. Оптимальное управление выбирается так, чтобы вместе с уже выбранным оптимальным управлением на m-м шаге $U_m^*(H_{m-1})$ управление на m-1 шаге $U_{m-1}^*(H_{m-2})$ было наиболее эффективным. Дальнейшее планирование шагов осуществляется аналогичным образом, за исключением первого. Отличие заключается в том, что состояние системы на начало процесса известно.

Фактически при решении задачи строится дерево решений. Верхним узлом дерева является последний шаг – частично известное конечное состояние системы (неизвестно значение параметров состояния системы, относительно которых и проводится оптимизация). При построении каждого уровня для каждого узла дерева определяется оптимальный путь к верхнему узлу. Таким образом, при построении последнего уровня для единственного узла определяется оптимальный путь от начального к конечному состоянию.

3. Методы решения

Рассмотрим задачу набора высоты и скорости ЛА. Задача состоит в следующем: самолет, находящийся на высоте H0 и имеющий скорость V0, должен быть поднят на заданную высоту Hk и набрать скорость Vk [13]. Траекторию полета разделяем на мелкие интервалы горизонтальных и вертикальных участков полета, а затем делим общий интервал высоты на участки [H0, H1], [H1, H2], …, Hk, а интервал скорости на участки [V0, V1], [V1, V2], …, Vk. Известно количество горючего, необходимого истребителю для перехода с одной высоты H1 на другую H2 без изменения скорости, а также количество горючего для разгона со скорости V1 до V2 без изменения высоты полета. Строится матрица всевозможных состояний ЛА (рис. 1).

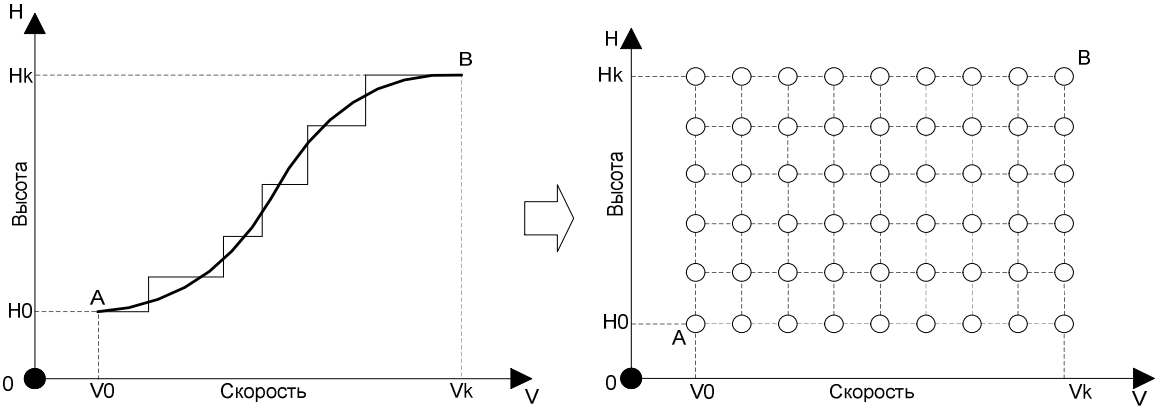


Рис. 1. Траектория движения ЛА на плоскости V0H и матрица возможных состояний системы

Затем с применением метода динамического программирования рассчитывается весь путь ЛА, переходящего из одного состояния в другое наиболее оптимальным способом. Описывается весь процесс набора высоты и скорости, и выполняется построение оптимального профиля полета ЛА, отвечающего заданному критерию.

Набор исходных параметров данного примера слишком ограничивает области его возможного использования в алгоритмах формирования профиля полета. Данный

подход не применяется в реальных системах управления ЛА. При построении профиля истребителя используется некоторое опорное решение, которое базируется на заданных программных скоростях полета. Данное опорное решение является приближенным, которое усредняет оптимальные решения по времени и топливу (рис. 2) [4].

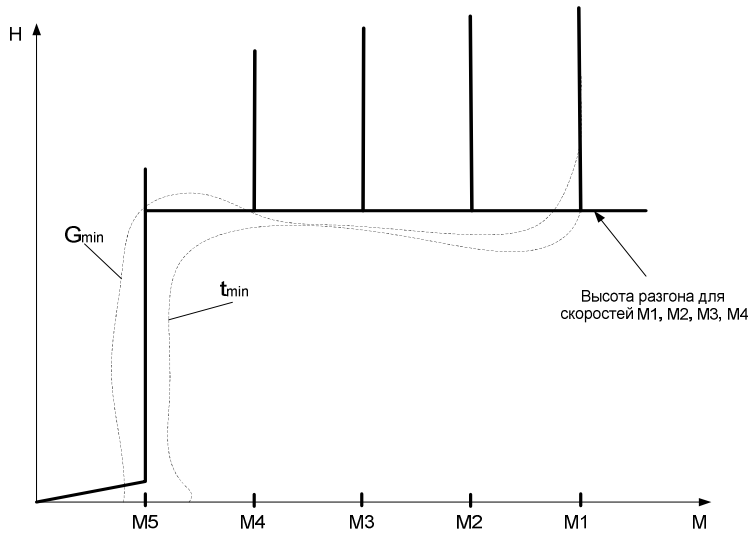


Рис. 2. Оптимальные и базовые программы набора высоты и скорости полета

Такой подход был выбран исходя из простоты реализации управления с использованием программных скоростей. Однако он (подход) не обеспечивает полного решения задачи построения профиля полета и не позволяет ответить на важный вопрос: на какую высоту необходимо подняться ЛА, чтобы через определенное расстояние наиболее выгодным образом выйти на заданную высоту. В существующих автоматизированных системах управления этот вопрос отдается на откуп оператору, который вручную устанавливает высоту полета для выполнения задачи.

Сформулируем следующую задачу: известны начальная и конечная высоты и дальность полета ЛА, необходимо определить наиболее выгодный профиль полета ЛА в заданную точку.

Для того чтобы свести данную задачу к задаче динамического программирования, следует произвести расчеты оптимизируемых параметров в узловых точках: $(H_i, S_j), i = 1,...,n; j = 1,...,m$ (рис. 3). Фактически узловые точки будут являться состояниями нашей модели. За критерий оптимизации примем количество расходуемого топлива на всем участке полета. Таким образом, для каждого участка полета за оптимизируемые параметры принимаем количество расходуемого топлива:

– при наборе высоты рассчитываем:

$$G_{ij}^{н} = f(H_i, H_{i+1}, S_j, S_{j+1}),\ i = 1...n-1,\ j = 1...m-1; \quad (3)$$

– при снижении высоты рассчитываем:

$$G_{ij}^{с} = f(H_{i+1}, H_i, S_j, S_{j+1}),\ i = 1...n-1,\ j = 1...m-1; \quad (4)$$

– при полете на заданной высоте рассчитываем:

$$G_{ij}^{з} = f(H_i, H_i, S_j, S_{j+1}),\ i = 1...n-1,\ j = 1...m-1; \quad (5)$$

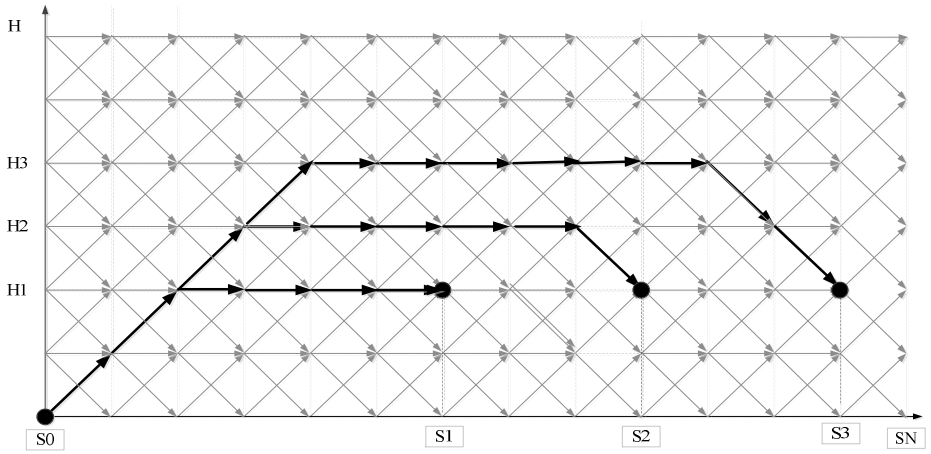


Рис. 3. Варианты построения оптимального профиля в зависимости от удаления точки на заданной высоте

На рисунке 3 стрелками показаны возможные переходы системы из одного состояния в другое. Таким образом, с помощью сетки (S_i, H_j), $i = 1,...,n; j = 1,...,k$ мы представили множество состояний модели, путем применения значений $G_{ij}^{н}$, $G_{ij}^{с}$, $G_{ij}^{з}$ получили стоимости переходов из одного состояния в другое. Задача заключается в следующем: ЛА необходимо перейти из начального состояния в конечное, используя переходы, суммарная стоимость которых будет наименьшей:

$$G = \arg\min_{a \in A} \left(Q(a, V, R, V_0, V_1) \right). \quad (6)$$

Одна из проблем формализации задачи заключается в нелинейности функции зависимости расстояния пролета от высоты набора и в зависимости данной функции от веса ЛА. С учетом данной проблемы необходимо сформировать сетку состояний и оценить переходы между этими состояниями (рис. 4).

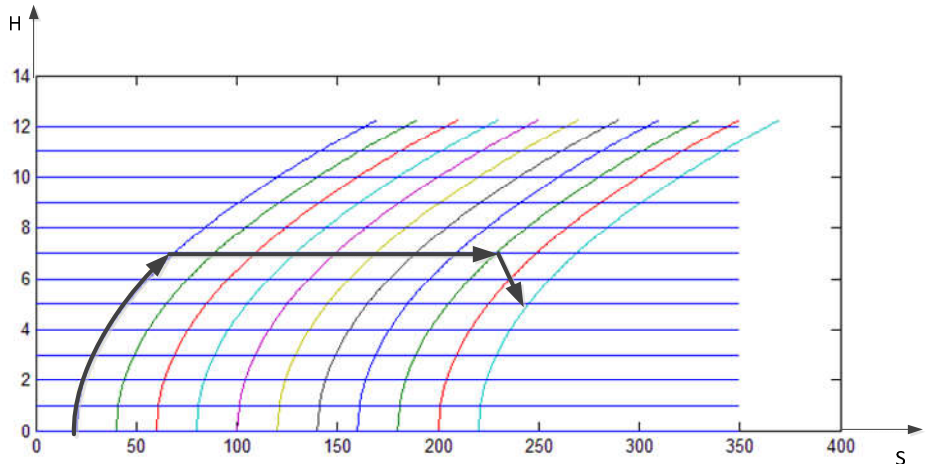


Рис. 4. Линии зависимости высоты набора от расстояния пролета и схема перехода по состояниям

Для того чтобы решить задачу оптимизации построения профиля полета ЛА, необходимо выбрать наиболее оптимальный маршрут переходов ЛА по данным состояниям. Сетка состояний будет представлять собой структурированный набор

всевозможных состояний ЛА в процессе его полета из начальной точки в конечную. Под состояниями понимается значение исследуемых параметров ЛА, таких как: пройденный путь, высота, скорость, время полета, масса имеющегося на борту топлива и т. д. Под стоимостью переходов между состояниями понимается расход каких-либо ресурсов (топлива, времени, и т. д.), необходимых для изменения состояния ЛА.

В зависимости от текущей высоты ЛА, высоты, на которой необходимо оказаться ЛА в конечной точке полета, и от расстояния до пункта назначения, возможны следующие комбинации участков профиля:

«Набор высоты» – «Горизонтальный полет».

«Набор высоты» – «Горизонтальный полет» – «Снижение».

Классическим вариантом профиля полета ЛА является второй вариант. На больших высотах, по причине малого сопротивления, возможен разгон ЛА до сверхзвуковых скоростей, что положительно сказывается на расходе топлива и продолжительности времени полета.

Вследствие нелинейности функции снижения возникают сложности с определением наиболее выгодного профиля снижения ЛА. Для устранения этой проблемы сформируем варианты снижения с различных высот без использования сетки узловых значений набора и разгона скорости, а затем из общего фазового пространства решений выберем наиболее оптимальное (рис. 5).

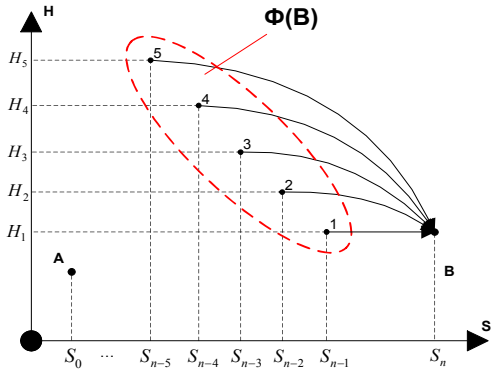


Рис. 5. Ф(B) – область возможных конечных состояний системы (фазовое пространство решений)

Таким образом, ставится задача расчета оптимальной траектории, переводящей ЛА из начальной точки **A** в одну из точек области фазового пространства **Ф(B)**.

Данный пример демонстрирует случай, при котором состояние системы описывается всего двумя параметрами: пройденным путем и высотой полета. Усложним задачу посредством добавления в систему еще одного характеризующего параметра – скорости ЛА. В этом случае состояние системы будет изображаться уже не точкой на плоскости, а в трехмерном пространстве (рис. 6).

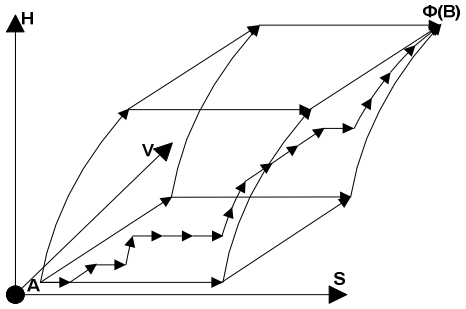


Рис. 6. Пример трехмерного фазового пространства возможных состояний системы ЛА при переходе из состояния А в состояние Ф(В)

В таком представлении движения ЛА в системе возможно последовательное перемещение вдоль трех осей: изменение скорости полета, изменение дистанции полета и изменение высоты полета. Дискретизируются перемещения ЛА вдоль осей, строится и описывается сетка всевозможных состояний при этом узлами системы будут являться значения скорости, высоты и дистанции полета в различные моменты времени. Каждый узел будет содержать информацию о критерии массе топлива, оставшегося в ЛА. Переход из одного состояния в другое осуществляется либо при наборе скорости и высоты, либо при горизонтальном полете. При переходе между узлами ЛА тратит определенное количество топлива, необходимое для изменения его состояния. Это и является стоимостью перехода.

Геометрическая интерпретация, очевидно, теряет наглядность, в результате чего визуализация и описание сетки возможных состояний системы становятся затруднительными. Поэтому в целях повышения возможности зрительного представления необходимо выравнить участки разгона и набора высоты ЛА, то есть привести сетку состояний к кубическому виду (рис. 7) путем замены переменных $\overline{S} = S - S(H,V)$, где $S(H,V)$ – путь, затраченный ЛА на участках набора и разгона. В новой системе переход между состояниями возможен в одном из трех направлений: продвижение по оси $\overline{S}$ (горизонтальный полет), продвижение по оси H (набор) и продвижение по оси V (разгон).

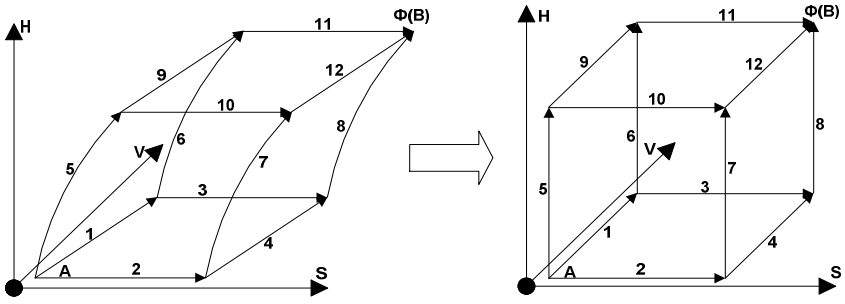


Рис. 7. Геометрическая интерпретация фазового пространства возможных состояний системы

Далее происходит дискретизация системы: весь путь $S_m - S_0$ делим на m участков, равных ΔS; высоту набора $H_n - H_0$ делим на n участков, равных ΔH;

скорость $V_k - V_0$, которую необходимо набрать, делим на k участков, равных ΔV (рис. 8).

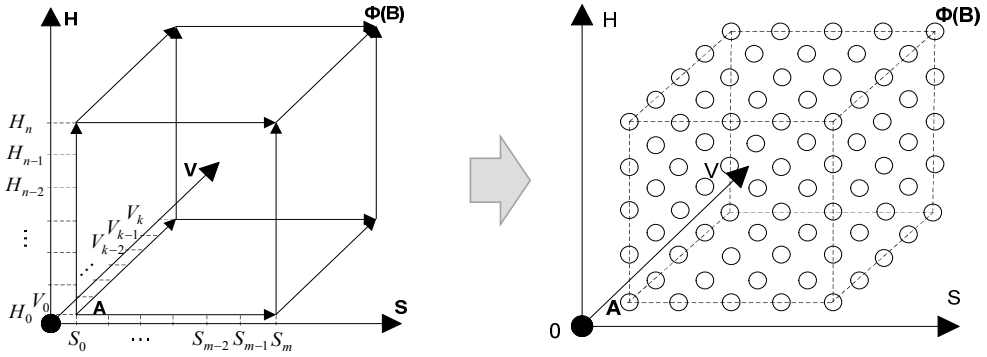


Рис. 8. Дискретизация фазового пространства возможных состояний системы

Таким образом, задача построения профиля сводится к задаче динамического программирования, и остается реализовать алгоритм динамического программирования [13] и оценить результат.

4. Реализация

Для решения задачи динамического программирования необходимо определить переменные состояния представляемой модели. Для этого формируется кубическая матрица состояний системы – массив fuelMass размером [m] x [n] x [k], значениями которой будут являться объемы остатков топлива на борту ЛА в данных узлах. Для того чтобы заполнить значениями все узлы матрицы, необходимо последовательно двигаться из конечного состояния системы B в начальное A, и для каждого узла fuelMass[m][n][k] сначала рассчитать стоимость перехода в него от одного из предшествующих ему трех узлов: fuelMass[m+1][n][k], fuelMass[m][n+1][k] или fuelMass[m][n][k+1], а затем выбрать наиболее выгодный переход, исходя из объемов затраченного топлива, и записать новое значение остатка топлива в текущий узел. Стоимость переходов, в зависимости от направления передвижения по системе, будет записываться в следующие трехмерные массивы: costMassS – при изменении пройденного пути размером [m-1] x [n] x [k], costMassH – при изменении высоты размером [m] x [n-1] x [k] и costMassV – при изменении скорости, размером [m] x [n] x [k–1] соответственно. Конечное состояние системы, в том числе и данные об остатке топлива, необходимого для успешного выполнения миссии и безопасного возврата на место базирования, известно. Для того чтобы рассчитать стоимость перехода системы ЛА из одного состояния (узла) в другое, требуется произвести расчет либо участка горизонтального прямолинейного полета ЛА, либо участка набора высоты, либо участка разгона ЛА, пользуясь информацией, содержащей характеристики полета выбранного типа ЛА. Для проведения расчетов были выбраны: тип летательного аппарата МиГ-29 и соответствующая литература, в которой в виде номограмм описаны характеристики различных этапов полета ЛА. Была проведена работа по оцифровке данных номограмм

и созданию базы данных и библиотеки инженерно-штурманского расчета, которая и была использована в процессе разработки алгоритма расчета оптимальной траектории полета ЛА со средством аппарата динамического программирования.

Для вычисления перемещения ЛА в пространстве необходим следующий список параметров: масса ЛА при взлете, масса топлива в конечных точках фазового пространства (узел ***B***), ПЛС – показатель лобового сопротивления на протяжении всего полета ЛА, температура наружного воздуха, скорость и направление ветра в районе полетов.

После расчета всех *[m] × [n] × [k]* узлов системы, становится известно начальное состояние системы – количество топлива в нулевом элементе массива *fuelMass*. Затем согласно представленному на рисунке 9 алгоритму возможно определить наиболее выгодные переходы из состояния ***A*** в состояние ***B***, что и будет являться оптимальной траекторией полета ЛА. Из узла ***A*** возможен переход в три узла: *fuelMass[1][0][0]* – горизонтальный полет на *ΔS*, *fuelMass[0][1][0]* – набор высоты на *ΔH*, и *fuelMass[0][0][1]* – набор скорости на *ΔV*. Для каждого из этих узлов складываются значение стоимости перехода и значение топлива в самом узле и сравниваются результаты: *fuelMass[1][0][0] + costMassS[0][0][0], fuelMass[0][1][0] + costMassH[0][0][0], fuelMass[0][0][1] + costMassV[0][0][0]*. Тот переход, для которого сумма будет наименьшей, и станет оптимальным. Следует повторить этот расчет *(m-1)+(n-1)+(k-1)* раз для получения оптимального пути перемещения ЛА по заданному фазовому пространству состояний.

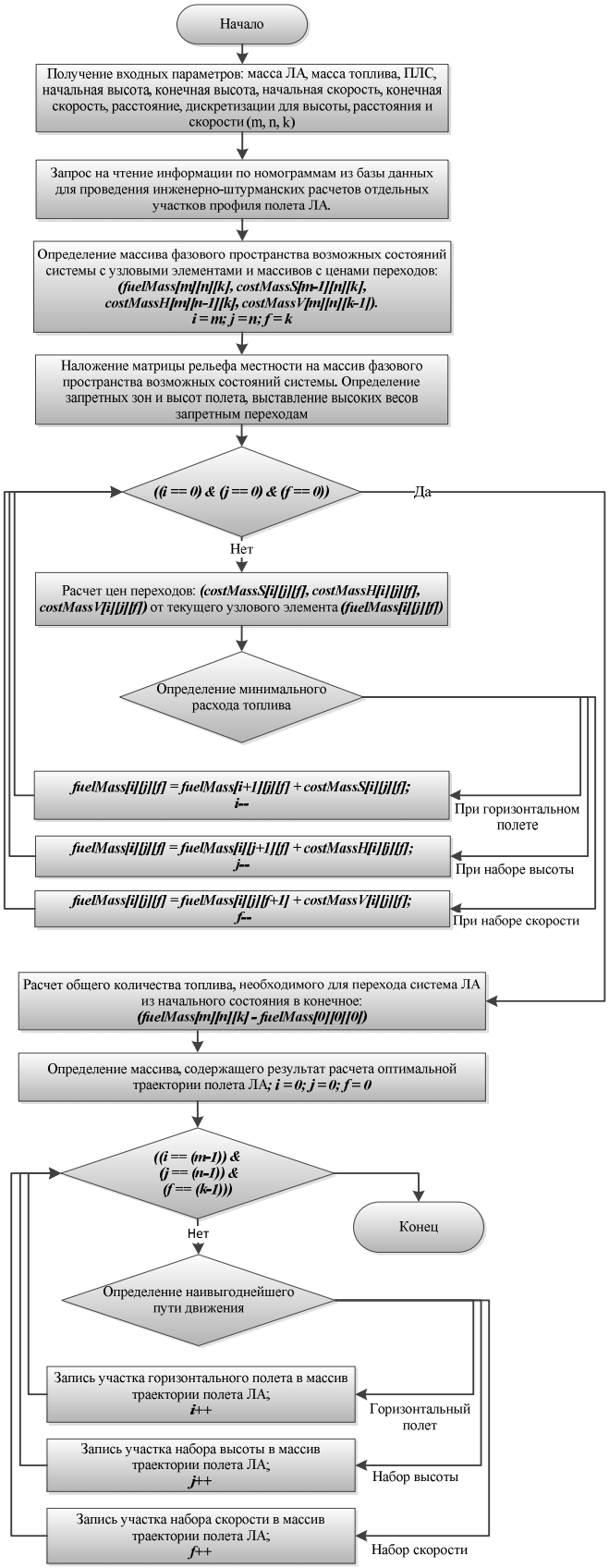


Рис. 9. Алгоритм расчета оптимальной траектории движения ЛА на основе метода динамического программирования

На основании представленного алгоритма было разработано программное обеспечение и с его помощью проведен вычислительный эксперимент: были заданы начальные и конечные состояния ЛА, определены возможные значения высот снижения ЛА (5,0; 5,5; 6,0; 6,5; 7,0 км) и произведены два расчета траектории полета ЛА.

Первый расчет выполнялся с использованием существующих методов построения профиля полета ЛА, а второй – с применением разработанной модели. Графические результаты работы такого алгоритма для каждой из возможных высот снижения представлены на рисунке 10.

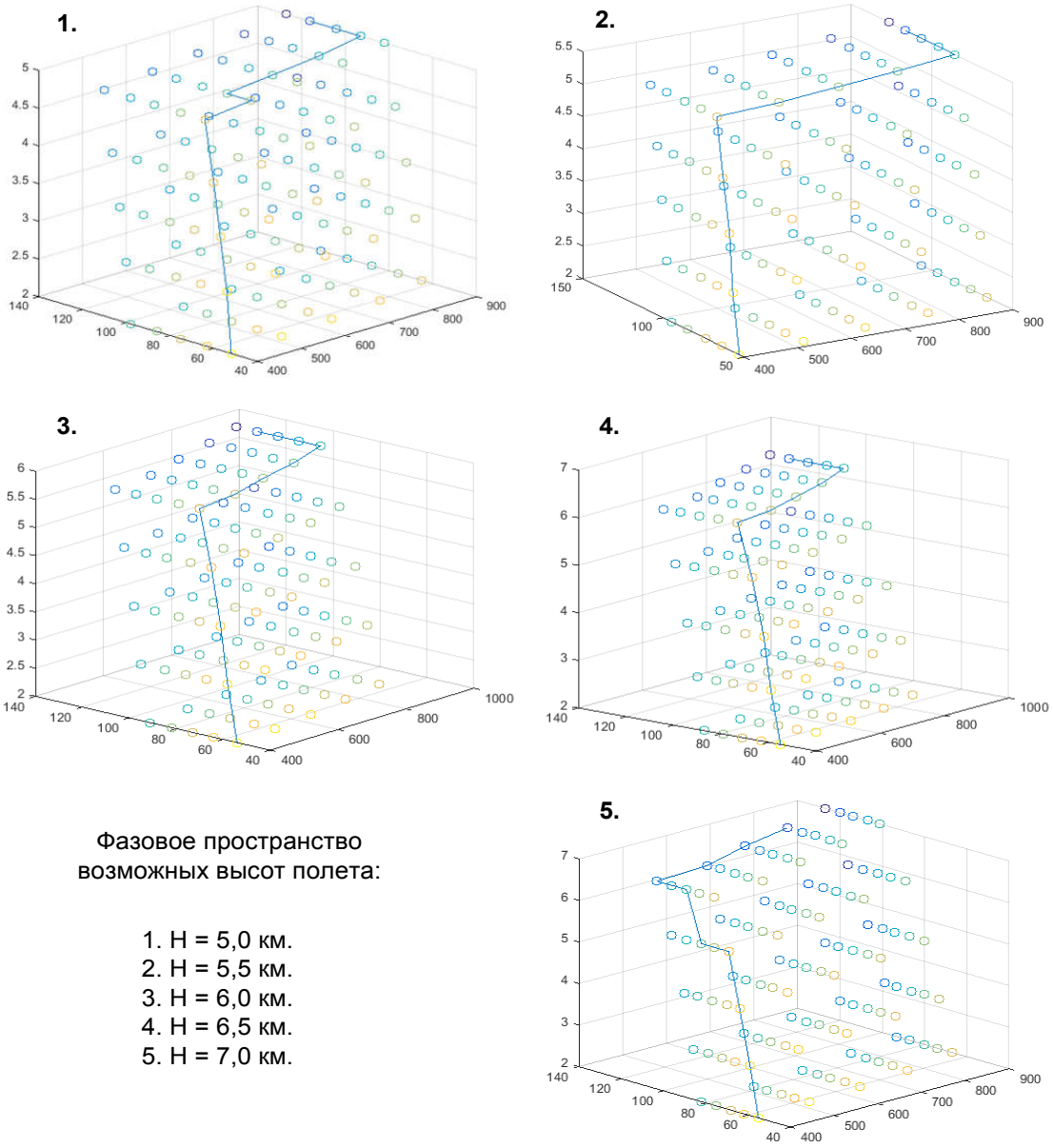


Рис. 10. Графическое представление результатов расчета траектории полета ЛА с применением разработанного алгоритма.

Сравнение полученных результатов отображено на рисунке 11.

Параметр	Значение
Масса пустого ЛА	16000 кг
Масса топлива в конечной точке полета	2000 кг
ПЛС (показатель лобового сопротивления)	140
Расстояние	60 км
Высота начальная	2 км
Высота конечная	5 км
Скорость начальная	400 км/ч
Скорость конечная	900 км/ч
Режим работы двигателей	максимал
Скорость ветра	0 км/ч

Высота перелета, км	Количество затраченного топлива, кг (используемые программы полета)	Количество затраченного топлива, кг (разработанный алгоритм)
5.0	631.11	610.4
5.5	607.5	567.4
6.0	584.4	**536.7**
6.5	661.8	595.4
7.0	732.6	664.1

Выгода: 47,7 кг

Рис. 11. Сравнение полученных результатов

Из таблицы на рисунке 11 видно, что для полета на заданных режимах оптимальным будет полет на высоте 6 километров. Набор этой высоты и разгон до необходимой скорости полета выгоднее осуществлять не посредством использования стандартных программ полета, а посредством разработанного алгоритма. Выгода по количеству топлива для данного случая составила 47,7 килограмма, что является достаточно неплохим результатом для расстояния в 60 километров и дает положительный эффект для всего полета в целом. Сравнение полученных профилей полета показано на рисунке 12.

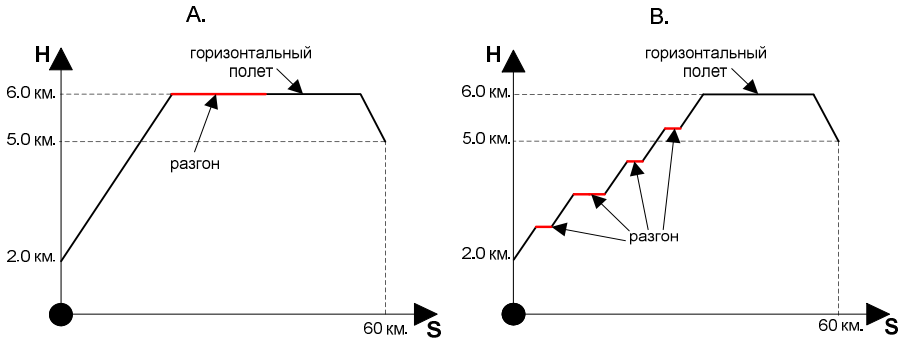


Рис. 12. Сравнение полученных профилей полета: (слева – профиль, рассчитанный по стандартным алгоритмам; справа – профиль, рассчитанный по разработанному алгоритму)

Вместе с тем применение данного метода расчета траектории полета ЛА позволяет накладывать и учитывать ограничения на используемые в расчете эшелоны высот. В зависимости от рельефа местности в районе полетов, от текущей метеообстановки, от зон и высоты действия средств противовоздушной обороны противника (для военной авиации), от пролета опасной зоны на скорости, не принижающей заданную, на рассчитанные кубические матрицы переходов системы для запретных высот накладываются искусственные ограничения в виде заведомо неоптимальных фиктивных параметров (рис. 12).

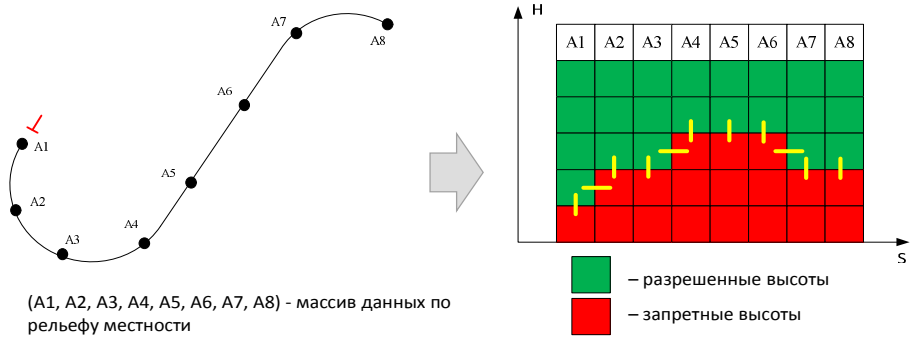


Рис. 12. Наложение заведомо фиктивных параметров на матрицу переходов

Использование разработанной модели в процессе формирования траектории позволяет при необходимости скрытного полета ЛА до назначенной позиции планировать полет ЛА на малых высотах (рис. 13.).

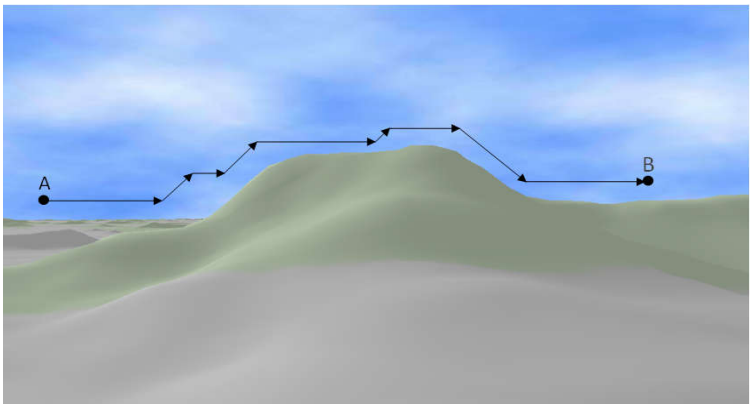


Рис. 13. Пример построения траектории полета ЛА на малых высотах

5. Заключение

Представленная математическая модель позволяет оптимизировать процесс, отвечающий за расчет и формирование траектории полета ЛА, следующими способами:

1. Путем минимизации расхода топлива, времени полета, вероятности непоражения ЛА средствами противовоздушной обороны противника: данные факторы являются ключевыми факторами, влияющими на эффективность полета.

2. Путем учета рельефа местности и запретных зон полета при планировании, расчете и построении траектории полета.

За счет этого происходит повышение эффективности действий авиации в целом, что и является одной из основных задач автоматизированных систем управления.

Литература

1. Вентцель Е.С. Введение в исследование операций. – М. : Советское радио, 1964. – 390 с.
2. Дуров В.Р. Боевое применение и боевая эффективность истребителей-перехватчиков. – М. : Военное издательство Министерства обороны СССР.
3. Федосов Е.А. Авиация ПВО России. – М. : Дрофа, 2004. – 816 с.
4. Рудельсон Л.Е. Программное обеспечение автоматизированных систем управления воздушным движением. – М., 2014.

5. Оркин Б.Д., Оркин С.Д., Дьячук А.К. Структура алгоритма целераспределения средств противовоздушной обороны корабельной группы.
6. Наумов В.Н, Пифтанкин А.Н. Математические модели и алгоритмы планирования действий истребительной авиации при барражировании // Прикладные вопросы военной радиоэлектроники. – 2008. – Вып. 1 (3). – С.
7. Пифтанкин А.Н. Математическая модель оценки эффективности действия средств ПВО с учетом истребительного авиационного прикрытия. // Автоматизация процессов управления. – 2007. – № 2 (10). – С.
8. Пифтанкин А.Н. Модель планирования действий и управления истребительной авиации при отражении средств воздушного нападения. // Автоматизация процессов управления. – 2007. – № 2 (10). – С.
9. Пифтанкин А.Н., Наумов В.Н. Определение опасности воздушных целей при управлении истребительной авиацией. – Петродворец : ВМИРЭ, 2006.
10. Пифтанкин А.Н. Целераспределение истребителей на воздушные цели при истребительном прикрытии. – Петродворец : ВМИРЭ, 2006.
11. Кириллов С.Н., Токарь А.Д. Эффективный алгоритм наведения объекта управления на маневрирующие воздушные цели Вестник РГРТУ. – 2008 – № 2 (вып. 24). – С.
12. Кряжимский А.В., Осипов Ю.С. Аппроксимационная линейная редукция в дифференциальной игре наведения-уклонения с 1998 г. // Тр. математического института им. В.А. Стеклова. – 1998. – Т. 220. – С. 173–194.
13. Вентцель Е.С. Элементы динамического программирования. – М. : Наука, 1964. – 176 с.

REFERENCES

1. Venttcel E.S. Vvedenie v issledovanie operatsii [The Introduction into Operation Research]. Moscow, Sovetskoe radio Publ., 1964. 390 p.
2. Durov V.R. Boevoe primenenie i boevaia effektivnost istrebitelei-perekhvatchikov [Combat Application and Combat Efficiency of Fighter Interceptor]. Moscow, Voenizdat Publ., 1972. 280 p.
3. Fedosov E.A. Aviatsiia PVO Rossii [Air Defense Aircrafts of Russia]. Moscow, Drofa Publ., 2004. 816 p.
4. Rudelson L.E. Programmnoe obespechenie avtomatizirovannykh sistem upravleniia vozdushnym dvizheniem [Software Support of Automated Air Traffic Control System]. Moscow, 2014.
5. Orkin B.D., Orkin S.D., Diachuk A.K. Struktura algoritma tseleraspredeleniia sredstv protivovozdushnoi oborony korabelnoi gruppy [A Target Distribution of the ship Group Air Defence Resources Algorithm Structure]. Trudy MAI [Proceedings of MAI], 2012, no. 62. Available at: trudymai.ru/upload/035/struktura-algoritma-tseleraspredeleniya-sredstv-protivovozdushnoy-oboronykorabelnoy-gruppy.pdf.
6. Naumov V.N, Piftankin A.N. Matematicheskie modeli i algoritmy planirovaniia deistvii istrebitelnoi aviatsii pri barrazhirovanii [Mathematical Models and Algorithms for Planning the Fighter Aircraft Actions when Loitering]. Prikladnye voprosy voennoi radioelektroniki [Applied Issues of Military Readioelectronics], 2008, iss. 1 (3).
7. Piftankin A.N. Matematicheskaia model otsenki effektivnosti deistviia sredstv PVO s uchetom istrebitelnogo aviatsionnogo prikrytii [Mathematical Model for Performance Assessment of AAD Facilities Taking into Account Fighter Aviation Support]. Avtomatizatsiia protsessov upravleniia [Automation of Control Processes], 2007, no. 2 (10), pp. 56–58.
8. Piftankin A.N. Model planirovaniia deistvii i upravleniia istrebitelnoi aviatsii pri otrazhenii sredstv vozdushnogo napadeniia [A Model for Planning the Fighter Aircraft Actions and Control Under Dealing the Air Threat]. Avtomatizatsiia protsessov upravleniia [Automation of Control Processes], 2007, no. 1 (9), pp. 30–35.
9. Piftankin A.N., Naumov V.N. Opredelenie opasnosti vozdushnykh tselei pri upravlenii istrebitelnoi aviatsiei [Identification Assessment of Air Targets Hazard while Fighter Aircrafts Control]. Petrodvorets, VMIRE Publ., 2006.
10. Piftankin A.N. Tseleraspredelenie istrebitelei na vozdushnye tseli pri istrebitelnom prikrytii [Target Distribution of Fighters to Air Targets while Fighter Support]. Petrodvorets, VMIRE Publ., 2006.

11. Kirillov S.N., Tokar A.D. Effektivnyi algoritm navedeniia obekta upravleniia na manevriruiushchie vozdushnye tseli [Synthesis and Analysis of the Method Guidance of Control Object to Maneuvering Air Target]. Vestnik RGRTU [Vestnik of Ryazan State Radio Engineering University], 2008, no. 2 (iss. 24), pp. 33–36.
12. Kriazhimskii A.B., Osipov Iu.S. Approksimatsionnaia lineinaia reduktsiia v differentsialnoi igre navedeniiaukloneniia c 1998 g. [Approximation Line Reduction in the Differential Pursuit-Evasion Game since 1998]. Tr. matematicheskogo instituta im. V.A. Steklova [Proceedings of the Steklov Institute of Mathematics], 1998, vol. 220,pp. 173–194.
13. Venttcel E.S. Elementy dinamicheskogo programmirovaniia [Dynamic Programming Elements]. Moscow, Nauka Publ., 1964. 176 p.

ПРОБЛЕМЫ ИНТЕГРАЦИИ МАГНИТНЫХ ДАТЧИКОВ В НАВИГАЦИОННУЮ СИСТЕМУ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ МАЛОГО КЛАССА

Д. А. Ишутин[1], Д. В. Степанов[1], Д. Д. Ишутин[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. Для устранения недостатков известных навигационных систем (инерциальных и спутниковых) и увеличения точности и надежности решения навигационных задач БЛА, в статье рассмотрен вариант комплексной навигационной системы, в состав которых входят измерители (датчики) навигационных параметров инерциальной, спутниковой и магнитной навигационных систем. Описаны проблемы, с которыми столкнулись авторы при интеграции магнитометра в комплексную навигационную систему.

Ключевые слова: навигационная система, магнитный датчик, автоматическая калибровка датчика.

PROBLEMS OF INTEGRATION OF MAGNETIC SENSOR IN NAVIGATING SYSTEM OF PILOTLESS FLYING MACHINES OF A SMALL CLASS

D. A. Ishutin[1], D. V. Stepanov[1], D. D. Ishutin[1]

[1] Military educational and scientific center of military aircraft "military aircraft academy named after professor n.e. zhukovsky and y.a. gagarina» (MESC MA «MAA») , Voronezh, Russia

Abstract. To eliminate the shortcomings of the known navigation systems (inertial and satellite) and to increase the accuracy and reliability of the navigational tasks of the UAV, the article considers a variant of the integrated navigation system, which includes sensors (sensors) for the navigation parameters of the inertial, satellite and magnetic navigation systems. The problems that the authors encountered when integrating the magnetometer into the integrated navigation system are described.

Keywords: navigation system, magnetic sensor, automatic calibration sensor.

1. Введение

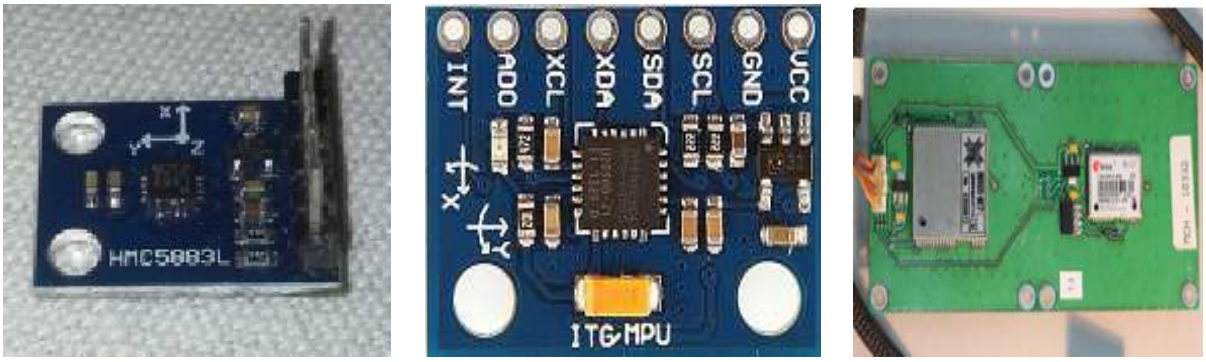
Одной из основных систем современных БЛА является навигационная система. В зависимости от решаемых задач при синтезе навигационной системы могут использоваться различные принципы навигации, которые и обуславливают аппаратурный состав системы. Для большинства БЛА основными системами, используемыми для навигации, являются инерциальная (ИНС) и спутниковые радионавигационные системы (СРНС), которые имеют известные достоинства и недостатки, основными из которых являются накопление ошибок позиционирования с течением времени для ИНС и подверженность естественным и искусственным помехам для СРНС. Для устранения указанных недостатков и увеличения точности и надежности решения навигационных задач, в статье предлагается вариант комплексной навигационной системы (КНС), в состав которых входят измерители (датчики) навигационных параметров, принцип действия которых основан на различных

физических явлениях: ИНС + СРНС + магнитометр [1]. Кроме того, в статье описаны проблемы, с которыми пришлось столкнуться авторам при интеграции в состав комплексной системы ИНС и магнитометра.

2. Состав предлагаемой комплексной навигационной системы

Ограничительным фактором при обосновании состава КНС БЛА (а значит и её характеристик, в т. ч. точности!) является масса полезной нагрузки, устанавливаемой на БЛА, в зависимости от выполняемых задач. Например, если масса полезной нагрузки БЛА более 10 килограммов, то в качестве КНС БЛА возможно рассматривать, например, новейшую БИНС-СП-2 (масса не более 2,5 кг) и магнитометр типа МА 8 . Но для БЛА, масса полезной нагрузки которого не превосходит 3,5-4 кг (семейство БЛА Орлан), создатели навигационных систем БЛА вынуждены искать альтернативные решения. Для решения данной проблемы автор предлагает в качестве магнитных датчиков КНС БЛА малого класса использовать модуль GY – 273 – 3-х осевой магниточувствительный датчик HMC5883L, а в качестве ИНС - MPU-5060 (гироскоп с акселерометром) фирмы Honeywell.

Реализацию GPS-модуля предлагается выполнить на базе GLONASS, GPS и QZSS приемника LEA-6N швейцарской компании U-Blox в паре с российским МНП-М7 (на микросхеме ADSP-BF534 компании Analog Devices) (Рис.1).



а) б) в)

Рис. 1. Внешний вид: а) модуль GY – 273 (HMC5883L) фирмы Honeywell; б) MPU-5060 фирмы Honeywell; в) GPS-модуль LEA-6N компании U-Blox МНП-М7.

Цифровой компас GY-273 на чипе HMC5883L фирмы Honeywell с 12-разрядным АЦП и разрешением 2 мГс имеет низкое рабочее напряжение, малое энергопотребление (напряжение питание составляет 2.2-3.6 В), обладает высокой скоростью опроса – до 160 раз в секунду, с точностью определения углов ориентации <1 градуса, диапазон измерения магнитного поля - ±8 Гаусс. Невысокая стоимость магниточувствительного датчика способствует его популярности среди радиолюбителей.

В отличие от навигационных систем серийно выпускаемых БЛА (например «Орлан 10»), для снятия показаний с датчика использован микрокомпьютер Raspberry Pi 3 model B. После подготовки микрокомпьютера и написания оригинального скрипта для получения данных с магнитометра на языке программирования Python, магнитометр

подключается к микрокомпьютеру, при этом на экране видеомонитора наблюдается изменение снимаемых показаний напряженности внешнего магнитного поля с трёх ортогональных осей датчика при изменении его пространственного положения. (Рис.2).

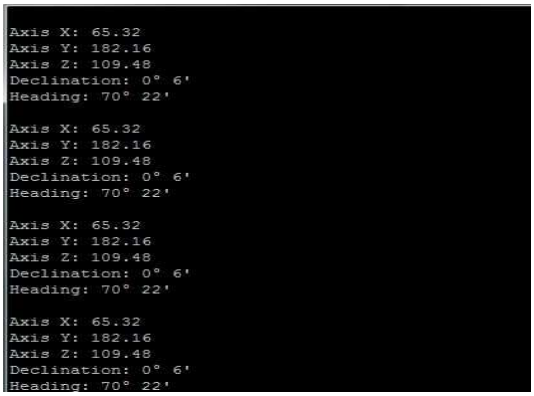


Рис. 2. Снимаемые с датчика HMC5883L показания напряженности внешнего магнитного поля при изменении его пространственного положения.

Для лучшей визуализации процесса был разработан скрипт, позволяющий наблюдать на экране видеомонитора изменение направления стрелки магнитного компаса без необходимости проведения математических операций пользователем (Рис. 3).

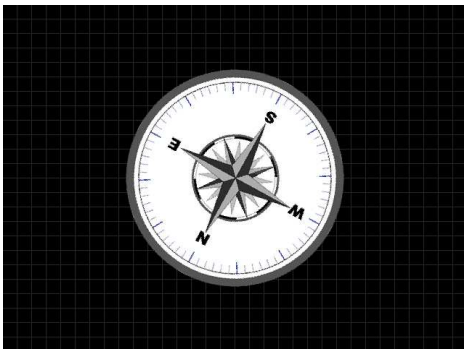


Рис. 3. Наблюдаемая на экране видеомонитора стрелка магнитного компаса

Сверка полученных результатов визуализации магнитометра HMC5883L с показаниями механического магнитного компаса показала первую проблему, с которой столкнулись авторы - магнитометр имеет значительную (более 50 градусов!) погрешность определения направления на магнитный полюс Земли.

Вывод: при интеграции магнитного датчика в КНС БЛА обязательно необходима его калибровка!

В различных источниках литературы описаны множество примеров калибровки магнитных датчиков, однако не все они, по мнению авторов, применимы на практике. Методом «проб и ошибок» были найдены два наиболее приемлемых, с точки зрения практической реализации, метода калибровки магнитометра HMC5883l:

1. Автоматический метод - основан на принципе построения корректировочной матрицы из облака значений для корректировки снимаемых показаний с датчика.

2. Ручной метод - основан на фиксации снимаемых показаний со всех осей магнитометра через макетный стенд и вычисления сдвигов по трём осям с помощью программы MagMaster.

Применение автоматического алгоритма проведения калибровки магнитного датчика позволило достаточно быстро получить корректировочную матрицу, при этом полученные калиброванные показания магнитометра более точные по сравнению со вторым методом калибровки. С помощью корректировочной вычисляются актуальные значения напряженности внешнего магнитного поля (получаются путем умножения значений, считанных с датчика, на рассчитанную корректировочную матрицу). Суть алгоритма калибровки заключается в аппроксимации облака полученных значений вектора напряженности внешнего магнитного поля (при вращении датчика) в виде эллипсоида. При этом параметры эллипсоида подбираются таким образом, чтобы они максимально точно совпадали с полученным облаком точек, построенных на основе показаний магнитометра. Для получения облака значений с трёх осей датчика был написан скрипт (Рис.4), собирающий снимаемые показания с трёх осей датчика в текстовый файл.

```
global rotation

# HMC5883L
compass = hmc5883l()
# calibration data
compass.calibration_matrix = [  [2.052175, 0.019452, 0.042223],
                                [0.019452, 1.906929, -0.398784],
                                [0.042223, -0.398784, 2.057690]]
compass.bias = [-41.195373, -300.571650, -69.045102]

while True:
        rotation = 360 - compass.heading()
        time.sleep(0.1)
```

Рис. 4. Часть программы для получения облака значений с трёх осей магнитометра

Для получений достоверного результата необходимо собрать в текстовом файле около 30 тысяч строк с данными. Для сбора данных датчик следует вращать во всех направлениях около 20 минут. Для визуализации собранного облака значений напряженности внешнего магнитного поля была использована программа Google Sketch UP с плагином CLOUD, в которой был получен вытянутый по оси Y эллипсоид (в идеале должен иметь форму шара, тогда бы можно было обойтись и без калибровки) (Рис.5). Полученные таким образом значения параметров магнитного поля, собранные в текстовом файле (около 30 тысяч строк) обрабатываются с помощью программы Magneto, которая позволяет получить величину смещения, коэффициенты масштаба и коэффициенты для ортогонализации осей магнитометра (Рис.6).

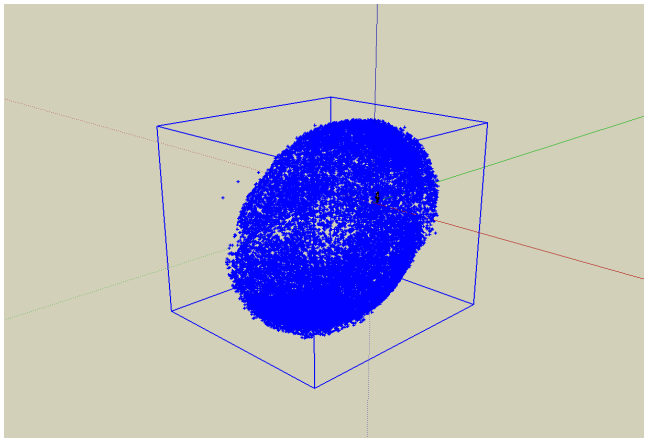


Рис. 5. Облако собранных значений напряженности внешнего магнитного поля в программе Google Sketch UP

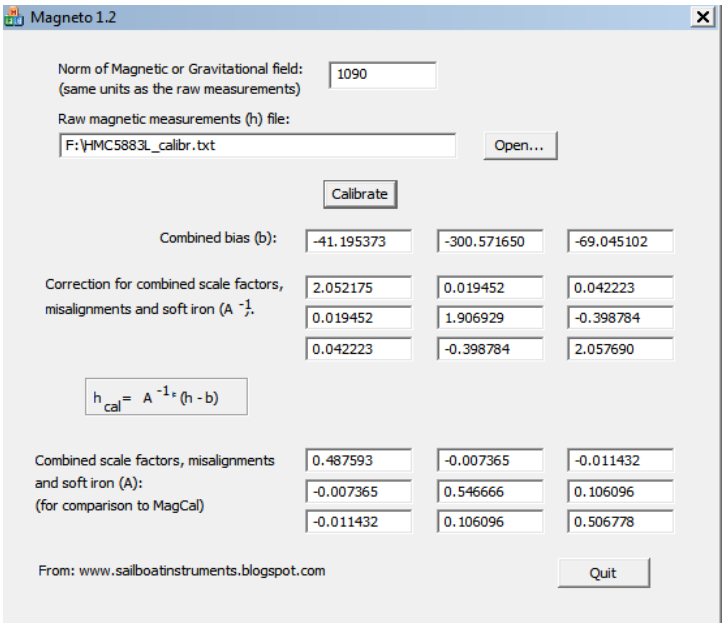


Рис. 6. Результат обработки полученного облака значений в программе Magneto

В данной программе рассчитанные параметры выводятся в готовом к использованию виде, без необходимости дополнительных преобразований. После проведения калибровки показания магнитометра стали повторять показания магнитной стрелки механического компаса с погрешностью менее 1 градуса.

Необходимо отметить, что стоит магнитометру придать наклон по двум его осям, показания стрелки компаса «уплывают», данный эффект объясняется наличием магнитного наклонения и увеличения его значения от экватора к полюсам Земли [1, 2].

Для компенсации наклона магнитометра, чтобы показания курса БЛА соответствовали реальным, необходимо знать углы наклона по двум осям. Возможно определение этих углов расчетным путем [3], однако это потребует увеличение вычислительных мощностей и включение дополнительных блоков, что в условиях

ограниченной массы полезной нагрузки БЛА не всегда возможно. В качестве внешних независимых источников данных о повороте магнитометра можно использовать гироскоп с акселерометром MPU-5060. Данный датчик оснащён 16-битным АЦП, имеет напряжение питания 3-5В, диапазон ускорений: ± 2 ± 4 ± 8 ± 16g, диапазон «гиро»: ± 250 500 1000 2000 ° / s, ток при работе составляет 5.3 мА.

Для объединения двух датчиков и организации их работы в едином комплексе, было доработано программное обеспечение для магнитометра с учетом его наклона. Для поворота вектора были применены матрицы поворота, после чего погрешность ориентации магнитометра уменьшилась до 1 градуса. Кроме того, для смягчения вращения стрелки компаса был использован упрощённый фильтр Калмана.

3. Заключение

Анализ проведенной работы показал, что магнитометр GY – 273 нельзя однозначно назвать цифровым компасом, кроме того, основным недостатком магнитных датчиков остается подверженность магнитным помехам [4], которые могут оказать существенное влияние на их функционирование. В статье предложен алгоритм проведения процедуры калибровки и комплексирования магнитометра с гироскопом и акселерометром (MPU-5060), в результате авторы получили приемлемые результаты измерений курса БЛА (менее 1 градуса).

Литература

1. Белоглазов И.Н. Основы навигации по геофизическим полям / И.Н. Белоглазов, Г.И. Джанджагва, Г.П. Чигин. – М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1985. – 328 с.
2. Гетеромагнитная микроэлектроника: Сб. докл. и ст. II и III науч.-техн. совещ. / Под общ. ред. проф. А.А. Игнатьева. – Саратов: Изд-во Сарат. ун-та, 2005. – Вып. 2. Методы проектирования магнитоэлектронных устройств. – 196 с.: ил.
3. Гурьев И.С. Адаптивные магнитометрические системы контроля пространственного положения. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1985. – 96с.
4. Ишутин Д.А. Перспективы развития навигационных систем крылатых ракет на основе использования магнитного поля Земли / Д.А. Ишутин, Д.В. Степанов, А.А. Головков. Сборник трудов XXIII Международной НТК «Радиолокация, навигация и связь», ВГУ, Воронеж, 2017. т.3, с. 869-873

References

1. Beloglazov I.N. Bas of navigation on geophysical fields / I.N.Beloglazov, G.I.Dzhandzhagva, G.P.Chigin. - M: a science. The main edition of the physical and mathematical literature, 1985. - 328 with.
2. Heteromagnetic microelectronics: Сб. докл. And item II and III nauch.-tehn. совещ. / Under общ. ред. Prof. A.A.Ignatyev. - Saratov: Publishing house Sarat. Un y, 2005. - Vyp. 2. Designing methods магнитоэлектронных devices. - 196 with.: silt.
3. Gurjev I.S. Adaptive магнитометрические monitoring systems of spatial position. - Л: Энергоатомиздат. Ленингр. otd-nie, 1985. - 96c.
4. Ishutin, D.A.prospect of development of navigating systems of cruise missiles on the basis of use of a magnetic field of the Earth / D.A.Ishutin, D.V.Stepan, A.A.Golovkov. The collection of works of XXIII International НТК «the Radar-location, navigation and communication», ВГУ, Voronezh, 2017. т.3, with. 869-873

ПРОЯВЛЕНИЕ ИНТЕНСИВНЫХ ВНУТРЕННИХ ВОЛН НА ИНТЕРФЕРОГРАММАХ ПРИНИМАЕМЫХ СИГНАЛОВ В МЕЛКОМ МОРЕ

Е. С. Казначеева[2], В. М. Кузькин[1], Г. А. Ляхов[1],
С. А. Пересёлков[1,2], Д. Ю. Просовецкий[2]

[1]Институт общей физики им. А.М. Прохорова РАН (ИОФ РАН), Москва, Россия
[2]Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Приведены результаты голографической обработки эксперимента SWARM-95, когда на стационарной трассе интенсивные внутренние волны приводили к взаимодействию мод акустического поля источника. Двукратным преобразованием Фурье интерферограммы на голограмме получены области локализации спектральной плотности, обусловленные невозмущенным и возмущенным полями. Фильтруя эти области, и применяя к ним обратные двукратные преобразования Фурье, реконструированы интерферограммы этих полей, что позволило восстановить передаточную функцию невозмущенного волновода и временную изменчивость среды. Изложен алгоритм получения неискаженного модуля спектра источника при наличии неоднородностей среды.

Ключевые слова: гидроакустика, голография, интерференционная структура, звуковое поле, передаточная функция, широкополосный источник, гидролокация.

MANIFESTATION OF INTENSIVE INTERNAL WAVES IN INTERFERENCE OF RECEIVED SIGNALS IN SHALLOW WATER

E.S. Kaznacheeva[2], V.M. Kuz'kin[1], G.A. Lyakhov[1],
S.A. Pereselkov[1,2], D.Yu. Prosovetskii[2]

[1] General Physics Institute of RAS (GPI RAS), Moscow, Russia
[2] Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The results of holographic processing of the SWARM-95 experiment, when intensive internal waves on stationary acoustic track led to modes coupling of source sound field are presented. 2D Fourier transformation of interference structure obtained the spectral density localizations due to unperturbed and perturbed fields on hologram regions. The two type of interferograms are reconstructed by filtering of spectral density localizations and applying of inverse 2D Fourier transformation. These reconstructed interferograms allows to restore the transfer function of the unperturbed waveguide and the temporal variability of propagation medium. Algorithm of unperturbed source spectrum reconstruction at presence of hydrodynamic inhomogeneities of the propagation medium is considered.

Keywords: hydroacoustics, holography, interference structure, sound field, transfer function, broadband source, hydrolocation.

1. Введение

Эксперимент SWARM-95 проводился на побережье штата Нью-Джерси [1]. Две стационарные акустические трассы располагались под углами $\beta_1 = 5^\circ$ (первая трасса) и $\beta_2 = 39^\circ$ (вторая трасса) к фронту интенсивных внутренних волн (ИВВ), угол между направлениями трасс $\alpha = 34^\circ$ (рис. 1). Распределение скорости звука по глубине

приведено на рис. 2. Вдоль первой трассы, протяженностью 14.98 км, глубина изменялась в пределах 71–73 м, вдоль второй трассы, протяженностью 17.95 км, – в границах 70–88 м Амплитуда ИВВ достигала значений ≈ 10 м, скорость распространения ≈ 0.65 м/с. Пневмоисточник, размещенный на глубине 12 м, ежеминутно излучал импульсы длительностью ≈ 0.2 с, спектр которых приведен на рис. 2 [2]. Обрабатывался сигнал с одиночного гидрофона вертикальной линейной антенны, размещенного на глубине 36 м.

На первой трассе ИВВ приводили к горизонтальной рефракции звуковых волн, на второй трассе – взаимодействию мод поля источника. Горизонтальная рефракция и межмодовая трансформация представляют два предельных случая влияния ИВВ на акустические поля. С использованием голографического метода локализации источника звука [3] (далее голографический метод) результаты восстановления интерферограмм невозмущенного и возмущенного (рассеянного на неоднородностях показателя преломления) полей на первой трассе представлены в [4]. Под интерферограммой понимается квадрат модуля звукового давления в переменных частота–время, вызванного интерференцией нормальных волн поля источника, под голограммой – двукратное преобразование Фурье интерферограммы.

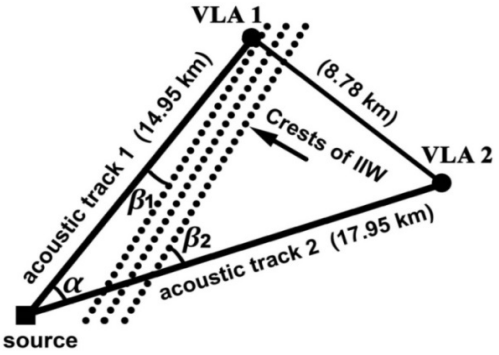


Рис. 1. Схема эксперимента. VLA 1 и VLA 2 – вертикальные линейные антенны первой и второй трасс [1].

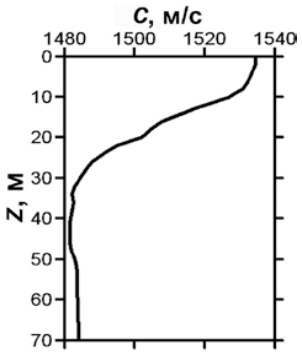


Рис. 2. Невозмущенный профиль скорости звука [2].

Настоящая работа, являющаяся продолжением [4], посвящена восстановлению интерферограмм невозмущенного и рассеянного полей на второй трассе. По

полученным голограммам реконструированы передаточная функция невозмущенного волновода и временная изменчивость среды.

2. Принцип восстановления интерферограмм

Вариации показателя преломления океанической среды, вызванные гидродинамическим возмущением, инициируют изменения горизонтальных волновых чисел (в широком смысле и амплитуд мод) по отношению к невозмущенным значениям. Это приводит к тому, что результирующая интерферограмма, определяемая разностью горизонтальных волновых чисел, будет представлять собой линейную суперпозицию двух независимых интерферограмм, порожденных невозмущенным и рассеянным полями. Двукратное преобразование Фурье интерферограммы, в силу линейности, формирует на голограмме две независимые локализованные области в форме фокальных пятен. Одна из них, обусловленная невозмущенным полем, концентрируется преимущественно в направлении оси времени, а вторая, вызванная гидродинамическим возмущением, – в направлении оси частоты. Фильтрация областей локализации дает возможность разделить голограммы этих полей. Применение к ним обратного двукратного преобразования Фурье позволяет реконструировать их интерферограммы. В первом случае интерферограмма формируется интерференцией мод невозмущенной среды, во-втором случае – возмущенной среды. При известном спектре источника появляется возможность восстановления передаточной функции невозмущенного волновода и диагностирования временной изменчивости среды.

3. Результаты обработки

Сохранены глубина одиночного приемника и диапазоны частот, использованные при обработке данных на первой трассе [4], что при равных условиях приема позволяет оценить влияние расположения трассы по отношению к фронту ИВВ на работу голографического метода при восстановлении интерферограмм невозмущенного и возмущенного полей.

Для нескольких диапазонов частот исходные интерферограммы и голограммы в присутствии ИВВ представлены на рис. 3. С целью повышения контрастности и информативности на интерферограммах вырезаны средние значения. Модуль нормированной голограммы в трехмерном изображении обозначен символом $|\hat{F}|$. На низких частотах, когда рассеяние на неоднородностях мало, в интерферограмме преобладают вертикальные локализованные полосы, присущие невозмущенному волноводу. С повышением частоты эффекты рассеяния возрастают, что усиливает вклад горизонтальных локализованных полос, и интерференционная картина усложняется (рис. 3 (a, d, g, j)). Фокальные пятна голограмм расположены преимущественно на осях времени и частоты (рис. 3 (b, c, e, f, h, I, k, l)).

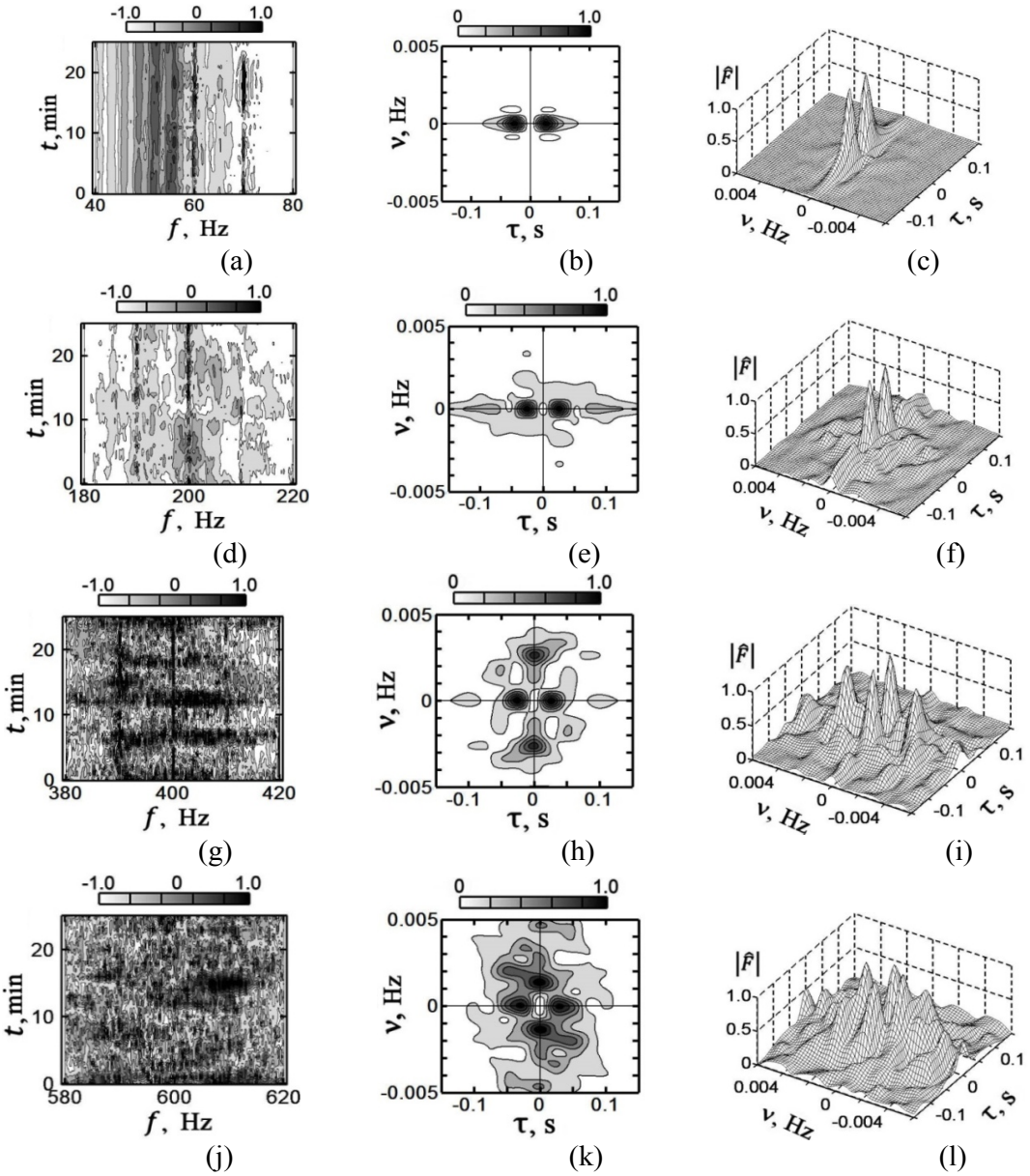


Рис. 3. Нормированные интерферограммы (a, d, g, j) и голограммы (b, c, e, f, h, i, k, l) для разных диапазонов частот в присутствии ИВВ. Ширина полосы: 40−80 Гц (a−c); 180−220 Гц (d−f); 380−420 Гц (g−i); 580−620 Гц (j−l).

Вне их спектральная плотность значительно подавлена. Наложение фокальных пятен максимальной интенсивности практически отсутствует, что делает возможным восстановление передаточной функции и наблюдение временной изменчивости среды. Фильтрация фокальных пятен, расположенных на оси частоты, и применение к ним обратного двукратного преобразования Фурье приведены на рис. 4. При этом практически не обрезаются спектральные плотности в направлении оси времени, поэтому восстановленные интерферограммы в форме горизонтальных локализованных полос можно считать обусловленными гидродинамическим возмущением.

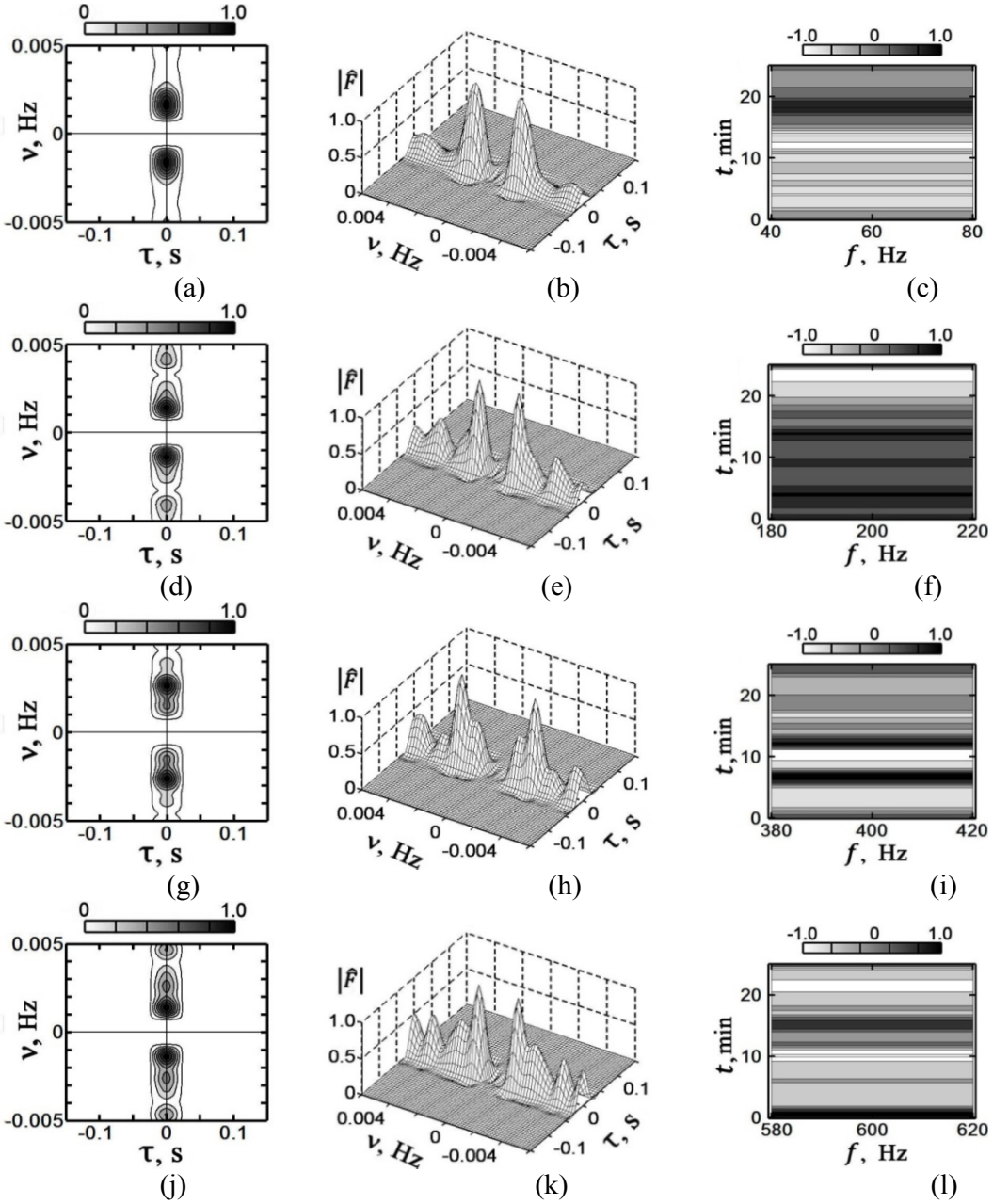


Рис. 4. Фильтрация спектральной плотности голограммы, локализованной в окрестности оси частоты (a, b, d, e, g, h, j, k), и восстановление интерферограмм (c, f, i, l) для разных диапазонов частот.

Возрастание частоты не приводит к изрезанности интерферограмм, т.е. усилению проявления мелкомасштабной структуры возмущения. Фильтрация спектральных плотностей голограмм, сконцентрированных вблизи оси времени, и их нормированный образ Фурье показаны на рис. 5. Интерферограммы имеют вид вертикальных локализованных полос, что позволяет их рассматривать как интерференцию мод невозмущенного поля.

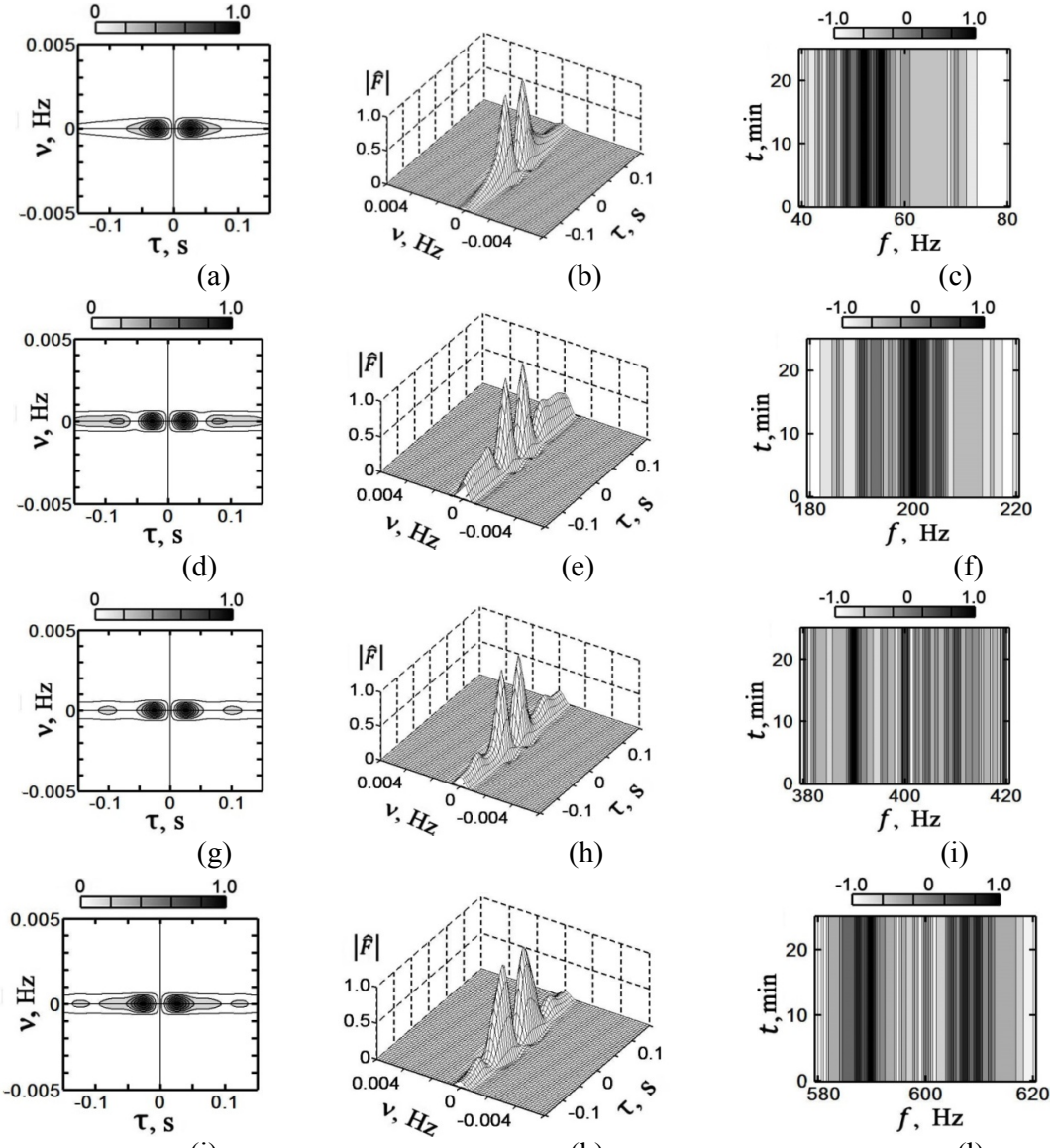


Рис. 5. Фильтрация спектральной плотности голограммы, локализованной в окрестности оси времени (a, b, d, e, g, h, j, k), и восстановление интерферограмм (c, f, i, l) для разных диапазонов частот.

С возрастанием частоты увеличивается число мод звукового поля и наблюдается усиление мелкомасштабной изменчивости интерференционной картины. На рис. 6 приведены нормированные временные интерферограммы на частотах 60 (a), 200 (b), 400 (c) и 600 (d) Гц, представляющие собой вертикальные разрезы восстановленных двумерных интерферограмм, вызванных ИВВ (рис. 4 (c, f, i, l)). Асинхронность временной изменчивости на разных частотах связана с зависимостью возмущения горизонтальных волновых чисел от их невозмущенных значений, что предполагает частотную зависимость.

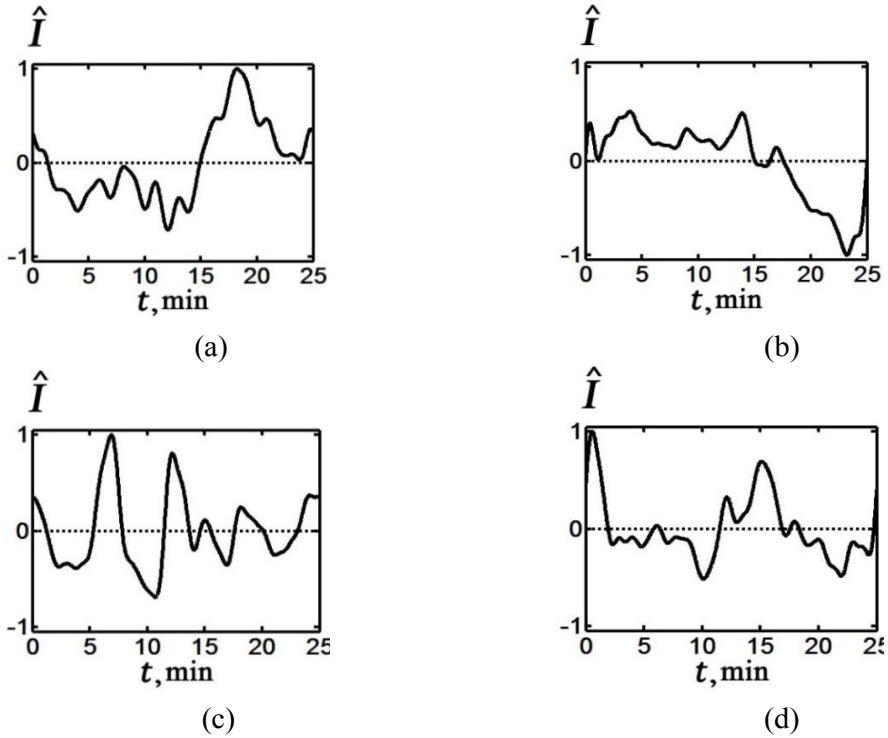


Рис. 6. Разрез восстановленных интерферограмм рассеянного поля на частотах 60 (a), 200 (b), 400 (c) и 600 (d) Гц.

Квадрат модуля передаточной функции волновода $|G(f)|^2$ равен

$$|G(f)|^2 = \frac{I(f)}{|S(f)|^2}, \quad (1)$$

где $S(f)$ − спектр излучаемого сигнала, $I(f)$ – горизонтальное сечение реконструированной интерферограммы невозмущенного волновода (рис. 5 (c, f, i, l)). На рис. 7 приведена частотная зависимость (1). С возрастанием частоты, как и следовало ожидать, уменьшается частотный масштаб χ осцилляций передаточной функции волновода. В области частот 40−80 Гц (рис. 7a) величина χ = 3.2 Гц; в области частот 180−220 Гц (рис. 7b) − χ = 2.8 Гц; в области частот 380−420 Гц (рис. 7c) − χ = 1.9 Гц; в области частот 580−620 Гц (рис. 7d) − χ = 1.7 Гц.

Изменение частоты приводит к перераспределению спектральных плотностей голограмм, формируемых в отсутствие возмущения и при его наличии (рис. 3). Это перераспределение интенсивности будем описывать отношением

$$g(f) = \frac{|F_{\max}(\nu, f)|}{|F_{\max}(\tau, f)|}, \quad (2)$$

где $|F_{\max}(\nu, f)|$ и $|F_{\max}(\tau, f)|$ – максимумы фокальных пятен голограммы, отвечающие рассеянному и невозмущенному полям.

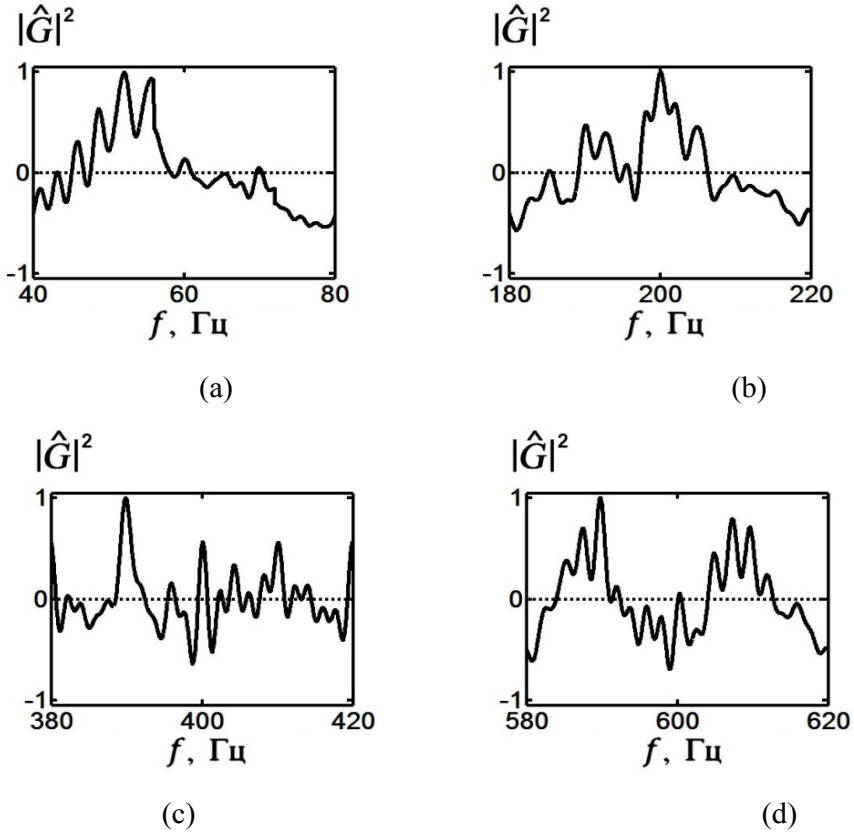


Рис. 7. Восстановленный квадрат модуля передаточной функции невозмущенного волновода.

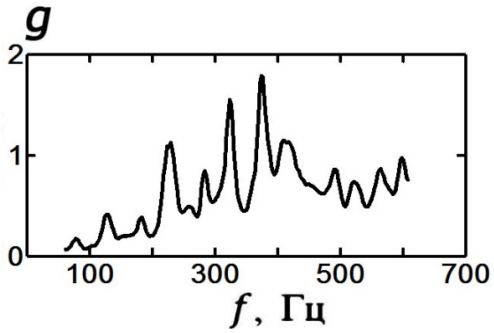


Рис. 8. Частотная зависимость отношения спектральных максимумов фокальных пятен, обусловленных ИВВ и в их отсутствие.

График функции (2) с разрешением 5 Гц приведен на рис. 8. Частотный масштаб изменчивости $\Lambda_2 \approx 42$ Гц. Зависимость имеет резонансный характер с максимумом огибающей на частоте ≈ 370 Гц. Это объясняется тем, что возмущение горизонтальных волновых чисел зависит от частоты резонансным образом, а их максимумы приходятся на частоту, в окрестности которой моды, формирующие поле, имеют с термоклином максимальное пересечение [2]. В эксперименте термоклин располагался на глубине $10 < z < 35$ м (рис. 2).

По сравнению с первой трассой ([4], рис. 7) положение максимума функции $g(f)$ практически не изменилось, как и следовало ожидать, максимальное значение уменьшилось в 1.6 раз, а характерный частотный масштаб изменчивости увеличился в 1.2 раза. Последнее объясняется геометрическим фактором: частотные масштабы $\Lambda_{1,2}$ изменчивости $g(f)$ на первой и второй трассах связаны соотношением $\Lambda_1 = \Lambda_2 \cos\alpha$. Принимая значение $\Lambda_1 = 30$ Гц [4], $\alpha = 34^{\circ}$, получаем $\Lambda_2/\Lambda_1 = 1.4$, что согласуется с экспериментальной оценкой.

4. Передача изображения через океаническую среду

Неоднородности океанической среды приводят к искажениям передаваемого спектра сигнала источника. Избежать этих искажений для модуля спектра позволяет голографический метод. Модуль спектра источника для краткости назовем изображением. Предположим, что при наличии неоднородностей на одну голограмму записано опорное изображение $|S_1(f)|$, а на вторую голограмму − восстанавливаемое изображение $|S(f)|$. При считывании этих изображений с голограмм получаем интерферограммы $I_1(f)$ и $I(f)$ опорного и восстанавливаемого изображений. Тогда, согласно (1), для восстанавливаемого изображения получаем

$$|S(f)| = |S_1(f)| \frac{\sqrt{I(f)}}{\sqrt{I_1(f)}}. \qquad (3)$$

Таким образом, наличие неоднородностей среды никак не влияет на получение неискаженного восстанавливаемого изображения. Опорное изображение необходимо для получения модуля передаточной функции невозмущенной среды. Для упрощения восстановления в качестве опорного изображения целесообразно использовать сигнал с равномерным спектром. Эта методика, несомненно, может найти широкое применение в тех случаях, где не требуется фаза спектра сигнала.

5. Заключение

В условиях взаимодействия мод акустического поля источника, вызванного проявлением ИВВ, на основе голографического метода экспериментально продемонстрировано восстановление передаточной функции невозмущенного волновода и возможность наблюдения временной изменчивости среды. Метод основан на записи исходной фурье-голограммы, формируемой невозмущенным и рассеянным полями. Голограмма представляет собой раздельные локализованные области спектральных плотностей, отвечающих отсутствию и наличию возмущения. Считывание этих областей обратным двукратным преобразованием Фурье позволило получить интерферограммы невозмущенного и рассеянного полей. Описан алгоритм получения неискаженного модуля спектра источника при наличии неоднородностей среды.

Обобщая результаты, полученные на двух трассах, можно предположить, что они применимы по отношению и к другим типичным гидродинамическим возмущениям океанического шельфа. Например, фоновые внутренние волны, поверхностное

волнение, приливные колебания. Таким образом, голографический метод позволяет по-новому осмыслить те направления в акустике океана, где играет роль интерференция волн, обусловленная широкополосными сигналами.

6. Благодарности

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ (проект № 19-08-00941) и грант Президента РФ (проект МК-933.2019.8).

Литература

1. Frank S.D., Badiey M., Lynch J., Siegmann W.L. Analysis and modeling of broadband airgum data influenced by nonlinear internal waves // J. Acoust. Soc. Am. 2004. V. 116. N. 6. P. 3404−3422.
2. Badiey M., Katsnelson B.G., Lynch J.F., Pereselkov S.A., Siegmann W.L. Measurement and modeling of three-dimensional sound intensity variations due to shallow-water internal waves // J. Acoust. Soc. Am. 2005. V. 117. N. 2. P. 613−625.
3. Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. Спектрограмма и локализация источника звука в мелком море // Акуст. журн. 2017. Т. 63. № 4. С. 406−418.
4. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Zvyagin V.G., Malykhin A.Yu., Prosovetskiy D.Yu. Intense internal waves and their manifestation in interference patters of received signals on oceanic shelf // Phys. Wave Phenom. 2018. V. 26. N. 2. P. 160−167.

References

1. Frank S.D., Badiey M., Lynch J., Siegmann W.L. Analysis and modeling of broadband airgum data influenced by nonlinear internal waves // J. Acoust. Soc. Am. 2004. V. 116. N. 6. P. 3404−3422.
2. Badiey M., Katsnelson B.G., Lynch J.F., Pereselkov S.A., Siegmann W.L. Measurement and modeling of three-dimensional sound intensity variations due to shallow-water internal waves // J. Acoust. Soc. Am. 2005. V. 117. N. 2. P. 613−625.
3. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Spectrogram and Localization of a Sound Source in Shallow Water. Acoust. Phys., 2017, vol. 63, N 4, pp. 449–461.
4. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Zvyagin V.G., Malykhin A.Yu., Prosovetskiy D.Yu. Intense internal waves and their manifestation in interference patters of received signals on oceanic shelf // Phys. Wave Phenom. 2018. V. 26. N. 2. P. 160−167.

РЕАЛИЗАЦИЯ ГОЛОГРАФИЧЕСКОГО МЕТОДА ЛОКАЛИЗАЦИИ ИСТОЧНИКА ЗВУКА В ОТСУТСТВИЕ ИНФОРМАЦИИ О ПЕРЕДАТОЧНОЙ ФУНКЦИИ ВОЛНОВОДА

С.А. Пересёлков[1,2], В.М. Кузькин[1], Г.Н. Кузнецов[1], Г.А. Ляхов[1], Е.С. Казначеева[2]

[1]Институт общей физики им. А.М. Прохорова РАН (ИОФ РАН), Москва, Россия
[2]Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Проанализирована разрешающая способность голографического метода локализации источника звука по его шумовому полю. Представлены два варианта реализации метода, которые для определения координат источника не требуют знания характеристик среды распространения. Они решают проблему идентификации малошумного источника в акваториях, в которых невозможно проведение акустической калибровки. Получена оценка максимальной дальности применимости метода, позволяющая оптимизировать обработку сигнала источника.

Ключевые слова: гидроакустика, голография, интерференционная структура, звуковое поле, широкополосный движущийся источник, малошумный источник, гидролокация.

IMPLEMENTATION OF THE HOLOGRAPHIC METHOD OF LOCALIZATION OF SOUND SOURCE AT ABSENCE OF INFORMATION ABOUT TRANSFER FUNCTIONS OF WAVEGUIDE

S.A. Pereselkov[1,2], V.M. Kuz'kin[1], G.N. Kuznetsov[1], G.A. Lyakhov[1], E.S. Kaznacheeva[2]

[1] General Physics Institute of RAS (GPI RAS), Moscow, Russia
[2] Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The resolution of holographic method of sound source localization by its noise field is analyzed. Two variants of method implementation are presented. The offered holographic method of source localization does not require knowledge of propagation media characteristics to estimate the source coordinates. The holographic method solves the problem of identification of low noise source in ocean areas where acoustic calibration is not possible. The estimation of the maximum range of holographic method applicability is presented.

Keywords: hydroacoustics, holography, interference structure, sound field, moving broadband source, low noise source, hydrolocation.

1. Введение

В работах [1−8] изложены математические принципы и результаты апробации голографического (интерферометрического) метода обнаружения, идентификации (определение координат) и разрешения нескольких шумовых источников звука с применением одиночных векторно-скалярных приемников (ВСП). В основе метода лежит обработка данных посредством частотно-временной фильтрации, осуществляемой двукратным преобразованием Фурье интерференционной картины (интерферограммы), формируемой источником,

$$F(\nu,\tau)=\int_{0}^{\Delta t}\int_{\omega_0-\frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0+\frac{\Delta\omega}{2}} I(\omega,t)\exp[i(\nu t-\omega\tau)]wdtd\omega, \qquad (1)$$

где $F(\nu,\tau)$ и $I(\omega,t)$ – голограмма (спектрограмма) и интерферограмма одной из компонент векторно-скалярного поля; ν, τ и $\omega=2\pi f$, t – циклическая частота, время голограммы и интерферограммы соответственно; w – радиальная скорость источника (по направлению к приемнику); Δt и $\Delta\omega$ – время наблюдения и ширина спектра, ω_0 – средняя частота спектра. Голограммы и интерферограммы различных составляющих векторно-скалярного поля и их комбинаций когерентны и различаются лишь помехоустойчивостью.

В предположении горизонтально-однородного волновода голограмма скалярной компоненты поля (звукового давления) источника равна [1]

$$F(\nu,\tau)=\sum_m\sum_n F_{mn}(\nu,\tau), \qquad (2)$$

где

$$F_{mn}(\nu,\tau)=\exp\left[i\left(\frac{\nu\Delta t}{2}-\tau\omega_0\right)\right]\exp\left\{i\left[(m-n)\alpha\left(\frac{\Delta t}{2}w+r_0\right)+r_0(\nu/w)\right]\right\}\times$$
$$\times\Delta\omega\Delta t w A_m A_n^*\frac{\sin\left\{\left[(r_0+wt_*)(m-n)\frac{d\alpha}{d\omega}-\tau\right]\frac{\Delta\omega}{2}\right\}}{\left[(r_0+wt_*)(m-n)\frac{d\alpha}{d\omega}-\tau\right]\frac{\Delta\omega}{2}}\frac{\sin\left\{[w(m-n)\alpha+\nu]\frac{\Delta t}{2}\right\}}{[w(m-n)\alpha+\nu]\frac{\Delta t}{2}}. \qquad (3)$$

Здесь A_m – амплитуда m-й моды; r_0 – начальное удаление источника от приемника в момент времени $t=0$; $\alpha=dh_l(\omega_0)/dl$, h_l – горизонтальное волновое число l-й моды, в окрестности которой моды синфазны; t_* – выделенный момент времени на интервале наблюдения Δt, $0<t_*\le\Delta t$. Введение величины α полезно при интерпретации голограммы. В действительности, $(d\alpha/d\omega)(m-n)=(dh_{mn}(\omega_0)/d\omega)$, $\alpha(m-n)=h_{mn}(\omega_0)$, где $h_{mn}=h_m-h_n$, $d\omega/dh_m=u_m$ – групповая скорость m-й моды.

Изображение источника локализовано в форме фокальных пятен, зеркально перевернутых относительно начала координат. Они расположены в первом и третьем квадрантах, если радиальная скорость $w<0$, т.е. источник приближается к приемнику и во втором и четвертом квадрантах ($w>0$), когда источник удаляется от приемника. Область локализации содержит $(M-1)$ основных максимумов с координатами (τ_μ,ν_μ), расположенными на прямой $\nu=\varepsilon\tau$, где M – число мод, формирующих поле, $\mu=\overline{1,M-1}$ – номер фокального пятна, $\varepsilon=\nu_\mu/\tau_\mu$. Ближайший к началу координат пик обусловлен интерференцией соседних мод и расположен в точке (τ_1,ν_1). Координаты соседнего пика, вызванного интерференцией мод номеров $(m,m+2)$, – (τ_2,ν_2) и т.д. И, наконец, координаты самого удаленного пика, обусловленного интерференцией первой и последней моды – (τ_{M-1},ν_{M-1}). В точках с координатами (τ_μ,ν_μ) суммируются $(M-\mu)$ основных пиков. В качестве критерия обнаружения источника принимается наличие выраженного пика сигнала, преобладающего над помеховыми пиками, функции обнаружения

$$G[\varepsilon_*(q)] = \int_0^{\Delta\tau} \left|F\left[\tau(q), \nu\left(\tau(q)\right)\right]\right| \sqrt{1+\varepsilon_*^2(q)}\, d\tau, \qquad (4)$$

которая определяет угловой коэффициент прямой $\nu = \varepsilon\tau$ расположения основных максимумов фокальных пятен при входном отношении сигнал/помеха (с/п) q [1, 7]. Здесь $\Delta\tau$ – линейный размер области локализации по оси времени τ; ε_* – варьируемое значение углового коэффициента ε. За оценку $\varepsilon(q)$ принимается положение максимального пика, $\max G[\varepsilon_*(q)] = G[\varepsilon(q)]$. Для обнаружения источника информация об гидроакустических характеристиках океанической среды не требуется.

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

$$\dot{w} = -\kappa_{v\mu}\nu_\mu, \qquad (5)$$

$$\dot{r}_0 + \dot{w}t_* = \kappa_{r\mu}\tau_\mu, \qquad (6)$$

где

$$\kappa_{v\mu} = \left[\overline{h_{m(m+\mu)}(\omega_0)}\right]^{-1}, \qquad (7)$$

$$\kappa_{r\mu} = \left[\overline{dh_{m(m+\mu)}(\omega_0)/d\omega}\right]^{-1} \qquad (8)$$

– коэффициенты, определяющие пространственные и частотные масштабы изменчивости передаточной функции волновода. Оценки параметров источника, получаемые в результате анализа наблюдаемого процесса, в отличие от их истинных значений, обозначены точкой сверху. Черта сверху означает усреднение по номерам мод. Компонента $\dot{w}t_*$ является неконтролируемой систематической ошибкой.

В соотношения (5), (6) входят непосредственно измеряемые по голограмме величины (τ_μ, ν_μ) и неизвестные величины (7), (8), которые могут быть определены по данным акустической калибровки района исследований [9] или по результатам моделирования на основе априорной информации о характеристиках волновода. Для того чтобы голографический метод стал применимым везде, необходимо описывать коэффициенты (7), (8) посредством наблюдаемых величин, т.е. величин, которые могут быть непосредственно измерены при малом отношении с/п, не требующих знания о параметрах среды распространения.

В настоящей работе рассмотрен вопрос о разрешении фокальных пятен. Изложены два варианта измерения величин (7), (8). Получена оценка максимальной удаленности шумового источника, на которой еще сохраняется работоспособность метода.

2. Разрешение фокальных пятен

На голограмме спектральная плотность поля источника представлена в форме фокальных пятен, вытянутых вдоль прямой $\nu = \varepsilon\tau$. Линейные размеры фокальных пятен не зависят от их номеров и в направлении осей частоты ν и времени τ равны $\Delta\nu = 4\pi/\Delta t$ и $\Delta\tau = 4\pi/\Delta\omega$. Вне этих размеров спектральная плотность практически подавлена.

Введем частотный $\Lambda_{m(m+\mu)}$ и пространственный $L_{m(m+\mu)}$ масштабы изменчивости поля, связанные с интерференцией мод, формирующих μ-е фокальное пятно [10]

$$\Lambda_{m(m+\mu)} = \frac{2\pi}{r_0}\left|\varkappa_{r\mu}\right|, \tag{9}$$

$$L_{m(m+\mu)} = 2\pi\left|\varkappa_{v\mu}\right|. \tag{10}$$

В предположении $|w|\Delta t \ll r_0$ выражению (9) можно придать форму

$$\tau_\mu \Lambda_{m(m+\mu)} = 2\pi, \tag{11}$$

рассматриваемую как «соотношение неопределенности» между величинами τ_μ и $\Lambda_{m(m+\mu)}$. Используя (10), выразим оценку радиальной скорости в соответствии с (5), что дает

$$\frac{\left|\nu_\mu\right| L_{m(m+\mu)}}{|\dot{w}|} = 2\pi, \tag{12}$$

так что, время пересечения пространственного масштаба $L_{m(m+\mu)}$ с точностью до множителя 2π равно величине, обратной координате ν_μ максимума μ-го фокального пятна.

Два соседних фокальных пятна по критерию Рэлея [11] разрешимы, если их положения максимумов расходятся более чем на полуширину пятна. При условии $|w|\Delta t \ll r_0$ это сводится к неравенствам

$$\Delta\omega r_0 \left|\frac{d\overline{h_{m(m+\mu)}(\omega_0)}}{d\omega} - \frac{d\overline{h_{m(m+\mu+1)}(\omega_0)}}{d\omega}\right| \geq 2\pi, \tag{13}$$

$$\Delta t|w|\left|\overline{h_{m(m+\mu)}(\omega_0)} - \overline{h_{m(m+\mu+1)}(\omega_0)}\right| \geq 2\pi. \tag{14}$$

Увеличение расстояния, ширины полосы, радиальной скорости и времени наблюдения влечет повышение разрешающей способности голографического метода локализации источника. Если условия (13), (14) не выполняются, то соседние фокальные пятна перекрываются, их максимумы расплываются, и погрешности определения радиальной скорости и удаленности источника возрастают.

Проиллюстрируем сказанное на примере модельного волновода, рассмотренного в работе [5], горизонтальные волновые числа и групповые скорости мод которого приведены в табл. 1. Далее они используются при числовых оценках. Пусть ширина спектра $\Delta f = 40$ Гц и время наблюдения $\Delta t = 300$ с. Тогда фокальные пятна первых двух номеров $\mu = 1, 2$ разрешаются, если расстояние $r_0 \geq 2.2$ км и радиальная скорость $|w| \geq 3.1$ м/с. Фокальные пятна двух последних номеров $\mu = 5, 6$ разрешаются при выполнении неравенств $r_0 \geq 2.1$ км и $|w| \geq 2.8$ м/с. Разрешимость соседних фокальных пятен, как видно, от номеров практически не зависит.

Таблица 1. Горизонтальные волновые числа h_m
и групповые скорости u_m мод на частоте $f_0 = 90$ Гц.

Номера мод, m	1	2	3	4	5	6	7
h_m, м$^{-1}$	0.3840	0.3808	0.3767	0.3713	0.3637	0.3543	0.3428
u_m, м/с	1466.0	1461.7	1450.8	1429.6	1402.8	1369.3	1329.0

3. Адаптация метода

Под адаптацией голографического метода понимается возможность определения коэффициентов (7), (8) посредством измерения связанных с ними величин на фоне малого входного отношения с/п в отсутствие знания передаточной функции волновода. Такими измеряемыми величинами являются пеленг [6] и частотный сдвиг интерференционных максимумов волнового поля [12]. Ниже описаны два варианта определения $\kappa_{\nu\mu}$ и $\kappa_{r\mu}$, реализуемые с использованием двух ВСП Q_1 и Q_2, разнесенных на горизонтальное расстояние d (рис. 1).

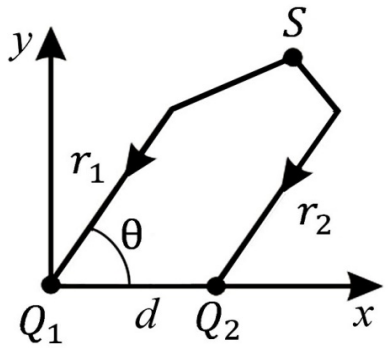


Рис. 1. Схема расположения источника S и ВСП $Q_{1,2}$.

3.1. Первый вариант. Данный вариант, назовем его амплитудным, основан на представлении модулей голограмм ВСП, чувствительных к удалению источника. Разность расстояний источника до приемников, если $r_1, r_2 \gg d$, равна $\Delta r = d\cos\theta$, где θ – пеленг. Тогда из (6) следует

$$d\cos\theta = \kappa_{r\mu}\Delta\tau_\mu, \tag{15}$$

где $\Delta\tau_\mu = \tau_{\mu 1} - \tau_{\mu 2}$ – разность положений основного максимума μ-го фокального пятна в точках наблюдения. Соотношение (15) позволяет определить $\kappa_{r\mu}$ по измеренным величинам θ и $\Delta\tau_\mu$, и тем самым оценить расстояния r_1 и r_2. Частотный сдвиг интерференционного максимума в момент времени $t = 0$ между точками наблюдения равен [12]

$$\Omega_0 = -\frac{1}{2\pi}\frac{d\cos\theta}{r_1}\frac{\kappa_{r\mu}}{\kappa_{\nu\mu}}, \tag{16}$$

поэтому, используя (6), (15), получаем

$$\kappa_{\nu\mu} = -\frac{d\cos\theta}{\Omega_0\tau_{\mu 1}}. \tag{17}$$

Таким образом, соотношения (15), (17) дают возможность определить коэффициенты $\kappa_{r\mu}$ и $\kappa_{\nu\mu}$, если величины θ, $\Delta\tau_\mu$, Ω_0 и $\tau_{\mu 1}$ известны.

Для применимости амплитудного метода необходимо, чтобы в точках наблюдения μ-е фокальные пятна разрешались, а частотный сдвиг не превышал ширины спектра, $|\Omega_0| \le \Delta f$. В соответствии с критерием Рэлея условие разрешения фокальных пятен записывается в виде

$$d\cos\theta \geq \frac{\kappa_{r\mu}}{\Delta f}. \quad (18)$$

Пусть ширина полосы $\Delta f = 40$ Гц, расстояние $r_1 = 10$ км. Тогда, согласно (18), фокальные пятна номеров $\mu = 1$ и $\mu = 6$ разрешаются, если $d\cos\theta \geq 2.1$ км ($\mu = 1$) и $d\cos\theta \geq 0.4$ км ($\mu = 6$). В соответствии с (16) частотный сдвиг $|\Omega_0| \geq 19.6$ Гц ($\mu = 1$) и $|\Omega_0| \geq 3.7$ Гц ($\mu = 6$). Применимость амплитудного варианта облегчается с увеличением номера фокального пятна.

3.2. Второй вариант. Другой вариант определения коэффициентов (7), (8) основан на фазовом представлении голограммы, которая, наоборот, чувствительна к радиальной скорости источника. Этот вариант назовем фазовым.

Разность фаз между точками наблюдения в окрестности максимума μ-го фокального пятна, согласно (3), равна

$$\Delta\varphi_\mu(\nu) = d\cos\theta\left[\overline{h_{m(m+\mu)}(\omega_0)} + (\nu/w)\right]. \quad (19)$$

Разность фаз линейно зависит от частоты ν и в точке положения максимума фокального пятна, $\nu = \nu_\mu$, как и следовало ожидать, равна нулю. Это дает возможность определять положения максимумов фокальных пятен ν_μ по нулевым значениям разности фаз. При этом координаты τ_μ максимумов фокальных пятен определяются как $\tau_\mu = \nu_\mu/\varepsilon$. По сравнению с непосредственным определениям координат максимумов фокальных пятен, если они размыты, на практике этот метод может оказаться более удобным и точным. Дифференцируя выражение (19), для радиальной скорости получаем оценку

$$\dot{w} = \frac{d\cos\theta}{d\left(\Delta\varphi_\mu\right)/d\nu}, \quad (20)$$

что позволяет, используя соотношение (5), определить коэффициент $\kappa_{v\mu}$.

Оценки удаленности r_1 и значения коэффициента $\kappa_{r\mu}$ можно получить, наблюдая за частотным сдвигом интерференционного максимума волнового поля. При этом возможны два подхода.

Первый подход. В приближении $r_1 \gg w\Delta t$ для момента времени Δt частотный сдвиг между двумя точками наблюдения равен [12]

$$\Omega_{\Delta t} = -\frac{1}{2\pi}\frac{d\cos\theta}{(r_1 - w\Delta t)}\frac{\kappa_{r\mu}}{\kappa_{v\mu}} \approx \Omega_0\left(1 + \frac{w\Delta t}{r_1}\right), \quad (21)$$

где Ω_0 – частотный сдвиг в момент времени $t = 0$. Тогда, согласно (16) и (21), изменение частотного сдвига за время наблюдения составит

$$\Delta\Omega = \Omega_0 - \Omega_{\Delta t} = \Omega_0\frac{w\Delta t}{r_1}, \quad (22)$$

так что начальное удаление оценивается как

$$\dot{r}_1 = \left|\frac{\Omega_0}{\Delta\Omega}\dot{w}\Delta t\right|. \quad (23)$$

Второй подход. Частотные сдвиги за время наблюдения в точках наблюдения Q_1 и Q_2 равны соответственно [12]

$$\Omega_1 = -\frac{1}{2\pi}\frac{w\Delta t}{r_1}\frac{\kappa_{r\mu}}{\kappa_{v\mu}}, \quad (24)$$

$$\Omega_2 = -\frac{1}{2\pi}\frac{w\Delta t}{(r_1 - d\cos\theta)}\frac{\kappa_{r\mu}}{\kappa_{v\mu}}. \quad (25)$$

В результате получаем соотношение для разности частотных сдвигов между точками наблюдения

$$\Delta\Omega_{\Delta t} = \Omega_1 - \Omega_2 \approx \Omega_1 \frac{d\cos\theta}{r_1}, \quad (26)$$

позволяющее оценить начальное удаление

$$\dot{r}_1 = \left|\frac{\Omega_1}{\Delta\Omega_{\Delta t}} d\cos\theta\right|. \quad (27)$$

Выражения (23), (27) дают возможность определять коэффициенты $\kappa_{r\mu}$. В отличие от амплитудного варианта в фазовом варианте ограничения на величину $d\cos\theta$ отсутствуют. Фазовый вариант позволяет непосредственно оценивать радиальную скорость и удаление, не прибегая к определению коэффициентов $\kappa_{v\mu}$ и $\kappa_{r\mu}$.

Пусть $d = 150$ м, $r_1 = 10$ км, $\Delta t = 90$ с, $w = 2$ м/с. В соответствии с амплитудным подходом получаем $\max\Omega_0 = 1.4$ Гц, $\Delta\Omega = 2.5 \times 10^{-2}$ Гц. Применительно к фазовому подходу $\Omega_1 = 1.7$ Гц, $\max\Delta\Omega_{\Delta t} = 2.6 \times 10^{-2}$ Гц. Под максимальными значениями частотного сдвига Ω_0 и разности частотных сдвигов $\Delta\Omega_{\Delta t}$ понимаются их абсолютные значения, регистрируемые при пеленгах $\theta = 0$ или $\theta = 180^{\circ}$.

4. Предельные удаленности шумового источника

На практике голограмма реализовывается на основе применения быстрого преобразования Фурье (БПФ). Время наблюдения разбивается на временные интервалы (отсчеты), в которых выполняется БПФ и осуществляется когерентное сложение голограмм. В результате голограмма равна сумме голограмм временных отсчетов.

Помехоустойчивость голографического метода принято характеризовать предельным (минимальным) входным отношением с/п $q_{\lim}$, при котором для значений $q \geq q_{\lim}$ обеспечивается устойчивое обнаружение и оценки пеленга, радиальной скорости и начального удаления близки реальным [1, 7]. Для скалярной компоненты поля шумового источника $q_{\lim} \approx 1.5/J^2$, где J – число временных отсчетов при регистрации голограммы интерференционной картины с использованием БПФ [2]. Для векторных компонент поля значение $q_{\lim}$ будет несколько другим [3, 7]. Пусть входное отношение с/п на одиночном приемнике равно q. Тогда адекватные оценки координат источника будут выполняться при выполнении условия

$$qJ^2 \geq 1.5. \quad (28)$$

Следовательно, уменьшение входного отношения с/п влечет за собой требование увеличения числа отсчетов. Это число сверху ограничено временем наблюдения и длительностью единичной шумовой реализации.

Длительность регистрации шумового сигнала можно оценить из соображений представления сигнала с помощью частотных выборок передаточной функции

волновода. При этом достаточно ограничиться рассмотрением наименьшего частотного масштаба изменчивости поля, обусловленного интерференцией между крайними модами. Наименьший частотный масштаб в окрестности частоты ω_0 на расстоянии r между источником и приемником

$$\Lambda_{\min} = \frac{2\pi}{r|dh_{1M}(\omega_0)/d\omega|}. \quad (29)$$

Пусть период изменчивости поля определяется независимыми значениями передаточной функции в N точках (при квазигармоническом изменении $N_{\min} = 3$). Частотный интервал δf между двумя выборками не должен превышать значения $1/T$, $\delta f \le 1/T$, где T – время регистрации шумового сигнала. Величину (29) можно также записать как

$$\Lambda_{\min} = N\delta f = N/T. \quad (30)$$

Из (29), (30) следует, что длительность шумовой реализации должна удовлетворять неравенству

$$T \ge T_{\min} = Nr|dh_{1M}(\omega_0)/d\omega|, \quad (31)$$

так что с увеличением расстояния r и средней частоты ω_0 спектра минимальное время регистрации шумового сигнала возрастает и уменьшается соответственно. Чтобы реализации были независимыми, длительность δT между ними должна быть более $1/\Delta f$, т.е. $\delta T \ge \delta T_{\min} = 1/\Delta f$.

В результате число отсчетов сверху оценивается как

$$J \le J_{\max} = \frac{\Delta t}{Nr|dh_{1M}(\omega_0)/d\omega| + (1/\Delta f)}, \quad (32)$$

где, напомним, Δt и Δf – время наблюдения и ширина спектра источника. Практически всегда можно обеспечить выполнение условия $(1/\Delta f) \ll Nr|dh_{1M}(\omega_0)/d\omega|$, поэтому

$$J_{\max} \approx \frac{\Delta t}{Nr|dh_{1M}(\omega_0)/d\omega|}. \quad (33)$$

Таким образом, предельное входное отношение с/п можно повысить до необходимого значения, обеспечивающего обнаружение источника, увеличивая время наблюдения и среднюю частоту спектра, либо уменьшая дальность обнаружения. Если длительность регистрации T выбирается меньше $T_{\min}$, это приводит к искажениям в восстановлении спектра сигнала, что влечет за собой возрастание погрешности в определении положения максимумов фокальных пятен и, как следствие, увеличение погрешности в оценках пеленга, удаленности и радиальной скорости источника.

Для входного отношения с/п q допустимые удаленности r шумового источника, когда сохраняется работоспособность метода, согласно (28) и (33), оцениваются как

$$r^2 \le r_{\lim}^2 = \frac{q}{1.5N^2}\frac{(\Delta t)^2}{|dh_{1M}(\omega_0)/d\omega|^2}, \quad (34)$$

Характерной чертой соотношения (34) для предельного удаления $r_{\lim}$ шумового источника является то обстоятельство, что в него входят параметры передаточной функции волновода и поэтому их физическое содержание различно в зависимости от

выбора акватории. Поэтому здесь (и только на этом этапе применения описанного метода) требуется анализ зависимости этих параметров от типа исследуемой акватории.

Для рассматриваемой модельной ситуации: $|dh_{1M}(\omega_0)/d\omega| = 7.03 \times 10^{-5}$ с/м. Если задать время наблюдения $\Delta t = 90$ с и значение входного отношения с/п $q = 10^{-3}$, тогда, как следует из (34), $r_{\lim} = 11.0$ км.

5. Заключение

Проанализированы и обсуждены возможности реализации голографического метода локализации источника звука. На основе критерия Рэлея сформулированы условия разрешения соседних фокальных пятен голограммы. В зависимости от передаточной функции волновода они накладывают ряд ограничений на выбор ширины полосы и время наблюдения, а также на радиальную скорость и удаленность источника, обеспечивающих применимость метода. Предложены два варианта исполнения метода, не требующих информации о передаточной функции волновода, которые реализуются на основе измерений пеленга и частотных сдвигов интерференционных максимумов между двумя разнесенными ВСП. Эти измерения, на этапе обнаружения, позволяют определять характеристики передаточной функции волновода, связывающие положения максимумов фокальных пятен с радиальной скоростью и удаленностью источника. В зависимости от входного отношения с/п, времени наблюдения и определяемой характеристики передаточной функции среды получена оценка максимальной удаленности источника, при которой сохраняется работоспособность метода. Результаты анализа проиллюстрированы числовыми оценками для низкочастотной области шумового источника, которые позволяют сформулировать требования к практическим схемам реализации метода.

6. Благодарности

Работа выполнена при поддержке программы Президиума РАН I.7 "Актуальные вопросы фотоники, зондирование неоднородных сред и материалов", гранта РФФИ (проект № 19-08-00941) и грант Президента РФ (проект МК-933.2019.8).

Литература

1. Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. Спектрограмма и локализация источника звука в мелком море // Акуст. журн. 2017. Т. 63. № 4. С. 406–418.
2. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kaznachheev I.V. Noise source localization shallow water // J. Phys. Wave Phenom. 2017. V. 25. N. 2. P. 156–163.
3. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kaznachheev I.V., Grigor'ev V.A. Interferometric method for estimating the velocity of a noise sound source and the distance to it in shallow water using a vector-scalar receiver // Phys. Wave Phenom. 2017. V. 25. N. 4. P. 299–306.
4. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kuznetsov G.N., Kaznacheev I.A. Interferometric direction finding by a vector-scalar receiver // Phys. Wave Phenom. 2018. V. 26. N. 1. P. 63–73.
5. Kuz'kin V.M., Kuznetsov G.N., Pereselkov S.A., Grigor'ev V.A., Prosovetskiy D.Yu. Resolving power of the interferometric method of source localization // Phys. Wave Phenom. 2018. V. 26. N. 2. P. 150−159.

6. Кузькин В.М., Пересёлков С.А., Казначеев И.В., Ткаченко С.А. Метод определения местоположения малошумного источника звука // Вестн. ВГУ. Серия: Физика. Математика. 2018. № 2. С. 53–63.
7. Казначеев И.В., Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. Интерферометрический метод обнаружения движущегося источника звука векторно-скалярным приемником // Акуст. журн. 2018. Т. 64. № 1. С. 33–45.
8. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Wave method for estimating the sound source depth in an oceanic waveguide // Phys. Wave Phenom. 2016. V. 24. N. 4. P. 310–316.
9. Белов А.И., Кузнецов Г.Н. Оценка акустических параметров модели дна в мелком море с использованием априорной геолого-геофизической информации и преобразования Вигнера // Акуст. журн. 2014. Т. 60. № 2. С. 190–195.
10. Бреховских Л.М., Лысанов Ю.П. Теоретические основы акустики океана. М.: Наука, 2007. 370 с.
11. Ландсберг Г.С. Оптика. М.: Наука, 1976. 928 с.
12. Кузькин В.М., Куцов М.В., Пересёлков С.А. Пространственная интерференция нормальных волн в океанических волноводах // Акуст. журн. 2014. Т. 60. № 4. С. 376–383.

REFERENCES

1. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. Spectrogram and Localization of a Sound Source in Shallow Water. Acoust. Phys., 2017, vol. 63, N 4, pp. 449–461.
2. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kaznachheev I.V. Noise source localization shallow water // J. Phys. Wave Phenom. 2017. V. 25. N. 2. P. 156–163.
3. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kaznachheev I.V., Grigor'ev V.A. Interferometric method for estimating the velocity of a noise sound source and the distance to it in shallow water using a vector-scalar receiver // Phys. Wave Phenom. 2017. V. 25. N. 4. P. 299–306.
4. Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Kuznetsov G.N., Kaznacheev I.A. Interferometric direction finding by a vector-scalar receiver // Phys. Wave Phenom. 2018. V. 26. N. 1. P. 63–73.
5. Kuz'kin V.M., Kuznetsov G.N., Pereselkov S.A., Grigor'ev V.A., Prosovetskiy D.Yu. Resolving power of the interferometric method of source localization // Phys. Wave Phenom. 2018. V. 26. N. 2. P. 150−159.
6. Kuz'kin V. M., Pereselkov S. A., Kaznacheev V. I., Tkachenko S. A. Method of determining location of low-noise sound source. // Vestnik VSU: Physics. Mathematics. 2018. N. 2. P. 53-63.
7. Kaznacheev I.V., Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. An Interferometric Method for Detecting a Moving Sound Source with a Vector-Scalar Receiver. // Acoust. Phys., 2018, vol. 64, N 1, pp. 37–48.
8. Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A., Prosovetskiy D.Yu. Wave method for estimating the sound source depth in an oceanic waveguide // Phys. Wave Phenom. 2016. V. 24. N. 4. P. 310–316.
9. A. I. Belov, G. N. Kuznetsov Estimating the acoustic parameters of a model of a shallow-water seafloor using a priori geological and geophysical information and the Wigner transform // Acoust. Phys., 2014, vol. 60, N 2, pp. 191–196.
10. L. M. Brekhovskikh, Yu. p. Lysanov Theoretical foundations of ocean acoustics. M.: Nauka, 2007. 370 p. [in Russian].
11. G. S. Landsberg Optics. M.: Nauka, 1976. 928 p. [in Russian].
12. V. M. Kuz'kin, M. V. Kutsov, S. A. Pereselkov Spatial interference of normal waves in oceanic waveguides // Acoust. Phys., 2014, vol. 60, N 4, pp. 405–412.

РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ЗАВИСИМОСТИ ОШИБОК ИЗМЕРЕНИЯ ПСЕВДОДАЛЬНОСТЕЙ ДО НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВ ПРИ ОДНОВРЕМЕННЫХ ИЗМЕРЕНИЯХ ДВУМЯ РАЗНЕСЕННЫМИ В ПРОСТРАНСТВЕ ПРИЕМНИКАМИ

Д. И. Савин, А. В. Коровин, Н. А. Клементьев

ВУНЦ ВВС «ВВА им. Профессора Н.Е.Жуковского и Ю.А.Гагарина», Воронеж, Россия

Аннотация. Проведены экспериментальные исследования и выявлено свойство коррелированности ошибок измерения псевдодальностей при приеме навигационного сигнала от одного спутника в двух точках с изменением расстояния между точками.

Ключевые слова: псевдодальность; навигационная аппаратура потребителей; режим относительной навигации.

THE RESULTS OF EXPERIMENTAL STUDIES OF THE CORRELATION OF THE MEASUREMENT ERRORS OF PSEUDORANGE TO NAVIGATION SATELLITES WITH SIMULTANEOUS MEASUREMENTS BY TWO SEPARATED IN SPACE RECEIVERS

D. I. Savin, A. V. Korovin, N. A. Klementev

MESC AF «N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)

Abstract. Experimental studies have been carried out and the property of correlation of pseudodality measurement errors when receiving a navigation signal from one satellite at two points with a change in the distance between the points has been revealed.

Keywords: pseudorange; navigation equipment of consumers; mode of relative navigation.

1. Введение

В наше время использование глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) во многих сферах человеческой деятельности стало нормой. Это обусловлено высокой точностью получаемых навигационно-временных определений (НВО).

Точность НВО зависит от множества факторов: применяемого приемника и его программно-алгоритмического обеспечения, стабильности опорного генератора часов приемника, среды распространения навигационного сигнала, условий приема. Среда распространения, в частности ионосфера, вносит наибольшую задержку при приеме сигнала от навигационного спутника (НС), а также вызывает преломление трассы распространения сигнала.

Учет различных факторов, влияющих на точность НВО, происходит за счет принятия различных мер: например, использования двухчастотных приемников или моделей ионосферы (для одночастотных), а также за счет применения дифференциального режима измерений [1-3]. Использование более высокоточных часов в приемнике, направленных антенн и многие другие меры позволяют повысить точность определения местоположения.

При решении, например, боевых задач авиацией, требуется высокая точность НВО при высокой динамике и маневренности воздушных судов (ВС), а также владение информацией о местоположении всех участников группы с высокой точностью (особенно если речь идет о взаимодействии в плотных боевых порядках). Режим абсолютного позиционирования при условии обмена координатами между участниками не обеспечивает необходимую точность. Выполнение полетов с использованием дифференциального режима обеспечивает достаточную точность при взаимодействии, но часто такие задачи выполняются на территории других государств, где невозможно развертывание высокоточной дифференциальной станции. Повышение точности в таком случае может достигаться за счет применения режима относительных измерений [1-3].

Прием сигналов НС взаимодействующими ВС из состава группы осуществляется на театре военных действий, то есть в ограниченном пространстве. При этом существует коррелированность ошибок, возникающих при НВО, при одновременном приеме сигнала от НС на двух и более взаимодействующих объектах. Учет степени коррелированности ошибок на бортах взаимодействующих ВС позволит повысить точность НВО. Также при моделировании алгоритмов относительной навигации адекватная модель ошибок позволит сэкономить финансовые и временные ресурсы на первых этапах исследований.

2. Проведение натурного эксперимента и исследование результатов

Изучению свойств коррелированности ошибок, возникающих при НВО в приемниках ГНСС, был посвящен натурный эксперимент. Суть эксперимента заключалась в одновременном приеме навигационных сигналов в двух точках, координаты которых заранее известны с высокой точностью. Для получения высокоточных координат были проведены измерения координат при помощи приемника «Триумф-ВС». Наблюдения выполнялись в течение двух часов в каждой точке, после чего координаты усреднялись. Точность таких измерений уступает точности геодезически привязанных объектов, но является высокой (единицы сантиметров). Затем в данных точках были установлены мультисистемные приемники ГНСС, которые позволили осуществлять запись псевдодальностей до НС, а также координат НС. В процессе эксперимента была выполнена запись необходимых параметров при нахождении двух точек на расстояниях около 700 метров, затем около 4, 10, 14 и 15 километров. Измерения проводились в городе Воронеже.

Точность НВО при формировании оценок координат, составляющих скорости потребителя и текущего времени зависит от того, на сколько точно будут определены оценки псевдодальностей до НС. При распространении сигнала по трассе НС – потребитель он проходит ионосферу и тропосферу, что приводит к преломлению трассы и увеличению времени распространения. Это приводит к погрешностям определения псевдодальностей. В результате переотражения сигналов от различных предметов возникают ошибки многолучевости. Вращение источника излучения приводит к

возникновению релятивистких и гравитационных эффектов, влияющих на время распространения сигнала до потребителя [4].

Экспериментальные данные проходили постобработку на ПЭВМ. Первым действием был расчет геометрической дальности до НС по выражению

$$Д_{геом} = \sqrt{(x_i - x_{ист})^2 + (y_i - y_{ист})^2 + (y_i - y_{ист})^2}, \quad (1)$$

где x_i, y_i, z_i – координаты i-го НС, $x_{ист}, y_{ист}, z_{ист}$ – истинные координаты определяемой точки (условно истинные, измерены и усреднены при помощи высокоточного навигационного приемника «Триумф-ВС»).

Следующим шагом при постобработке экспериментальных данных было определение абсолютной погрешности псевдодальностей до НС по выражению

$$\Delta Д_n = Д_{изм} - Д_{геом}, \quad (2)$$

где $Д_{изм}$ – измеренная по задержке сигнала псевдодальность до НС (так называемая кодовая псевдодальность), n – номер точки, для которой определяется ошибка (в представленном эксперименте принимает значения 1 или 2, так как измерения проводились одновременно в двух точках).

Далее исследовался вопрос наличия коррелированности ошибок измерения псевдодальностей до НС при приеме сигнала в двух точках, находящихся на расстоянии. Выражение для определения нормированной взаимной корреляционной функции абсолютных погрешностей, определенных по выражению (2), следующее

$$r_{\Delta Д_1 \Delta Д_2} = R_{\Delta Д_1 \Delta Д_2}(t_1, t_2) / \sqrt{D_{\Delta Д_1}(t_1) D_{\Delta Д_2}(t_2)} \quad (3)$$

где $R_{\Delta Д_1 \Delta Д_2}(t_1, t_2)$ – взаимная корреляционная функция, $D_{\Delta Д_1}(t_1)$ – дисперсия ошибки определения псевдодальности (абсолютной погрешности) первого приемника в момент времени t_1, $D_{\Delta Д_2}(t_2)$ – дисперсия ошибки определения псевдодальности (абсолютной погрешности) второго приемника в момент времени t_2.

Взаимная корреляционная функция определяется выражением [4]

$$R_{\Delta Д_1 \Delta Д_2}(t_1, t_2) = \mathrm{M}\left\{\left[\Delta Д_1(t_1) - m_{\Delta Д_1}(t_1)\right]\left[\Delta Д_2(t_2) - m_{\Delta Д_2}(t_2)\right]\right\}, \quad (4)$$

где $\mathrm{M}\{g\}$ – операция определения математического ожидания, $\Delta m_{\Delta Д_1}(t_1), m_{\Delta Д_2}(t_2)$ – математическое ожидание для ошибок определения псевдодальностей в первой и второй точках приема соответственно в моменты времени t_1 и t_2.

Ниже будут приведены графические представления нормированной взаимной корреляционной функции для различных расстояний. На рисунке 1 представлена нормированная взаимная корреляционная функция, определяемая по выражению (3), для расстояния между приемниками 700 метров.

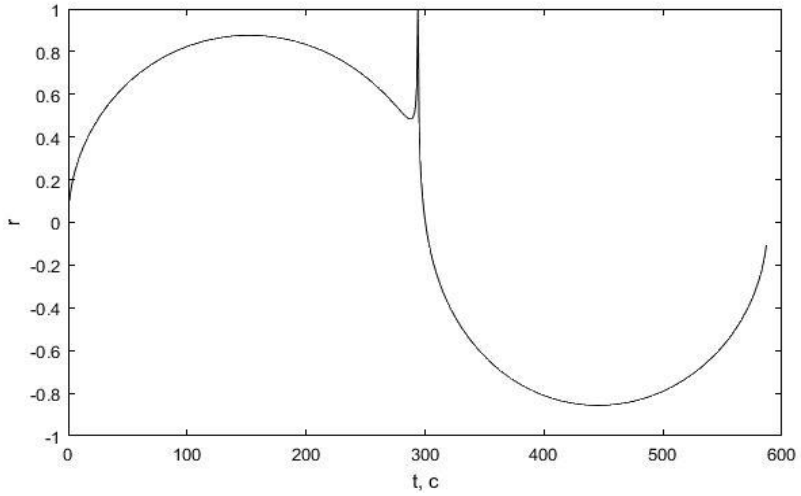
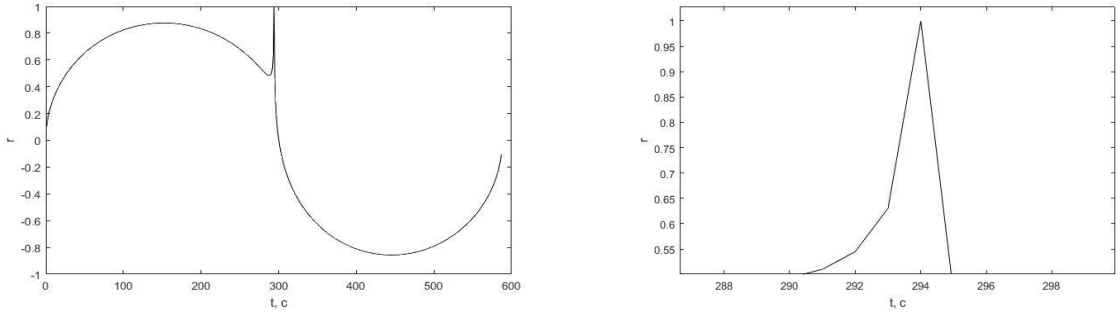


Рис. 1. Нормированная взаимная корреляционная функция ошибок измерения псевдодальности до НС №3, одновременно наблюдаемого в двух точках приема на расстоянии 700 метров.

Из рисунка 1 видно, что на малом расстоянии (700 метров) коэффициент взаимной корреляции $r_{\Delta Д_1 \Delta Д_2} = 1$. Это говорит о том, что систематическая часть ошибки измерения псевдодальности (а при решении навигационной задачи в реальном масштабе времени и часть случайной или аномальной составляющей ошибки) является полностью одинаковой в двух точках приема в строго определенный момент времени – момент излучения сигнала НС.

На рисунке 2 представлена нормированная взаимная корреляционная функция, определяемая по выражению (3), для расстояния между приемниками около 4 километров.



а) б)

Рис. 2. Нормированная взаимная корреляционная функция ошибок измерения псевдодальности до НС №3, одновременно наблюдаемого в двух точках приема на расстоянии 4000 метров

Из рисунка 2 видно, что на расстоянии 4000 метров коэффициент взаимной корреляции $r_{\Delta Д_1 \Delta Д_2} = 1$.

На рисунке 3 представлены нормированные взаимные корреляционные функции, определяемые по выражению (3), для расстояния между приемниками около 700 метров и 15500 метров.

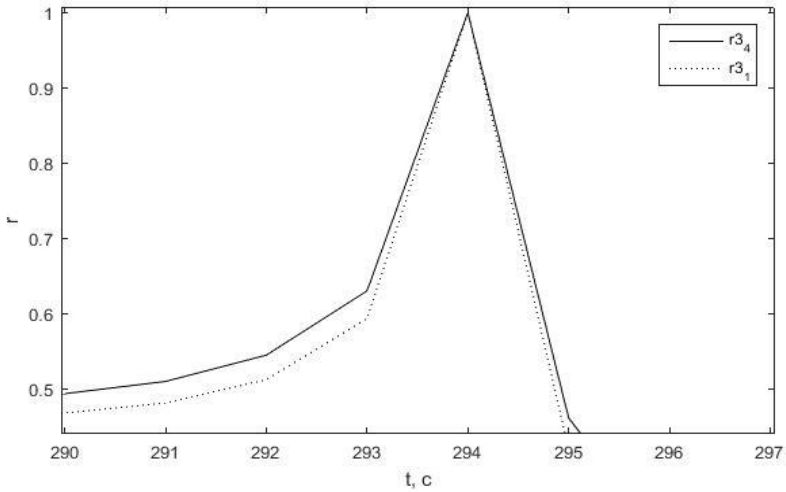


Рис. 3. Нормированные взаимные корреляционные функции ошибок измерения псевдодальности до НС №3, одновременно наблюдаемого в двух точках приема на расстояниях 700 ($r3_1$) и 15500 ($r3_4$) метров.

Из рисунка 3 видно, что на расстояниях 700 и 15500 метров коэффициент взаимной корреляции $r_{\Delta Д_1 \Delta Д_2} = 1$, но ширина пика немного увеличилась с увеличением расстояния. Взаимная корреляционная функция для расстояния 10000 и 14500 метров имеет вид, аналогичный представленному на рисунке 1. Изменяется лишь ширина пика корреляционной функции, но незначительно.

Нормированные взаимные корреляционные функции были представлены для НС №3. Характерным является та особенность, что и для ошибок измерения псевдодальностей других НС, одновременно наблюдавшихся в двух точках приема, коэффициент взаимной корреляции принимал значения, близкие к 1.

3. Заключение

Анализируя нормированные взаимные корреляционные функции, представленные на рисунках 1–3, следует обратить внимание на ширину и высоту пика корреляционной функции. Высота говорит о степени коррелированности, которая является достаточно высокой на сравнительно небольших расстояниях. Ширина пика нормированной взаимной корреляционной функции говорит о том, что ошибки коррелированы в строго определенный момент времени. Таким моментом времени является момент излучения сигнала НС, который принимается на двух точках одновременно. Именно для такого момента времени была обнаружена и подтверждена экспериментально высокая степень коррелированности ошибок, возникающих на пути распространения навигационного сигнала. В отличие от дифференциального режима, для которого характерны усредненные поправки к навигационным параметрам потребителей ГНСС, подход с использованием знаний о значениях коррелированности ошибок в зависимости от расстояния между объектами даст более высокую точность НВО в реальном масштабе времени.

Высокая степень коррелированности ошибок измерения псевдодальностей до НС, одновременно наблюдаемых на двух и более объектах (в рассмотренном эксперименте

речь идет о двух объектах и расстояниях до 15 километров), позволит производить учет таких ошибок еще на этапе синтеза алгоритмов относительной навигации при использовании, например, в теоретической модели ошибок рассмотренного свойства.

Литература

1. Гарин Е. Н., Определение относительных координат объекта с помощью спутниковых средств радионавигации/Е. Н. Гарин, Д. Д. Дмитриев, В. И. Кокорин, Н. З. Кремез//Радиолокация, навигация и связь: сб. докладов конф. "RLNC-2006": в 3 т.− Воронеж: НПО "САКВОЕЕ", 2006. − (Т.3, с. 1776-1884).
2. Гарин Е. Н., Измерение пространственной ориентации самолетов/Е. Н. Гарин//Проблемы развития информационных технологий в системе ВКО РФ: сб. материалов XXXVIII Воен.-научн. конф. ВА ВКО, секция 7.−Тверь 2009. −с.157-159.
3. Гарин Е. Н., Применение навигационной аппаратуры ГЛОНАСС/GPS на малых летательных аппаратах//Е.Н. Гарин, В. И. Кокорин, Ю. Л. Фатеев//Современные технологии− ключевое звено в возрождении отечественного авиастроения: материалы международной НПК: в 2 т. Т.2− Казань: Издательство Казанского гос. техн. университета, 2008.− с.35-39.
4. Антонович К. М., Использование спутниковых радионавигационных систем в геодезии. В 2 томах. Том 2. Монография//К. М. Антонович: ГОУ ВПО «Сибирская государственная геодезическая академия». –М.: ФГУП «Картгеоцентр», 2006. –360 с.:ил.

References

1. Garin E. N., The determination of relative coordinates of an object using satellite navigation/E. N. Garin, D. D. Dmitriev, V. I. Kokorin, N. Z. Kremez//Radar, navigation and communication: collection of reports]. "RLNC-2006": 3,− Voronezh: NPO "SEQUOIA", 2006. - (Vol. 3, pp. 1776-1884).
2. Garin E. N., Measurement of the spatial orientation of the aircraft/E. N. Garin//Problems of development of information technologies in the system of aerospace defense of the Russian Federation: proceedings of XXXVIII Military.-scientific. Conf. VA VKO, section 7.- Tver 2009. - pp. 157-159.
3. Garin E. N., The use of navigation equipment GLONASS/GPS on the small aircraft//E. N. Garin, V. I. Kokorin, Yu. l. Fateev//Modern technologies− the key point in revival of domestic aviation industry: materials of international SPC: in 2 t. T. 2− Kazan: Publishing house of Kazan state technical. University, 2008.- p. 35-39.
4. Global navigation satellite system. Methods and technologies of geodetic and land surveying. The determination of relative coordinates by pseudorange measurements. The main provisions of the national standard of the Russian Federation, GOST R 53607-2009, Moscow 2009, p.22.

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ НАВЕДЕНИЯ НА ДВИЖУЩУЮСЯ ЦЕЛЬ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОБЪЕДИНЕННОГО ПРИНЦИПА МАКСИМУМА

А. А. Кузнецов[1], А. А. Костоглотов[2], С. В. Лазаренко[2], Ю. О. Жуков[1]

[1]«Военно-воздушная академия им. профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (ВУНЦ ВВС «ВВА»), г. Воронеж, РФ

[2]Донской государственный технический университет (ДГТУ), Ростов-на-Дону, РФ

Аннотация. Рассмотрены варианты классических методов наведения на воздушную цель в сравнении с предложенным наведением с применением объединенного принципа максимума. Приведены результаты математического моделирования, показывающие, что предложенный закон управления превосходит классические методы наведения по точности, времени наведения при выполнении ограничения на допустимые перегрузки.

Ключевые слова: моделирование; объединенный принцип максимума; закон управления; наведение; перегрузка; промах; цель.

THE PROBLEM OF AIMING AT A MOVING TARGET USING THE COMBINED MAXIMUM PRINCIPLE

A. A. Kuznetsov[1], A. A. Kostoglotov[2], S. V. Lazarenko[2], Yu. O. Zhukov [1]

[1]«Air Force Academy named after Professor N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin» (MTRC AF "AFA"), Voronezh, Russia

[2]Don State Technical University (DSTU), Rostov-on-Don, Russia

Abstract. The article considers variants of classical methods of guidance to the aerial target in comparison with the proposed guidance with the use of combining the maximum principle. The results of mathematical modeling show that the proposed control law exceeds the classical methods of guidance in accuracy, guidance time when the limit on allowable overload.

Keywords: modeling; unified maximum principle; control law; guidance; overload; miss; target.

1. Введение

Основной задачей стрельбы по воздушной цели является её поражение. Решение такой задачи зависит от выбора метода наведения (МН) ракеты. В зависимости от способа реализации МН управляемых ракет можно разделить на две основные группы [1]:

- методы, применяемые в телеуправляемых системах;
- методы самонаведения.

Наиболее известными методами первой группы являются: метод трех точек и методы упреждения (с постоянным коэффициентом упреждения, спрямления траектории, последовательных упреждений). Из второй группы МН можно назвать: метод погони, наведения с постоянным углом упреждения, параллельного сближения и метод пропорционального наведения (МПН).

В данной статье рассмотрены различные МН ракеты при стрельбе на встречных курсах и по удаляющейся воздушной цели. Наведение ракеты – это такой метод управления, при котором на борту ракеты определяются параметры движения цели и формируются команды управления ракетой, обеспечивающие необходимую вероятность достижения цели. При наведении ракет большое распространение получили методы с фиксированным положением требуемого направления вектора скорости относительно линии ракета-цель (метод погони, метод постоянного упреждения) и методы с изменяющимся положением требуемого направления вектора скорости относительно линии ракета-цель (метод параллельного сближения и метод пропорционального наведения). Выбор МН ракеты должен производиться с учетом различных требований. Основное из них – обеспечение заданной точности наведения при ограниченных возможностях ракеты по перегрузке, времени перехвата и действии на систему управления ряда других факторов. Метод наведения также должен быть достаточно простым в смысле его приборной реализации [1] и требовать минимальных финансовых затрат.

Проведя анализ выше описанных МН [1, 2] можно сделать вывод, что они не удовлетворяют предъявленным к ним требованиям по времени перехвата, допустимым перегрузкам и точности перехвата летательных аппаратов, которые выполняют сложные маневры [2] при уклонении от средств поражения.

2. Сравнение методов наведения с синтезированным алгоритмом

Ниже представлены результаты исследования поведения алгоритма наведения, синтезированного с применением объединенного принципа максимума (ОПМ) [3], в сравнении с реализациями метода погони и метода пропорционального наведения.

Пусть динамика движения задается уравнением Лагранжа

$$\ddot{\theta}_P = U_P$$

где $\ddot{\theta}_P$ – ускорение; U_P – закон управления азимутом ракеты.

Применяя объединенный принцип максимума [4], закон управления углом направления ракеты θ_P можно получить в виде

$$\ddot{\theta}_P = U_P = \lambda^{-1}\left[-\frac{\left|\dot{\theta}_P - \dot{\theta}_C\right|(\dot{\theta}_P - \dot{\theta}_C)}{\lambda^{-1}\left|\theta_P - \theta_C\right|} - (\theta_P - \theta_C)\right],$$

где λ – множитель Лагранжа; θ_P – азимут ракеты; θ_C – азимут цели, $\dot{\theta}_P, \dot{\theta}_C$ – скорость изменения углов θ_P и θ_C.

Особенностью предлагаемого алгоритма наведения является то, что для его реализации нет необходимости измерять ускорение цели и ракеты, так как ускорение пропорционально управлению.

Проверка эффективности синтезированного алгоритма наведения и сравнение его с МПН и методом погони при стрельбе навстречу и вдогон осуществлялась с помощью моделирования. Показателями эффективности методов были выбраны время перехвата

цели (быстродействие), значения конечного промаха в конце наведения (точность) и нормальная перегрузка ракеты.

Рассмотрим вариант наведения при движении цели навстречу. Цель движется по прямой траектории со скоростью 300 м/с. Скорость ракеты 1500 м/с, t_0 = 0 с, время наблюдения T=1000 с, интервал дискретизации Δt = 0,02 с.

Результаты перехвата цели при движении цели навстречу сведены в таблицу 1.

Таблица 1. Время перехвата при наведении навстречу

Метод наведения	Время перехвата, с
Пропорционального наведения	15,4
Погони	15,6
Алгоритм с использованием ОПМ	20

Рассмотрим вариант наведения ракеты на удаляющуюся цель. Цель движется по прямой траектории со скоростью 500 м/с. Скорость ракеты 1500 м/с, t_0 = 0 с, время наблюдения T=1000 с, интервал дискретизации Δt = 0,025 с.

Результаты перехвата цели при наведении ракеты на удаляющуюся цель сведены в таблицу 2.

Таблица 2. Время перехвата при наведении вдогон

Метод наведения	Время перехвата, с
Пропорционального наведения	33
Погони	32,5
Алгоритм с использованием ОПМ	25

На рисунках 1 и 2 представлены траектории полета ракеты и цели при наведении различными методами, где 1 – наведение ракеты методом погони; 2 – траектория полета цели; 3 – наведение ракеты МПН; 4 – наведение ракеты методом ОПМ.

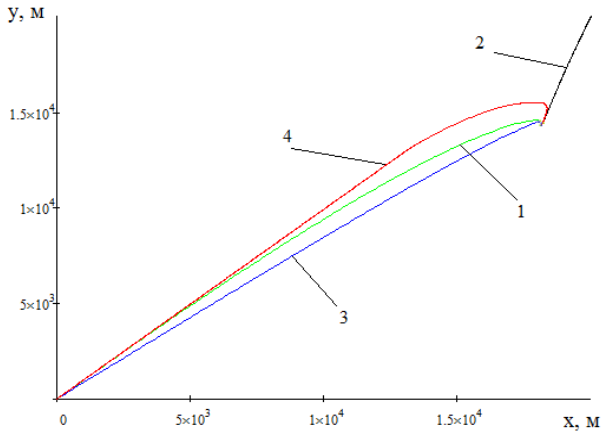


Рис. 1. Траектории сближения цели и ракеты при наведении на встречных курсах

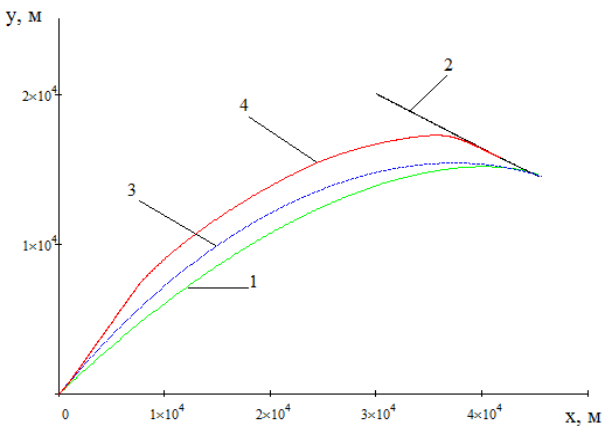


Рис. 2. Траектории наведения ракеты на удаляющуюся цель

Известно [1, 2], что для систем наведения одним из важнейших показателей оценки точности в процессе наведения на цель является значение промаха. Результаты моделирования представлены в таблице 3.

Таблица 3. Величина промаха для различных методов наведения

Метод наведения	Промах, м
При наведении на встречных курсах	
Пропорционального наведения	226
Погони	242
Алгоритм с использованием ОПМ	5
При наведении на удаляющуюся цель	
Пропорционального наведения	78
Погони	83
Алгоритм с использованием ОПМ	7

В процессе изменения текущего угла пеленга цели ракета испытывает определенную перегрузку n_y. Нормальная перегрузка вычисляется в соответствии с формулой [5]:

$$n_y = \frac{V}{g}\frac{d\theta}{dt} + \cos\theta,$$

где θ – угол наклона вектора скорости ракеты, V – скорость ракеты.

На рисунках 3 и 4 приведены графики изменения во времени перегрузки ракеты при наведении по методам 1 – метод погони, 2 – алгоритм с использованием ОПМ, 3 – МПН.

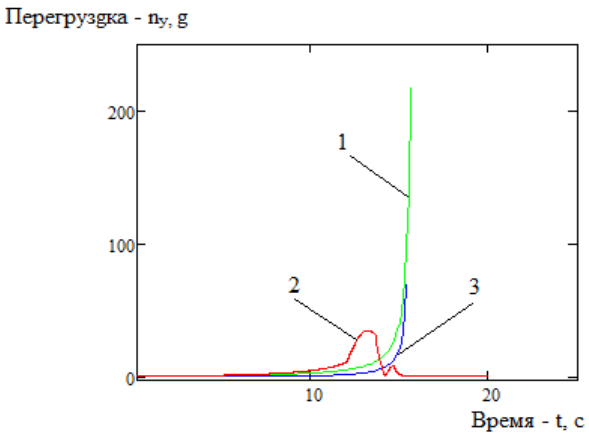


Рис. 3. Перегрузка ракеты при наведении на встречных курсах

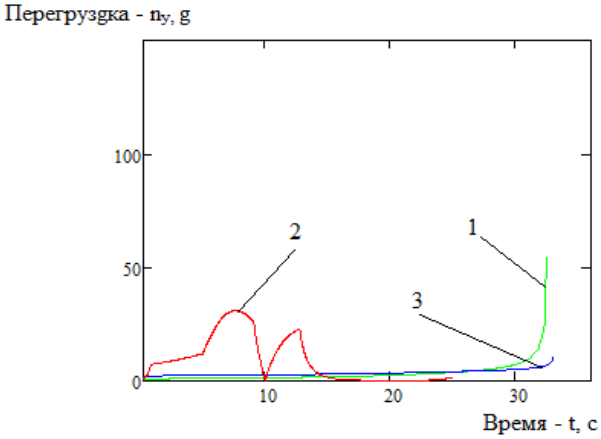


Рис. 4. Перегрузка ракеты при наведении вдогон

3. Заключение

Полученные результаты с применением математического моделирования показывают, что в сравнении с применяющимися в настоящее время МН предложенный алгоритм наведения с использованием ОПМ является высокоточным, достаточно

простым. Время перехвата цели алгоритма с ОПМ превышает время перехвата классических МН при наведении на встречных курсах. Однако перегрузка МПН близка к критической (среднее значение около 50 единиц, может доходить до 85), а метода погони значительно превышает допустимые значения, что неизбежно приводит к разрушению ракеты или срыву сопровождения. При наведении на удаляющуюся цель время перехвата значительно меньше, чем у традиционных методов наведения. Также следует отметить, что для равномерного и прямолинейного движения цели, перегрузки ракет не превышают допустимые при наведении синтезированным алгоритмом с использованием ОПМ. Во всех приведенных вариантах, величина промаха при наведении синтезированным методом (ОПМ) значительно меньше, чем у классических МН, так как для данных методов имеет значение курсовой угол цели.

Литература

1. Неупокоев Ф. К. Стрельба зенитными ракетами. М.: Воениздат. 1991. - 343 с.
2. Ярлыков М. С. Радиоэлектронные комплексы навигации, прицеливания и управления вооружением летательных аппаратов. Т. 1. Теоретические основы / М. С. Ярлыков, А. С. Богачев, В. И. Меркулов, В. В. Дрогалин. М.: Радиотехника, 2012. - 504 с.
3. Костоглотов А.А., Костоглотов А.И., Лазаренко С.В. Объединенный принцип максимума в информационных технологиях анализа и синтеза. Монография. г. Ростов-на-Дону: ЮРГУЭС, 2010 г. - 165 с.
4. Костоглотов А. А., Костоглотов А. И., Лазаренко С. В. Объединенный принцип максимума в задачах оценки параметров движения маневрирующего летательного аппарата. // Радиотехника и электроника. 2009. Т. 54. № 4, - С. 450-457.
5. Пупков К. А., Егупов Н. Д., Колесников Л. В., Мельников Д.В. Высокоточные системы самонаведения: расчет и проектирование. М.: ФИЗМАТЛИТ. 2011. - 512 с.

References

1. Neupokoev F. K. firing anti-aircraft missiles. M.: Voenizdat. 1991. - 343 p.
2. Yarlykov M. S. Radio-Electronic systems of navigation, sighting and weapons control aircraft. Vol.1. Theoretical foundations / M. S. Yarlykov, S. A. Bogachev, V. I. Merkulov, V. V. Drogalin. M.: Radio Engineering, 2012. - 504 c.
3. Kostoglotov A. A., Kostoglotov A. I., Lazarenko S. V. United principle of maximum in information technologies of analysis and synthesis. Monograph. Rostov-on-Don: URGUES, 2010 - 165 p.
4. Kostoglotov A. A., Kostoglotov A. I., Lazarenko S. V. The united maximum principle in the problems of motion parameters estimation of the maneuvering aircraft. // Radio engineering and electronics. 2009. Vol. 54. № 4, - Pp. 450-457..
5. Pupkov K. A., Egupov N. D., Kolesnikov L. V., Melnikov D. V. High-Precision homing systems: calculation and design. M.: FIZMATLIT. 2011. - 512 p.

СРЫВ В СИСТЕМЕ СЛЕЖЕНИЯ ЗА ФАЗОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГНСС ПРИ РАБОТЕ В РАЙОНЕ РАЗМЕЩЕНИЯ ЛОКАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

В. В. Цитиридис[1], В. В. Неровный[1], В. А. Миронов[1], Н. Д. Голомазов[1]

[1]Военный учебно-научный центр Военно-воздушных Сил "Военно-воздушная академия им. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (ВУНЦ ВВС «ВВА»), Воронеж, Россия

Аннотация. Проведена оценка помехоустойчивости навигационной аппаратуры потребителей ГНСС при воздействии на неё сигналоподобных помех, источниками которых могут быть локальные навигационные системы. Получены количественные показатели помехоустойчивости аппаратуры потребителей ГНСС.

Ключевые слова: помехоустойчивость; навигационный BPSK сигнал; сигналоподобная помеха; срыв слежения.

THE PROBABILITY OF FAILURE OF PHASE TRACKING OF THE NAVIGATION USER EQUIPMENT WHEN WORKING IN THE AREA OF THE LOCAL NAVIGATION SYSTEM

V. V. Tsitiridis[1], V. V. Nerovnyi[1], V. A. Mironov[1], N. D. Golomazov[1]

[1]Military Educational Scientific Centre Air Force «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy» (MESC AF "AF Academy"), Voronezh, Russia

Abstract. The estimation of noise immunity of navigation equipment of GNSS consumers under the influence of signal-like noise, the sources of which can be local navigation systems. The obtained quantitative indicators of a noise stability of user equipment of GNSS.

Keywords: noise immunity; navigation BPSK signal; signal like noise; default of track.

1. Введение

Глобальные навигационные спутниковые системы (ГНСС) имеют ряд преимуществ перед другими навигационными системами. Они обладают высокой точностью, непрерывностью и глобальностью навигационного обеспечения.

Однако, ГНСС имеют и серьезный недостаток: навигационная аппаратура потребителя (НАП) в условиях плотной городской застройки не всегда может обнаружить сигналы от необходимого количества навигационных космических аппаратов (НКА).

Одним из направлений развития навигации является разработка локальных навигационных систем (ЛНС). Данные системы разворачиваются в зонах, где необходимы высокие точность и стабильность навигации, как правило, в условиях плотной городской застройки. Такие системы в настоящее время уже существуют и работают за рубежом («LocataNet» – ЛНС, развернута в австралийском Сиднее) и разрабатываются в России (проект «Псевдоспутник» ООО «Веда-Проект») [1, 2].

Локальная навигационная система «LocataNet» разработана в Австралии фирмой Locata Corporation [1]. Данная система использует те же сигналы, что и «Navstar GPS» – код С/А с частотой следования кодовых символов 10,23 МГц при частоте следования

кодовых символов 1,023 МГц в GPS. Местоположение пользователя определяется посредством вычисления дальности до нескольких (как минимум трех) синхронизированных по времени базовых станций (передатчиков), излучающих навигационные сигналы. В Сиднее развернуто восемь таких станций. Передатчики «LocataNet» – стационарные объекты, их координаты известны. Мощность передатчика «LocataNet» составляет около 1 Вт. Мощность передатчиков НКА системы GPS – до 50 Вт [1].

Локальная навигационная система «Псевдоспутник» разрабатывается как функциональное дополнение к ГНСС ГЛОНАСС, GPS с применением сети наземных псевдоспутников [2]. Наземные псевдоспутники излучают навигационные сигналы на частотах L1, L2 ГЛОНАСС, L1 GPS, подобные сигналам НКА, которые могут быть приняты существующей НАП с минимальными программными модификациями. Так же аппаратура данной системы позволяет доработать передатчики для работы на частотах 2400; 5000 и 6000 МГц.

Мощность сигнала ЛНС на входе приемника НАП значительно превышает мощность сигнала НКА, что может привести к срыву навигационно-временных определений (НВО) в НАП. Представляет интерес оценка помехоустойчивости аппаратуры потребителя в условиях воздействия сигналоподобных помех, источниками которых могут быть вышеперечисленные системы.

Навигационная аппаратура состоит из двух взаимосвязанных схем слежения: схема слежения за задержкой (ССЗ) и схема слежения за фазой (ССФ). Помехоустойчивость НАП в когерентном режиме определяется помехоустойчивостью ССФ [3]. Таким образом, для оценки помехоустойчивости аппаратуры потребителя ГНСС в целом достаточно оценить помехоустойчивость ССФ.

В работах [4, 5] приведено сравнение помехоустойчивости НАП при обработке навигационных сигналов с навигационной информацией (НИ) и без неё в условиях воздействия гауссовской помехи. В [4, 5] указано, что наличие НИ в сигнале ухудшает помехоустойчивость НАП. В монографии [6] исследовалось воздействие на НАП сигналоподобных помех. В ней получены характеристики помехоустойчивости для НАП, работающей с сигналами без модуляции навигационной информацией.

Целью данной статьи является исследование и получение количественных характеристик помехоустойчивости НАП, работающей с навигационными сигналами типа BPSK, содержащими НИ, в условиях воздействия сигналоподобной помехи, а так же сравнение этих характеристик для каждого из сигналов.

2. Расчет помехоустойчивости аппаратуры потребителей ГНСС

а. Основные определения и допущения

Синтез дискриминатора фазы для НАП ГНСС приведен в ряде работ [3, 6, 7].

При синтезе наблюдаемый процесс на входе приемника НАП представлен в виде:

$$y(t) = S(t) + n(t) \qquad (1)$$

где: $S(t)$ – сигнал штатных НКА; $n(t)$ – белый гауссовский шум (БГШ).

Модель сигнала штатных космических аппаратов на входе устройства обработки информации НАП представлена выражением:

$$S(t) = A_1 G_{\text{ДК1}}(t-\tau_1) G_{\text{НИ1}}(t-\tau_1)\cos(\omega_0 t + \varphi_1), \quad (2)$$

где: A_1 – амплитуда сигнала; $G_{\text{ДК1}}(t-\tau_1)$ – дальномерный код; $G_{\text{НИ1}}(t-\tau_1)$ – кодовая последовательность, содержащая навигационную информацию; ω_0 – несущая частота; φ_1 – начальная фаза сигнала; τ_1 – время задержки сигнала.

В выражении (2) и далее $G_{\text{ДК}}(t-\tau_1)$, $G_{\text{НИ}}(t-\tau_1)$ – кодовые последовательности, которые могут с течением времени принимать фиксированные значения ±1, посредством чего осуществляется фазовая манипуляция. Параметр $G_{\text{НИ}}(t-\tau_1)$, в данном случае является неизвестным, случайным и неинформативным. На интервале наблюдения он является постоянным, т.е. $G_{\text{НИ}}(t-\tau_2) = G_{\text{НИ2}}$.

Для оценки помехоустойчивости ССФ воспользуемся методикой определения статистических характеристик оптимальных дискриминаторов следящих систем, приведенной в работе [6]. В соответствии с данной методикой для оценки помехоустойчивости дискриминаторов необходимо определить их дискриминационные и флуктуационные характеристики.

За модель сигнала псевдоспутников ЛНС, который при моделировании используется в качестве сигналоподобной помехи, примем выражение:

$$S_{\text{ЛНС}}(t_{k-1,i}) = A_2 G_{\text{ДК2}}(t_{k-1,i}-\tau_2) G_{\text{НИ2}}(t_{k-1,i}-\tau_2)\cos(\omega_0 t_{k-1,i} + \varphi_2), \quad (3)$$

где: $S_{\text{ЛНС}}(t_{k-1,i})$ – сигнал псевдоспутника локальной навигационной системы; A_2 – амплитуда сигнала, $G_{\text{ДК2}}(t_{k-1,i}-\tau_2)$ – дальномерный код; $G_{\text{НИ2}}(t_{k-1,i}-\tau_2)$ – кодовая последовательность, содержащая навигационную информацию; ω_0 – несущая частота; φ_2 – начальная фаза сигнала; τ_2 – временная задержка сигнала псевдоспутника ЛНС.

Для исследования помехоустойчивости аппаратуры потребителей ГНСС в когерентном режиме была разработана модель в программной среде MATLAB/Simulink, имитирующая работу дискриминатора фазы в НАП ГНСС в условиях воздействия сигналоподобных помех. Напряжение на выходе дискриминатора фазы описывается выражением:

$$U_{\text{д},\varphi} \approx -\text{I}\cdot Q, \quad (4)$$

где: $I = \dfrac{A}{N_0}\sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i}) G_{\text{ДК1}}(t_{k-1,i}-\tilde{\tau}_k)\cos(\omega_0 t_{k-1,i} + \tilde{\varphi})$, (5)

$$Q = \frac{A}{N_0}\sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i}) G_{\text{ДК1}}(t_{k-1,i}-\tilde{\tau}_k)\sin(\omega_0 t_{k-1,i} + \tilde{\varphi}). \quad (6)$$

Формулы (5), (6) описывают синфазный и квадратурный корреляторы [3].

б. Описание математической модели

Разработанная модель представлена на рисунке 1. В модели наблюдаемая реализация на входе дискриминатора фазы имеет вид:

$$y(t_{k-1,i}) = S(t_{k-1,i}) + S_{ЛНС}(t_{k-1,i}), \quad (7)$$

В выражении (7) отсутствует БГШ $n(t)$, т.к. мощность помехового сигнала $S_{ЛНС}(t_{k-1,i})$ на входе приемника на несколько порядков больше мощности шумов, которые представляют на этапе синтеза дискриминатора в виде БГШ.

Структура модели включает в себя:

— блок формирования навигационного сигнала;

— блок формирования сигналоподобной помехи;

— дискриминатор задержки;

— блок вычисления отношения помеха/сигнал;

— блок вычисления вероятности срыва слежения.

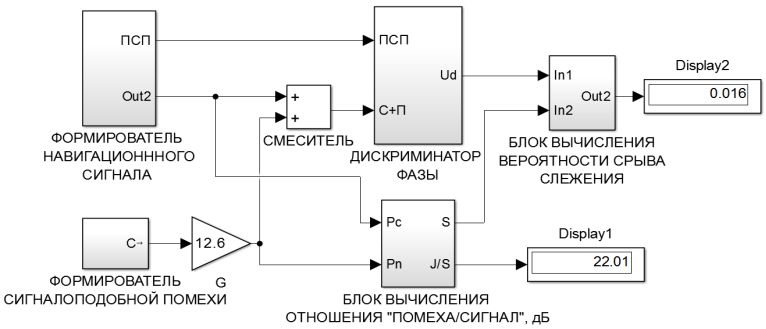


Рис. 1. Модель дискриминатора фазы

Блок формирования навигационного сигнала формирует фазоманипулированный псевдослучайной последовательностью сигнал с заданным значением амплитуды, частоты, начальной фазы и задержки. Закон фазовой манипуляции соответствует структуре навигационного сигнала. Скриншот модели данного блока представлен на рисунке 2.

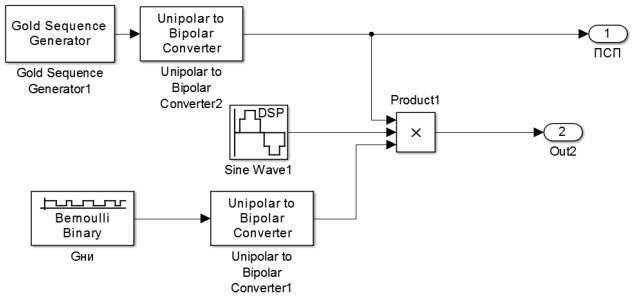


Рис. 2. Блок формирования навигационного сигнала

Блок формирования сигналоподобной помехи (рисунок 3) формирует фазоманипулированный случайной последовательностью сигнал с заданным значением

амплитуды и частоты. Начальная фаза сигнала меняется в начале каждого испытания. После чего в смесителе формируется аддитивная смесь навигационного сигнала и помехи, которая поступает на вход дискриминатора фазы.

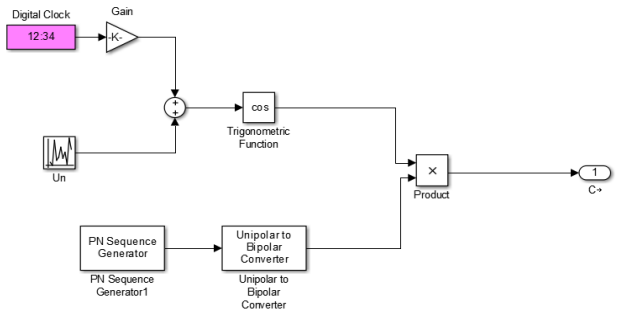


Рис. 3. Блок формирования сигналоподобной помехи

Дискриминатор фазы формирует заданную дискриминационную характеристику в соответствии с выражением (4). С выхода дискриминатора фазы напряжение поступает на вход блока вычисления вероятности срыва слежения. Схема дискриминатора фазы представлена на рисунке 4.

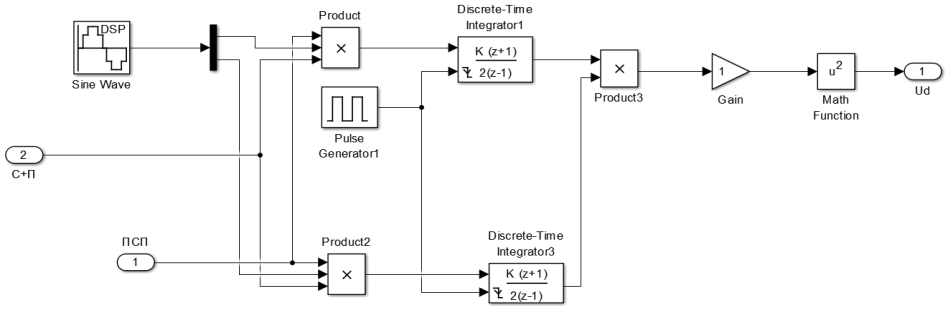


Рис. 4. Дискриминатор фазы

При каждом новом испытании изменяется значение коэффициента усиления G усилителя, который определяет соотношение помеха/сигнал.

При проведении оценки помехоустойчивости НАП для модели сигналоподобной помехи (3) были выбраны параметры сигнала BPSK (10). Подобный сигнал излучают псевдоспутники в ЛНС «LocataNet» [1]. Исследование проводилось для НАП, на вход которой поступают несущие навигационную информацию сигналы BPSK (1), BPSK (5), BPSK (10).

В качестве показателя эффективности функционирования ССФ в условиях помех используется вероятность срыва слежения за заданное время (время длительности навигационного сигнала) [3]. Под срывом слежения в данном случае понимается выход мгновенного значения ошибки слежения за фазой за пределы апертуры дискриминационной характеристики дискриминатора ССФ.

Наиболее простым методом вычисления вероятности срыва слежения является использование метода статистических испытаний (метод Монте-Карло).

Тогда вероятность срыва слежения можно определить как [6]:

$$P_c = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N}\delta_k(\sigma_{\varphi k}), \qquad (8)$$

где P_c – вероятность срыва слежения; N – общее количество опытов; $\sigma_{\varphi k}$ – значение статистики пересчитанной к входу фазового дискриминатора в опыте k; δ_k – индикаторная переменная, причём $\delta_k(\sigma_{\varphi k}) = 1$, если $\sigma_{\varphi k} \geq A_{\partial x}$ и $\delta_k(\sigma_{\varphi k}) = 0$, если $\sigma_{\varphi k} < A_{\partial x}$; $A_{\partial x}$ – раскрыв апертуры дискриминационной характеристики.

На рисунке 5 представлены полученные в результате моделирования на ЭВМ зависимости вероятности срыва слежения от соотношения мощности помехи к мощности сигнала $q = 10 \cdot \lg(P_{\text{ЛНС}} / P_{\text{S}})$ для НАП, работающей по навигационным сигналам типа *BPSK* (1), *BPSK* (5), *BPSK* (10).

Как указано в работе [10], при вероятности срыва слежения 0,5 и выше осуществление НВО в аппаратуре потребителя невозможно.

В таблице 1 приведены пороговые отношения «помеха/сигнал» q для НАП, работающей в условиях сигналоподобных помех.

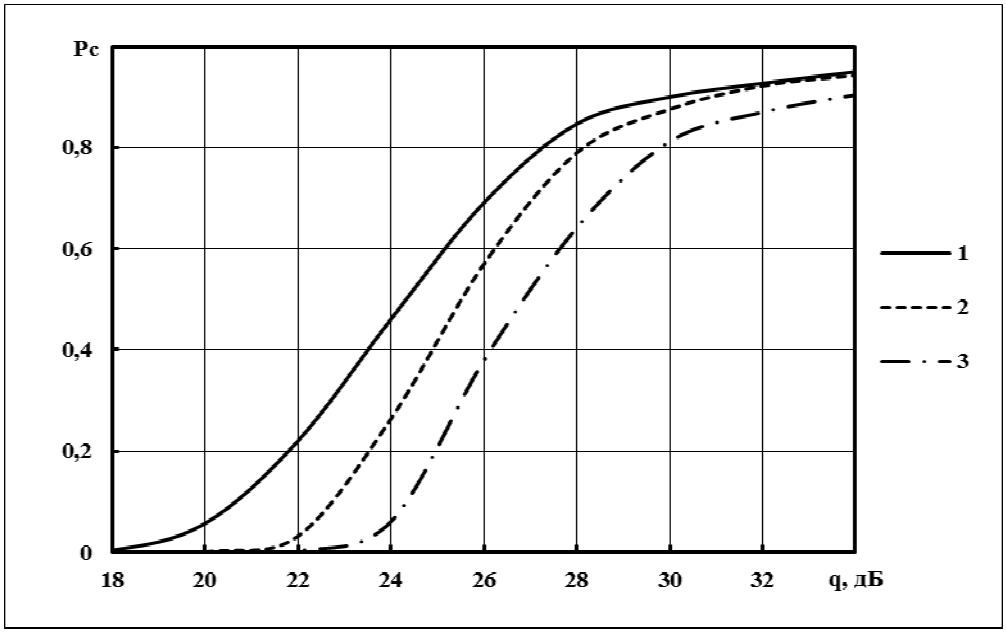


Рис. 5. Зависимости вероятности срыва слежения от соотношения q при работе НАП с навигационными сигналами: 1 – *BPSK* (1), 2 – *BPSK* (5), 3 – *BPSK* (10).

3. Заключение

По графику (рисунок 5) видно, что при воздействии сигналоподобной помехи наилучший показатель помехоустойчивости имеет НАП, работающая по навигационному сигналу *BPSK* (10) – срыв слежения наблюдается при q = *27* дБ. В сравнении с обработкой двух других навигационных сигналов в тех же условиях помехоустойчивость НАП выше на 1–3 дБ.

Критериальные отношения «помеха/сигнал» ССФ при обработке сигналов, не содержащих навигационную информацию, в условиях сигналоподобных помех получены в работе [6] и приведены в таблице 1. Там же приведены результаты, полученные авторами статьи для сигналов с навигационной информацией. Ухудшение помехоустойчивости для различных типов сигналов составляет 9…11 дБ.

Таблица 1. Сравнение помехоустойчивости НАП при обработке сигналов с навигационной информацией и без неё в условиях сигналоподобных помех.

Вид навигационного сигнала	Значения q для НАП, работающей с сигналом, промодулированным НИ [6]	Значения q для НАП, работающей с сигналом без НИ
BPSK (1)	24	33
BPSK (5)	26	36
BPSK (10)	27	38

В работах [3, 4, 5,] указано, что наличие навигационной информации ухудшает помехоустойчивость приема на 4…7 дБ при воздействии гауссовской помехи.

Результаты, полученные при проведении исследований, могут быть полезны разработчикам НАП ГНСС при выработке мер, направленных на обеспечение электромагнитной совместимости аппаратуры потребителей ГНСС и ЛНС.

Литература

1. Locata-ICD-100E Locata Signal Interface Control Document. Locata Corporation Pty Ltd. Canberra. 2014. 105 с.
2. Проект «Псевдоспутник» [сайт]. URL: http://www.vedapro.ru/pseudo.php (дата обращения: 04.12.2018).
3. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования // Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника. 2010. 800 с.
4. Ефименко В.С., Харисов В.Н. Влияние цифровой информации в навигационных сигналах на помехоустойчивость их приема // Радиотехника. 2013. №2. С. 17–20.
5. Миронов В.А., Радзиевский В.Г. Особенности навигационно-временного обеспечения радиоэлектронных систем в условиях информационного конфликта // Радиотехника. 1998. №6. С. 4 – 9.
6. В.В. Неровный. Помехоустойчивость мультисистемной аппаратуры потребителей ГНСС: монография. Воронеж: Издательско-полиграфический центр «Научная книга». 2018. 230 с.
7. Неровный В.В. Математическая модель оценки помехоустойчивости системы слежения за частотой аппаратуры потребителей спутниковых радионавигационных систем, использующей BPSK сигналы. // Теория и техника радиосвязи. 2013. №2. С. 46-50.
8. Перов А.И. Методы и алгоритмы оптимального приема сигналов в аппаратуре потребителей спутниковых радионавигационных систем: учеб. пособие для вузов. М.: Радиотехника. 2012. 240 с.
9. Вентцель Е.С. Теория вероятностей. М: Высшая школа. 2001. 315 с.
10. Шатилов А.Ю. Использование критерия срыва слежения при оценке помехоустойчивости следящих систем // Радиотехника. 2010. №11. С. 29 – 33.

References

1. Locata-ICD-100E Locata Signal Interface Control Document. Locata Corporation Pty Ltd. Canberra. 2014. 105 p.

2. Project «Pseudolite» [site] URL: http://www.vedapro.ru/pseudo.php (date of appeal 04.12.2018)
3. GLONASS. Principles of construction and operation // About write A. I. Perov, V.N. Harisov. M.: Radiotechnika. 2010. 800 p.
4. Efimenko V.S., Harisov V.N. The impact of digital information in the navigation signals and noise immunity of their admission // Radiotechnika. 2013. №2. P. 17 – 20.
5. Mironov V.A., Radzievskiy V.G. Features of navigation and time support of radio-electronic systems in the conditions of information conflict // Radiotechnika. 1998. № 6. P. 4 – 9.
6. Nerovnyi V.V. Noise immunity of Multisystem equipment of GNSS users: monograph. Voronezh. Printing centre «Naychnaya kniga». 2018. 230 p.
7. Nerovnyi V.V. Mathematical model of estimation of noise immunity of system of tracking of frequency of the equipment of consumers of the satellite radio navigation systems using BPSK signals // Toeriya i technika radiosvyazi. 2013. № 2. P. 46 – 50.
8. Perov A.I. Methods and algorithms of optimal signal reception in the equipment of consumers of satellite radio navigation systems: educ. book for university. Moscow. Radiotechnika. 2012. 240 p.
9. Ventzel E.S. Probability theory. Moscow. Vyshaya shcola. 2001. 315 p.
10. Shatilov A.Y. Using the criterion of tracking failure in assessing the noise immunity of tracking systems // Radiotechnika. 2010. № 11. P. 29 – 33.

ТОЧНОСТЬ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГНСС В ЗОНЕ РАЗМЕЩЕНИЯ ЛНС

В. В. Цитиридис[1], В. В. Неровный[1], В. А. Миронов[1], Н. Д. Голомазов[1]

[1]Военный учебно-научный центр Военно-воздушных Сил “Военно-воздушная академия им. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (ВУНЦ ВВС «ВВА»), Воронеж, Россия

Аннотация. Проведена оценка влияния сигналоподобной помехи на точность определения псевдо дальностей навигационной аппаратуры потребителей ГНСС методом математического моделирования. В качестве возможных источников помех рассмотрены локальные навигационные системы.

Ключевые слова: сигналоподобная помеха, точность определения псевдодальности, навигационный BPSK сигнал, локальные навигационные системы.

THE ACCURACY OF USER NAVIGATION EQUIPMENT GNSS IN LNS LOCATE

V. V. Tsitiridis[1], V. V. Nerovnyi[1], V. A. Mironov[1], N. D. Golomazov[1]

[1]Military Educational Scientific Centre Air Force «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy» (MESC AF “AF Academy”), Voronezh, Russia

Abstract. The influence of signal-like noise on the accuracy of determining the pseudo-distance of navigation equipment of GNSS consumers by mathematical modeling is estimated. Local navigation systems are considered as possible sources of noise.

Keywords: signal-like noise; the accuracy of determining the pseudo-distance; BPSK signal; Local navigation systems.

1. Введение

Использование глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) позволило добиться высокой точности навигационно-временных определений (НВО) потребителями. Однако, ГНСС имеют недостатки: низкая помехоустойчивость и низкий уровень сигнала на входе приемника навигационной аппаратуры потребителя (НАП). Использование ГНСС не всегда возможно в связи с тем, что НАП в условиях плотной городской застройки не может обнаружить сигналы от необходимого количества навигационных космических аппаратов (НКА) по причине переотражения сигналов от зданий и сооружений или нахождения потребителя в помещениях.

Одном из способов обеспечения НВО в зонах, где необходимы высокие точность и стабильность навигации является разворачивание локальных навигационных систем (ЛНС). Такие системы в настоящее время уже существуют и работают за рубежом («LocataNet» – в австралийском Сиднее) и разрабатываются в России (проект «Псевдоспутник» ООО «Веда-Проект») [1, 2].

Локальная навигационная система «LocataNet» разработана в Австралии фирмой Locata Corporation [1]. Дальность действия «LocataNet» ограничивается дальностью до 50 км. Данная ЛНС работает по тому же принципу, что и «Navstar GPS», в ней применяется тип кода C/A с частотой следования кодовых символов 10,23 МГц при частоте следования кодовых символов 1,023 МГц в GPS. Местоположение пользователя

определяется посредством вычисления дальности до нескольких (как минимум трех) синхронизированных по времени базовых станций (передатчиков), излучающих навигационные сигналы. Базовые станции – стационарные объекты, располагаются не на орбитах Земли, а распределены по земной поверхности, их координаты известны. Мощность передатчика «LocataNet» около 1 Вт, мощность передатчиков на НКА системы GPS – до 50 Вт [1].

Отечественная локальная навигационная система «Псевдоспутник» разрабатывается как функциональное дополнение к ГНСС ГЛОНАСС, GPS с применением сети наземных псевдоспутников [2]. Наземные псевдоспутники излучают навигационные сигналы на частотах L1, L2 ГЛОНАСС, L1 GPS, подобные сигналам НКА, которые могут быть приняты существующей НАП с минимальными программными модификациями. Так же аппаратура данной системы позволяет доработать ее для конвертации рабочей частоты на 2,4; 5 и 6 ГГц.

При одновременном воздействии на вход НАП сигналов НКА и ЛНС, сигнал последней выступает как сигналоподобная помеха. Полагаем, что в НАП нет информации о законе формирования псевдослучайной последовательности, т.е. сигнал ЛНС не является детерминированным для приемника. Модель сигнала ЛНС описывается выражением:

$$S_{\text{ЛНС}}(t_{k-1,i}) = A_2 G_{\text{ДК2}}(t_{k-1,i} - \tau_2) G_{\text{НИ2}}(t_{k-1,i} - \tau_2) \cos(\omega_0 t_{k-1,i} + \varphi_2), \quad (1)$$

где: $S_{\text{ЛНС}}(t_{k-1,i})$ – сигнал псевдоспутника локальной навигационной системы; A_2 – амплитуда сигнала; $G_{\text{ДК2}}(t_{k-1,i} - \tau_2)$ – дальномерный код, его закон формирования неизвестен; $G_{\text{НИ2}}(t_{k-1,i} - \tau_2)$ – кодовая последовательность, содержащая навигационную информацию; ω_0 – несущая частота; φ_2 – начальная фаза сигнала; τ_2 – временная задержка сигнала псевдоспутника ЛНС. Параметры сигнала ЛНС τ_2, φ_2 являются неизвестными в точке приема.

В выражении (1) и далее $G_{\text{ДК}}(t)$, $G_{\text{НИ}}(t)$ – кодовые последовательности, которые могут с течением времени принимать значения ±1, посредством чего осуществляется фазовая манипуляция. Причем параметр $G_{\text{НИ}}(t)$ в данном случае является случайным и неинформативным. На интервале наблюдения они являются постоянными, то есть $G_{\text{НИ}}(t - \tau_2) = G_{\text{НИ}}$.

Целью данной статьи является исследование влияния сигналоподобных помех на точность определения НАП псевдодальностей, и получение наглядных зависимостей точности НАП от уровня сигналоподобных помех.

2. Синтез дискриминатора системы слежения за задержкой

Для синтеза устройства фильтрации помех представим наблюдаемый процесс в виде:

$$y(t) = S(t) + n(t), \quad (2)$$

где: $S(t)$ – сигнал НКА; $n(t)$ – белый гауссовский шум (БГШ).

Примем за модель сигнала космических аппаратов на входе устройства обработки информации НАП следующее выражение:

$$S(t) = A_1 G_{\text{ДК1}}(t-\tau_1) G_{\text{НИ1}}(t-\tau_1)\cos(\omega_0 t + \varphi_1)\,, \tag{3}$$

где: $S(t)$ – сигнал НКА; A_1 – амплитуда сигнала, $G_{\text{ДК1}}(t-\tau_1)$ – дальномерный код; $G_{\text{НИ1}}(t-\tau_1)$ – кодовая последовательность, содержащая навигационную информацию; ω_0 – несущая частота; φ_1 – начальная фаза сигнала; τ_1 – временная задержка сигнала НКА.

Представим выражение для функции правдоподобия с учетом цифровой обработки в виде [3]:

$$P(\mathbf{Y}\,|\,\lambda, G_{\text{НС}}) = c\exp\left\{-\frac{2\text{A}}{N_0}\sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i})\,G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i}-\tilde{\tau}_k)\,G_{\text{НС}}\cos(\omega_0 t_{k-1,i}+\tilde{\varphi})\right\}, \tag{4}$$

где: $\mathbf{Y} = \left|\text{y}_{\text{k}-1,0} \quad \text{y}_{\text{k}-1,1} \quad \ldots \quad \text{y}_{\text{k}-1,\text{N}-1}\right|$ – вектор отсчётов входного наблюдения (2) на *k*-ом интервале времени $\left[\text{t}_{\text{k}-1};\ \ \text{t}_{\text{k}}\right]$.

Усредним по символам навигационного сообщения с учетом равной вероятности приема одного из символа:

$$P(\mathbf{Y}\,|\,\lambda) = \frac{1}{2}P(\mathbf{Y}\,|\,\lambda, G_{\text{НС}}=+1) + \frac{1}{2}P(\mathbf{Y}\,|\,\lambda, G_{\text{НС}}=-1)\,. \tag{5}$$

Тогда функция правдоподобия примет вид:

$$\begin{aligned} P(\mathbf{Y}\,|\,\lambda) = {} & \frac{1}{2}c\exp\left\{-\frac{2\text{A}}{N_0}\sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i})\,G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i}-\tilde{\tau}_k)\,G_{\text{НС}}\cos(\omega_0 t_{k-1,i}+\tilde{\varphi})\right\} + \\ & + \frac{1}{2}c\exp\left\{+\frac{2\text{A}}{N_0}\sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i})\,G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i}-\tilde{\tau}_k)\,G_{\text{НС}}\cos(\omega_0 t_{k-1,i}+\tilde{\varphi})\right\}. \end{aligned} \tag{6}$$

Представим выражение (6) в виде:

$$P(\mathbf{Y}\,|\,\lambda) = c\cdot\text{ch}\left\{-\frac{2A}{N_0}\sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i})\,G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i}-\tilde{\tau}_k)\cos(\omega_0 t_{k-1,i}+\tilde{\varphi}_0)\right\}\,, \tag{7}$$

где $\text{ch}(x) = \dfrac{e^{x}+e^{-x}}{2}$ – гиперболический косинус.

Введем обозначения:

$$I = \frac{A}{N_0}\sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i})\,G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i}-\tilde{\tau}_k)\cos(\omega_0 t_{k-1,i}+\tilde{\varphi})\,; \tag{8}$$

$$Q = \frac{A}{N_0}\sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i})\,G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i}-\tilde{\tau}_k)\sin(\omega_0 t_{k-1,i}+\tilde{\varphi})\,. \tag{9}$$

Формулы (8), (9) описывают синфазный и квадратурный корреляторы [3].

Выражение для напряжения на выходе оптимального дискриминатора задержки можно получить, продифференцировав выражение (7) по времени задержки:

$$U_{д,\tau} = \frac{\partial P(\mathbf{Y}|\lambda)}{\partial \tau} = \text{th}\left\{-\frac{2A}{N_0}\sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i}) G_{ДК}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k)\cos(\omega_0 t_{k-1,i} + \varphi)\right\} \times$$
$$\times\left\{-\frac{2A}{N_0}\sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i}) \frac{\partial G_{ДК}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k)}{\partial \tau}\cos(\omega_0 t_{k-1,i} + \varphi)\right\}, \quad (10)$$

где $\text{th}(x) = \text{sh}(x) / \text{ch}(x)$ – гиперболический тангенс.

Вычисление производной заменим вычислением конечной разности [3]:

$$\frac{\partial G_{ДК}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k)}{\partial \tau} \approx \frac{G_{ДК}(t_{k-1,i} - (\tilde{\tau}_k + \Delta\tau/2) - G_{ДК}(t_{k-1,i} - (\tilde{\tau}_k - \Delta\tau/2)}{\Delta\tau}, \quad (11)$$

Тогда получим следующее выражение для напряжения на выходе дискриминатора задержки:

$$U_{д,\tau} = \text{th(I)}\left\{-\frac{2A}{N_0}\sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i}) \frac{G_{ДК}(t_{k-1,i} - (\tilde{\tau}_k + \Delta\tau/2) - G_{ДК}(t_{k-1,i} - (\tilde{\tau}_k - \Delta\tau/2)}{\Delta\tau} \times \right.$$
$$\left. \times\cos(\omega_0 t_{k-1,i} + \varphi)\right\}, \quad (12)$$

$$U_{д,\tau} = \text{th(I)}[-\frac{2A}{N_0}\sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i}) \frac{G_{ДК}(t_{k-1,i} - (\tilde{\tau}_k + \Delta\tau/2)}{\Delta\tau}\cos(\omega_0 t_{k-1,i} + \varphi) +$$
$$+\frac{2A}{N_0}\sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i}) \frac{G_{ДК}(t_{k-1,i} - (\tilde{\tau}_k - \Delta\tau/2)}{\Delta\tau}\cos(\omega_0 t_{k-1,i} + \varphi)]. \quad (13)$$

Обозначим компоненты с опережением и запаздыванием как:

$$I_E = \frac{2A}{N_0}\sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i}) \frac{G_{ДК}(t_{k-1,i} - (\tilde{\tau}_k + \Delta\tau/2)}{\Delta\tau}\cos(\omega_0 t_{k-1,i} + \varphi), \quad (14)$$

$$I_L = \frac{2A}{N_0}\sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i}) \frac{G_{ДК}(t_{k-1,i} - (\tilde{\tau}_k - \Delta\tau/2)}{\Delta\tau}\cos(\omega_0 t_{k-1,i} + \varphi). \quad (15)$$

Тогда с учетом (14), (15) выражение (13) примет вид:

$$U_{д,\tau} = \text{th}(I) \cdot (I_E - I_L). \quad (16)$$

При малых значениях аргумента гиперболического тангенса его значение приближенно равно самому аргументу функции:

$$\text{th}(x) \approx x. \quad (17)$$

Тогда выражение напряжения на выходе дискриминатора задержки примет вид:

$$U_{д,\tau} = I(I_E - I_L). \quad (18)$$

В качестве модели изменения задержки примем модель второго порядка [4]:

$$\tau_k = \tau_{k-1} + T\nu_{k-1}, \quad \nu_k = \nu_{k-1} + \xi_{k-1}, \quad (19)$$

Уравнения, описывающие алгоритм оптимальной нелинейной фильтрации задержки имеют следующий вид [4]:

$$\hat{\tau}_k = \tilde{\tau}_{k-1} + K_1 U_{Д\tau,k}, \quad \tilde{\tau}_k = \hat{\tau}_{k-1} + T\hat{\nu}_{k-1}, \quad \hat{\nu}_k = \hat{\nu}_{k-1} + K_2 U_{Д\tau,k}. \quad (20)$$

3. Оценка точности навигационной аппаратуры потребителей

В качестве характеристики точности НАП используется среднеквадратическая ошибка определения псевдодальностей.

Дискриминационная характеристика дискриминатора задержки определяется как [3, 4]:

$$U(\varepsilon_\tau) = M[U_{д,\tau}], \tag{21}$$

где $\varepsilon_\tau = \tau - \tilde{\tau}$ – ошибка оценки временной задержки.

Крутизна дискриминационной характеристики определяется по формуле [3,4]:

$$S_\tau = \partial U(\varepsilon_\tau) / \partial \varepsilon_\tau \,|\varepsilon_\tau = 0 . \tag{22}$$

Флуктуационная характеристика дискриминатора временной задержки определяется по формуле [4]:

$$D_\tau = M[(U_{д,\tau} - M[U_{д,\tau}])^2] \,|\varepsilon_\tau = 0 . \tag{23}$$

Для определения дисперсии, пересчитанной ко входу дискриминатора, можно представить в виде:

$$D = D_\tau / S_\tau^2 , \tag{24}$$

где: D – дисперсия, пересчитанная ко входу дискриминатора, S_τ – крутизна дискриминационной характеристики.

Дисперсия ошибки фильтрации σ_τ^2 определяется как [4]:

$$\sigma_\tau^2 = 2 \cdot D \cdot T \cdot \Delta f_{ССЗ} , \tag{25}$$

где $\Delta f_{ССЗ}$ – шумовая полоса пропускания схемы слежения за задержкой (ССЗ).

Дискриминатор задержки синтезируется для случая воздействия на него БГШ. Предположим, что в наблюдаемом процессе (2) вместо $n(t)$ на НАП воздействует сигнал псевдоспутника ЛНС. Разумеется, в реальных условиях воздействие внутренних шумов, которые традиционно и представляют в виде БГШ, непрерывно. Уровень этих шумов в сравнении с сигналом ЛНС на порядок меньше. Полагаем, что их влияние на точность будет незначительным.

Для оценки влияния на точность определения псевдодальности сигналоподобной помехи использовались параметры сигнала *BPSK* (10), подобного сигналу псевдоспутников в ЛНС «LocataNet» [1]. В качестве моделей навигационного сигнала, по которому определялась псевдодальность, рассматривались сигналы с модуляцией *BPSK* (1), *BPSK* (5) и *BPSK* (10).

При воздействии на НАП сигналоподобной помехи апостериорные плотности вероятностей информационных параметров будут иметь негауссовское распределение, поэтому использование уравнения оптимальной нелинейной фильтрации затруднено. В связи с этим для расчета ошибки фильтрации задержки был использован метод математического моделирования на ЭВМ. При моделировании на вход дискриминатора задержки подавалась смесь двух сигналов (сигнал штатного НКА и псевдоспутника ЛНС *BPSK* (10)).

На рисунке 1 представлены полученные в результате моделирования зависимости СКО определения псевдодальности от соотношения мощности помехи к мощности сигнала $q = 10 \cdot \lg(P_{\text{ЛНС}} / P_S)$ при работе НАП автономно по сигналам *BPSK* (1)*, BPSK* (5), *BPSK* (10) соответственно.

Одним из перспективных направлений развития навигационных комплексов является создание интегрированных инерциально-спутниковых систем, в которых сигналы инерциальной навигационной системы и НАП обрабатываются совместно. На рисунке 2 представлены аналогичные результаты моделирования работы НАП в комплексе с инерциальной навигационной системой (ИНС) по тем же навигационным сигналам, что и на рисунке 1. Работа в комплексе с ИНС моделировалась путем уменьшения шумовой полосы пропускания $\Delta f_{\text{ССЗ}}$ схемы слежения за задержкой.

Приведенные в данной статье графики наглядно показывают, что точность НАП при работе по различным навигационным сигналам различается. При этом наилучшую точность показывает ССЗ, работающая по навигационному сигналу *BPSK* (10). Точность оценки псевдодальности при отношении «помеха/сигнал» на уровне 20 дБ для неё составляет 0,8992 м при работе НАП автономно. Для сигналов *BPSK* (1), *BPSK* (5) точности оценок псевдодальности на том же уровне отношения «помеха/сигнал» составляют 8,395 м и 3,549 м соответственно.

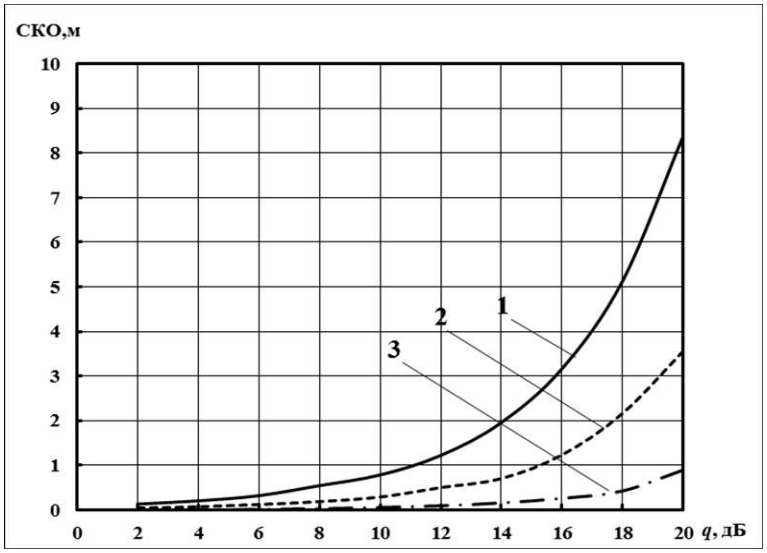


Рис. 1. Погрешность определения псевдодальности при работе НАП автономно:
1 – по навигационному сигналу *BPSK* (1); 2 – по навигационному сигналу *BPSK* (5);
3 – по навигационному сигналу *BPSK* (10).

В комплексированной с ИНС схеме слежения за задержкой ошибка определения псевдодальности в условиях сигналоподобных помех в 7…10 раз меньше, чем в автономной.

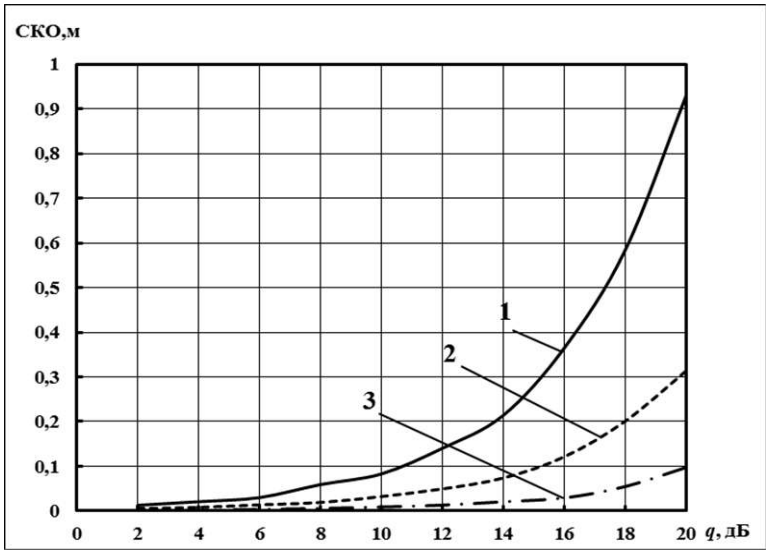


Рис. 2. Погрешность определения псевдодальности при работе НАП в комплексе с ИНС:
1 – по навигационному сигналу *BPSK* (1); 2 – по навигационному сигналу *BPSK* (5);
3 – по навигационному сигналу *BPSK* (10).

Среднеквадратическая ошибка определения псевдодальности в НАП, работающей в условиях воздействия сигналоподобной помехи на уровне 20 дБ составляет 8,3 м. В НАП, работающей в условиях БГШ на том же уровне СКО равна 6 м [4], т.е. отличается незначительно.

Таким образом, воздействие сигналов ЛНС, использующих идентичные с ГНСС навигационные сигналы, даже при условии работы на тех же несущих частотах, что и НКА, незначительно снижает точность работающей по сигналам штатных навигационных спутников НАП при отношениях «помеха/сигнал» до 20 дБ.

Литература

1. Locata-ICD-100E. Locata Signal Interface Control Document. Locata Corporation Pty Ltd. Canberra. 2014. 105 с.
2. Проект «Псевдоспутник». ООО «Веда-Проект. http://www.vedapro.ru/pseudo.php (дата обращения: 04.12.2018).
3. Перов А.И. Методы и алгоритмы оптимального приема сигналов в аппаратуре потребителей спутниковых радионавигационных систем: учеб. пособие для вузов. М.: Радиотехника. 2012. 240 с.
4. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования // Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника. 2010. 800 с.
5. Неровный В.В. Математическая модель оценки помехоустойчивости системы слежения за частотой аппаратуры потребителей спутниковых радионавигационных систем, использующей BPSK сигналы. // Теория и техника радиосвязи. 2013. №2. С. 46-50.

References

1. Locata-ICD-100E. Locata Signal Interface Control Document. Locata Corporation Pty Ltd. Canberra. 2014. 105 p.
2. Project «Pseudolite» [site] URL: http://www.vedapro.ru/pseudo.php (date of appeal 04.12.2018).
3. Perov A.I. Methods and algorithms of optimal signal reception in the equipment of consumers of satellite radio navigation systems: educ. book for university. Moscow. Radiotechnika. 2012. 240 p.

4. GLONASS. Principles of construction and operation // About write A. I. Perov, V.N. Harisov. M.: Radiotechnika. 2010. 800 p.
5. Nerovnyi V.V. Mathematical model of estimation of noise immunity of system of tracking of frequency of the equipment of consumers of the satellite radio navigation systems using BPSK signals // Toeriya i technika radiosvyazi. 2013. № 2. P. 46 – 50.

АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ КОРОТКОИМПУЛЬСНЫХ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

А. А. Чаплыгин, В.Д. Лукьянчиков, Д.В. Костин, М.И. Паршин

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж

Аннотация. Представлено обоснование эффективности использования варианта алгоритма формирования короткоимпульсных сверхширокополосных сигналов, позволяющего получать достаточно большие объёмы ансамблей слабокоррелированных сверхширокополосных сигналов с программно управляемой величиной выигрыша обработки.

Ключевые слова: сверхширокополосный сигнал, сверхкороткий импульс, модуляция, бинарная псевдослучайная последовательность, последовательность псевдослучайных чисел.

THE SHORT-IMPULSE ULTRAWIDEBAND SIGNALS GENERATION ALGORITHM

A. A. Chapligyn, V.D. Lukianchikov, D.V. Kostin, M.I. Parshin

JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh

Abstract. The justification of efficiency utilization of short-impulse ultrawideband signals generation algorithm is presented. This algorithm can give sufficiently great volume of ensembles of slightly correlated ultrawideband signals with program-controlled processing gain size.

Keywords: the ultrawideband signal, ultra-short impulse, modulation, binary pseudorandom sequence, pseudorandom-number sequence.

1. Введение

Практически любой алгоритм формирования сигналов базируется на используемом при этом виде модуляции, так как именно она определяет функциональные качества сигнала и простоту реализации обработки последовательности импульсов сверхширокополосного (СШП) сигнала. Основные виды модуляции и описание их особенностей представлены в [1]. В настоящее время в большинстве приложений чаще всего используется позиционно-импульсная модуляция (ППМ, в латинском варианте PPM – Pulse-Position Modulation), например, [2, 3]. В этом случае поток опорных импульсов следует на равных расстояниях друг от друга на временной оси, а логический нуль или логическая единица располагаются слева или справа от опорного импульса на выбранных расстояниях. Достаточно распространено также использование модуляция полярности импульсов (МПИ) [3, 4] и его совмещение с ППМ (ППМ-МПИ) [3]. В [4] использование ППМ совмещено с изменением скорости нарастания (убывания) паузы между импульсами СШП сигналов различной полярности, что приводит к улучшению корреляционных характеристик импульсных СШП сигналов. В [5] сверхширокополосные сигналы формируются кодовыми последовательностями одинаковой длины, содержащими по десять логических единиц, отстоящих друг от друга на разное число отсчётов. Кодовые последовательности, модулирующие

информационные нули и информационные единицы одинаковы по содержанию, но отличаются периодом расстановки импульсов.

Использование всех перечисленных алгоритмов предъявляет высокие требования к синхронизации системы и к стабильности опорного импульсного генератора [1], а последние два из перечисленных не обеспечивают возможности формирования больших ансамблей слабокоррелированных сигналов. Поэтому существует потребность в создании алгоритмов формирования больших ансамблей СШП сигналов, требующих при реализации минимальных вычислительных и аппаратных затрат.

2. Обоснование варианта алгоритма формирования СШП сигналов

а. Исходные предпосылки

В [6] описана амплитудно-кодовая модуляция (АКМ), суть которой состоит в том, что для увеличения базы СШП сигнала (или выигрыша обработки) в n раз с целью обеспечения помехоустойчивости и многопользовательского режима в одном и том же частотном диапазоне при кодировании информационного символа используется пачка из n сверхкоротких импульсов (СКИ), положение которых на временной оси относительно начального момента задаётся в соответствии с кодовой расширяющей последовательностью (бинарной псевдослучайной последовательностью - ПСП). При этом после выбора ПСП осуществляется её модификация (трансформация в последовательность псевдослучайных чисел - ППЧ). Произвольная ПСП состоит из последовательности положительных и отрицательных единичных символов $a_i = \{1, -1\}$. Тогда модифицированная ПСП (ППЧ) будет формироваться следующим образом:

- осуществляется операция:

$$b_i = \begin{cases} 1, & a_i = 1, \\ 0, & a_i = -1, \end{cases} \qquad (1)$$

то есть получили ПСП $\boldsymbol{b} = \{1, 0\}$;

- ПСП (1) заменяется потоком численных значений позиций единиц в (1), которые будут представлять собой ППЧ;

- при формировании СШП сигнала позиция ненулевого импульса заданной формы на временной оси в такой пачке определяется численным значением текущего элемента в модифицированной ПСП (ППЧ), а его длительность определяется величиной заданной задержки τ_0.

Следовательно, модифицированной ПСП будет соответствовать пачка импульсов заданной формы с паузами псевдослучайной длительности между ними.

Например, модифицированная ПСП (ППЧ), соответствующая 13-ти элементному коду Баркера 11111-1-111-11-11 будет иметь вид 0,1,2,3,4,7,8,10,12.

Исходя из вышеприведённого, в качестве исходных данных удобно взять некоторые положения АКМ, используемые при формировании СШП сигналов.

б. Краткий анализ свойств бинарных ПСП

Видов бинарных ПСП существует очень много. Все они обладают своими характеристиками, поэтому выбор какой-либо ПСП (ансамбля ПСП) будет определяться задачами, которые должно решать соответствующее радиоэлектронное средство или система (РЭС). Полный код согласно [7] содержит $L=2^n$ всевозможных кодовых комбинаций (ПСП) длины n. В то же время количество ПСП, используемых для формирования квазиортогональных сложных сигналов (ансамбль слабокоррелированных форм) гораздо меньше. Так число М-последовательностей определяется следующим образом [7]:

$$K=\varphi(n)/k,$$

где $\varphi(n)$ – функция Эйлера, равная количеству чисел в ряду 1, 2, …, n-1 взаимно простых с числом $n=2^k-1$; k – число разрядов в сдвигающем регистре автомата формирования М-последовательностей.

Ниже в таблице для нескольких значений k представлены характерные численные соотношения между величинами L, n и K.

Таблица 1. Численные соотношения между величинами L, n и K

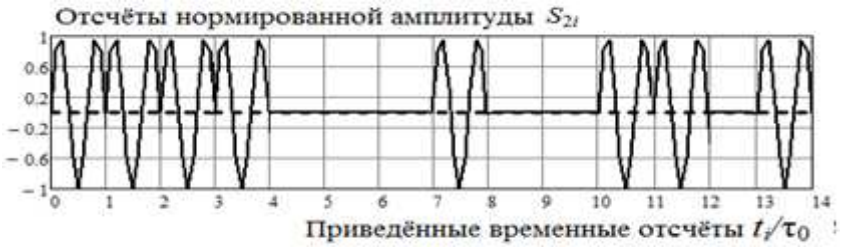
k	***n***	***L***	**φ(*n*)**	***K***
3	7	128	$\varphi(n)=n1=6$	2
4	15=3·5	$3{,}3\cdot10^4$	*n*-1=14; ***1***,***2***,3,***4***,5,6,***7***,***8***,9,10,***11***,12,***13***,***14*** (φ(*n*)=8)	2
5	31	$2{,}15\cdot10^9$	φ(*N*)=*N*-1=30	6
6	63=3·3·7	$9{,}2\cdot10^{18}$	*n*-1=62; ***1***,***2***,3,***4***,***5***,6,7,***8***,9,***10***,***11***,12,***13***,14,15,***16***,***17***,18,***19***,***20***, 21,***22***,***23***,24,***25***,***26***,27,28,***29***,30,***31***,***32***,33,***34***,35,36,***37***,***38***,39, ***40***,***41***,42,***43***,***44***,45,***46***,***47***,48,49,***50***,51,***52***,***53***,54,***55***,56,57,***58***, ***59***,60,***61***,***62*** (φ(*n*)=36)	6
7	127	$1{,}7\cdot10^{38}$	φ(*n*)=*n*-1=126	18

Жирным курсивом в рядах 1, 2, …, n-1 выделены числа взаимно простые с числом n.

Из анализа данной таблицы следует, что даже очень длинные ПСП характеризуются не очень большими объёмами ансамблей, так что при использовании АКМ объём ансамблей слабокоррелированных сигналов также будет расти значительно медленнее, чем объём выбранных ПСП. Так для n = 15 ансамбль СШП сигналов для способа АКМ составит K = 2, а база сигналов из этого ансамбля $B = n$.

На рисунке 1 в качестве примера приведены пачки импульсов заданной формы как результат использования АКМ, когда в качестве ПСП выбран ансамбль 15-ти элементных М-последовательностей.

а)



б)

Рис. 1. Пример АКМ 15-ти элементной ПСП: а) - с коэффициентами образующего полинома 11001; б) - с коэффициентами образующего полинома 10011.

Анализ рисунка 1 показывает, что могут возникать группы рядом или близко расположенных импульсов. Это означает, что они будут подвержены межсимвольной интерференции, а на приёмной стороне на обработку СШП сигналов с такой структурой возможно отрицательное влияние многолучевого распространение при работе РЭС на местности, характеризующейся высокими препятствиями (город, горы, лесная местность и т.п.). Поэтому ниже будет описан вариант алгоритма, реализующий возможность организации достаточно больших ансамблей слабокоррелированных СШП сигналов, характеризующихся большой величиной и управляемостью выигрыша обработки (базы) при небольших объёмах, используемых при их формировании бинарных ПСП.

3. Описание варианта алгоритма формирования СШП сигналов

Для решения сформулированной выше задачи в дополнение к первым двум пунктам, приведённым в описании АКМ, необходимо любым известным способом (например, на основе степенных сравнений по модулю простого числа) сгенерировать матрицу, строками (столбцами) которой будут являться последовательности псевдослучайных чисел (ППЧ), длина которых зависит от величины коэффициентов, участвующих в организации правил образования таких матриц, согласно соотношению:

$$\alpha_0(j,\nu)=\begin{cases} c_0\cdot a^{j+\nu}, & c_0\cdot a^{j+\nu}\le P,\\ c_0\cdot a^{j+\nu}-trunc\left(\dfrac{c_0\cdot a^{j+\nu}}{P}\right)\cdot P, & c_0\cdot a^{j+\nu}>P. \end{cases} \qquad (2)$$

Здесь: P – простое число; c_0 – соответствующий коэффициент; j = 0, 1,…, P-2; v = 0,1,…, P-2 – ограничения коэффициентов алгоритма; a – первообразный корень по модулю P; *trunc*(∗) – возвращает целую часть числа.

Затем, при необходимости, можно выделить подматрицу **α** размером n x n (пусть, как и ранее n = 15) произвольно, например, в пределах строк и столбцов с номерами i = 0…n-1, которая показана на рисунке 2, где приняты значения P = 17, c_0 = 2, a = 3.

α =

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
0	2	6	1	3	9	10	13	5	15	11	16	14	8	7	4
1	6	1	3	9	10	13	5	15	11	16	14	8	7	4	12
2	1	3	9	10	13	5	15	11	16	14	8	7	4	12	2
3	3	9	10	13	5	15	11	16	14	8	7	4	12	2	6
4	9	10	13	5	15	11	16	14	8	7	4	12	2	6	1
5	10	13	5	15	11	16	14	8	7	4	12	2	6	1	3
6	13	5	15	11	16	14	8	7	4	12	2	6	1	3	9
7	5	15	11	16	14	8	7	4	12	2	6	1	3	9	10
8	15	11	16	14	8	7	4	12	2	6	1	3	9	10	13
9	11	16	14	8	7	4	12	2	6	1	3	9	10	13	5
10	16	14	8	7	4	12	2	6	1	3	9	10	13	5	15
11	14	8	7	4	12	2	6	1	3	9	10	13	5	15	11
12	8	7	4	12	2	6	1	3	9	10	13	5	15	11	16
13	7	4	12	2	6	1	3	9	10	13	5	15	11	16	14
14	4	12	2	6	1	3	9	10	13	5	15	11	16	14	8

Рис. 2. Матрица, совокупность строк (столбцов) которой представляют ансамбль последовательностей псевдослучайных чисел заданной длины n

Далее выбирается строка матрицы **α**, на основе которой будет формироваться «разреженный» СШП сигнал (например, пятая **α**(4, i)) и построчно генерируется матрица $\boldsymbol{\beta_0}$ следующим образом.

1. *Значимым* элементом (в том числе и с нулевым значением) *нулевой* строки этой матрицы будет b_0 на позиции с координатами {0, α(4,0)}, то есть элемент матрицы $\boldsymbol{\beta_0}$ β_0[0, α(4,0)] = b_0, а остальные её элементы будут иметь нулевые значения.

2. *Значимым* элементом *первой* строки этой матрицы будет b_1 на позиции с координатами {1, α(4,1)}, то есть элемент матрицы $\boldsymbol{\beta_0}$ β_0[1, α(4,1)] = b_1, а остальные её элементы будут иметь нулевые значения.

3. Процедура, описанная в пунктах 1 и 2, повторяется для всех элементов ПСП, то есть *последним значащим* элементом *последней* строки этой матрицы будет $b_{n\text{-}1}$ на позиции с координатами {n-1, α(4, n-1)}, то есть элемент матрицы $\boldsymbol{\beta_0}$ β_0[n-1, α(4,n-1)] = $b_{n\text{-}1}$, а остальные её элементы будут иметь нулевые значения.

Таким образом, будет сформирована матрица $\boldsymbol{\beta_0}$ размером n x n_{5max}, где n_{5max} = max[**α**(4, i)] – максимальный элемент в строке **α**(4, i). Программно данная операция реализуется совсем просто:

$$\text{for } i = 0, 1, \ldots, n\text{-}1$$
$$\text{for } l = \alpha(4,i)\cdot k_\alpha \qquad (3)$$
$$\beta_0(i, l) = b_i,$$

где $k_\alpha = 1, 2, \ldots,$ - коэффициент, пропорционально увеличивающий случайные временные промежутки между импульсами СШП сигнала, что обеспечивает управляемость базой СШП сигнала («разреженностью» его импульсов).

На основе элементов этой матрицы $\boldsymbol{\beta_0}$ будут формироваться временные промежутки псевдослучайной длины между ненулевыми символами полученных монополярных ПСП

$$\Delta t(i, l) = [\beta_0(i, l) + m(i, l)]\cdot\tau_0.$$

Здесь $m(i, l)$ – дополнительное псевдослучайное количество временных промежутков численно равных длительности импульса τ_0, образующихся вследствие особенностей алгоритма формирования СШП сигналов.

Ниже на рисунке 3 представлена матрица $\boldsymbol{\beta}$, сформированная на основе строки $\boldsymbol{\alpha}(4, i)$ матрицы $\boldsymbol{\alpha}$ и одной из упомянутых выше ПСП с полиномиальными коэффициентами 11001, но транспонированная ($\boldsymbol{\beta} = \boldsymbol{\beta}_0^{\mathrm{T}}$) для $k_\alpha = 2$.

4. Осуществляется конкатенация (последовательное «склеивание») столбцов матрицы $\boldsymbol{\beta}$. Программная реализация этой операции выглядит следующим образом:

$$\mathbf{C}^{<0>} = \boldsymbol{\beta}^{<0>}$$
$$\text{for } k = 1, 2, \ldots, n\text{-}1 \qquad (4)$$
$$\mathbf{C}^{<k>} = \mathrm{concat}(\mathbf{C}^{<k-1>}, \boldsymbol{\beta}^{<k>}).$$

Здесь выражение $\mathbf{X}^{<i>}$ означает i-й столбец матрицы $\mathbf{X}$; concat($\mathbf{A}$, $\mathbf{D}$) – функция конкатенации векторов $\mathbf{A}$ и $\mathbf{D}$ в координатном представлении.

В «разреженном» коде $\boldsymbol{R} = \mathbf{C}^{<k>}$ (4) нули, стоящие перед первым ненулевым элементом и за последним ненулевым элементом не удаляются для того, чтобы все сигналы ансамбля были одинаковой длины, что упрощает их формирование, а главное – обработку на приёмной стороне, а также предотвращает ухудшение взаимокорреляционных свойств сигналов в ансамбле. Далее для описания дискретных операций, реализуемых в микроконтроллерах и процессорах, введём следующие величины: dl – количество элементов в коде $\boldsymbol{R}$; $\Delta t = \tau_0/\mathrm{M}$ – временной дискрет, где M – количество отсчётов на длительности импульса.

5. Формирование импульсов СШП сигнала осуществляется исполнением следующих операций:

- тактируется временное окно (Ok) для формирования в нём импульса СШП сигнала

$$d_{i,s} = \begin{cases} R_s, & s\tau_0 < t_i \le (s+1)\tau_0, \\ 0, & t_i \le s\tau_0,\ t_i > (s+1)\tau_0, \end{cases} \quad Ok_i = \sum_{n=0}^{K-1} d_{i,n}, \tag{5}$$

где $i = 0, 1, \ldots, H\text{-}1$; $s = 0, 1, \ldots, K\text{-}1$; $H = \mathrm{M}\cdot\mathrm{dl}$; $K = 2\mathrm{dl}$; $t_i = i\cdot\Delta t$ – дискретное время;

- в текущем временном окне формируется поток текущих импульсов заданной формы

$$S_i = Ok_i \cdot p_i. \tag{6}$$

Здесь p_i – функция формы импульса.

$\boldsymbol{\beta}$ =

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
3	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
6	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
7	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
8	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
9	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
10	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
11	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
12	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
13	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
14	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
15	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
16	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
17	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
18	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
19	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
20	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
21	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
22	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
23	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
24	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
25	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
26	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
27	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
28	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
29	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
30	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
31	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
32	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Рис. 3. Матрица, на основе которой формируется «разреженный» код ***R*** (4)

На рисунке 4 в качестве примера, подтверждающего сказанное в предыдущем абзаце, представлены СШП сигналы, сформированные на основе описанного алгоритма:

рис. 4а) - на основе строки **α**(3, *i*) и 15-ти элементной ПСП с коэффициентами образующего полинома 11001;

рис. 4б) - на основе строки **α**(3, *i*) и 15-ти элементной ПСП с коэффициентами образующего полинома 10011;

рис. 4в) - на основе строки **α**(1, *i*) и 15-ти элементной ПСП с коэффициентами образующего полинома 10011;

рис. 4г) - на основе строки **α**(10, *i*) и 15-ти элементной ПСП с коэффициентами образующего полинома 10011.

На рисунке 4д) в укрупнённом масштабе приведён участок СШП сигнала, изображённого на рисунке 4г) для демонстрации формы импульса.

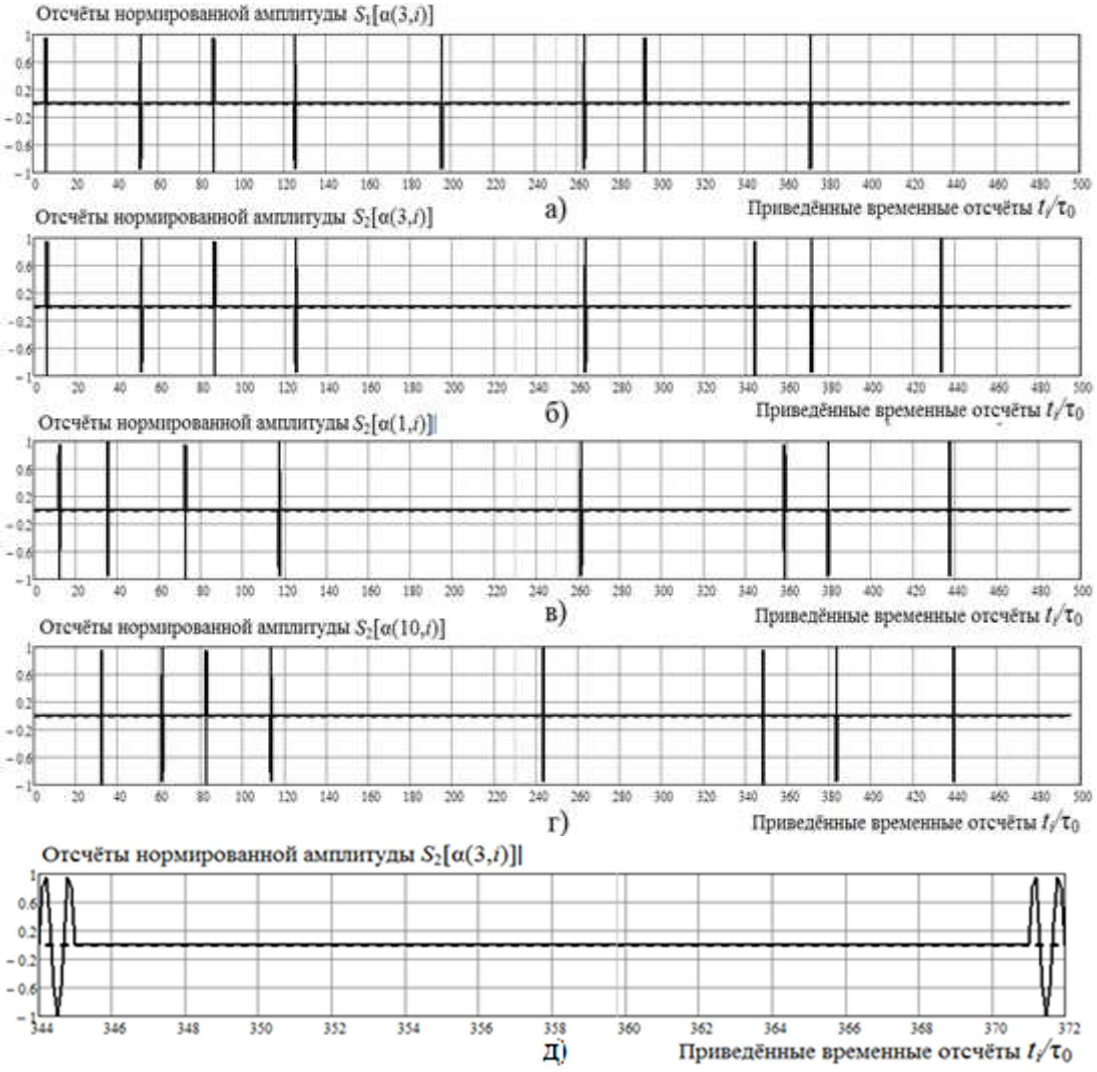


Рис. 4. а) … г) - пример СШП сигналов, сформированных с использованием описанного выше алгоритма на основе различных строк матрицы **α**; д) – форма импульсов СШП сигналов.

4. Заключение

Проведённый анализ ансамблей СШП сигналов, сформированных предлагаемым алгоритмом с использованием ПСП различных длин бинарных ПСП, полученных на основе своих коэффициентов образующих полиномов показал, что СШП сигналы имеют хорошие как внутриансамблевые, так и межансамблевые взаимокорреляционные

свойства. Наихудшие взаимокорреляционные характеристики проявляются у пар СШП сигналов из различных ансамблей, но сформированных на основе одной и той же строки матрицы α. Однако, эти характеристики не могут быть хуже, чем взаимокорреляционные характеристики пар тех бинарных ПСП из одного и того же их ансамбля, на основе которых и были сформированы пары СШП сигналов с наихудшими взаимокорреляционными характеристиками. При этом, чем длиннее исходные бинарные ПСП, тем быстрее улучшаются наихудшие межансамблевые взаимокорреляционные характеристики «сводного» ансамбля СШП сигналов, формируемых предлагаемым способом.

Таким образом, выбирая ансамбль из K бинарных ПСП объёмом n символов каждая, удовлетворяющих заданным условиям, генерируя соответствующую матрицу, строки (столбцы) которой являются ППЧ, для максимизации пропускной способности канала связи или выполнения других ограничений и условий эксплуатации подбирают значение коэффициента kα и формируют «разреженный» R-код, на основе которого генерируют последовательность импульсов СШП сигнала заданной формы, длительностью $T_c = \frac{n+1}{2}\tau_0 + \sum_{k=0}^{\frac{n-1}{2}} \Delta t(i,k)$. При этом объём получающегося общего ансамбля квазиортогональных СШП сигналов будет равен N = K·n, а база СШП сигнала (выигрыш обработки) примерно равна Tc/τ0>> n. Для сравнения, например, с АКМ имеем: N = 2·15 = 30, то есть в 15 раз больше, чем даёт использование АКМ; B ≈ Tc/τ0 = 496, то есть в 33 раза больше, чем у сигналов, формируемых АКМ.

Следовательно, предложенный вариант алгоритма решает поставленную задачу достижения цели, которая заключается в многократном увеличении объёма ансамбля квазиортогональных СШП сигналов, выигрыша обработки (базы СШП сигналов) с возможностью программного управления им, а также в более эффективном использовании бинарных ПСП.

Литература

1. Калинин В.О., Носов В.И. Оценка параметров короткоимпульсной сверхширокополосной системы связи// Вестник СибГУТИ, 2011, №3. - С. 73-85.
2. Жбанов И.Л., Силаев Н.В., Митрофанов Д.Г., Сеньков М.А., Жбанова В.Л., Васильченко О.В., Гаврилов А.Д. Асинхронный способ выделения закодированной информации, передаваемой потребителю с помощью сверхширокополосных импульсов. RU 2416162 C2, заяв. 14.12.2009, опубл. 20.06.2010.
3. Корниенко А.В. Алгоритмы синтеза и обработки короткоимпульсных сверхширокополосных сигналов в радиосистемах передачи информации с учётом мешающих факторов. // Автореферат диссертации на соискание учёной степени кандидата технических наук, 2008. – С. 17.
4. Антипенский Р.В., Змий Б.Ф., Любавский А.П. Способ формирования помехоустойчивых сверхширокополосных сигналов. RU 2654566 C2, заяв. 21.11.2016, опубл. 21.05.2018.
5. Зайцев А.В., Митрофанов Д.Г., Тимофеев И.А., Красавцев О.О., Кичулкин Д.А., Терещенко А.А., Азаров В.С., Черников А.К., Чижов А.А. Приёмопередающий модуль для обмена данными с помощью сверхширокополосных сигналов. RU 157935 C2, заяв. 24.11.2014, опубл. 20.12.2015.

6. Шостко И.С., Таха Алмакадама, Соседка Ю.Э. Анализ моделей сверхширокополосных сигналов для инфокоммуникационных сетей // Проблемы телекоммуникаций, 2012, № 4, - С. 45-62.
7. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
8. Тузов Г.И., Сивов В.А., Прытков В.И., Урядников Ю.Ф., Дергачев Ю.А., Сулиманов А.А. Помехозащищённость радиосистем со сложными сигналами. М.: Радио и связь, 1985, - 264 с.
9. Андреев Ю.В., Герасимов М. Ю., Лазарев В.А. Система связи для передачи информации с использованием сверхширокополосных хаотических сигналов. RU 146 504 C2, заяв. 14.05.2013, опубл. 10.10.2014.

REFERENCES

1. Kalinin V. O. Parameter estimation of the short-pulse ultra-wideband communication system // Vestnik SibSUTI, 2011, №3. – P. 73-85.
2. Zhbanov I.L., Silaev N.V., Mitrofanov D.G., Senkov M.A., Zhbanova V.L., Vasilchenko O.V., Gavrilov A.D. Asynchronous method of extracting coded information transmitted to the consumer using of ultra-wideband pulses. RU 2416162 S2, request 14.12.2009, publ. 20.06.2010.
3. Kornienko A.V. Algorithms for the synthesis and processing of short-pulse ultra-wideband signals in radio transmission systems, taking into account interfering factors. // Abstract of the thesis for the degree of candidate of technical Sciences, 2008. – P.17.
4. Antipinsky R. V., Znii F. B. Liubavskii, A. P. Method of formation of noise-resistant ultra-wideband signals. RU 2654566 S2, request 21.11.2016, publ. 21.05.2018.
5. Zaitsev A. V., Mitrofanov D. G., Timofeev, A. I., Krasavtsev O. A., Cicolin D. A., Tereshchenko A. A., Azarov, V. S., And Chernikov, A. K., Chizhov A.A. Transceiver module for data exchange using ultra-wideband signals. RU 157935 S2, request 24.11.2014? publ. 20.12.2015.
6. Shostko I.S., Taha Almatadema, Sosedka Y. E. Analysis of models of ultra-wideband signals for infocommunication networks // Problems of telecommunications, 2012, № 4 - P. 45-62.
7. Varakin L. E. Communication systems with noise-like signals. M.: Radio and communication, 1985. – 384 p.
8. Tusov G. I., Sivov V.A., Prytkov V.I., Uryadnikov Yu.F., Dergachev Yu.A., Sulimanov A.A Noise immunity of radio systems with complex signals. M.: Radio and communication, 1985. – 264 p.
9. Andreev Yu.V., Gerasimov M.Yu., Lazarev V.A. Communication system for information transmission using ultra-wideband chaotic signals. RU 146 504 S2, request 14.05.2013, publ. 10.10.2014.

АНАЛИЗ ОСОБЕННОСТЕЙ ВИДА ГЛАДКИХ ФУНКЦИЙ ДЛЯ ВЫБОРА ФОРМЫ ИМПУЛЬСА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА

А.А. Смирнова, С.Ю. Иванов

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж

Аннотация. Произведён анализ видов гладких функций, наиболее часто используемых в качестве формы элемента сверхширокополосного сигнала, осуществлён выбор функции, использование которой в качестве формы импульса, позволяет осуществлять управление положением спектральной плотности мощности без изменения длительности импульса в рабочем диапазоне частот с целью наиболее точного согласования спектральных характеристик сверхширокополосного сигнала, антенной системы и канала связи.

Ключевые слова: сверхширокополосная связь; сверхкороткий импульс; длительность импульса; гладкая функция; спектральная плотность.

ANALYSIS OF THE FEATURES OF THE FORM OF SMOOTH FUNCTIONS FOR THE SELECTION OF THE PULSE SHAPE OF A ULTRA WIDEBAND SIGNAL

A.A. Smirnova, S.U. Ivanov

AO «Concern «Sozvezdie», Voronezh

Abstract. The analysis of the types of smooth functions that are most often used as the form of an ultra-wideband signal element was carried out. The function, the use of which as a pulse form, allows you to control the position of the power spectral density without changing the pulse duration in the working frequency range in order to most accurately match the ultra-wideband spectral characteristics signal, antenna system and communication channel.

Keywords: ultra-wideband; ultrashort pulse; pulse duration; smooth function; spectral density.

1. Введение

Активное развитие науки и технологий, постоянное совершенствование технических средств требует расширения возможностей и улучшения качественных характеристик создаваемых устройств. В период острой конкуренции в сфере создания беспроводных систем связи необходимо разрабатывать не только принципиально новые способы передачи и приема информации, но и усовершенствовать уже известные. Особо пристальное внимание следует обратить на импульсную радиосвязь, а именно на сверхширокополосную связь (СШПС).

Согласно известной формуле Шеннона [1] пропускная способность канала равна:

$$I = \Delta F_c \cdot \log_2\left(1 + \frac{P_m}{P_{mn}}\right), \quad (1)$$

где I – пропускная способность канала в бит/с, ΔF_c – полоса пропускания канала связи в герцах, которая должна быть согласована с шириной спектра сигнала ΔF, а именно $\Delta F_c \approx \Delta F$, а P_m / P_{mn} – отношение средней мощности сигнала к средней мощности

канального шума в ваттах. Из анализа (1) следует, что для увеличения пропускной способности канала необходимо либо увеличивать ширину полосы, либо мощность сигнала по сравнению с мощностью помех. Однако, увеличение подводимой мощности передатчика P_m ограничивается предельными характеристиками антенно-фидерных трактов, влечет за собой увеличение побочных излучений и требует значительных материальных затрат. Становится очевидным, что излучаемую мощность сигнала затруднительно увеличивать сверх некоторого предела, следовательно, требуется увеличивать ширину полосы частот, занимаемую сигналом, что существенно улучшает пропускную способность канала связи.

Данный подход не позволяет в полной мере использовать традиционные концепции - от принципов генерации, излучения, приёма и обработки сигналов и кончая математическими методами анализа и синтеза. Следовательно, их необходимо проанализировать и дополнить.

К сверхширокополосным (СШП или UWB – Ultra-wideband) согласно Федеральной Комиссии Связи США относят сигналы, с показателем широкополосности μ, вычисляемого как [2]:

$$\mu = 2 \cdot \left(\frac{f_в - f_н}{f_в + f_н} \right) = \frac{f_в - f_н}{f_0} \geq 0{,}25, \qquad (2)$$

тогда как узкополосные сигналы характеризуются величиной $\mu \leq 0{,}01$, а для широкополосных она имеет значение $0{,}01 \leq \mu \leq 0{,}25$. Здесь $f_в$ и $f_н$ – верхняя и нижняя частоты спектральной характеристики сигнала, а f_0 – средняя частота спектра сигнала.

Важным аспектом СШП связи является вид излучаемого антенной импульса с длительностью τ_0, удовлетворяющей условию:

$$\tau_0 \leq \frac{1}{f_0}. \qquad (3)$$

Необходимо отметить, что так как не идеальность характеристик канала связи или антенны, нежелательные электрические шумы или другие воздействия со стороны приводят к искажению импульсов, то следует использовать такие формы импульсов, с помощью которых будет обеспечиваться наиболее точное согласование спектральных характеристик сверхширокополосного сигнала, антенной системы и канала связи.

Определим ряд требований для функции, используемых в качестве элемента СШП-сигнала:

1. Простота генерации.
2. Отсутствие эффекта Гиббса [3] (при разложении сигнала в ряд Фурье, получение бесконечного числа коэффициентов приводит к тому, что такие сигналы трудно реализовать, следовательно, необходимо сделать некоторое усечение полученного ряда, которое в свою очередь вызывает данное явление и приводит к появлению пульсаций аппроксимирующей частотной характеристики вблизи точек разрыва, которые меняют спектральный состав сигнала).

3. Знакопеременность (наличие постоянной составляющей усложняет аппаратуру формирования и обработки сигнала, то есть желательно использование сигналов, у которых спектральная функция на нулевой частоте равна нулю:

$$\dot{S}(j2\pi f)\Big|_{f=0} = \int_{-\infty}^{+\infty} S(t)\cdot e^{(-j2\pi ft)}dt\Big|_{f=0} = \int_{-\infty}^{+\infty} S(t)dt\Big|_{f=0} = 0, \quad (4)$$

где S(t) - временная функция СШП сигнала, $\dot{S}(j2\pi f)$ - спектральная функция СШП сигнала.

4. Возможность управления положением частотных составляющих спектральной плотности импульса в необходимых пределах без изменения длительности импульса (длительность импульсов должна быть фиксированной и равна длительности «временных», спектральных окон, требуемых для создания псевдослучайных временных промежутков между импульсами в последовательности, что необходимо для обнаружения и синхронизации СШП сигнала).

В радиосвязи широко используются модели несинусоидальных и синусоидальных функций, начиная от простых прямоугольных импульсов и заканчивая сложными моделями сигналов [4]. Наиболее важным является представление сигналов не только во временной области, отражающее их форму в данный момент времени, но и частотное представление сигналов. Поэтому интересно провести исследование различных видов импульсов одинаковой длительности во временных и частотных областях и установить их соответствие или не соответствие указанным ваше требованиям.

Теоретически, чтобы осуществить преобразование из временной области в частотную, сигнал должен быть оценен на всем промежутке времени от 0 до $\pm\infty$. Однако на практике, всегда ограничиваются каким-то конкретным временным отрезком, когда производят измерения в той области частот, в которой содержится наибольшая часть энергии сигнала и получаем вполне приемлемые результаты.

Модели несинусоидальных прямоугольных, трапецеидальных, и треугольных функций характеризуются простотой генерации, но при их анализе становится очевидным наличие эффекта Гиббса. Данное явление влечет за собой существенное изменение спектрального состава сигнала, из чего следует, что несинусоидальные функции нежелательно использовать в качестве элемента СШП сигнала.

2. Модели гладких функций

Рассмотрим другой вид функций так называемые «гладкие», синусоидальные функции. Классическое определение гладкости функции, или непрерывно дифференцируемой функции подразумевает непрерывность ее производной на бесконечном промежутке времени [5]. Так как практически нет бесконечно протяженных функций, то под гладкостью функции будем понимать отсутствие разрывов производной на заданном конечном промежутке времени.

а. Экспоненциальные модели

Модели гладких функций экспоненциального вида часто используются в качестве формы импульсов СШП сигналов. Простейшая модель экспоненциальной функции описывается формулой [5]:

$$E(t) = E_0 \cdot e^{(-t\backslash\tau_0)} \cdot \delta(t), \qquad (5)$$

где $\delta(t)$- ступенчатая функция Хэвисайда, E_0 - амплитудное значение , τ_0 - длительность колебания.

Более сложная модель импульса на основе двухэкспоненциальной функции описывается формулой:

$$E(t) = E_0 \cdot \left[e^{(-t/\tau_1)} - e^{(-t/\tau_2)} \right] \cdot \delta(t), \qquad (6)$$

где τ_1 и τ_2 - времена, определяющие форму импульса.

На рисунке 1 изображено временное представление экспоненциальной и двухэкспоненциальной функций.

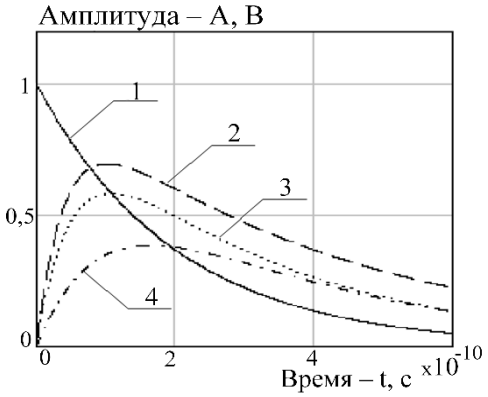


Рис. 1. функции экспоненциального и двухэкспоненциального вида, где кривая под номером 1 - экспоненциальная функция, кривые 2, 3 и 4 - двухэкспоненцаиальные функции при различных параметрах τ_1 и τ_2 при τ/τ_0 = 0,1,2,3 секунд.

Далее в качестве вещественной модели сигнала исследуем функцию, названную сложным двухэкспоненциальным сигналом [6]:

$$E_c(t) = E_0 \cdot \left(\frac{t}{T} \right)^n \cdot \left[M^{n+1} \cdot e^{-(Mt/T)} - e^{-(t/T)} \right] \cdot \delta(t), \qquad (7)$$

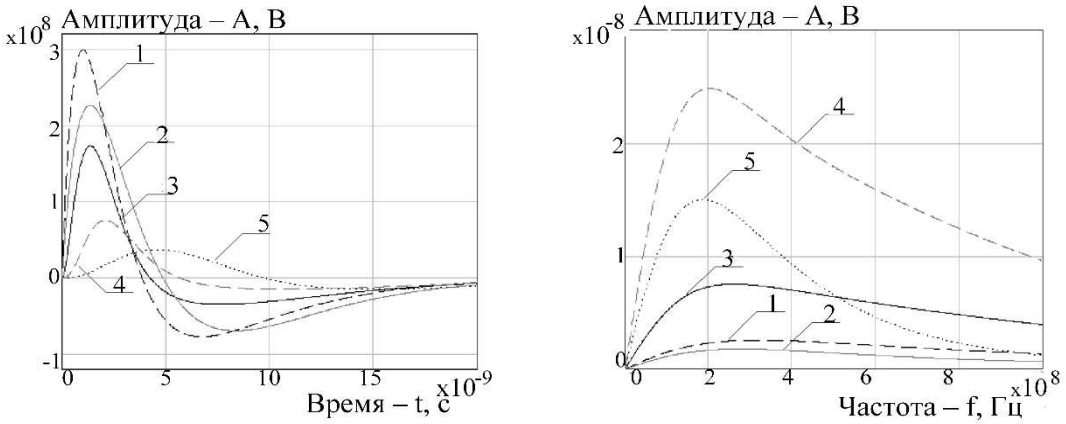
где $M \succ 1, n \succ 0$ не имеющие размерности и T, имеющая размерность времени, являющаяся масштабируемым параметром, характеризуют форму и длительность импульса, аналитическое соотношение спектральной плотности амплитуд которого имеет вид:

$$\dot{E}_c(f) = E_0 \cdot T \cdot \Gamma(n+1) \cdot \left\{ \frac{e^{\left[j(n+1) arctg\left(\frac{2\pi fT}{M}\right)\right]}}{\left[1+\left(\frac{2\pi fT}{M}\right)^2\right]^{\frac{n+1}{2}}} - \frac{e^{\left[j(n+1)arctg(2\pi fT\right]}}{\left[1+(2\pi fT)^2\right]^{\frac{n+1}{2}}} \right\}, \quad (8)$$

где $\Gamma(x)$ - гамма-функция, коэффициенты M и n, характеризуют форму и длительность импульса. Для нормировочного множителя $\sqrt{NT}$ величина N рассчитывается следующим образом:

$$N = \int_0^\infty E^2(t)dt = E_0^2 \cdot T \cdot \Gamma \cdot (2n+1) \cdot \left[1 - \left(\frac{2\sqrt{M}}{1+M} \right)^{2n+1} \right], \quad (9)$$

Временное и частотное представление импульса на основе сложной двухэкспоненциальной функции при различных значениях коэффициентов M и n, изображены на рисунке 2.



а б

Рис. 2. а) временное представление импульса на основе сложной двухэкспоненциальной функции; б) частотное представление функции.

Для кривых под номером 1 – значение коэффициентов равны M=5 и n=2, 2 – M=2 и n=3, 3 – M=5 и n=3, 4 – M=2 и n=1, 5 – M=3 и n=1.

Анализ рисунка 2 показывает:

1. Бесконечно короткая длительность переднего фронта экспоненциальной модели нереализуема схемотехнически. Анализ соотношений (5) и (6) показывающий, что импульсы на основе экспоненциальной и двухэкспоненциальной функций не удовлетворяют условию (4), а также наличие постоянной составляющей, доказывают нецелесообразность выбора данных видов функций в качестве формы импульса СШП сигнала. Отметим, что сложная двухэкспоненциальная функция удовлетворяет условию (4), что является преимуществом данной модели перед другими сигналами на основе экспоненциальных функций.

2. При изменении масштабирующих параметров M и n у сложной двухэкспоненциальной функции (7) изменяется не только ее форма, но и крутизна фронтов, амплитуда и длительность.
3. Представленные сложные двухэкспоненциальные функции имеют различный спектральный состав. Так, для функции, соответствующей кривой 3, в выбранном масштабе основная доля энергии переносится высокочастотной частью спектра, а для функции, советующей кривой 2, спектр смещается в сторону более низких частот. Ширина полосы частот сложного двухэкспоненциального сигнала удовлетворяет условию (4), но не изменяя длительность импульса нет возможности управлять положением частотных составляющих спектра в необходимых пределах, что не совсем удовлетворяет заданному нами требованию.

б. Гауссовские модели

Начнём рассмотрение с простой колоколообразной функции (Гауссиан). Его временная форма имеет вид [7]:

$$S_0(t) = K_0 \cdot e^{-(t/\tau)^2}, \tag{10}$$

где τ - масштабируемый временной параметр в секундах, определяющий длительность импульса, но не равный ей, а K_0 – амплитудный коэффициент. Гауссиан первого, второго и последующих порядков получается путем дифференцирования функции предыдущего порядка соответственно:

$$S_1(t) = -K_1 \cdot \left(\frac{2t}{\tau^2}\right) \cdot e^{-(t/\tau)^2}, \tag{11}$$

$$S_2(t) = -K_2 \cdot \left(\frac{2t}{\tau^2}\right) \cdot \left(1 - \left(\frac{2t^2}{\tau^2}\right)\right) \cdot e^{-(t/\tau)^2}, \tag{12}$$

где K_1 и K_2 - амплитудные коэффициенты.

Частотное представление функции (10) первого (11) и второго (12) порядков выражается формулами:

$$\dot{S}_0(f) = K_0 \cdot \tau \cdot \sqrt{\pi} \cdot e^{-(\pi\tau f)^2}, \tag{13}$$

$$\dot{S}_1(f) = K_1 \cdot \tau \cdot \sqrt{\pi} \cdot j2\pi f \cdot e^{-(\pi\tau f)^2}, \tag{14}$$

$$\dot{S}_2(f) = K_2 \cdot \tau \cdot \sqrt{\pi} \cdot (j2\pi f)^2 \cdot e^{-(\pi\tau f)^2}, \tag{15}$$

Временной и частотный вид функций нулевого, первого и второго порядков представлены на рисунке 3.

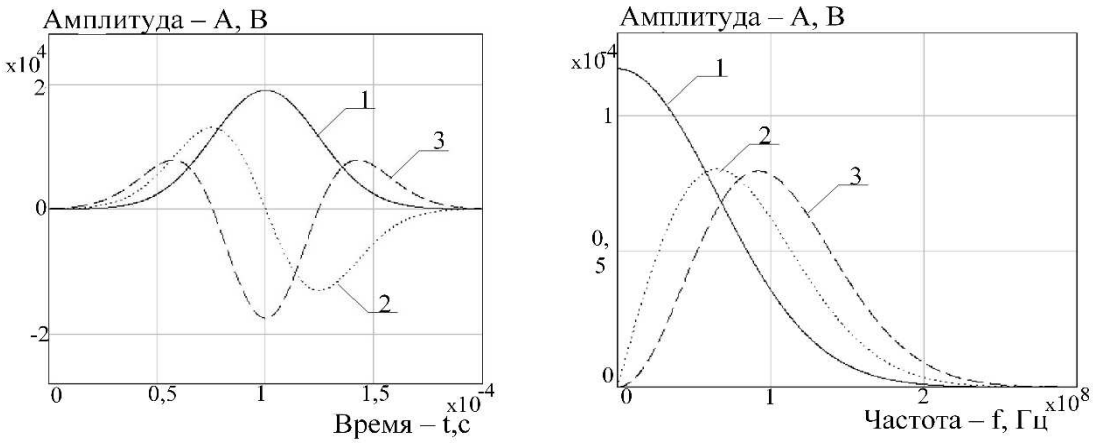


Рис. 3. а) временной вид функций Гаусса; б) частотный вид функции.
Кривым под номером 1 соответствует временное и частотное представление функции нулевого порядка, 2 – первого порядка и 3 – второго порядка.

Из анализа рисунка 3 следует:

1. Функция моноимпульса Гаусса (Гауссиан нулевого порядка) имеет постоянную составляющую, что не удовлетворяет требованию знакопеременности (4), и говорит о нежелательности применения этой функции для формирования или описания радиосигнала. Дифференцирование функции нулевого порядка, являющейся однополярной, позволяет получить семейство двуполярных функций, у которых отсутствует постоянная составляющая на нулевой частоте спектральной функции.
2. С изменением порядка дифференцирования функции Гаусса, изменяется местоположение максимума спектра: так у функции первого порядка максимум энергии в выбранном масштабе находится на частоте спектра около f_0, где $f_0 = 1/\tau_0$, а для функции второго порядка максимум спектральной энергии смещается в сторону частоты около $2f_0$. Таким образом, подбирая порядок дифференцирования, можно получить импульс с положением максимума энергии на требуемой частоте.
3. Достоинство функций Гаусса состоит в простоте генерации и обработки на приёмной стороне, лёгкости формирования опорных импульсов в корреляционном приёмнике [8,9].
4. С увеличением порядка дифференцирования функции не только изменяется положение максимума ее спектра, но и усложняется как математический аппарат вычисления, так и физическая реализация формы импульса на основе данных функций, а управление положением максимума спектра без дифференцирования функции возможно только при изменении его длительности.

в. Функции вида sin(x)

Ранее синусоидальные функции в СШП связи использовались либо в качестве несущих сигналов, либо в качестве элементов, позволяющих формировать в общей рабочей полосе частотные диапазоны, в частности, с целью режекции помех [6,8,10]. Поэтому, представляет интерес использование синусоидальных функций в качестве формы импульсов СШП сигналов для улучшения качества согласования спектральных характеристик сверхширокополосног о сигнала, антенной системы и канала связи.

Математическое соотношение, используемое для описания импульса на основе функции синуса, имеет вид [5]:

$$S(t) = \begin{cases} A \cdot \sin(2\pi f_0 t),\ 0 \le t \le \tau_0 \\ 0, \qquad\qquad t \prec 0, t \succ \tau_0 \end{cases}, \tag{16}$$

где A –амплитудное значение, f_0 - частота колебания.

В некоторых пределах изменим частоту колебания функции:

$$f_i = y_i \cdot f_0, \tag{17}$$

где $y_i = 0{,}5; 0{,}85; 1{,}25; 1{,}5; 1{,}75$. При этом связь периода исходных колебаний $T_0 = 1/f_0$ с периодами колебаний (16) имеет вид:

$$T_i = \frac{1}{f_i} = \frac{1}{y_i \cdot f_0} = \frac{1}{y_i} \cdot T_0. \tag{18}$$

Временной и частотный вид функции представлены на рисунке 4.

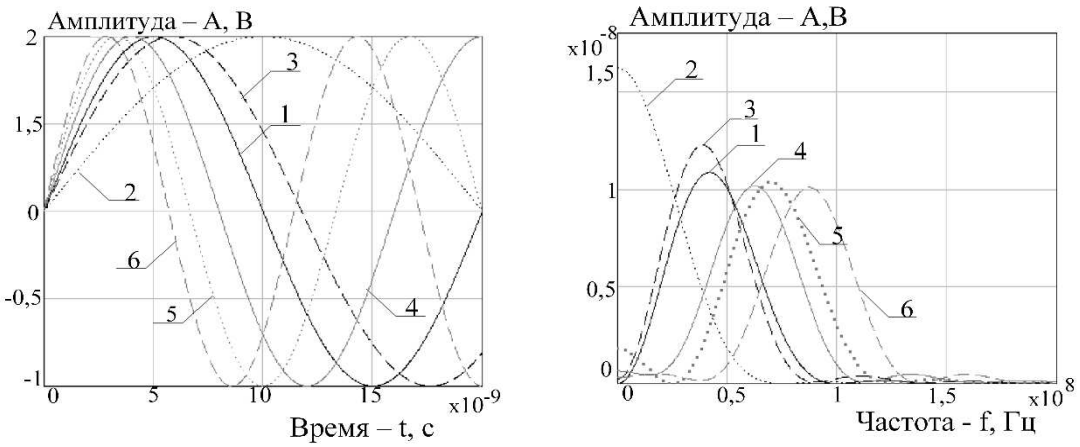


Рис. 4. а) временной вид функций синуса; б) частотный вид.
Кривым под номером 1 сответствует временное и частотное представление функции с частотой f_0, 2 – $0.5f_0$, 3 – $0.85f_0$, 4 – $1{,}25f_0$, 5 – $1{,}5f_0$, 6 – $1{,}75f_0$.

Анализ кривых, представленных на рисунках 6 и 7 показывает:

1. Постоянную составляющую имеет только функция под номером кривой 2 для $T_i \le 0{,}5T_0$. При $T_i > 0{,}5T_0$ постоянная составляющая либо мала, либо вовсе отсутствует, что удовлетворяет условию (4).

2. Ширина полосы сигнала постоянна при $T_i > 0{,}5T_0$ и сдвиг нижней границы ограничивается нулём в противоположном случае.
3. Максимум энергии в заданной полосе ΔF можно получить оперируя значением T_i/T_0 в пределах величины τ .
4. Важным достоинством данного вида функций является его форма, которая легко реализуется на практике.

3. Заключение

Среди исследованных гладких функций в качестве формы импульсов СШП сигналов целесообразно выбирать функции Гаусса или синусоидальные функции, так как их практическое использование позволяет в той или иной степени управлять положением спектральной плотности мощности СШП сигнала на частотной оси, не меняя длительности импульсов, что значительно облегчает согласование ширины полосы сигнала с частотной характеристикой канала связи и частотной характеристикой антенной системы. Это крайне важно особенно для работы в диапазонах длин волн больше сантиметрового.

При этом большая выгодность использования синусоидальных функций перед функциями Гаусса достаточно очевидна. Она заключается в том, что для управления положением спектральной плотности мощности при использовании синусоидальных функций изменять соотношение T_i/T_0, не изменяя длительности импульса, можно очень плавно, что позволит повысить качество частотного согласования, описанного выше, в то время как возрастание порядка функции Гаусса приводит к достаточно большой величине частотного сдвига, а это уменьшает диапазон положений спектральной плотности мощности на частотной оси, которые приводят к необходимому частотному согласованию ширины полосы сигнала с частотной характеристикой канала связи и частотной характеристикой антенной системы.

Литература

1. Шеннон К.Э. Математическая теория связи. // BSTJ, 1948. - 379-423с.
2. Пересмотр 15 части правил комиссии сверхширокополосных систем передачи. Первый отчет и заказ. ФКС 02-48. – Федеральная комиссия связи, 2002.
3. Каппелини В., Константинидис А.Дж., Эмилиани П. Цифровые фильтры и их применение. М.: Энергоатомиздат, 1983 – 360 с.
4. Лазоренко О.В., Черногор Л.Ф. Сверхширокополосные сигналы и физические процессы. Основные понятия, модели и методы описания. // Радиофизика и радиоастрономия, 2008, Т.3, № 2. – 166-194 с.
5. Виноградов И.М. Математическая энциклопедия. М.: Наука, 1982. – 1052 с.
6. Чумаков В.Н. Импульсные процессы и системы. М.: Военно-морская академия им. П.С. Нахимова, 2012. – 105с.
7. Калинин В.О. Исследование методов повышения помехоустойчивости короткоимпульсных сверхширокополосных систем радиосвязи. // Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук, 2016. – 171 с.
8. Дмитриев В.А. Технология передачи информации с использованием сверхширокополосных сигналов (UWB). Ч. 1. // Компоненты и технологии, 2003, №9. – 3-7 с.

9. Дмитриев В.А. Технология передачи с использованием сверхширокополосных сигналов (UWB). Ч. 2. // Компоненты и технологии, 2004, №1. – 64-67 с.
10. Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Клевцов А.В., Кузьмин Л.В., Лактюшкин А.М., Юркин В.Ю. Сверхширокополосное беспроводная связь и сенсорные сети. // Радиотехника и электроника, 2008, Т.53, №10. - 1278-1289 с.

REFERENCES

1. Shannon C.E. A Mathematical Theory of Communication. BSTJ, 1948. - 379-423 p.
2. Revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems. First report and order. FCC 02-48. – Federal Communications Commission, 2002.
3. Cappelini V., Constantinidis A.G., Emiliani P. Digital filters and their application. M.: Energoatomizdat, 1983 – 360 p.
4. Lazorenko O.V., Chernogor L.F. Ultra-wideband and physical process. Basic concepts, models of description. // Radio physics and radio astronomy, 2008, T.3, №2. – 166-194 p.
5. Vinogradov I.M. Mathematical encyclopedia. M.: Sience, 1982. – 1052 p.
6. Chumakov V.N. Impulse processes and systems. M.: Nakhimov Naval Academy, 2012. – 105 p.
7. Kalinin V.O. Study of methods for improving the noise immunity of short-pulse ultra- wideband radio communication systems. // Dissertation for degree of candidate of technical sciences, 2016. – 171 p.
8. Dmitriev V.A. Transmission technology using ultra-wideband signals (UWB). // Components and technology. P. 1. // Components and technology, 2003, №9. – 3-7 p.
9. Dmitriev V.A. Transmission technology using ultra-wideband signals (UWB). P. 2 // Components and technology, 2004, №1. – 64-67 p.
10. Dmitriev A.S., Efremova E.V., Clevcov A.V., Kuzmin L.V., Laktushkin A.M., Urkin V.U. Ultra wideband wireless and sensor networks. // Radio engineering and electronics, 2008, T.53, №10. – 1278-1289 p.

ВОЛНОВЫЕ ПРОЦЕССЫ ВО ФРАКТАЛЬНОЙ СРЕДЕ

А.В. Костин

Целевая поисковая лаборатория прорывных технологий радиосвязи Фонда перспективных исследований, Воронеж, Россия

Аннотация. В работе исследуется поведение волновых процессов в средах имеющих фрактальную структуру. Известно, что во фрактальной среде распространение волн идет с замедлением, что приводит к дифференциальным уравнениям с дробной производной. В настоящей работе выписывается решение уравнения, показывается, что решение единственно и ограниченно.

Ключевые слова: дробная производная Римана-Лиувилля, дифференциальные уравнения с дробными производными, сигнальная задача, сигнальная субдиффузионная волна.

WAVE PROCESSES IN FRACTAL ENVIRONMENT

A. V. Kostin

Target Research Lab of Breakthrough Radio Communication Technologies by Advanced Research Foundation, Voronezh, Russia

Abstract. The paper studies the behavior of wave processes in media with fractal structure. It is known that in the fractal medium, the propagation of waves is slowed down, which leads to differential equations with a fractional derivative. In this paper, we write the solution of the equation, it is shown that the solution is unique and limited.

Keywords: Riemann-Liouville fractional derivative, differential equations with fractional derivatives, signal problem, signal subdiffusion wave.

1. Введение

Диффузия во фрактальных средах протекает медленнее, чем в обычной сплошной среде, так как частицы диффундирующего вещества вынуждены двигаться по узким каналам сложной конфигурации с тупиками, резкими поворотами и сужениями. Диффузия в пористой среде определяется не только фрактальной сетью каналов и пор, но и фрактальным остовом.

2. Уравнение диффузии во фрактальной среде

Вместо классического уравнения диффузии

$$\frac{dy}{dt} = \Delta u,$$

где Δu- лапласиан от u, диффузия во фрактальной среде описывается уравнением с дробной производной

$$\frac{\partial^2 u(t,x)}{\partial x^2} = \frac{\partial^\alpha u(t,x)}{\partial t^\alpha}, x > 0, t \in (-\infty, \infty), \quad (1)$$

$\frac{\partial^\alpha u(t,x)}{\partial t^\alpha}$ —дробная производная Римана—Лиувилля порядка $\alpha \in (0,1)$, $u(t,x)$ удовлетворяет условиям

$$u(t,0) = \varphi(t), \quad (2)$$

$$\lim_{x\to\infty} |u(x,t)| = 0, \quad (3)$$

$\varphi(t)$— периодическая функция с рядом Фурье

$$\varphi(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty}\left(a_n \cos\frac{n\pi x}{T} + b_n \sin\frac{n\pi x}{T}\right) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos\left[\frac{2\pi n}{T}(t-\delta_n^0)\right], \quad (4)$$

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, \qquad \delta_n^0 = \frac{T}{2\pi n} arctan\frac{b_n}{a_n},$$

где *T*—период.

В случае $\alpha < 1$ интересно проследить влияние параметра замедленной диффузии α на глубину проникновения тепла в среду.

Основным результатом этих исследований является

Теорема. Если в условии (2) $\varphi(t)$— периодическая функция вида (4), то задача (1)—(3) имеет единственное ограниченное решение, и оно представимо в виде

$$u(t,x) = \sum_{n=1}^{\infty} u_n\,(t,x), \quad (5)$$

где

$$u_n(t,x) = e^{-\cos\frac{\alpha\pi\omega_n^{\frac{\alpha}{2}}x}{4}} \cos\left(\sin\frac{\alpha\pi}{4}\omega^{\frac{\alpha}{2}}n - \omega_n t + \omega_n\delta_n^0\right).$$

Докажем сначала эту теорему для $\varphi(t) = A\cos(\omega t)$, то есть решаем задачу нахождения решения уравнения (1), удовлетворяющее условиям

$$u(t,0) = A\cos(\omega t). \quad (6)$$

Решение будем искать в виде

$$u(t,x) = Ag(x)e^{i\omega t}, \quad (7)$$

где $g(t)$ неизвестная функция.

Подставляя (7) в (1) и, пользуясь (2) получаем уравнение для g(x)

$$g''(x) - (i\omega)^{\alpha} g(x) = 0. \quad (8)$$

Общее решение уравнения (8) имеет вид

$$g(x) = C_1 e^{(i\omega)^{\frac{\alpha}{2}}x} + C_1 e^{-(i\omega)^{\frac{\alpha}{2}}x}, \quad (9)$$

Тогда учитывая, что

$$(i\omega)^{\frac{\alpha}{2}} = (\cos\frac{\pi}{2} + i\sin\frac{\pi}{2})^{\frac{\alpha}{2}} \cdot \omega^{\frac{\alpha}{2}} = (\cos\frac{\alpha\pi}{4} + i\sin\frac{\alpha\pi}{4})^{\frac{\alpha}{2}} \cdot \omega^{\frac{\alpha}{2}}.$$

Из условий (2) и (3) следует, что для

$$g(x) = e^{(i\omega)^{\frac{\alpha}{2}}x} = e^{-(\cos\frac{\alpha\pi}{4} + i\sin\frac{\alpha\pi}{4})^{\frac{\alpha}{2}}\cdot\omega^{\frac{\alpha}{2}}x} =$$

$$= e^{-\cos\frac{\alpha\pi}{4}\cdot\omega^{\frac{\alpha}{2}}x}\left(\left(\cos(\sin\frac{\alpha\pi}{4}\cdot\omega^{\frac{\alpha}{2}}x - \omega t\right) + i\sin\frac{\alpha\pi}{4}\right)\omega^{\frac{\alpha}{2}}x + \omega t). \quad (10)$$

Подставляя представление g(x) из (10) в (7), получаем решение задачи (1)—(3).

$$u(t,x) = Ae^{-\cos\frac{\alpha\pi}{4}\cdot\omega^{\frac{\alpha}{2}}x}\left(\left(\cos(\sin\frac{\alpha\pi}{4}\cdot\omega^{\frac{\alpha}{2}}x - \omega t\right) + i\sin\frac{\alpha\pi}{4}\right)\omega^{\frac{\alpha}{2}}x + \omega t)e^{i\omega t}. \quad (11)$$

Выделяя в равенстве (11) действительную часть, окончательно получаем решение задачи

$$u(t,x) = Ae^{-\cos\frac{\alpha\pi}{4}\cdot\omega^{\frac{\alpha}{2}}x}\left(\left(\cos\left(\sin\frac{\alpha\pi}{4}\cdot\omega^{\frac{\alpha}{2}}x-\omega t\right)+i\sin\frac{\alpha\pi}{4}\right)\omega^{\frac{\alpha}{2}}x+\omega t\right). \quad (12)$$

Очевидно, что при α = 1 и n = 1 формулы (12) и (4) совпадают.

Взяв сигнальные волны, соответствующие каждому слагаемому, в разложении (4), используя (12), получаем (5).

Замечание. Из хода рассуждений, при доказательстве (12) следует, что если при условиях (3) $\varphi = A\sin(\omega t)$, то решение соответствующей задачи имеет вид сигнальной диффузионной волны

$$u(t,x) = Ae^{-cos\frac{\alpha\pi}{4}\cdot\omega^{\frac{\alpha}{2}}x}\left(\left(\left(sin\left(sin\frac{\alpha\pi}{4}\cdot\omega^{\frac{\alpha}{2}}x-\omega t\right)+i\,sin\frac{\alpha\pi}{4}\right)\omega^{\frac{\alpha}{2}}x+\omega t\right)\right). \quad (13)$$

Далее, учитывая, что по теореме С.Г. Крейна функцию *u(t, x)* из (12) можно записать в виде

$$u(t,x) = U\left(x,-\left(-\frac{d^\alpha}{d}t^\alpha\right)\right)\varphi(x), \quad (14)$$

где $U\left(x,-\left(-\frac{d^\alpha}{d}t^\alpha\right)\right)$— сильно непрерывная полугруппа с генератором $\left(-\left(-\frac{d^\alpha}{d}t^\alpha\right)\right)$ заключаем, что решение является единственным в классе ограниченных функций.

На основании теоремы 1 можно дать следующую характеристику процесса субдиффузии распространения сигнальной волны:

Амплитуда колебаний убывает экспоненциально

$$A(x) = Ae^{-cos\frac{\alpha\pi}{4}\omega^{\frac{\alpha}{2}}x}. \quad (15)$$

Колебания происходят со сдвигом фазы. Время запаздывания максимумов (минимумов) температуры в среде от соответствующих моментов на поверхности пропорционально глубине

$$\delta = \frac{1}{\omega^{1-\frac{\alpha}{2}}}sin\left(\frac{\alpha\pi}{4}x\right). \quad (16)$$

Глубина проникновения тепла в среду зависит от периода колебаний температуры на поверхности и от параметра субдиффузии α. Относительное изменение температурной амплитуды равно

$$\frac{A(x)}{A} = e^{-cos\frac{\alpha\pi}{4}\omega^{\frac{\alpha}{2}}x}. \quad (17)$$

Эта формула показывает зависимость глубины проникновения сигнальных волн от параметров α и ω. То есть, чем больше величина $\mu(\alpha,\omega) = cos\frac{\alpha\pi}{4}\omega^{\frac{\alpha}{2}}x$, тем меньше глубина проникания.

Анализируя функцию μ(α, ω) заключаем, что в силу оценок $\frac{\sqrt{2}}{2} < \mu(\alpha,\omega) < 1$ приближенно можно считать $\mu(\alpha,\omega)$.

И, следовательно, если

$$0< \omega \leq 1, \tag{18}$$

то при возрастании α μ = (α, ω) убывает, и проникаемость увеличивается и становится максимальной при α = 1. Если же ω > 1, то меньшим α соответствует большая проникаемость.

Из (5) следует, что температура $u(x,t)$ для любых x является периодической функцией времени.

Тогда, исходя из ее вида гармоники $u(x,t)$ заключаем, что справедливо соотношение

$$B_n = \frac{\sqrt{a_n^2(x_1)+b_n^2(x_1)}}{\sqrt{a_n^2(x_2)+b_n^2(x_2)}} = e^{-\cos\frac{\alpha\pi}{4}\cdot\omega^{\frac{\alpha}{2}}} \approx \omega_n^{\frac{\alpha}{2}}(x_1 - x_2) \tag{19}$$

которое показывает, что если произвести измерение температуры в каких-нибудь точках x_1 и x_2 за полный период, то при известном ω можно, пользуясь приближением получить значение параметра субдиффузии α по формуле

$$\alpha = \frac{2ln\frac{1}{B_n}}{\ln \omega(x_1 - x_2)}.$$

3. Заключение

В итоге было решено дифференциальное уравнение с дробными производными, описывающее диффузионные процессы во фрактальной среде. Показана единственность и ограниченность решения.

В настоящее время в Целевой поисковой лаборатории прорывных технологий радиосвязи Фонда перспективных исследований используются результаты данной работы для формирования облика и построения гиперконвергентной перспективной платформы радиосвязи

Литература

1. Mainardi F. Radiophycs and Quantum Electronics, Vol. 38, Nos. 1-2, 1995, p. 13-24
2. Samko S.G., A.A. Kilbas, Marichev O.I. Fravtional Integrals and Derivatives. Theory and Application, Gordon and Breach, Amsterdam (1993). (Eng. Transl. from Russian, Nauka I Tekhnika, Minsk (1987)).
3. Caputo M.,Rend. Fis. Acc. Lincei., Ser. IX, 4, 279 (1993)

References

1. Mainardi F. The time fractional diffusion wave // Radiophycs and Quantum Electronics, Vol. 38, Nos. 1-2, 1995, p. 13-24
2. Mainardi F. Waves and Stability in Continous Media. World Scientific, Singapore 1994, 246 p.
3. Samko S.G., A.A. Kilbas, Marichev O.I. Fravtional Integrals and Derivatives. Theory and Application. Gordon and Breach, Amsterdam, 1993, 687 p.

ГИПЕРБОЛИЧЕСКИЙ ХАОС В СВЯЗАННЫХ ВЧ-ГЕНЕРАТОРАХ

С.П. Кузнецов[1], Е.П. Селезнев[1,2], Н.В. Станкевич[1,3]

[1]Саратовский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова (СФ ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН), Саратов, Россия
[2]Саратовский национальный исследовательский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского (СГУ), Саратов, Россия
[3]Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю.А. (СГТУ им. Гагарина Ю.А.), Саратов, Россия

Аннотация. Предложена схема двух связанных автогенераторов диапазона высоких частот, в динамике которых наблюдаются сложные хаотические колебания. Автогенераторы работают на частотах 10 МГц и 20 МГц, соответственно. В предложенной схеме реализован режим поочередного возбуждения автоколебаний, при этом за счет нелинейной связи происходит так называемая эстафетная передача фазы колебаний. Такой режим работы приводит к тому, что в системе реализуются хаотические автоколебания гиперболического типа, аттрактор которых в сечении Пуанкаре соответствует аттрактору Смейла-Вильямса, что в свою очередь подтверждается видом отображения для фаз автоколебаний.

Ключевые слова: гиперболический хаос, ВЧ-генраторы, сечение Пуанкаре.

HYPERBOLIC CHAOS IN COUPLED HF-GENERATORS

S.P. Kuznetsov[1], E.P. Seleznev[1,2], N.V. Stankevich[1,3]

[1] Kotel'nikov's Institute of Radio-Engineering and Electronics of RAS, Saratov Branch, Saratov, Russia
[2]Chernyshevsky Saratov State University (SSU), Saratov, Russia
[3]Yuri Gagarin State Technical University of Saratov (SSTU), Saratov, Russia

Abstract. A scheme is proposed for two coupled high frequency auto-generators, in the dynamics of which complex chaotic oscillations are observed. The oscillators operate with frequencies 10 MHz and 20 MHz, respectively. In the proposed scheme, the mode of alternate excitation of self-oscillations is implemented, and the so-called relay transmission of the oscillation phase occurs due to nonlinear coupling. This mode of operation leads to the fact that the system implements chaotic self-oscillations of the hyperbolic type, whose attractor in the Poincaré section corresponds to the Smale-Williams attractor, which in turn is confirmed by the type of mapping for the self-oscillation phases.

Keywords: hyperbolic chaos, HF-generators, Poincaré section.

1. Введение

Интерес к системам, в которых реализуется хаотический аттрактор гиперболического типа обусловлен тем, что такие автоколебания являются структурно устойчивыми [1-4]. То есть при вариации управляющих параметров, различных типах внешнего воздействия, свойства хаотических автоколебаний почти не изменяются. Более того, свойства хаотических колебаний слабо зависят от различных внешних воздействий. Известно, что в системах, где реализуются так называемые квазиаттракторы за счет внешнего воздействия, возможна стабилизация хаоса и переход к регулярному режиму [5,6].

Физически реализуемые системы с гиперболическим хаосом были обнаружены (или, скорее, сконструированы) только совсем недавно [7-14]. Однако все известные генераторы работали в диапазоне низких частот.

Целью данной работы является реализация и исследование системы связанных автогенераторов с хаотическим аттрактором гиперболического типа в диапазоне высоких частот.

Такие автогенераторы могут быть перспективными в электронике, с возможным их применением в схемах скрытой коммуникации [15], шумовой локации [16], в криптографии [17,18], для генерации случайных чисел [19]. Привлекательность структурно устойчивых систем [20-22] с практической точки зрения обусловлена нечувствительностью характеристик генерируемого хаоса к погрешностям изготовления, шумам, помехам и т.п.

2. Экспериментальная система

На рис. 1 показана схема радиотехнического устройства, которое представляет собой неавтономную колебательную систему, сконструированную на базе двух подсистем – осцилляторов Ван-дер-Поля с характерными частотами f_0=10 МГц и $2f_0$, соответственно. Каждый из двух генераторов содержит колебательный контур, образованный катушкой индуктивности $L_{1,2}$ и емкостью, соответственно, $C_{1,2}$, так что $f_0 = 1/2\pi\sqrt{L_1C_1}$, $2f_0 = 1/2\pi\sqrt{L_2C_2}$. В качестве активного элемента используется операционный усилитель. Полевые транзисторы T_1 и T_2 вносят в колебательный контур практически линейную положительную проводимость, величина которой регулируется напряжением, подаваемым на затвор транзистора. Это напряжение медленно изменяются во времени, совершая колебания периода $T = N/f_0$, где N – целое число, причем на одном полупериоде этого процесса первый генератор находится в режиме генерации колебаний, а второй под порогом генерации. На следующем полупериоде они меняются ролями. Первый генератор действует на второй посредством аналогового умножителя. Производимая при этом вторая гармоника сигнала служит затравкой для возникающих колебаний второго осциллятора в диапазоне частот вблизи $2f_0$, когда он выходит за порог генерации. В свою очередь, второй генератор действует на первый посредством аналогового умножителя, осуществляющего смешение поступающего сигнала и внешнего вспомогательного сигнала на частоте f_0. При этом появляется составляющая на разностной частоте, которая попадает в резонансный диапазон для первого осциллятора и служит затравкой, когда он начинает генерировать. Таким образом, оба осциллятора, составляющих схему, по очереди передают возбуждение один другому, что можно охарактеризовать как эстафетный механизм. Управляющие возбуждением автогенераторов колебания формируются с помощью делителя частоты, выполненного на двоичном счетчике.

На рис.2 представлены экспериментальные данные, полученный для генератора, показанного на рис.1. В эксперименте при надлежащем подборе параметров в системе можно было наблюдать хаотические колебания, обусловленные эстафетной передачей

возбуждения от одного осциллятора к другому в соответствии с механизмом. На рис.2*а* слева показаны типичные образцы временных зависимостей переменного напряжения $U_1(t)$ и $U_2(t)$ в режиме хаотической генерации в одной и другой подсистеме при отношении частоты медленного изменения параметров и частоты вспомогательного сигнала $N = 8$.

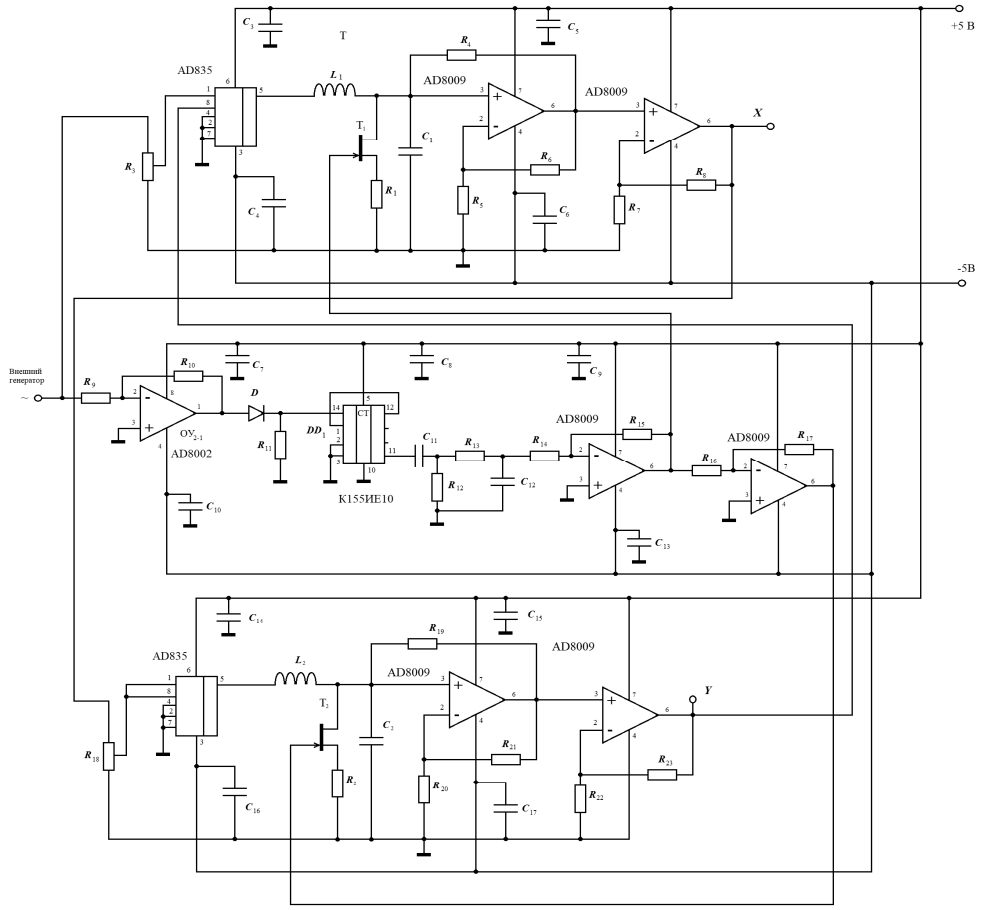


Рис.1. Схема радиотехнического устройства гиперболического хаоса

На рис.2*б* изображены проекции фазовых портретов автогенераторов на плоскости ($U_1(t)$, dU_1/dt)и ($U_2(t)$, dU_2/dt). На рис.2*в* показаны спектры колебаний первого и второго осцилляторов. Спектр колебаний обоих осцилляторов сплошной; для первого осциллятора он расположен в диапазоне вблизи частоты f_0, а для второго – вблизи$2f_0$.

На рис.2*г* слева приведен аттрактор в сечении Пуанкаре, а справа – «итерационные диаграммы» для фазы первого автогенератора. Для их построения использовался двухкомпонентный временной ряд. Одна компонента отвечала выборке сигнала $U_1(t)$ с периодом медленной вариации параметров $T = N/f_0$ в моменты времени, примерно соответствующие максимуму амплитуды колебаний первого осциллятора. В качестве второй компоненты фигурировала производная сигнала

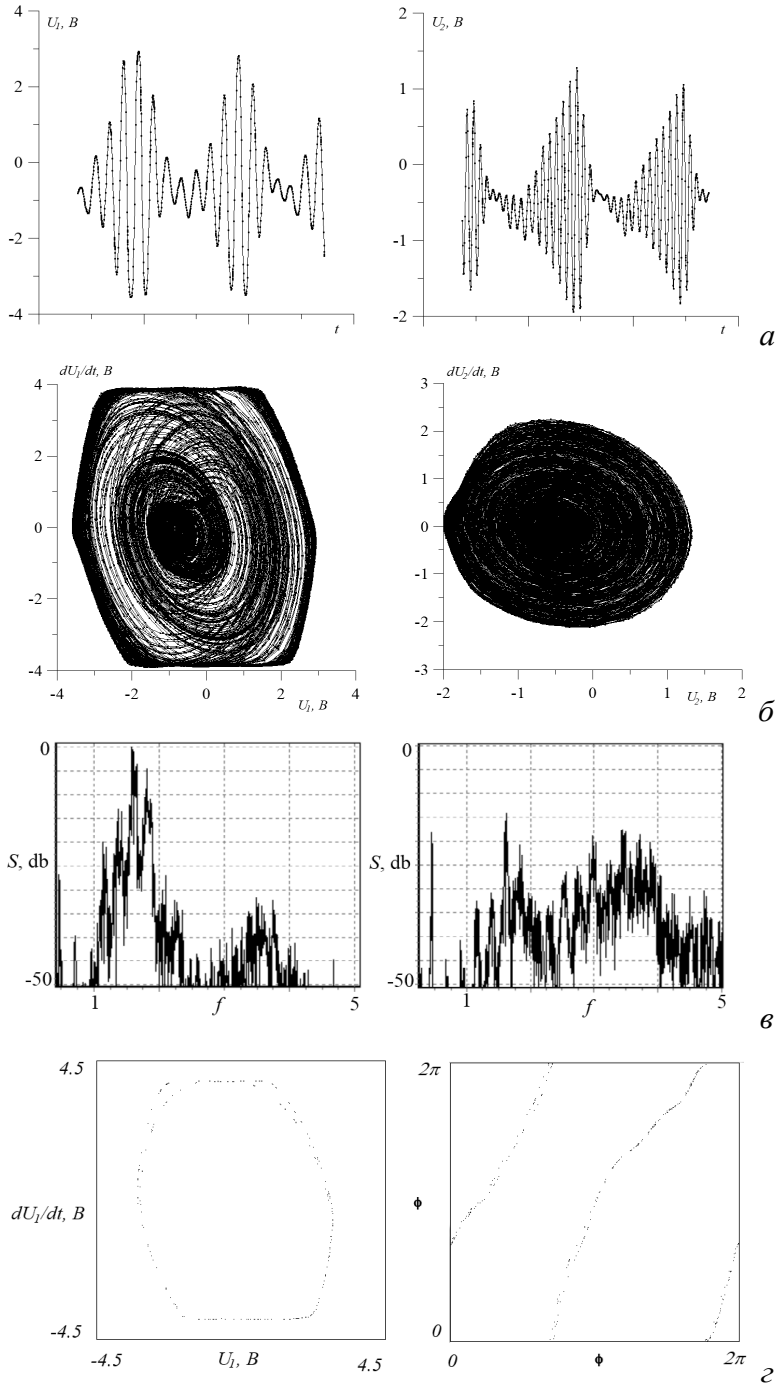


Рис.2. Результаты экспериментального исследования генератора гиперболического хаоса: а - временные реализации; б - проекции фазовых портретов; в - спектры Фурье; г - фазовый портрет в сечении Пуанкаре и итерационная диаграмма для отображение фаз

$dU_1(t)/dt$ на выходе дифференцирующего усилителя. Фаза определялась через $arctg(U_1(t)/dU_1(t)/dt)$. По горизонтальной и вертикальной оси на графике отложены значения фазы, относящиеся к последовательным моментам выборки. То обстоятельство, что отображение для фазы типологически эквивалентно хаотическому

отображению «зуб пилы» (1), существенно для интерпретации наблюдаемого в эксперименте аттрактора, как гиперболического.

3. Заключение

Таким образом, в данной работе в диапазоне высоких частот реализована схема, которая, как показывает совокупность имеющихся данных, обладает странным хаотическим аттрактором, относящимся к классу гиперболических аттракторов. Мы полагаем, реализация подобных систем в диапазоне высоких частот, а в перспективе и диапазоне сверхвысоких частот с гиперболическими хаотическими аттракторами. Такие системы имеют принципиальное значение для дальнейшего развития приложений радиофизических генераторов в сфере коммуникационных систем.

4. Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке РНФ, проект № 17-12-01008.

Литература

1. Смейл С. Дифференцируемые динамические системы // УМН, 1970, Т. 25, №1. - С. 113–185.
2. Аносов Д.В. Динамические системы с гиперболическим поведением / Арансон С.Х., Гринес В.З., Плыкин Р.В., Сатаев Е.А., Сафонов А.В., Солодов В.В., Старков А.Н., Степин А.М., Шлячков С.В. // Динамические системы – 9, Итоги науки и техн. Сер. Соврем. пробл. мат. Фундам. направления, 1991, Т.66. - С. 5–242
3. Синай Я.Г. Стохастичность динамических систем // В кн. Нелинейные волны ред. А.В. Гапонов–Грехов. М.: Наука, 1979. - С. 192-212.
4. Shilnikov L. Mathematical Problems of Nonlinear Dynamics: A Tutorial // Int. J. of Bifurcation and Chaos, 1997, Vol. **7**, No. 9.- P. 1353-2001.
5. Hunt E.R. Stabilizing high–periodic orbits in a chaotic system: the diode resonator // Phys. Rev. Let., 1991, Vol.67. – P.1953.
6. Безручко Б.П. Двухуровневое управление хаосом в нелинейных осцилляторах / ., Иванов Р.Н., Пономаренко В.И. // Письма в ЖТФ, 1999, Т.25, вып.4. – С.61-67.
7. Kuznetsov S.P. Example of a Physical System with a Hyperbolic Attractor of the Smale-Williams Type // Phys. Rev. Lett., 2005, Vol. 95. - P.144101.
8. Kuznetsov S.P. Autonomous coupled oscillators with hyperbolic strange attractors / Pikovsky A. // Physica D, 2007, Vol. 232. - P. 87–102.
9. Кузнецов С.П. Динамический хаос и однородно гиперболические аттракторы: от математики к физике // УФН, 2011, Т. 181, №2. - С. 121-149.
10. Kuznetsov S.P. Hyperbolic Chaos: A Physicist's View. Higher Education Press: Beijing and Springer-Verlag: Berlin, Heidelberg, 2012, 336p.
11. Кузнецов С.П. Хаотическая динамика в физической системе со странным аттрактором типа Смейла – Вильямса / Селезнев Е.П. // ЖЭТФ, 2006, Т. 129, №2. - С. 400-412.
12. Кузнецов С.П. О возможности реализации странного аттрактора типа Смейла-Вильямса в радиотехническом генераторе с запаздыванием / Пономаренко В.И. // Письма в ЖТФ, 2008, Т.34, вып.18. - С. 1-8.
13. Кузнецов С.П. Схемы электронных устройств с гиперболическим хаосом и моделирование их динамики в программной среде Multisim // Известия вузов – Прикладная нелинейная динамика, 2011, Т. 19, №5. С. - 98-115.
14. Кузнецов С.П. Автономная система – генератор гиперболического хаоса. Схемотехническое моделирование и эксперимент / Пономаренко В.И., Селезнев Е.П. // Известия ВУЗов. Прикладная нелинейная динамика, 2013, Т. 21, № 5. - С. 17-30
15. Дмитриев А.С., Панас А.И. Динамический хаос: новые носители информации для систем связи, М.: Физматлит, 2002. 252 с.

16. Lukin K.A. Noise radar technology // Telecommunications and Radio-Engineering, 2001, Vol.16, No 12. - P. 8–16.
17. Baptista M.S. Cryptography with chaos // Physics Letters A, 1998, Vol.240. - P. 50-54.
18. Птицын Н.В. Приложение теории детерминированного хаоса в криптографии. Изд. МГТУ им Н. Э Баумана: М, 2002. 80с.
19. Stojanovski T. Chaos-Based Random Number Generators—Part I and II / Kocarev L. // IEEE Trans. Circuits and Systems, 2001, Vol. 48, No 3.- P. 281-288; P. 382-385.
20. Андронов А.А., Витт А.А., Хайкин С.Э. Теория колебаний. М.: Наука, 1959. 915с.
21. Рабинович М.И., Трубецков Д.И. Введение в теорию колебаний и волн. М.: Наука, 1984. 432с.
22. Elhadj Z. and Sprott J.C. Robust Chaos and Its Applications. World Scientific: Singapore, 2011. 472p.

REFERENCES

1. Differentiable dynamical systems // UMN, 1970, V. 25, №1. - pp. 113–185.
2. Anosov D.V. Dynamic systems with hyperbolic behavior / Aranson S.Kh., Grines V.Z., Plykin R.V., Sataev E.A., Safonov A.V., Solodov V.V., Starkov A.N., Stepin A. .M., Shlyachkov S.V. // Dynamic Systems - 9, Itogi Nauki i Tekhn. Ser. Let's do it. problems mat. Funda. Directions, 1991, T.66. - p. 5–242
3. Sinai Ya.G. Stochasticity of dynamic systems // In the book. Nonlinear waves ed. A.V. Gaponov-Sins. M .: Science, 1979. - p. 192-212.
4. Shilnikov L. Mathematical Problems of Nonlinear Dynamics: A Tutorial // Int. J. of Bifurcation and Chaos, 1997, Vol. 7, No. 9.- P. 1353-2001.
5. Hunt E.R. Stabilizing high – periodic orbits in a chaotic system: the diode resonator // Phys. Rev. Let., 1991, Vol.67. - P.1953.
6. Bezruko B.P. Two-level chaos control in nonlinear oscillators., Ivanov R.N., Ponomarenko V.I. // Letters to the Journal of Physics and Technology, 1999, T.25, issue 4. - P.61-67.
7. Kuznetsov S.P. The Hyperbolic Attractor of the Smale-Williams Type / Phys. Rev. Lett., 2005, Vol. 95. - P.144101.
8. Kuznetsov S.P. Autonomous coupled oscillators with hyperbolic strange / A.Pikovsky // Physica D, 2007, Vol. 232. - p. 87–102.
9. Kuznetsov S.P. Dynamic chaos and uniformly hyperbolic attractors: from mathematics to physics // UFN, 2011, V. 181, №2. - p. 121-149.
10. Kuznetsov S.P. Hyperbolic Chaos: A Physicist's View. Higher Education Press: Beijing and Springer-Verlag: Berlin, Heidelberg, 2012, 336p.
11. Kuznetsov, C.P. Chaotic dynamics in a physical system with a strange attractor of the Smale – Williams type / Seleznev Ye.P. // ZhETF, 2006, T. 129, No. 2. - p. 400-412.
12. Kuznetsov S.P. On the possibility of implementing a strange attractor of the Smale-Williams type in a radio engineering generator with a delay / Ponomarenko V.I. // Letters to the Journal of Physics and Technology, 2008, T.34, Issue 18. - p. 1-8.
13. Kuznetsov, C.P. Schemes of electronic devices with hyperbolic chaos and modeling of their dynamics in the Multisim software environment // Izvestiya Vuzov - Applied Nonlinear Dynamics, 2011, V. 19, No. 5. Pp. 98-115.
14. Kuznetsov S.P. Autonomous system - generator of hyperbolic chaos. Circuit simulation and experiment / Ponomarenko VI, Seleznev Ye.P. // News of universities. Applied nonlinear dynamics, 2013, Vol. 21, No. 5. - P. 17-30
15. Dmitriev A.S., Panas A.I. Dynamic chaos: new media for communication systems, M .: Fizmatlit, 2002. 252 p.
16. Lukin K.A. Noise radar technology // Telecommunications and Radio Engineering, 2001, Vol.16, No 12. - P. 8–16.
17. Baptista M.S. Cryptography with chaos // Physics Letters A, 1998, Vol.240. - P. 50-54.
18. Ptitsyn N.V. Application of the theory of deterministic chaos in cryptography. Ed. MSTU named after N. E Bauman: M, 2002. 80s.

19. Stojanovski T. Chaos-Based Random Number Generators — Part I and II / Kocarev L. // IEEE Trans. Circuits and Systems, 2001, Vol. 48, No. 3.- P. 281-288; P. 382-385.
20. Andronov A.A., Witt A.A., Khaikin S.E. Theory of oscillations. M .: Science, 1959. 915s.
21. Rabinovich MI, Trubetskov D.I. Introduction to the theory of oscillations and waves. M .: Science, 1984. 432s.
22. Elhadj Z. and Sprott J.C. Robust Chaos and Its Applications. World Scientific: Singapore, 2011. 472p.

КВАЗИПРАВДОПОДОБНЫЙ АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ ФАЗЫ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО КВАЗИРАДИОСИГНАЛА С НЕИЗВЕСТНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ

Ю. Э. Корчагин, К. Д. Титов, М. С. Войнаровская

Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Синтезирован квазиправдоподобный алгоритм оценки фазы сверхширокополосного квазирадиосигнала с неизвестной длительностью, наблюдаемого на фоне гауссовского белого шума. Найдена структура и статистические характеристики алгоритма оценки фазы. Исследовано влияние априорного незнания длительности сигнала на точность оценки фазы.

Ключевые слова: сверхширокополосный, квазирадиосигнал, фаза, длительность, квазиправдоподобная оценка, смещение, дисперсия, рассеяние.

QUASI-LIKELIHOOD PHASE ESTIMATION OF THE ULTRA-WIDEBAND QUASI-RADIOSIGNAL WITH UNKNOWN DURATION

Yu. E. Korchagin, K. D. Titov, M. S. Voynarovskaya

Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. We considered the new quasi-likelihood phase estimation algorithm of the ultra-wideband quasi-radiosignal with unknown duration against white Gaussian noise. We found the structure and statistical characteristics of the introduced estimation algorithm and we investigated the influence of the prior signal duration ignorance on estimation efficiency.

Keywords: ultra-wideband, quasi-radiosignal, phase, duration, quasi-likelihood estimation, offset, bias, variance.

1. Введение

Задача оценки фазы радиосигнала, наблюдаемого на фоне шума, актуальна для многих практических приложений статистической радиофизики и неоднократно рассматривалась в литературе [1-5]. Применительно к сверхширокополосному (СШП) квазирадиосигналу (КРС) задача оценки фазы решена в предположение априори известной длительности [4]. В работе [6] рассмотрена оценка фазы узкополосного радиосигнала с неизвестной длительностью. Однако при разработке современных систем связи и локации, использующих СШП сигналы, зачастую имеется необходимость в определении фазы сигнала.

Цель работы – синтез квазиправдоподобного алгоритма оценки фазы СШП КРС с неизвестной длительностью, наблюдаемого на фоне гауссовского белого шума. Разработка структуры и расчёт статистических характеристик оценки фазы. Исследование влияния априорного незнания длительности сигнала на точность оценки фазы.

2. Постановка задачи

СШП КРС с прямоугольной модулирующей функцией запишем в виде

$$s(t,a,\varphi,\tau)=I(t/\tau)a\cos(\omega_0 t-\varphi), \quad (1)$$

где

$$I(x)=\begin{cases}1, & 0\le x\le 1,\\ 0, & x<0,\ x>1\end{cases}$$

– индикатор единичной длительности, a, φ, ω_0, τ – амплитуда, начальная фаза, частота и длительность СШП КРС соответственно [4], а $I(t/\tau)$ – прямоугольная огибающая узкополосного радиосигнала (1). Если полоса частот $\Delta\omega$ и частота ω_0 сигнала (1) удовлетворяют условию

$$\Delta\omega << \omega_0, \quad (2)$$

то сигнал (1) является узкополосным радиосигналом. Если условие (2) не выполняется, то формула (1) описывает СШП КРС. Величины a, φ, ω_0, τ являются параметрами гармонического колебания, используемыми для его формирования. Тем не менее, для краткости аналогично [4], далее будем называть a, φ, ω_0, τ соответственно амплитудой, начальной фазой, частотой и длительностью СШП КРС (1).

Рассмотрим задачу оценки фазы сигнала (1) с неизвестной длительностью τ на фоне аддитивного гауссовского белого шума $n(t)$ с односторонней спектральной плотностью N_0. Наблюдаемую в течение интервала времени $t\in[0,T]$ аддитивную смесь сигнала (1) и шума $n(t)$ представим в виде

$$\xi(t)=s(t,a_0,\varphi_0,\tau_0)+n(t), \quad (3)$$

где a_0, φ_0, τ_0 – истинные значения неизвестных параметров. Будем считать, что начальная фаза и длительность сигнала могут принимать значения из априорных интервалов $\varphi\in[-\pi,\pi]$, $\tau\in[T_1,T_2]$. Располагая наблюдаемой реализацией $\xi(t)$, необходимо сформировать оценку фазы полезного сигнала (1), считая амплитуду и длительность неинформативными параметрами, в оценке которых нет необходимости.

3. Синтез алгоритма

Для синтеза алгоритма оценки воспользуемся методом максимального правдоподобия (МП) [1-3], согласно которому оценка фазы при априори известных длительности и амплитуде совпадает с положением абсолютного (наибольшего) максимума логарифма функционала отношения правдоподобия (ФОП)

$$\varphi_{0m}=\arg\sup_{\varphi} L(a_0,\varphi,\tau_0).$$

При неизвестных параметрах сигнала имеет место априорная параметрическая неопределенность относительно амплитуды и длительности. В этом случае логарифм ФОП зависит от трёх неизвестных параметров

$$L(a,\varphi,\tau)=\frac{2a}{N_0}\int_0^{\tau}\left(\xi(t)-\frac{a\cos(\omega t-\varphi)}{2}\right)\cos(\omega t-\varphi)\,dt\,. \qquad (4)$$

Одним из возможных способов преодоления априорной параметрической неопределённости является использование квазиправдоподобного (КП) алгоритма оценки. Вместо неизвестной длительности в выражении (4) будем использовать некоторое ожидаемое её значение τ^* из области возможных значений длительности $\tau^*\in[T_1,T_2]$. Неизвестную амплитуду в выражении (4) заменим её КП оценкой

$$\hat{a}(\varphi)=\arg\sup_a L^*(a,\varphi),\;\; L^*(a,\varphi)=L\left(a,\varphi,\tau=\tau^*\right), \qquad (5)$$

что равносильно максимизации логарифма ФОП (4) по переменной a. Тогда КП оценка фазы $\hat{\varphi}$ определяется как положение абсолютного (наибольшего) максимума решающей статистики

$$\hat{\varphi}=\arg\sup L^*(\varphi),\;\; L^*(\varphi)=\sup_a L^*(a,\varphi)=L^*(\hat{a},\varphi)\,. \qquad (6)$$

Подставим в выражение (4) явный вид СШП КРС (1) и перепишем логарифм ФОП (5) как

$$L^*(a,\varphi)=a\left(X^*\cos\varphi+Y^*\sin\varphi\right)-a^2\frac{Q^*+P_c^*\cos 2\varphi+P_s^*\sin 2\varphi}{2}, \qquad (7)$$

где обозначено:

$$X^*=X(\tau^*),\; Y^*=Y(\tau^*),\; Q^*=Q(\tau^*),$$

$$P_c^*=P_c(\tau^*),\; P_s^*=P_s(\tau^*),$$

$$X(\tau^*)=\frac{2}{N_0}\int_0^{\tau^*}\xi(t)\cos\omega t dt,\;\; Y(\tau^*)=\frac{2}{N_0}\int_0^{\tau^*}\xi(t)\sin\omega t dt,\;\; Q(\tau^*)=\frac{\tau^*}{N_0}, \qquad (8)$$

$$P_c(\tau^*)=\frac{Q^*}{\tau^*}\int_0^{\tau^*}\cos 2\omega t\;dt=\frac{Q^*\sin\left(4\pi\kappa\tau^*/\tau_0\right)}{4\pi\kappa\tau^*/\tau_0},$$

$$P_s(\tau^*)=\frac{Q^*}{\tau^*}\int_0^{\tau^*}\sin 2\omega t\;dt=\frac{Q^*-Q^*\cos\left(4\pi\kappa\tau^*/\tau_0\right)}{4\pi\kappa\tau^*/\tau_0},$$

где величина $\kappa=\dfrac{\omega\tau_0}{2\pi}$ характеризует степень узкополосности радиосигнала и равна количеству периодов гармонического колебания (1), укладывающихся на длительности сигнала τ_0. Величину κ будем аналогично [4] называть параметром узкополосности.

Оценка (6) может быть найдена аналитически. Для этого, решая систему уравнений правдоподобия

$$\frac{\partial L^*(a,\varphi)}{\partial a}\Big|_{\hat{a},\hat{\varphi}}=0\,,\;\; \frac{\partial L^*(a,\varphi)}{\partial\varphi}\Big|_{\hat{a},\hat{\varphi}}=0\,,$$

получаем выражение для КП оценки фазы $\hat{\varphi}$ сигнала (1)

$$\hat{\varphi}=\mathrm{Arctg}\frac{Z}{P},\;\; Z=(Q^*+P_c^*)Y^*-P_s^*X^*,\;\; P=(Q^*-P_c^*)X^*-P_s^*Y^*\,. \qquad (9)$$

Поскольку функция $\mathrm{Arctg}(\cdot)$ многозначная, для однозначного определения КП оценки фазы необходимо учитывать априорный интервал её возможных значений. Числитель Z и знаменатель P в формуле (9) можно интерпретировать как декартовы координаты некоторой точки А (рисунок 1), а оценку $\hat{\varphi}$ как полярный угол этой точки. При $(Q^* + P_c^*)Y^* - P_s^* X^* > 0$ точка А располагается в правой полуплоскости, а КП оценка фазы равна главному значению арктангенса $\mathrm{arctg}(Z/P)$ и принимает значения из отрезка $[-\pi/2, \pi/2]$.

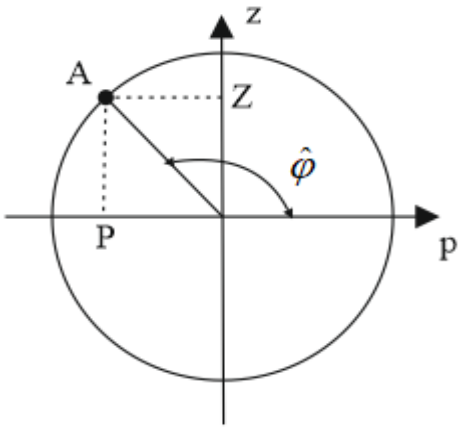


Рис. 1. Представление оценки фазы в виде полярного угла.

Если $(Q^* + P_c^*)Y^* - P_s^* X^* < 0$, то точка А находится в левой полуплоскости, а значение КП оценки фазы зависит от знака величины Y, а именно

$$\hat{\varphi} = arctg\frac{(Q^* + P_c^*)Y^* - P_s^* X^*}{(Q^* - P_c^*)X^* - P_s^* Y^*} + \pi\,\mathrm{sgn}((Q^* + P_c^*)Y^* - P_s^* X^*). \qquad (10)$$

Таким образом, с учетом знаков случайных величин P и Z, получаем

$$\hat{\varphi} = \Psi[(Q^* + P_c^*)Y^* - P_s^* X^*, (Q^* - P_c^*)X^* - P_s^* Y^*],$$

$$\Psi(p,z) = \begin{cases} \mathrm{arctg}(z/p), & \mathrm{p} > 0, \\ \pi\,\mathrm{sgn}(z)/2, & \mathrm{p} = 0, \\ \mathrm{arctg}(z/p) + \pi\,\mathrm{sgn}(z), & \mathrm{p} < 0. \end{cases} \qquad (11)$$

Согласно (9) КП оценку фазы СШП КРС можно сформировать на основе блок-схемы, приведенной на рисунке 2, где 1 – перемножитель, 2 – интеграторы, которые работают на интервале времени $[0, \tau^*]$, $\tau^* \in [T_1, T_2]$, 3 – блок, осуществляющий возведение в квадрат, 4 – сумматор, 5 – блок, реализующий операцию арктангенс, 6 – блок, реализующий функцию (11).

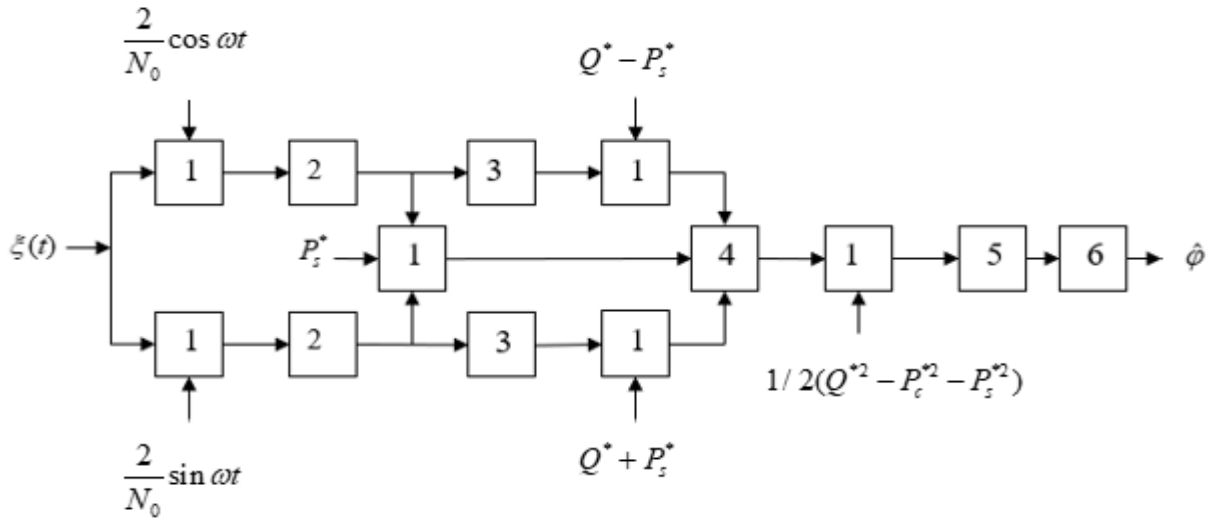


Рис. 2. Блок-схема КП измерителя фазы СШП КРС.

4. Анализ алгоритма

Выполним анализ КП алгоритма оценки фазы СШП КРС. Для полного статистического описания оценки (6) найдём её плотность вероятности. Точность оценки будем также характеризовать величинами смещения, дисперсии и рассеяния, определяемыми выражениями

$$b\,(\hat{\varphi}\,|\,a_0,\varphi_0)=<\hat{\varphi}>-\varphi_0,\quad D\,(\hat{\varphi}\,|\,a_0,\varphi_0)=<\hat{\varphi}^2>-<\hat{\varphi}>^2,$$
$$V\,(\hat{\varphi}\,|\,a_0,\varphi_0)=D(\hat{\varphi}\,|\,a_0,\varphi_0)+b^2(\hat{\varphi}\,|\,a_0,\varphi_0)=<\hat{\varphi}^2>-2\varphi_0<\hat{\varphi}>+\varphi_0^2. \tag{12}$$

Согласно (9), КП оценка фазы определяется через случайные величины (СВ) X^* и Y^*. Следовательно, плотность вероятности оценки (9) может быть выражена через совместную плотность вероятности СВ X^* и Y^*. Эти величины являются гауссовскими, поскольку представляют собой линейные преобразования (8) гауссовского случайного процесса $\xi(t)$, обладают математическими ожиданиями

$$m_x=\left\langle X^*\right\rangle=a_0R\left(\left(1+R_c\right)\cos\varphi_0+R_s\sin\varphi_0\right),$$
$$m_y=\left\langle Y^*\right\rangle=a_0R\left(\left(1-R_c\right)\sin\varphi_0+R_s\cos\varphi_0\right),$$

дисперсиями

$$\sigma_x^2=\left\langle\left(X^*-m_x\right)^2\right\rangle=Q^*+P_c^*,$$
$$\sigma_y^2=\left\langle\left(Y^*-m_y\right)^2\right\rangle=Q^*-P_c^*,$$

и корреляционным моментом

$$K_{xy}=\left\langle\left(X^*-m_x\right)\,\left(Y^*-m_y\right)\right\rangle=P_s^*,$$

где обозначено

$$R=Q^*\left(\min\left(\tau^*,\tau_0\right)\right)=\frac{\min\left(\tau^*,\tau_0\right)}{N_0}=Q^*\min\left(1,\frac{1}{\Delta}\right),$$

$$R_c = P_c^*\left(\min\left(\tau^*,\tau_0\right)\right) = \frac{Q^*\sin\left(4\pi\kappa\min\left(1,\Delta\right)\right)}{4\pi\kappa\min\left(1,\Delta\right)},$$

$$R_s = P_s^*\left(\min\left(\tau^*,\tau_0\right)\right) = \frac{Q^* - Q^*\cos\left(4\pi\kappa\min\left(1,\Delta\right)\right)}{4\pi\kappa\min\left(1,\Delta\right)}.$$

Величина $\Delta = \dfrac{\tau^*}{\tau_0}$ характеризует отличие длительности ожидаемого и принимаемого сигналов. При $\Delta = 1$ КП оценка амплитуды совпадает с МП оценкой, исследованной в [4].

Случайные величины Z и P гауссовские, так как они представляют собой линейные комбинации гауссовских СВ X^* и Y^*. Следовательно, статистические свойства Z и P полностью описываются их первыми двумя моментами. Выполняя усреднение, находим математические ожидания

$$m_z = \langle Z\rangle = a_0 Q^*\min\left(1,\Delta\right)S_z, \quad m_p = \langle P\rangle = a_0 Q^*\min\left(1,\Delta\right)S_p,$$

$$S_z = \sin\varphi_0\left(\left(Q^* + P_c^*\right)\left(1-R_c\right) - P_s^* R_s\right) + \cos\varphi_0\left(\left(Q^* + P_c^*\right)R_s - P_s^*\left(1+R_c\right)\right),$$

$$S_p = \sin\varphi_0\left(\left(Q^* - P_c^*\right)R_s - P_s^*\left(1-R_c\right)\right) + \cos\varphi_0\left(\left(Q^* - P_c^*\right)\left(1+R_c\right) - P_s^* R_s\right),$$

дисперсии

$$\sigma_z^2 = \left\langle\left(Z-m_z\right)^2\right\rangle = g\left(Q^* + P_c^*\right), \quad \sigma_p^2 = \left\langle\left(P-m_p\right)^2\right\rangle = g\left(Q^* - P_c^*\right),$$

и коэффициент корреляции

$$R_{zp} = \frac{\left\langle\left(Z-m_z\right)\left(P-m_p\right)\right\rangle}{\sigma_z\sigma_p} = -\frac{P_s^*}{\sqrt{Q^{*2} - P_c^{*2}}},$$

где $g^2 = Q^{*2} - P_c^{*2} - P_s^{*2}$.

С учётом найденных моментов, совместная плотность вероятности СВ Z и P определяется формулой

$$W\left(Z,P\right) = \frac{\left(1-R_{zp}^2\right)^{-\frac{1}{2}}}{2\pi\,\sigma_z\sigma_p}\exp\left(-\frac{1}{2\left(1-R_{zp}^2\right)}\left(\frac{\left(Z-m_z\right)^2}{2\sigma_z^2} + \frac{\left(P-m_p\right)^2}{2\sigma_p^2} - \frac{2R_{zp}\left(Z-m_z\right)\left(P-m_p\right)}{\sigma_z\sigma_p}\right)\right). \quad (13)$$

Сделаем замену переменных $Z = \Lambda\cos\varphi$, $P = \Lambda\sin\varphi$ и выполним переход от совместной плотности вероятности СВ Z и P к совместной плотности вероятности СВ Λ и φ. Для этого воспользуемся формулой [8]

$$W_{\Lambda\varphi}(\Lambda,\varphi) = W_{zp}(Z = \Lambda\cos\varphi, P = \Lambda\sin\varphi)\left|D\right|, \quad (14)$$

где якобиан преобразования

$$\left|D\right| = \left\|\begin{matrix}\dfrac{\partial(\Lambda\cos\varphi)}{\partial\Lambda} & \dfrac{\partial(\Lambda\cos\varphi)}{\partial\varphi}\\ \dfrac{\partial(\Lambda\sin\varphi)}{\partial\Lambda} & \dfrac{\partial(\Lambda\sin\varphi)}{\partial\varphi}\end{matrix}\right\| = \Lambda,$$

причём $\Lambda \geq 0$, $\varphi \in \left[-\pi,\pi\right]$.

В результате получим следующее выражение для совместной плотности вероятности Λ и φ

$$W_{\Lambda\varphi}(\Lambda,\varphi)=C\Lambda\exp\left[-\gamma^2(\varphi)\Lambda^2+2\delta\,(\varphi)\Lambda\right]. \tag{15}$$

Здесь введены обозначения:

$$C=\frac{g^2}{2\pi\sqrt{\left(1-R_{zp}^2\right)\sigma_z^2\sigma_p^2}}\exp\left(-\frac{\sigma_p^2m_z^2+\sigma_z^2m_p^2-2R_{zp}\sigma_z\sigma_pm_zm_p}{2\left(1-R_{zp}^2\right)\sigma_z^2\sigma_p^2}\right),$$

$$\delta\left(\varphi\right)=g\,\frac{m_z\sigma_p^2\sin\varphi+m_p\sigma_z^2\cos\varphi-R_{zp}\sigma_z\sigma_p\left(m_p\sin\varphi+m_z\cos\varphi\right)}{2\left(1-R_{zp}^2\right)\sigma_z^2\sigma_p^2},$$

$$\gamma^2\left(\varphi\right)=g^2\,\frac{\sigma_p^2\sin^2\varphi+\sigma_z^2\cos^2\varphi-R_{zp}\sigma_z\sigma_p\sin2\varphi}{2\left(1-R_{zp}^2\right)\sigma_z^2\sigma_p^2}.$$

Интегрируя плотность вероятности $W_{\Lambda\varphi}(\Lambda,\varphi)$ (15) по всем возможным значениям Λ, получаем выражение для плотности вероятности оценки фазы СШП КРС

$$W_{\varphi}(\varphi)=\frac{C}{\gamma^2(\varphi)}\left(\frac{1}{2}+\frac{\delta(\varphi)}{\gamma\,(\varphi)}\sqrt{\pi}\Phi\left[\frac{\sqrt{2}\delta\,(\varphi)}{\gamma\,(\varphi)}\right]\exp\left[\frac{\delta^2(\varphi)}{\gamma^2(\varphi)}\right]\right). \tag{16}$$

Используя плотность вероятности (16), найдём выражения для смещения $b\,(\hat{\varphi}\,|\,a_0,\varphi_0)$ и рассеяния $V\,(\hat{\varphi}\,|\,a_0,\varphi_0)$ оценки фазы.

В формулах (12) усреднение выполняется по реализациям шума при фиксированных истинных значениях параметров a_0, φ_0. Используя (16), находим значения первых двух моментов оценки

$$<\hat{\varphi}>=\int_{-\pi}^{\pi}\varphi W_{\varphi}(\varphi)d\varphi,\quad <\hat{\varphi}^2>=\int_{-\pi}^{\pi}\varphi^2W_{\varphi}(\varphi)d\varphi. \tag{17}$$

Проигрыш в эффективности оценки, вследствие незнания длительности СШП КРС, можно охарактеризовать отношением рассеяния (12) оценки фазы при наличии и при отсутствии расстройки длительности

$$\chi_V=V\left(z_0,\Delta\right)/V\left(z_0,\Delta=1\right), \tag{18}$$

а также величиной нормированного смещения

$$\chi_b=b\left(z_0,\Delta\right)/\sqrt{V\left(z_0,\Delta\right)}. \tag{19}$$

В качестве примера на рисунке 3 изображены зависимости условного смещения (12), нормированного на φ_0 – $b=\dfrac{b(\hat{\varphi}\,|\,a_0,\varphi_0)}{\varphi_0}$, от параметра узкополосности κ при различных отношениях сигнал/шум (ОСШ) $z_0=a_0\sqrt{\dfrac{\tau_0}{N_0}}$: $z_0=2$ (штрихпунктирная кривая), $z_0=4$ (пунктирная кривая), $z_0=6$ (сплошная кривая).

На рисунке 4 приведена зависимость проигрыша (18) в точности КП оценки фазы и нормированного смещения (19) от величины расстройки длительности ожидаемого

сигнала Δ при различных ОСШ: $z_0 = 2$ (штрихпунктирная кривая), $z_0 = 4$ (пунктирная кривая), $z_0 = 6$ (сплошная кривая). При расчёте кривых предполагалось, что начальная фаза принятого сигнала $\varphi_0 = 0$, а $\kappa = 1$, то есть на длительности принятого сигнала укладывается один период квазирадиосигнала.

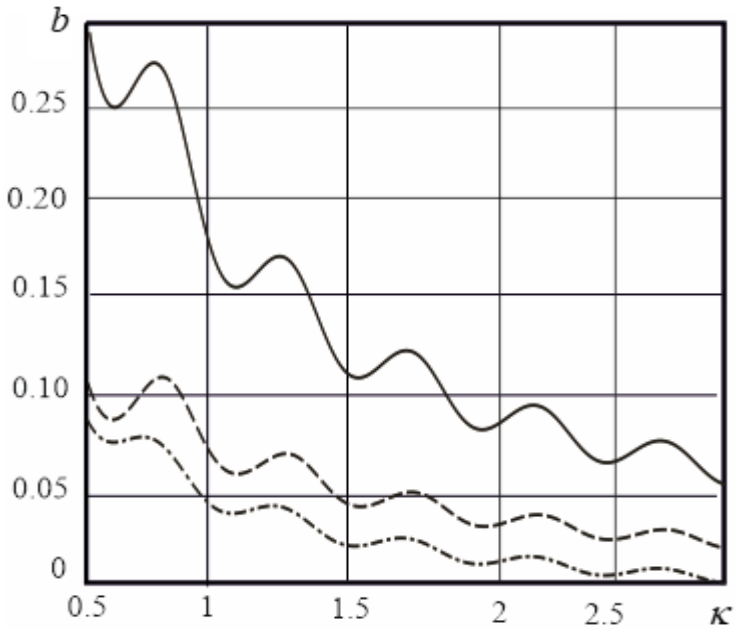


Рис. 3. Зависимость условного смещения КП оценки фазы от параметра узкополосности радиосигнала.

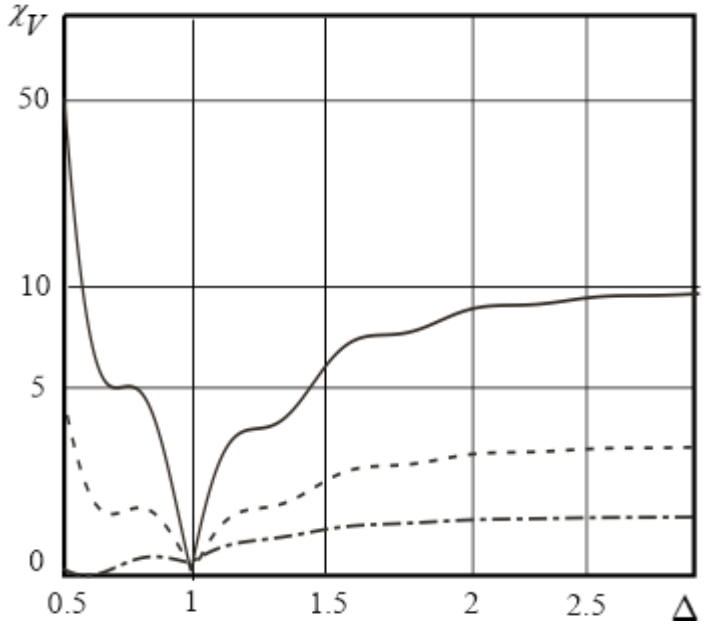


Рис. 4. Зависимость проигрыша в точности КП оценки фазы от величины расстройки длительности ожидаемого сигнала.

Из рисунков 3, 4 видно, что априорное незнание длительности сигнала может привести к снижению точности оценки фазы. Параметр узкополосности κ оказывает существенное влияние на качество оценки начальной фазы СШП КРС. С ростом κ его влияние на характеристики оценки снижается, что подтверждается частным случаем СШП КРС – узкополосным радиосигналом ($\kappa >> 1$), характеристики обнаружения которого не зависят от числа периодов гармонических колебаний на интервале его длительности. С ростом ОСШ или величины параметра узкополосности рассеяние оценки уменьшается. Несовпадение ожидаемого значения длительности с истинным может привести к несостоятельности КП оценки фазы и увеличению рассеяния оценки в несколько раз.

5. Заключение

Установлено, что КП алгоритм оценки начальной фазы СШП КРС, синтезированный при условии возможного невыполнения условия относительной узкополосности, имеет существенно более сложную структуру, чем известные алгоритмы оценки начальной фазы узкополосного радиосигнала и СШП КРС с известной длительностью. Однако, эта сложность не является избыточной, при реализации синтезированных алгоритмов в аппаратуре связи, при заданной точности оценки недопустимо использование неоптимальных алгоритмов, а также алгоритмов, не учитывающих возможное изменение длительности СШП КРС вследствие воздействия помех при распространении радиоволн. При попытке перехвата неизвестного сигнала устройством оценки фазы СШП КРС, которое полагает длительность сигнала известной, также недопустимо. Полученные результаты позволяют сделать обоснованный выбор алгоритма оценки начальной фазы в зависимости от имеющейся априорной информации, а также в зависимости от требований, предъявляемых к точности оценки и к степени простоты технической реализации измерителя начальной фазы СШП КРС.

Литература

1. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Сов. радио, 1978. – 293 с.
2. Трифонов А.П., Шинаков Ю.С. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех. М.: Радио и связь, 1986. – 264 с.
3. Тихонов В.И. Оптимальный приём сигналов. М.: Радио и связь. 1983. – 320 с.
4. Трифонов А.П., Руднев П.Е. Характеристики оценки фазы сверхширокополосного квазирадиосигнала. // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника, 2011, Т. 54, №4. – С. 3-10.
5. Трифонов А.П., Корчагин Ю.Э., Трифонов М.В., Калашников К.С. Оценка начальной фазы узкополосного радиосигнала с неизвестными амплитудой и длительностью. // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника, 2018, Т. 61, №6. – С. 307-317.
6. Трифонов А.П., Корчагин Ю.Э., Титов К.Д. Оценка амплитуды сверхширокополосного квазирадиосигнала с неизвестной длительностью. // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника, 2017, Т. 60, №8. – С. 460-471.
7. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь. 1982. – 624 с.
8. Трифонов А.П., Бутейко В.К. Характеристики совместных оценок параметров сигнала при частичном нарушении условий регулярности. // Радиотехника и электроника, 1991, Т. 36, №2. – С. 319–327.

9. Трифонов А.П., Корчагин Ю.Э., Титов К.Д. Оценка длительности сверхширокополосного квазирадиосигнала. // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника, 2011, Т. 60, №8. – С. 460-471.

REFERENCES

1. Kulikov E.I., Trifonov A.P. Evaluation of signal parameters on the background noise. M.: Owls. Radio, 1978. – 293 p.
2. Trifonov A.P., Shinakov Yu. S. Combined discrimination of signals and evaluation of their parameters against the background of interference. M.: Radio and communication, 1986. – 264 p.
3. Tikhonov V.I. Optimum reception of signals. M.: Radio and communication. 1983. – 320 p.
4. Trifonov A.P., Rudnev P.E. Characteristics of the evaluation of the phase of an ultra-wideband quasi-radiosignal. // Proceedings of higher educational institutions. Radioelectronics, 2011, Vol. 54, No. 4. – P. 3-10.
5. Trifonov A.P., Korchagin Yu. E., Trifonov M.V., Kalashnikov K.S. An estimate of the initial phase of a narrowband radio signal with unknown amplitude and duration. // Proceedings of higher educational institutions. Radioelectronics, 2018, Vol. 61, No. 6. – P. 307-317.
6. Trifonov A.P., Korchagin Yu. E., Titov K.D. An estimate of the amplitude of an ultra-wideband quasi-radiosignal with unknown duration. // Proceedings of higher educational institutions. Radioelectronics, 2017, Vol. 60, No. 8. – P. 460-471.
7. Tikhonov V.I. Statistical radio engineering. M.: Radio and communication. 1982. – 624 p.
8. Trifonov A.P., Buteyko V.K. Characteristics of joint estimates of signal parameters with partial violation of regularity conditions. // Radio engineering and electronics, 1991, Vol. 36, No. 2. – P. 319–327.
9. Trifonov A.P., Korchagin Yu. E., Titov K.D. An estimate of the duration of an ultra-wideband quasi-radiosignal. // Proceedings of higher educational institutions. Radioelectronics, 2011, Vol. 60, No. 8. – P. 460-471.

ОЦЕНКА ДАЛЬНОСТИ И СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В СИСТЕМАХ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЙ РАДИОСВЯЗИ

С. Н. Разиньков, О. Э. Разинькова

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. С использованием спектрального представления негармонических процессов и парциальных характеристик антенных систем получены уравнения передачи-приема сверхширокополосных сигналов в прямом радиоканала и канале с ретрансляцией. Выявлены закономерности повышения отношения сигнал-шум на входе приемника за счет применения антенн с парциальными коэффициентами усиления, при которых парциальный момент передачи-приема сигналов в радиоканале изменяется по линейному закону. Найдены оценки скорости передачи сигналов при фиксированной средней мощности излучения и дистанции связи.

Ключевые слова: сверхширокополосный сигнал, радиоканал, парциальный коэффициент усиления и парциальная эффективная площадь антенны.

ASSESSMENT OF RANGE AND DATA TRANSMISSION RATE IN THE SYSTEMS OF THE ULTRA-BROADBAND RADIO COMMUNICATION

S. N. Razinkov, O. E. Razinkova

Air Force Education and Research Center «The Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy» (AFERC «AFA), Voronezh, Russia

Abstract. With use of spectral representation of non-harmonic processes and partial characteristics of antenna systems the equations of transmission of ultra-broadband signals in direct a radio channel and the channel with relaying are received. Regularities of increase in a signal-to-noise ratio on a receiver input due to use of antennas with partial directive gains in case of which the partial moment of transmission reception of signals in a radio channel changes under the linear law are revealed. Estimates of signaling speed in case of the fixed average power of radiation and a distance of communication are received.

Keywords: ultra-broadband signal, radio channel, partial directive gain and partial effective area of the antenna.

1. Введение

Сверхширокополосные (СШП) сигналы находят применение в локальных беспроводных сетях обмена голосовыми сообщениями WMAN – Wireless Metropolitan Area Networks, передачи данных WWAN – Wireless Wide Area Network, а также в объектовых вычислительных сетях WLAN – Wireless Local Area Network и WPAN – Wireless Personal Area Networks [1-4].

Сети WMAN и WWAN, в отличие от сетей беспроводной радиосвязи Wi-Fi (стандарт IEEE 802.11), характеризуемых малыми радиусами действия базовых станций, позволяют выполнять сплошное покрытие больших территорий с низкой плотностью абонентов [1-3]. При этом вследствие малой спектральной плотности излучаемой мощности не требуется планировать применения частотного ресурса [1, 3, 4], как при эксплуатации сетей WiMAX (стандарт IEEE 802.16).

Основное преимущество сетей WLAN и WPAN перед близкими по скорости

обмена данными системами на инфракрасных лучах состоит в возможности работы при наличии преград типа строительных конструкций, а по сравнению с лазерными системами – в более низкой стоимости производства и эксплуатации оборудования [1].

В интересах нахождения рациональных соотношений между скоростью передачи сообщений и уровнем излучаемой энергии для обеспечения требуемой дистанции связи необходимо провести анализ закономерностей распространения сигналов в пространстве.

В предлагаемой работе с использованием парциальных характеристик антенн [5], спектрального представления и операторных преобразований [6, 7] негармонических процессов при излучении, распространении и приеме получены уравнения передачи-приема СШП сигналов в прямом радиоканале и канале с ретрансляцией. Эти уравнения, являющиеся обобщенными аналогами уравнений радиосвязи [8], устанавливают зависимости энергии сигнала на входе приемника от спектральной плотности мощности и парциального момента передачи-приема излучения [5], усредненных в полосе рабочих частот, и длины радиоканала.

Цель работы – анализ закономерностей повышения мощности сигнала на входе приемника за счет выбора парциальных характеристик антенн и скорости передачи сигналов при фиксированной средней мощности излучения и дистанции связи.

2. Уравнение передачи-приема сигналов в прямом радиоканале

Будем полагать, что в радиолинии применяется метод амплитудной модуляции последовательностей импульсов с пассивной паузой, обрабатываемых на фоне гауссовского белого шума. Сигналы излучаются и принимаются по главным лучам парциальных диаграмм направленности антенн [5] с неизменным угловым положением в диапазоне циклических частот $\omega \in [\omega_0 - 0{,}5\Delta\omega;\ \omega_0 + 0{,}5\Delta\omega]$, где ω_0 и $\Delta\omega$ – центральная циклическая частота и ширина полосы циклических частот сигнала. Антенны согласованы по поляризации; их электрические размеры выбраны из условия, что дистанция связи R существенно превышает границу дальней зоны [6] на верхней частоте эквивалентного спектра сигналов [5]; энергия негармонических процессов при распространении в пространстве затухает по закону R^{-2}.

Направленные свойства передающей антенны характеризуются парциальным коэффициентом усиления (КУ) $D_T^{(q_T)}(\omega)$, который, как показано в [6], в диапазоне рабочих частот СШП радиосистемы должен иметь распределение

$$D_T^{(q_T)}(\omega) = D_{T0}^{(q_T)}(\omega/\omega_0)^{q_T},\ q_T = 0,\ 1,\ 2\ldots,\ \omega \in [\omega_0 - 0{,}5\Delta\omega;\ \omega_0 + 0{,}5\Delta\omega] \quad (1)$$

где $D_{T0}^{(q_T)}$ – парциальный КУ антенны на циклической частоте ω_0, q_T – показатель степени распределения парциального КУ антенны в полосе частот сигнала.

Показатель $q_T = 0$ характерен для диполя Герца ($D_{T0}^{(0)} = 1{,}5$), щелевых, спиральных антенн и зеркальных антенн с частотно-независимыми облучателями и рефлекторами с монотонно изменяющимися коэффициентами отражения. Значение

$q_T = 1$ может быть использовано при аппроксимации частотной зависимости КУ логарифмически периодических, биконических и волноводных антенн с линейными передаточными функциями [5], а также решеток дипольного типа; показатель $q_T = 2$ имеют рефлекторные антенны с облучателями, положение фазовых центров которых зависит от текущего значения циклической частоты спектра сигнала [5, 6].

Приемная антенна характеризуется эффективной площадью $A_R^{(q_R)}(\omega)$, связанной с парциальным КУ $D_R^{(q_R)}(\omega)$ соотношением [5]

$$A_R^{(q_R)}(\omega) = \frac{\pi c^2}{\omega^2} D_R^{(q_R)}(\omega),\ q_T = 0,\ 1,\ 2...,\ \omega \in [\omega_0 - 0{,}5\Delta\omega;\ \omega_0 + 0{,}5\Delta\omega], \quad (2)$$

где c – скорость света.

При кусочно-постоянной аппроксимации максимальной спектральной плотности мощности излучения в диапазоне циклических частот предельно достижимые значения энергетических КУ антенн [5] определяются выражением

$$D_{T,R}^{(q_T,q_R)} = \frac{1}{\Delta\omega}\left\langle D_{T,R}^{(q_T,q_R)}(\omega)\right\rangle_{\Delta\omega},\quad \omega \in [\omega_0 - 0{,}5\Delta\omega;\ \omega_0 + 0{,}5\Delta\omega], \quad (3)$$

где

$$\left\langle D_{T,R}^{(q_T,q_R)}(\omega)\right\rangle_{\Delta\omega} \equiv \frac{1}{\Delta\omega}\int_{\omega_0-\Delta\omega/2}^{\omega_0+\Delta\omega/2} D_{T,R}^{(q_T,q_R)}(\omega)\,d\omega,\ q_T = 0,\ 1,\ 2... \quad (4)$$

Спектральное энергетическое уравнение передачи сигналов в прямом радиоканале имеет вид [5]

$$W_{q_R}^{(q_T)} = \frac{\overline{P}_0}{4\pi\nu_0 R^2}\left\langle D_T^{(q_T)}(\omega)\ A_R^{(q_R)}(\omega)\right\rangle_{\Delta\omega}, \quad (5)$$

где $\overline{P}_0$ – средняя мощность излучения, ν_0 – скорость передачи импульсов по радиолинии,

$$\left\langle D_T^{(q_T)}(\omega)\ A_R^{(q_R)}(\omega)\right\rangle_{\Delta\omega} = \frac{1}{\Delta\omega}\int_{\omega_0-\Delta\omega/2}^{\omega_0+\Delta\omega/2} D_T^{(q_T)}(\omega)\ A_R^{(q_R)}(\omega)\,d\omega,\ q_T = 0,\ 1,\ 2... \quad (6)$$

– парциальный момент передачи-приема сигналов в радиоканале [5], усредненный в полосе его рабочих циклических частот.

В результате последовательной подстановки (1) и (2) в (6) и (5) находим:

для передающей антенны с парциальным КУ $D_T^{(0)}(\omega) = D_{T0}^{(0)}$:

$$W_{q_R}^{(0)} = \frac{\overline{P}_0 D_{T0}^{(0)} c^2}{4\pi \nu_0 \omega_0^2 R^2} \begin{cases} D_{R0}^{(0)}/(1-K_{\Delta\omega}^2) & \text{при } D_R^{(0)}(\omega) = D_{R0}^{(0)}; \\ \dfrac{D_{R0}^{(1)}}{K_{\Delta\omega}} \ln\left[\dfrac{1+K_{\Delta\omega}}{1-K_{\Delta\omega}}\right] & \text{при } D_R^{(1)}(\omega) = D_{R0}^{(1)}(\omega/\omega_0); \\ D_{R0}^{(2)} & \text{при } D_R^{(1)}(\omega) = D_{R0}^{(1)}(\omega/\omega_0)^2, \end{cases} \quad (7)$$

для передающей антенны с парциальным КУ $D_T^{(1)}(\omega) = D_{T0}^{(1)}(\omega/\omega_0)$:

$$W_{q_R}^{(1)} = \frac{\overline{P}_0 D_{T0}^{(1)} c^2}{4\pi \nu_0 \omega_0^2 R^2} \begin{cases} \dfrac{D_{R0}^{(0)}}{K_{\Delta\omega}} \ln\left[\dfrac{1+K_{\Delta\omega}}{1-K_{\Delta\omega}}\right] & \text{при } D_R^{(0)}(\omega) = D_{R0}^{(0)}; \\ D_{R0}^{(q_R)} & \text{при } D_R^{(q_R)}(\omega) = D_{R0}^{(q_R)}(\omega/\omega_0)^{q_R}, \quad q_R = 1, 2, \end{cases} \quad (8)$$

для передающей антенны с парциальным КУ $D_T^{(2)}(\omega) = D_{T0}^{(2)}(\omega/\omega_0)^2$:

$$W_{q_R}^{(2)} = \frac{\overline{P}_0 D_{T0}^{(2)} c^2}{4\pi \nu_0 \omega_0^2 R^2} \begin{cases} D_{R0}^{(q_R)} & \text{при } D_R^{(q_R)}(\omega) = D_{R0}^{(q_R)}(\omega/\omega_0)^{q_R}, \quad q_R = 0, 1; \\ D_{R0}^{(2)}(1+K_{\Delta\omega}^2/3) & \text{при } D_R^{(2)}(\omega) = D_{R0}^{(2)}(\omega/\omega_0)^2, \end{cases} \quad (9)$$

где $K_{\Delta\omega} = 0{,}5\Delta\omega/\omega_0$ – относительная полуширина полосы канала.

При использовании антенн с показателями парциальных КУ $q_T = 0$ и $q_R = 2$, $q_T = 1$ и $q_R = 1, 2$, $q_T = 2$ и $q_R = 0, 1$ уравнение передачи-приема СШП сигналов эквивалентно уравнению радиосвязи для узкополосных процессов. Данный эффект обусловлен тем, что парциальные моменты передачи-приема сигналов также сохраняются неизменными при $\omega \in [\omega_0 - 0{,}5\Delta\omega; \omega_0 + 0{,}5\Delta\omega]$. Различие показателей q_T и q_R подтверждает вывод [1, 6, 7] о неприемлемости принципа эквивалентности характеристик антенны в режиме излучения и приема сигналов [8, 9].

В случаях, когда $q_T = 0$ и $q_R = 2$, парциальный КУ передающей антенны и парциальная эффективная поверхность приемной антенны являются частотно независимыми и парциальный момент передачи-приема сигналов, усредненный в полосе частот, определяется значениями $D_{T0}^{(0)}$ и $D_{R0}^{(2)}$. При этом формы импульсов, поступающих на вход передающей антенны и излучаемых в пространство, совпадают, а форма сигнала на выходе приемной антенны имеет вид их производной [6]. Для таких преобразований сигналов характерны минимальные потери энергии при излучении, обусловленные только фильтрацией низкочастотных составляющих спектров [2, 5]. Вместе с тем, антенны с независимыми от частоты парциальными КУ имеют низкую эффективность передачи видеоимпульсов, спектральные функции которых содержат постоянные составляющие на циклической частоте $\omega = 0$.

При $q_T = 2$ в радиоканале распространяется процесс, имеющий форму сигнала,

возбуждающего передающую антенну; наиболее эффективно излучаются высокочастотные составляющие СШП радиоимпульсов за счет роста парциального КУ антенны по мере увеличения циклической частоты. При $q_T = q_R = 0$ энергия принимаемого сигнала с относительной полушириной полосы $K_{\Delta\omega} = 0{,}5$ возрастает по сравнению с рассмотренными выше вариантами построения антенн в 1,33 раза вследствие значительной эффективной площади приемной антенны в нижней части диапазона циклических частот, парирующей малую эффективность излучения низкочастотных процессов. В радиоканале с антеннами, для показателей которых выполняется условие $q_T + q_R = 1$, уровень сигнала возрастает по сравнению со случаями применения антенн с $q_T + q_R = 2$ и $q_T + q_R = 3$ примерно в 2,2 раза за счет однотипных линейных зависимостей парциальных КУ и эффективных площадей антенн. При $q_T = q_R = 2$ и $K_{\Delta\omega} = 0{,}5$ энергия сигнала на входе приемника превышает значение, достижимое при использовании антенн с $q_T = 0$ и $q_R = 2$, не более, чем на 8%. Достаточно малый прирост энергии при высоких показателях направленности антенн в области высоких частот объясняется уменьшением эквивалентной ширины спектра сигнала на входе приемника по сравнению с полосой импульса, возбуждающего передающую антенну, за счет дифференцирования при излучении и приеме [5, 7].

Из (1), (3), (4) следует, что одинаковые значения $D_{T,R}^{(q_T, q_R)}$, $q_{T,R} = 0, 1, 2\ldots$, при различных показателях $q_{T,R}$ достигаются для следующих соотношений парциальных КУ на циклической частоте ω_0:

$$D_{T[R]0}^{(2)} = D_{T[R]0}^{(1)}, \qquad D_{T[R]0}^{(3)} = D_{T[R]0}^{(1)}(1 + K_{\Delta\omega}^2/3)^{-1}. \tag{10}$$

Из (10) следует, что равные спектральные плотности мощности последовательностей амплитудно-модулированных импульсов обеспечиваются при использовании антенн с постоянными или изменяющимися по линейному закону парциальными КУ с одинаковыми значениями на центральной циклической частоте диапазона частот. Для передачи сигнала с относительной полушириной полосы частот $K_{\Delta\omega} = 0{,}5$ может быть использована антенна КУ, пропорциональным текущему значению циклической частоты во второй степени, величина которого при ω_0 составляет 0,92 относительно КУ с показателем степени $q_T = 0$.

Из определения отношения сигнал-шум на входе приемника [8]

$$Q^2_{(q_T, q_R)} = W_{q_R}^{(q_T)} / N_0. \tag{11}$$

где N_0 – спектральная плотность мощности шума приемника, и (7) – (9) находим, что скорость передачи СШП сигналов в пространстве пропорциональна средней мощности излучения, парциальным КУ антенн на центральной циклической частоте и коэффициентам, характеризующим их распределение в диапазоне циклических частот. Ее величина убывает с ростом спектральной плотности мощности шума и произведения

центральной циклической частоты и дистанции связи во второй степени.

На основании (7) – (9), (11) установлено, что при предельно допустимой нормативными ограничениями средней мощности излучения при $D_{T0}^{(q_T)} = D_{R0}^{(q_R)} = 1{,}76$ дБ, $q_{T,R} = 0,\ 1,\ 2\ldots$, и $Q^{2}_{(q_T, q_R)} = 25$ дБ скорость передачи сигналов в радиоканале длиной 100 м составляет 51 Мбит/с; с увеличением дистанции связи до 1 км ее величина снижается до 0,5 Мбит/с. За счет применения антенн с парциальным КУ на центральной циклической частоте $D_{T0}^{(q_T)} = D_{R0}^{(q_R)} = 10$ дБ, $q_{T,R} = 0,\ 1,\ 2\ldots$, значение ν_0 при дальности $R = 1$ км достигает 17 Мбит/с. При использовании алгоритмов обработки сигналов с требуемым отношением сигнал-шум на входе приемника $Q^{2}_{(q_T, q_R)} = 5$ дБ скорость их передачи в радиоканале длиной 1 км при $D_{T0}^{(q_T)} = D_{R0}^{(q_R)} = 1{,}76$ дБ и $D_{T0}^{(q_T)} = D_{R0}^{(q_R)} = 10$ дБ, $q_{T,R} = 0,\ 1,\ 2\ldots$, $q_T + q_R = 2,\ 3$, составляет 5 Мбит/с и 167 Мбит/с соответственно. Скорость передачи сигналов с относительной полушириной полосы частот $K_{\Delta\omega} = 0{,}5$ в радиоканале с антеннами, показатели парциальных КУ которых удовлетворяют соотношению $q_T + q_R = 1$, возрастает в 2,2 раза за счет соответствующего увеличения энергии $W_{q_R}^{(q_T)}$, $q_{T,R} = 0,\ 1\ldots$, на входе приемника. При применении антенн, показатели парциальных КУ которых удовлетворяют условиям $q_T + q_R = 0$ и $q_T + q_R = 4$, значения ν_0 при $K_{\Delta\omega} = 0{,}5$ возрастают в 1,33 и 1,08 раз соответственно.

3. Уравнение передачи-приема сигналов в радиоканале с ретрансляцией

При получении уравнения передачи сигналов в радиоканале с ретрансляцией, помимо условий, определенных для прямого радиоканала, будем полагать, что отражательные свойства ретранслирующего объекта характеризуются его парциальной эффективной площадью рассеяния (ЭПР) $\sigma(\omega, \alpha)$ в диапазоне циклических частот $\omega \in [\omega_0 - 0{,}5\Delta\omega;\ \omega_0 + 0{,}5\Delta\omega]$, где α – угол бистатического рассеяния радиоволн. Удаление ретранслятора от передающей R_1 и приемной R_2 позиций превышает границы дальних зон, определенные для него и антенн; дистанция связи $R = \sqrt{R_1^2 + R_2^2 - 2R_1R_2\cos\alpha}$.

Базовое уравнение передачи-приема сигналов имеет вид [10]

$$W_{q_R}^{(q_T)} = \frac{\overline{P}_0}{16\pi^2 \nu_0 R_1^2 R_2^2} \left\langle D_T^{(q_T)}(\omega)\, \sigma(\omega, \alpha)\, A_R^{(q_T)}(\omega) \right\rangle_{\Delta\omega}. \qquad (12)$$

При ретрансляции сигналов идеально проводящим диском радиуса *a*, парциальная ЭПР которого определяется выражением [11]

$$\sigma(\omega,\alpha)=\frac{\pi a^2}{\mathrm{tg}^2(\alpha/2)}[\mathrm{J}_1(2\omega ac^{-1}\sin(\alpha/2))]^2, \qquad (13)$$

где $\mathrm{J}_1(...)$ – функция Бесселя первого рода первого порядка, (12) для дистанции связи с $R_1=R_2$ в приближении $2\omega ac^{-1}\sin(\alpha/2)<<1$, характерном для радиосистем со спектральными плотностями мощности излучения, сосредоточенными в области низких циклических частот, преобразуется к следующей форме:

для передающей антенны с парциальным КУ $D_T^{(0)}(\omega)=D_{T0}^{(0)}$:

$$W_{q_R}^{(0)}=\frac{\overline{P}_0 D_{T0}^{(0)}a^4}{\nu_0 R^4}\sin^2\alpha\,\sin^2(\alpha/2)\begin{cases}D_{R0}^{(q_R)} & \text{при } D_R^{(q_R)}(\omega)=D_{R0}^{(q_R)}(\omega/\omega_0)^{q_R},\quad q_R=0,1;\\ D_{R0}^{(2)}(1+K_{\Delta\omega}^2/3) & \text{при } D_R^{(2)}(\omega)=D_{R0}^{(2)}(\omega/\omega_0)^2,\end{cases} \qquad (14)$$

для передающей антенны с парциальным КУ $D_T^{(1)}(\omega)=D_{T0}^{(1)}(\omega/\omega_0)$:

$$W_{q_R}^{(1)}=\frac{\overline{P}_0 D_{T0}^{(1)}a^4}{\nu_0 R^4}\sin^2\alpha\,\sin^2(\alpha/2)\begin{cases}D_{R0}^{(0)} & \text{при } D_R^{(0)}(\omega)=D_{R0}^{(0)};\\ D_{R0}^{(1)}(1+K_{\Delta\omega}^2/3) & \text{при } D_R^{(1)}(\omega)=D_{R0}^{(1)}(\omega/\omega_0);\\ D_{R0}^{(2)}(1+K_{\Delta\omega}^2) & \text{при } D_R^{(2)}(\omega)=D_{R0}^{(2)}(\omega/\omega_0)^2,\end{cases} \qquad (15)$$

для передающей антенны с парциальным КУ $D_T^{(2)}(\omega)=D_{T0}^{(2)}(\omega/\omega_0)^2$:

$$W_{q_R}^{(2)}=\frac{\overline{P}_0 D_{T0}^{(2)}a^4}{\nu_0 R^4}\sin^2\alpha\,\sin^2(\alpha/2)\begin{cases}D_{R0}^{(0)}(1+K_{\Delta\omega}^2/3) & \text{при } D_R^{(0)}(\omega)=D_{R0}^{(0)};\\ D_{R0}^{(1)}(1+K_{\Delta\omega}^2) & \text{при } D_R^{(1)}(\omega)=D_{R0}^{(1)}(\omega/\omega_0);\\ D_{R0}^{(2)}(1+2K_{\Delta\omega}^2+K_{\Delta\omega}^4/5) & \text{при } D_R^{(2)}(\omega)=D_{R0}^{(2)}(\omega/\omega_0)^2.\end{cases} \qquad (16)$$

Из (14) – (16) следует, что при $q_T+q_R=0$ и $q_T+q_R=1$ уравнение передачи-приема СШП процессов в канале с ретранслятором совпадает с уравнением узкополосной радиосвязи [8]. При $2\omega ac^{-1}\sin(\alpha/2)<<1$ отношение сигнал-шум на входе приемника не зависит от диапазона частот, а определяется относительной полушириной спектров. При $q_T+q_R=2$ энергия сигналов с относительной полушириной полосы $K_{\Delta\omega}=0{,}5$ возрастает на 8%, а при $q_T+q_R=3$ – на 25%. За счет использования антенн с показателями $q_T=q_R=2$ энергия сигнала увеличивается по сравнению с вариантом применения антенн с частотно-независимыми парциальными КУ на 51%.

Парциальная ЭПР идеально проводящей квадратной пластины с длиной стороны a определяется выражением [11]

$$\sigma(\omega,\alpha)=\frac{1}{\pi}(\omega\, a^2c^{-1})^2\,\mathrm{sinc}^2(\omega ac^{-1}\sin(\alpha/2))^2, \qquad (17)$$

где $\mathrm{sinc}\,\chi=\sin\chi/\chi$.

В результате подстановки (17) в (12) находим, что при использовании квадратной пластины в качестве ретранслятора энергия принимаемых СШП сигналов определяется выражениями:

для передающей антенны с парциальным КУ $D_T^{(0)}(\omega) = D_{T0}^{(0)}$:

$$W_{q_R}^{(0)} = \frac{\overline{P}_0 D_{T0}^{(0)} a^4}{\pi^2 \nu_0 R^4} \sin^4(\alpha/2) \begin{cases} D_{R0}^{(q_R)} & \text{при } D_R^{(q_R)}(\omega) = D_{R0}^{(q_R)}(\omega/\omega_0)^{q_R}, \quad q_R = 0,1; \\ D_{R0}^{(2)}(1 + K_{\Delta\omega}^2/3) & \text{при } D_R^{(2)}(\omega) = D_{R0}^{(2)}(\omega/\omega_0)^2, \end{cases} \quad (18)$$

для передающей антенны с парциальным КУ $D_T^{(1)}(\omega) = D_{T0}^{(1)}(\omega/\omega_0)$:

$$W_{q_R}^{(1)} = \frac{\overline{P}_0 D_{T0}^{(1)} a^4}{\pi^2 \nu_0 R^4} \sin^4(\alpha/2) \begin{cases} D_{R0}^{(0)} & \text{при } D_R^{(0)}(\omega) = D_{R0}^{(0)}; \\ D_{R0}^{(1)}(1 + K_{\Delta\omega}^2/3) & \text{при } D_R^{(1)}(\omega) = D_{R0}^{(1)}(\omega/\omega_0); \\ D_{R0}^{(2)}(1 + K_{\Delta\omega}^2) & \text{при } D_R^{(2)}(\omega) = D_{R0}^{(2)}(\omega/\omega_0)^2, \end{cases} \quad (19)$$

для передающей антенны с парциальным КУ $D_T^{(2)}(\omega) = D_{T0}^{(2)}(\omega/\omega_0)^2$:

$$W_{q_R}^{(2)} = \frac{\overline{P}_0 D_{T0}^{(2)} a^4}{\pi^2 \nu_0 R^4} \sin^4(\alpha/2) \begin{cases} D_{R0}^{(0)}(1 + K_{\Delta\omega}^2/3) & \text{при } D_R^{(0)}(\omega) = D_{R0}^{(0)}; \\ D_{R0}^{(1)}(1 + K_{\Delta\omega}^2) & \text{при } D_R^{(1)}(\omega) = D_{R0}^{(1)}(\omega/\omega_0); \\ D_{R0}^{(2)}(1 + 2K_{\Delta\omega}^2 + K_{\Delta\omega}^4/5) & \text{при } D_R^{(2)}(\omega) = D_{R0}^{(2)}(\omega/\omega_0)^2. \end{cases} \quad (20)$$

Из сопоставления (14) – (16) и (18) – (20) следует, что при замене идеально проводящей квадратной пластины диском величина $W_{q_R}^{(q_T)}$, $q_{T,R} = 0, 1, 2...$, возрастает в $4\pi^2 \cos^2(\alpha/2)$ раз.

С использованием (11), (14) – (16) установлено, что при $D_{T0}^{(q_T)} = D_{R0}^{(q_R)} = 1{,}76$ дБ и $Q^2_{(q_T, q_R)} = 25$ дБ сигналы со скоростью $\nu_0 = 35$ Кбит/с могут передаваться на дальность до 10 м. При снижении требуемого отношения сигнал-шум до $Q^2_{(q_T, q_R)} = 5$ дБ дистанция связи с неизменным значением ν_0 возрастает до 18 м, а при применении антенн с КУ $D_{T0}^{(q_T)} = D_{R0}^{(q_R)} = 10$ дБ – до 24 м (для $Q^2_{(q_T, q_R)} = 25$ дБ) и 43 м (для $Q^2_{(q_T, q_R)} = 5$ дБ).

При применении антенн с суммарными показателями парциальных КУ, равными 2, 3, 4, скорость передачи сигналов с $K_{\Delta\omega} = 0{,}5$, согласно (11), (14) – (16), может быть повышена в 1,08…1,51 раз за счет увеличения отношения сигнал-шум на входе приемника. Из (11), (14) – (16), (18) – (20) можно показать, что в результате замены диска

идеально проводящей квадратной пластиной с длиной стороны $a = 0{,}177$ м величина ν_0 при $\alpha = \pi/2$ дополнительно снижается в 6,28 раз.

Таким образом, передача СШП сигналов в радиоканалах с ретрансляцией отличается достаточно низкими показателями скорости и малой дистанцией связи.

4. Заключение

Таким образом, с использованием спектрального представления негармонических процессов и парциальных характеристик антенных систем получены уравнения передачи-приема СШП сигналов в прямом радиоканала и канале с ретрансляцией. Выявлены закономерности повышения отношения сигнал-шум на входе приемника за счет применения антенн с парциальными КУ, при которых парциальный момент передачи-приема сигналов в радиоканале изменяется по линейному закону. Найдены оценки скорости передачи сигналов и дистанции связи при фиксированной средней мощности излучения.

Литература

1. Разиньков С. Н., Никитин Р. О., Любавский А. П. Области применения и пути совершенствования систем радиосвязи со сверхширокополосными сигналами. // Электросвязь, 2018, № 7. - С. 18-22.
2. Беличенко В. П., Буянов Ю. И., Кошелев В. И. Сверхширокополосные импульсные радиосистемы. Новосибирск: Наука, 2015. - 481 с.
3. Вишневский В. И., Ляхов А. И., Портной С. Л., Шахнович И. В. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. М.: Техносфера, 2006. - 288 с.
4. Шахнович И. В. Современные технологии беспроводной связи. М.: Техносфера, 2004. - 168 с.
5. Авдеев В. Б. Энергетические характеристики направленности антенн и антенных систем при излучении и приеме сверхширокополосных сигналов и сверхкоротких импульсов // Антенны, 2002, №7 (62). - С. 5-27.
6. Разиньков С. Н. Спектральные энергетические уравнения передачи негармонических сигналов и их применение в сверхширокополосных радиосистемах // Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2011, Т. 14. – №3. - С. 12-17.
7. Любавский А. П., Разиньков С. Н. Спектральные энергетические уравнения и оценка скорости передачи сверхширокополосных сигналов в радиоканалах // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Физика и математика, 2017, № 2. - С. 21-30.
8. Борисов В. И., Зинчук В. М. Помехозащищенность систем радиосвязи. Вероятностно-временной подход. М.: Радио и связь, 1999. - 252 с.
9. Козлов А. И., Логвин А. И., Сарычев В. А. Поляризация радиоволн. Поляризационная структура радиолокационных сигналов. М.: Радиотехника, 2005. - 704 с.
10. Моделирование малогабаритных сверхширокополосных антенн / Под ред. В. Б. Авдеева, А. В. Ашихмина. – Воронеж: Воронежский госуниверситет, 2005. - 223 с.
11. Радиолокационные устройства (теория и принципы построения) / Под ред. В. В. Григорина-Рябова. М.: Сов. радио, 1970. - 680 с.

References

1. Razinkov, S. N., Nikitin, R. O., Lyubavsky, A. P. Scopes and ways of improvement of systems of a radio communication with superbroadband signals // Telecommunication, 2018, No. 7. - P/ 18-22.
2. Belishenko, V. P., Buyanov, Yu. I., Koschelev, V. I. Ultra-broadband pulse radio systems / By edition V. I. Koschelev. Novosibirsk: Science, 2015. - 483 p..
3. Vishnevsky, V. I., Lyakhov, A. I., Portnoy, S. L., Shakhnovich, I. V. Broadband wireless networks

of information transfer. M.: Technosphere, 2006. - 288 p.
4. Shakhnovich, I. V. Modern technologies of wireless communication. M.: Technosphere, 2004. - 168 p.
5. Avdeev, V. B. Power characteristics of an orientation of antennas and antenna systems at the radiation and reception of super-broadband signals and super-short impulses // Antennas, 2002, No. 7 (62). - Pp. 5-27.
6. Razinkov, S. N. The spectral power equations of transfer of non-harmonic signals and their application in super-broadband radio systems // Physics of wave processes and radio engineering systems, 2011, Vol. 14, No 3. - Pp. 12-17.
7. Lyubavsky, A. P., Razinkov, S. N. The spectral power equations and assessment of transmission rate of ultra-broadband signals in radio channels // Bulletin of Voronezh State University. Series: Physics and mathematics, 2017, No. 2. – Pp. 21-30.
8. Borisov, V. I., Zinchuk, V. M. Noise immunity of systems of a radio communication. Probabilistic and time approach. M.: Radio and communication, 1999. - 252 p.
9. Kozlov, A. I., Logvin, A. I., Saryschtev, V. A. Polarization of radio waves. Polarizing structure of radar signals. M.: Radio engineering, 2005. - 704 p.
10. Modeling of small-sized ultra-broadband antennas / By edition V. B. Avdeev and A. V. Aschihmin. Voronezh: Voronezh State University, 2005. – 223 p.
11. Radar devices (theory and principles of construction) / By edition V. V. Grigorin-Ryabov. M.: Soviet radio, 1970. - 680 p.

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИЕМА ПАЧКИ СШП ИМПУЛЬСОВ

А. В. Андриянов[1]

[1]Научно-производственное предприятие «Тензор» (НПП «Тензор») Нижний Новгород, Россия

Аннотация. В работе выполнена оценка эффективности приема пачки СШП сигналов с использованием диодного детектора и рециркулятора. В качестве критерия эффективности рассмотрено отношение сигнал/шум на выходе детектора. Получены оценки эффективности для случая одно и двух диодного детекторов, слабого отношения сигнал/шум и совместного использования рециркулятора и детектора.

Ключевые слова: прием, детектор, импульс, моноцикл, эффективность, сигнал/шум, сверхширокополосный, модель.

ESTIMATION THE EFFICIENCY OF RECEIVING A PACKET OF UWB PULSES

A. B. Andriyanov[1]

[1] High-tech Company “Tenzor”, Nizhniy Novgorod, Russia

Abstract. The paper assesses the efficiency of receiving a packet of UWB signals using a diode detector. The signal-to-noise ratio at the detector output is considered as an efficiency criterion. Efficiency estimates are obtained for the case of one and two diode detectors, a weak signal-to-noise ratio, and the recirculator-detector sharing**.**

Keywords: receiving, detector, pulse, monocycle, efficiency, signal/noise, ultra-wideband, model.

1. Введение

Во многих случаях энергетического потенциала системы цифровой связи на основе излучения и приема модулированной последовательности сверхширокополосных (СШП) импульсных сигналов недостаточно для обеспечения заданной вероятности ошибки передачи информации на требуемое расстояние. Поскольку указанная вероятность определяется, в конечном счете, отношением сигнал/шум (с/ш) при приеме, то встает задача его увеличения накоплением информации в приемнике. Один из возможных способов заключается в передаче бита информации с помощью пачки СШП импульсов и последующем накоплении энергии в приемнике. Оптимальный приемник последовательности пачки из N импульсов, как известно, должен состоять из последовательно включенных согласованного фильтра для одного импульса и сумматора N сигналов с линии задержки с N отводами. Задержка импульсов в линии должна соответствовать временному интервалу между импульсами [1]. При этом отношение с/ш увеличивается в $\sqrt{N}$ раз.

При использовании СШП импульсов пикосекундного диапазона длительностей реализация аналоговой линии задержки и сумматора вызывает технические сложности, поскольку в СВЧ диапазоне частот реализовать такие линию и сумматор без потерь и неоднородностей не представляется возможным. Как потери, так и неоднородности приводят к невозможности реализации оптимальных характеристик приемника.

Квазиоптимальный прием пачки импульсов осуществляется с помощью согласованного фильтра, который может быть реализован в виде рециркулятора (гребенчатого фильтра) с коэффициентом передачи обратной связи m [1]. Выигрыш по мощности при коэффициенте передачи кольца обратной связи рециркулятора m = 0,8, 0,88, 0,93 составляет 4, 8, 16 и достигается при числе импульсов в пачке 5, 10, 20 соответственно. Реализация рециркулятора для сверхширокой полосы представляет также значительные технические сложности при значениях параметра m близких к 1, требуемого для оптимального приема большого количества импульсов в пачке.

Более простые технические решения для приема СШП сигналов возможны с использованием диодного детектора (ДД). Ниже проведена оценка эффективности использования указанных методов приема СШП сигналов на основе достижимого увеличения отношения сигнал/шум.

2. Эффективность приема пачки СШП импульсов диодным детектором

Эквивалентная схема детектора и форма СШП сигналов на входе приведена на рисунке 1. Входной сигнал U_c представляет пачку импульсов длительностью T_0, амплитудой E и интервалом T, наблюдаемых на фоне белого гауссового шума $U_ш$ с дисперсией σ^2. Для упрощения расчета использована прямоугольная форма импульсов и предполагается, что отношение с/ш > 1, так, что диод открывается под воздействием импульсного сигнала. Накопление сигнала происходит на конденсаторе C, сопротивление источника сигнала R_0, сопротивление R определяет постоянную разряда ДД $\tau = CR$. Пренебрегая внутренним сопротивлением диода D (которое может быть отнесено к R_0), постоянная заряда конденсатора $\tau_0 = R_0C << \tau$.

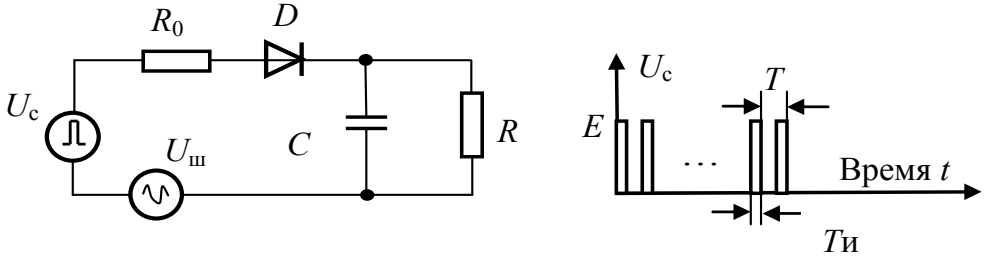


Рис. 1. Схема ДД (а) и входной сигнал (б).

Под действием первого импульса на конденсаторе появляется напряжение $U_1 \approx ET_и/R_0C = E\xi$, где $\xi = T_и/R_0C < 1$ – отношение длительности импульса к постоянной времени заряда, определяющее коэффициент прироста напряжения. К приходу второго импульса напряжение на конденсаторе уменьшится до значения $U_1\exp(-T/\tau)$. Прирост напряжения на конденсаторе от второго импульса определяется разностью напряжений E и напряжения на конденсаторе $U_2 = E\xi e^{-T/\tau} + E\xi(1-\xi e^{-T/\tau})$.

Таким образом, прирост напряжения от каждого последующего импульса меньше, чем от предыдущего. Суммируя напряжения от N импульсов, получим выражение для напряжения на конденсаторе

$$U_N = \frac{E\xi\left(1-e^{-T(N+1)/\tau}(1-\xi)^{N+1}\right)}{1-e^{-\frac{T}{\tau}}(1-\xi)} \qquad (1)$$

Одновременно с сигналом на конденсатор вносится напряжение шума. После первого импульса дисперсия шума $\sigma_1^2 = \sigma^2\xi^2$. После второго импульса дисперсия шума $\sigma_2^2 = \sigma^2\xi^2\left(e^{-2T/\tau} + (1-\xi e^{-\frac{T}{\tau}})^2\right)$. К моменту окончания пачки импульсов дисперсия шума

$$\sigma_N^2 = \frac{\sigma^2\xi^2\left(1-e^{-\frac{2T(N+1)}{\tau}}(1-\xi)^{2(N+1)}\right)}{1-e^{-2T/\tau}(1-\xi)^2} \qquad (2)$$

Для случая равенства длительности импульса постоянной времени заряда ξ=1 из (1) и (2) получаем $U_N = E$, $\sigma_N^2 = \sigma^2$. С каждым импульсом происходит полный заряд конденсатора до напряжения E и исходного уровня шума определяемого дисперсией σ^2. Увеличения отношения с/ш не происходит. При $T/\tau >> 1$ $U_N = E\xi$, а $\sigma_N^2 = \sigma^2\xi^2$. В этом случае напряжение на конденсаторе затухает к приходу следующего импульса, и улучшения отношения с/ш также не происходит.

Отношение с/ш $= U_N/\sigma_N$ на выходе детектора находится из соотношений (1) и (2)

$$\frac{\text{с}}{\text{ш}} = \frac{E}{\sigma}\frac{\sqrt{\left(1-e^{-\frac{2T}{\tau}}(1-\xi)^2\right)}\left(1-e^{-\frac{T(N+1)}{\tau}}(1-\xi)^{N+1}\right)}{\left(1-e^{-\frac{T}{\tau}}(1-\xi)\right)\sqrt{1-e^{-2T(N+1)/\tau}(1-\xi)^{2(N+1)}}} \qquad (3)$$

При малом ξ и малом отношении T/τ из выражения (3) следует с/ш$\approx \sqrt{N}\,E/\sigma$.

Следует отметить, что малое значение ξ определяет малый коэффициент передачи детектора, а скорость передачи информации пачкой импульсов определяется временем $NT_и$ и временем разряда конденсатора (постоянной τ), поэтому увеличение постоянной времени разряда τ конденсатора для уменьшения отношения T/τ и увеличение количества импульсов также имеет ограничение.

Полученное из выражения (3) отношение (с/ш)/(E/σ) в зависимости от числа импульсов в пачке N, приведено на рис. 2 для значений параметра $(1-\xi)e^{-T/\tau} = 0{,}81$ ($T/\tau = 0{,}1$, $\xi = 0{,}1$), 0,89 ($T/\tau = 0{,}01$, $\xi = 0{,}1$; $T/\tau = 0{,}1$, $\xi = 0{,}01$) и 0,98 ($T/\tau = 0{,}01$, $\xi = 0{,}01$).

Как следует из рисунка, при определенных условиях на постоянные заряда и разряда можно получить отношение сигнал/ шум на выходе ДД при приеме пачки из N импульсов близкое к оптимальному приемнику равное $\sqrt{N}$, однако, с ростом N это сопровождается уменьшением уровня выходного сигнала.

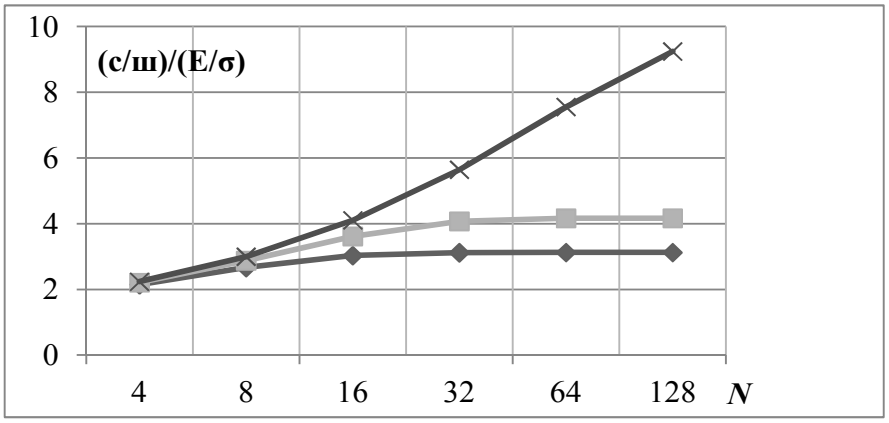


Рис.2. Графики увеличения отношения с/ш для $(1-\xi)e^{-T/\tau} = 0{,}81$(◆); 0,89(■); 0,98 (X)

На практике сигналы, излучаемые антеннами, имеют ограниченный диапазон частот снизу и сверху. В этом случае более подходит форма модели сигнала передатчика в виде моноцикла, а для приема пачки СШП сигналов схема двух диодного детектора (рисунок 3,а). Модель сигнала излучаемых СШП импульсов в виде последовательности моноциклов показана на рисунке 3,б. Поскольку сигналы положительной и отрицательной полуволны детектируются независимо и затем суммируются операционным усилителем (ОУ), то данная схема будет иметь в √2 лучшее отношение с/ш по сравнению со значением, получаемым из (3).

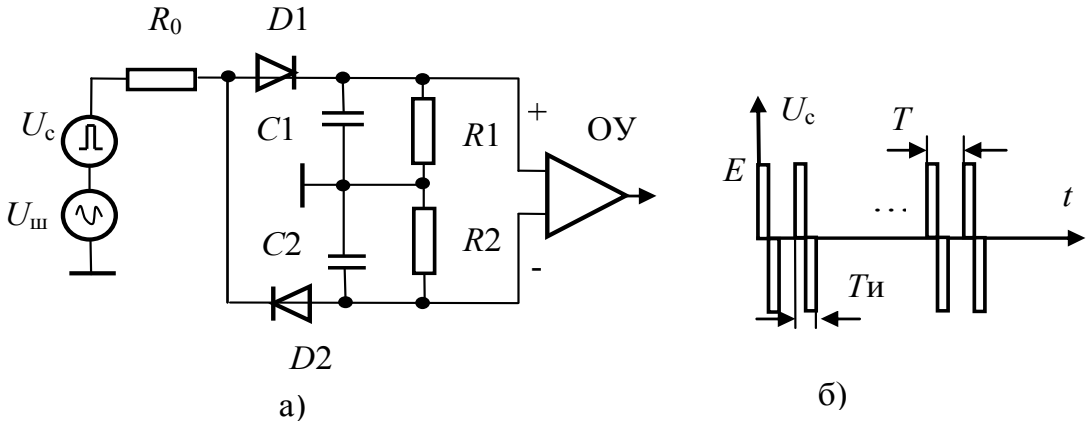


Рис.3. Схема двух диодного детектора (а) и форма входного сигнала (б).

При слабом полезном сигнале (сравнимом с уровнем шума или меньше его) диоды работают на квадратичном участке. Из теории детектирования сигналов с шумом[2] следует, что отношение с/ш на выходе детектора в этом случае пропорционально квадрату этого отношения, поэтому если отношение сигнал/шум меньше единицы использование такого детектора не целесообразно. Для выделения слабых сигналов предварительно следует использовать на входе приемника рециркулятор. Расчет

эффективности приема пачки СШП импульсов на основе ДД и рециркулятора для малого отношения с/ш выполнено методами численного моделирования на ЭВМ.

3. Эффективность приема пачки СШП импульсов при малом отношении с/ш

Схема модели, используемая для расчета эффективности приема пачки СШП импульсов при малом отношении с/ш, показана на рисунке 4.

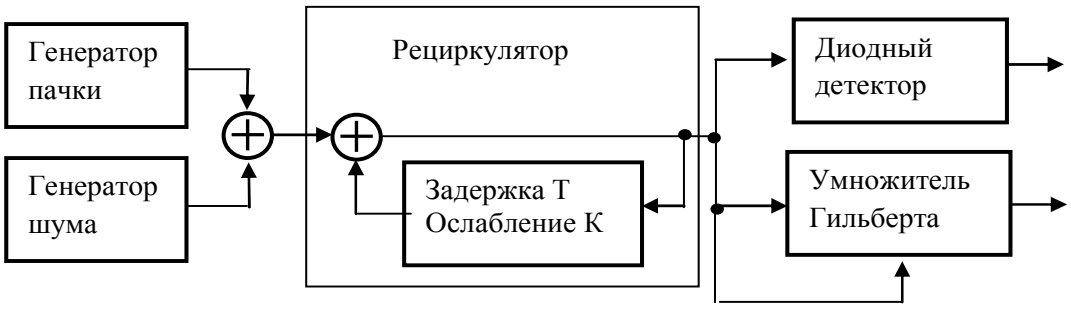


Рис.4. Схема модели для приема пачки СШП сигналов.

В качестве генератора пачки импульсов использовалась схема мультивибратора на PHEMT транзисторах. Форма выходного сигнала близка к гауссову моноциклу длительностью 200 пс с периодом повторения в пачке T= 2 нс. Генератор шума формирует белый гауссов шум. Диодный детектор выполнен по схеме показанной на рис.3,а. Умножитель Гильберта выполнен по четырех квадрантной схеме на полевых транзисторах и использовался для сравнения эффективности выделения огибающей пачки ДД.

Проведенные расчеты показали, что эффективность выделения слабых сигналов пропорциональна выигрышу в отношении с/ш, получаемому преселектором (рециркулятором). При этом при отношении с/ш на входе близком к 1 для пачки из 16 импульсов при оптимальном согласовании рециркулятора отношение с/ш на выходе ДД составило около 20 дБ.

Шум после рециркулятора коррелирован, поэтому дополнительного выигрыша ДД при приеме не дает.

При использовании в схеме ДД диодов с квадратичной характеристикой использование умножителя на преобразователе Гильберта не дает преимуществ по сравнению с использованием ДД.

Использование большого количества импульсов в пачке определяется возможностями технической реализацией высокодобротного рециркулятора и допустимым снижением скорости передачи информации из-за увеличения длительности посылки одного бита.

4. Заключение

В работе проведены оценка эффективности приема пачки СШП импульсов с помощью диодного детектора. Получены выражения для улучшения отношения сигнал/шум на выходе детектора, позволяющие оценить энергетический потенциал системы связи в случаях, когда допустимо увеличение длительности сигнала, представляющего единицу информации. Рассмотрена совместная работа диодного детектора и рециркулятора при слабом отношении сигнал/шум на входе.

Полученные оценки позволяют выполнить проектирование систем связи с использованием СШП сигналов.

Литература

1. Лезин Ю. С. Введение в теорию и технику радиотехнических систем. М.: Радио и связь, 1986. - 279 с.
2. Давенпорт В. Е., Рут В. А. Введение в теорию случайных сигналов и шумов. М.: Издательство иностранной литературы, 1960. - 470 с.

References

1. Lesin Y.S. introduction to the theory and technique of radio systems. M.: Radio and communication, 1986. – 279 p.
2. Davenport, W. B., Root, W. L, An Introduction to the theory of random signal and noise. New York, Toronto, London: McGraw-Hill Book Company, 1958. – 470 p.

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ ПЕРСПЕКТИВНЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ СО СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫМИ СИГНАЛАМИ

П.А.Трифонов[1], Т.В. Попова[2]

[1]Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия
[2]Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (ВУНЦ ВВС «ВВА»), Воронеж, Россия

Аннотация. Проведены исследования влияния отклонения принятой модели от действительной формы принимаемого сверхширокополосного сигнала (СШПС) с неизвестными временными параметрами на эффективность обнаружения.

Ключевые слова: сверхширокополосные сигналы, радиоэлектронная разведка.

ALGORITHM ELABORATION SIGNAL ACQUISITION PERSPECTIVE ELECTRONIC MEANS DOCKING MODULE ULTRABANDWIDTH MIDI SIGNAL

P.A. Trifonov[1], T.V. Popova[2]

[1]Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia
[2]Military Educational-Research Centre of Air Force «Air Force Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin» (MERC AF «AFA»), Voronezh, Russia

Abstract. The influence of deviation of the accepted model from the actual form of received ultrawideband signal with unknown time parameters on the detection efficiency is studied.

Keywords: ultrawideband signals, radio-electronic intelligence.

1. Введение

В последнее время значительное внимание уделяется применению сверхкоротких (субнонасекундных) импульсов в радиолокации, радионавигации, связи и т.п. Об этом свидетельствуют работы [1-4] и др. Короткоимпульсные сигналы представляют собой частный случай сверхширокополосных сигналов (СШПС), использование которых имеет свою специфику и позволяет в принципе расширить возможности радиолокации. В [3] рассмотрена совместная оценка времени прихода и периода повторения последовательности СШПС на фоне гауссовского белого шума. Однако в ряде задач радиоэлектронной разведки [5] необходимо не только оценить время прихода и период повторения, но предварительно обнаружить последовательность СШПС с неизвестными временем прихода и периодом повторения. Кроме того, в отличии от задачи, рассмотренной в [3], в реальных условиях, кроме гауссовского белого шума часто действуют преднамеренные помехи, которые можно интерпретировать как гауссовский узкополосный процесс. На практике, в большинстве случаев, форма принимаемого сигнал неизвестна или известна неточно, поэтому рассмотрим алгоритм квазиправдоподобного обнаружения последовательности СШПС с неизвестной формой**,** с неизвестными временем прихода и периодом повторения при наличии как гауссовского белого шума (ГБШ), так и гауссовской узкополосной помехи (ГУП).

2. Расчет функционала отношения правдоподобия при воздействии только ГБШ

Последовательность СШПС можно записать в виде [1]:

$$s_N(t,\lambda_0,\theta_0)=\sum_{k=0}^{N-1}s[t-\lambda_0-(k-\mu)\theta_0], \tag{1}$$

где λ_0 - время прихода последовательности, θ_0 - период повторения, параметр μ определяет точку последовательности, с которой связано её время прихода λ_0. Так, при $\mu=0$ величина λ_0 представляет собой время прихода первого импульса последовательности, при $\mu=(N-1)/2$ - время прихода середины последовательности, а при $\mu=N-1$ - время прихода последнего импульса последовательности. Функция $s(t)$ описывает форму одного СШПС последовательности (1). Обозначим: Ω_1 - минимальная частота, а Ω_2 - максимальная частота спектра сигнала $s(t)$, $\omega_s=(\Omega_1+\Omega_2)/2$ - средняя частота. Показатель широкополосности запишется как [2] $\eta=\Omega_s/\omega_s$, где $\Omega_s=\Omega_2-\Omega_1$ - полоса частот сигнала $s(t)$. При $\eta\geq 0,2..0,5$ сигнал $s(t)$ является сверхширокополосным [1, 2].

Пусть на интервале времени $[0;T]$ в случае наличия сигнала наблюдается реализация

$$x(t)=s_N(t,\lambda_0,\theta_0)+n(t)+\xi(t), \tag{2}$$

а в случае отсутствия сигнала

$$x(t)=n(t)+\xi(t). \tag{3}$$

Здесь $n(t)$ - центрированный ГБШ с односторонней спектральной плотностью N_0, $\xi(t)$ - центрированная ГУП, которая обладает корреляционной функцией $B_\xi(\tau)=<\xi(t)\xi(t+\tau)>$ и спектральной плотностью

$$G_\xi(\omega)=\int_{-\infty}^{\infty}B_\xi(\tau)\exp(-j\omega\tau)d\tau. \tag{4}$$

Процессы $n(t)$ и $\xi(t)$ предполагаются статистически независимыми.

Полагаем, что скважность последовательности (1) достаточно велика, так, что отдельные СШПС не перекрываются. Будем считать, что $\lambda_0\in[\lambda_{\min};\lambda_{\max}]$, $\theta_0\in[\theta_{\min};\theta_{\max}]$, а длины априорных интервалов возможных значений времени прихода и периода следования обозначим $\Lambda=\lambda_{\max}-\lambda_{\min}$, $\Theta=\theta_{\max}-\theta_{\min}$. Считаем, что $\Lambda<\theta_{\min}$ и $0<\lambda_{\min}<\lambda_{\max}+N\theta_{\max}<T$.

При воздействии только ГБШ логарифм функционала отношения правдоподобия (ФОП) можно записать в виде [4]:

$$L(\lambda,\theta)=\frac{2}{N_0}\sum_{k=0}^{N-1}\int_0^T x(t)s[t-\lambda-(k-\mu)\theta]dt. \tag{5}$$

Эту функцию необходимо формировать для всех возможных значений времени прихода $\lambda \in [\lambda_{\min}; \lambda_{\max}]$ и периода следования $\theta \in [\theta_{\min}; \theta_{\max}]$.

Поскольку значения времени прихода λ и периода повторения θ неизвестны, для того, чтобы исключить их влияние на процесс обнаружения, необходимо заменить неизвестные истинные значения на их оценки максимального правдоподобия. Таким образом, при наличии только ГБШ, получаемый обнаружитель максимального правдоподобия вырабатывает величину [7, 8]

$$L = \sup_{\lambda,\theta} L(\lambda, \theta),\ \theta \in [\theta_{\min}; \theta_{\max}],\ \lambda \in [\lambda_{\min}; \lambda_{\max}].$$

Решение о наличии сигнала принимается при

$$L > h.$$

Если $L < h$, принимается решение о том, что сигнал отсутствует, где h - порог обнаружения.

В формуле (5) $s(\cdot)$ – опорный сигнал, форма которого при оптимальном приеме совпадает с формой принимаемого сигнала. В большинстве практических случаях форма принимаемого сигнал неизвестна или известна неточно, поэтому для обнаружения СШПС будем использовать квазиправдоподобный приемник, который синтезируется для некоторого ожидаемого сигнала $s_1(\cdot)$, причем в общем случае $s_1(t) \neq s(t)$.

При воздействии только ГБШ квазиправдоподобный приемник будет вырабатывать функцию, на основе значений которой принимается решение об отсутствии или наличии сигнала:

$$L_1(\lambda, \theta) = \frac{2}{N_0} \sum_{k=0}^{N-1} \int_0^T x(t) s_1[t - \lambda - (k - \mu)\theta] dt. \qquad (6)$$

Таким образом, при наличии только ГБШ, получаемый обнаружитель формирует величину [7, 8]

$$L_1 = \sup_{\lambda,\theta} L_1(\lambda, \theta),\ \theta \in [\theta_{\min}; \theta_{\max}],\ \lambda \in [\lambda_{\min}; \lambda_{\max}]. \qquad (7)$$

Решение о наличии сигнала принимается при

$$L_1 > h. \qquad (8)$$

Если $L_1 < h$, принимается решение о том, что сигнал отсутствует, где h - порог обнаружения.

Для аппаратурной реализации обнаружителя СШПС необходимо вырабатывать функцию $L_1(\lambda, \theta)$ (6) для всех возможных значений $\lambda \in [\lambda_{\min}; \lambda_{\max}]$ с шагом $\Delta\lambda_i$ и $\theta \in [\theta_{\min}; \theta_{\max}]$ с шагом $\Delta\Omega_i$. Поскольку λ представляет собой временное положение последовательности СШПС, можно, используя фильтровую реализацию, получить функцию $L_1(\lambda, \theta_i)$ как непрерывную функцию λ. Тогда обнаружитель должен содержать n каналов с различными значениями θ_i, в каждом из которых будет вырабатываться $L_1(\lambda, \theta_i)$ как непрерывная функция λ. Получить функцию $L_1(\lambda, \theta_i)$ можно с помощью схемы, представленной на рис. 1.

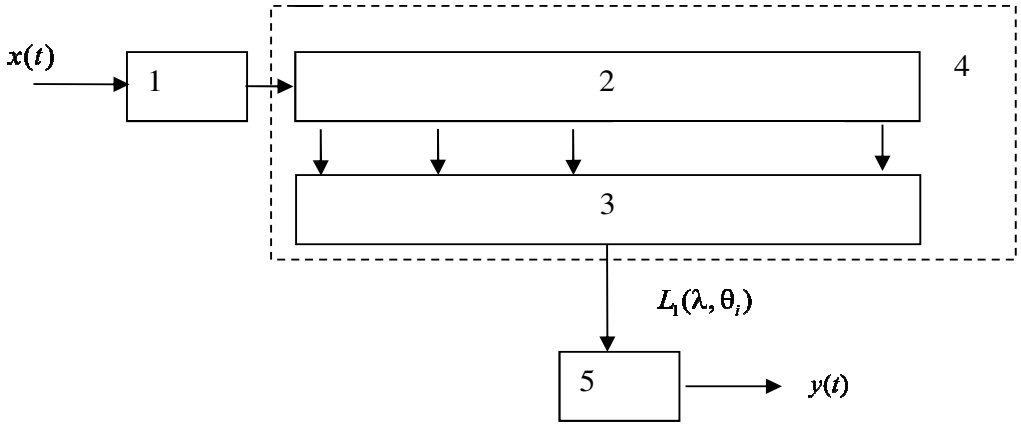


Рис. 1. Схема получения функции $L_1(\lambda, \theta_i)$

Здесь обозначено: 1 – линейный фильтр с импульсной переходной функцией (ИПФ) $H(t)$, 2 – устройство задержки с $N-2$ отводами через время θ, 3 – сумматор. Устройство задержки 2 и сумматор 3 образуют гребенчатый фильтр 4 с ИПФ $h_1(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \delta(t - k\theta)$, а ИПФ всего устройства

$$h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H(y) h_1(t - y) dy = \sum_{k=0}^{N-1} H(t - k\theta). \quad (9)$$

Покажем, что устройство на рис.1 вырабатывает функцию

$$L_1(t, \theta) = \frac{2}{N_0} \sum_{k=0}^{N-1} \int_0^T x(y) s_1[t_0 - t + y + (k - \mu)\theta] dy. \quad (10)$$

Вычисляя свертку реализации наблюдаемых данных $x(t)$ (2) и ИПФ (9), для выходного сигнала гребенчатого фильтра, изображенного на рис. 1, получаем выражение

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(y) h(t - y) dy = \sum_{k=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) H(t - y - k\theta) dy. \quad (11)$$

Если блок 1 представляет собой фильтр, согласованный с сигналом $s_1(t)$, который в общем случае не соответствует принимаемому сигналу $s(t)$, то следует положить [1]

$$H(t) = 2s_1(t_0 - t) / N_0, \quad (12)$$

где t_0 - задержка сигнала, величина которой обычно выбирается большей, чем его длительность. Подставляя (12) в (11), имеем сигнал на выходе фильтра:

$$y(t) = \frac{2}{N_0} \sum_{k=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{\infty} x(y) s_1(t_0 - t + y + k\theta) dy.$$

Выбирая здесь

$$t = t_0 + (N - 1 - \mu)\theta + \lambda, \quad (13)$$

приходим к выражению для сигнала на выходе квазиправдоподобного приемника (6). В блоке 5 на рис. 1 определяется величина абсолютного максимума L_1 выходного сигнала фильтра 4 на интервале

$$[T_1;T_2], \tag{14}$$

где $T_1 = t_0 + (N-1-\mu)\theta + \Lambda_1$, $T_2 = t_0 + (N-1-\mu)\theta + \Lambda_2$. Следовательно, блок 5 может быть реализован как пиковый детектор, в котором определяется наибольший максимум сигнала $y(t)$ на интервале (14). Далее строится такой же канал и в нем определяется наибольший максимум сигнала $y(t)$ при θ_{i+1} из интервала $[\theta_{\min};\theta_{\max}]$. В решающем устройстве сигналы на выходе каждого канала сравниваются между собой и находится канал с наибольшим значением. Сигнал на выходе этого канала сравнивается с порогом h и выносится решение о наличии или его отсутствии в реализации наблюдаемых данных (2). В идеале число каналов должно быть бесконечным, однако на практике используют число каналов исходя из требований, предъявляемых к эффективности обнаружения и степени простоты аппаратурной реализации алгоритма обнаружения.

Эффективность обнаружения последовательности СШПС можно характеризовать величинами вероятности ложной тревоги α_1 и вероятности пропуска сигнала β_1 [8].

3. Расчет вероятности ложной тревоги при наличии ГУП

Найдем вероятность ложной тревоги, используя алгоритм (8) при наличии ГУП. Реализация наблюдаемых данных при отсутствии сигнала имеет вид (3). Подставив (3) в (6), получим:

$$L_1(\lambda,\theta) = N_1(\lambda,\theta) = \frac{2}{N_0}\sum_{k=0}^{N-1}\int_0^T [n(t)+\xi(t)]s_1[t-(k-\mu)\theta-\lambda]dt\,. \tag{15}$$

Здесь $N_1(\lambda,\theta)$ - шумовая функция на выходе приемника максимального правдоподобия. Шумовая функция (15) представляет собой линейное преобразование гауссовского случайного процесса, следовательно является гауссовским случайным полем. Среднее значение этого поля $< N_1(\lambda,\theta) >= 0$, а корреляционная функция запишется как:

$$\begin{aligned} &B_1(\lambda_1,\theta_1,\lambda_2,\theta_2) =< N_1(\lambda_1,\theta_1)N_1(\lambda_2,\theta_2) >= \\ &= \sum_{k=0}^{N-1}\sum_{n=0}^{N-1}\left\{\frac{2}{N_0}\int_0^T s_1[t-(k-\mu)\theta_1-\lambda_1]s_1[t-(k-\mu)\theta_2-\lambda_2]dt + \frac{4}{N_0^2}\int_0^T\int_0^T B_\xi(t_2-t_1)\times\right. \\ &\left.\times s_1[t_1-(k-\mu)\theta_1-\lambda_1]s_1[t_2-(k-\mu)\theta_2-\lambda_2]dt_1dt_2\right\} = \sum_{k=0}^{N-1}\sum_{n=0}^{N-1} B_{1N}[\lambda_1,(k-\mu)\theta_1,\lambda_2,(n-\mu)\theta_2]. \end{aligned} \tag{16}$$

Здесь:

$$\begin{aligned} &B_{1N}(\lambda_1,\theta_1,\lambda_2,\theta_2) = \frac{2}{N_0}\int_0^T s_1(t-\theta_1-\lambda_1)s_1(t-\theta_2-\lambda_2)dt + \frac{4}{N_0^2}\int_0^T\int_0^T B_\xi(t_2-t_1)\times \\ &\times s_1(t_1-\theta_1-\lambda_1)s_1(t_2-\theta_2-\lambda_2)dt_1dt_2\,. \end{aligned} \tag{17}$$

Рассмотрим свойства функции (17). Обозначим τ_s - длительность СШПС $s_1(t)$, так что $s_1(\pm\tau_s)\approx 0$, тогда $B_{1N}(\lambda_1,\theta_1,\lambda_2,\theta_2)\approx 0$ при $|\lambda_2-\lambda_1+\theta_2-\theta_1| > \tau_s$. Пусть минимальная скважность последовательности (1) достаточно велика, то есть:

$$\tau_s << \theta_{\min}, \tag{18}$$

а также

$$\Lambda < \theta_{\min}\,,\ \Theta << \theta_{\min}\,. \tag{19}$$

Тогда $B_{1N}[\lambda_1,(k-\mu)\theta_1,\lambda_2,(n-\mu)\theta_2] \approx 0$ при $k \neq n$ и $B_{1N}[\lambda_1,(k-\mu)\theta_1,\lambda_2,(n-\mu)\theta_2] = = B_{1N}[\lambda_1,(k-\mu)\theta_1,\lambda_2,(k-\mu)\theta_2]$ при $k = n$. Таким образом (16) принимает вид:

$$B_1(\lambda_1,\theta_1,\lambda_2,\theta_2) = \sum_{k=0}^{N-1} B_{1H}[\lambda_2 - \lambda_1 + (k-\mu)(\theta_2 - \theta_1)], \tag{20}$$

где

$$B_{1H}(\eta) = \frac{2}{N_0}\int_0^T s_1(t)s_1(t-\eta)dt + \frac{4}{N_0^2}\int_0^T\int_0^T B_\xi(t_2 - t_1 - \eta)s_1(t_1)s_1(t_2)dt_1dt_2\,. \tag{21}$$

Согласно (20), (21) при выполнении (18), (19) случайное поле (15) является однородным.

В соответствии с [8] выражение для вероятности ложной тревоги запишется как:

$$\alpha = P[\sup N_1(\lambda,\theta) > h] = 1 - F_{1N}(h)\,,\ \lambda\in[\lambda_{\min};\lambda_{\max}]\,,\ \theta\in[\theta_{\min};\theta_{\max}]\,. \tag{22}$$

Здесь $F_{1N}(h) = P[\sup N_1(\lambda,\theta) < h]$, $\lambda\in[\lambda_{\min};\lambda_{\max}]$, $\theta\in[\theta_{\min};\theta_{\max}]$. Очевидно, $F_{1N}(h)$ представляет собой функцию распределения величины абсолютного максимума шумовой функции $N_1(\lambda,\theta)$ (15). Точное выражение для функции $F_{1N}(h)$ получить не удается. Однако в [8] для случайного однородного гауссовского поля найдена аппроксимация функции распределения его абсолютных максимумов. Точность этой аппроксимации возрастает с увеличением порога h и длин Λ и Θ априорных интервалов возможных значений времени прихода и периода следования СШПС. Используя результаты [8], можно аппроксимировать функцию распределения абсолютного максимума случайного поля (15) выражением вида:

$$F_{1N}(h) \approx \begin{cases} \exp\left\{-\dfrac{\xi_1 h}{(2\pi)^{3/2}\sigma_{1L}}\exp\left[-\dfrac{h^2}{2\sigma_{1L}^2}\right]\right\}, & h > \sigma_{1L} \\ 0, & h < \sigma_{1L} \end{cases}.$$

Здесь

$$\sigma_{1L}^2 = B_1(\lambda,\theta,\lambda,\theta) = N\sigma_{1N}^2 \tag{23}$$

-дисперсия шумовой функции (15),

$$\sigma_{1N}^2 = B_{1N}(\lambda,\theta,\lambda,\theta)\,, \tag{24}$$

$$\xi_1 = \Lambda\Theta\sqrt{\det \mathbf{B}_1} \tag{25}$$

-приведенная площадь области возможных значений времени прихода и периода следования.

Величина ξ_1 (25) определяет количество некоррелированных отсчетов поля $N_1(\lambda,\theta)$ (15) в области $[\lambda_{\min};\lambda_{\max}]\times[\theta_{\min};\theta_{\max}]$. В (25) матрица:

$$\mathbf{B_1} = \left\| \begin{matrix} \dfrac{\partial^2 b_1(\lambda_1,\theta_1,\lambda_2,\theta_2)}{\partial\lambda_1\partial\lambda_2} & \dfrac{\partial^2 b_1(\lambda_1,\theta_1,\lambda_2,\theta_2)}{\partial\lambda_1\partial\theta_2} \\ \dfrac{\partial^2 b_1(\lambda_1,\theta_1,\lambda_2,\theta_2)}{\partial\theta_1\partial\lambda_2} & \dfrac{\partial^2 b_1(\lambda_1,\theta_1,\lambda_2,\theta_2)}{\partial\theta_1\partial\theta_2} \end{matrix} \right\|_{\substack{\lambda_1=\lambda_2 \\ \theta_1=\theta_2}}, \qquad (26)$$

где

$$b_1(\lambda_1,\theta_1,\lambda_2,\theta_2) = B_1(\lambda_1,\theta_1,\lambda_2,\theta_2)/\sigma_{1L}^2 \qquad (27)$$

- коэффициент корреляции шумовой функции (15). Подставляя функцию (20) в (27) и выполняя дифференцирование в (26), получаем, что $\det \mathbf{B_1} = (N^2-1)d_1^4/12$, где

$$d_1^2 = \sigma_{1N}^{-2}\left[\partial^2 B_{1N}(\lambda_1,\theta_1,\lambda_2,\theta_2)/\partial\lambda_1\partial\lambda_2\right]_{\lambda_1=\lambda_2,\theta_1=\theta_2}. \qquad (28)$$

Здесь $B_{1N}(\lambda_1,\theta_1,\lambda_2,\theta_2)$ определяется из (17). Обозначим:

$$\nu_1 = \Lambda\Theta d_1^2, \qquad (29)$$

тогда (25) перепишется в виде:

$$\xi_1 = \nu_1\sqrt{(N^2-1)/3}/2. \qquad (30)$$

Соответственно вероятность ложной тревоги (22) можно записать как:

$$\alpha_1 \approx \begin{cases} 1-\exp\left\{-\dfrac{\nu_1 h}{4\pi\sigma_{1N}}\sqrt{\dfrac{N^2-1}{6\pi N}}\exp\left[-\dfrac{h^2}{2N\sigma_{1N}^2}\right]\right\}, & h > \sigma_{1N}\sqrt{N} \\ 1, \quad h < \sigma_{1N}\sqrt{N}. \end{cases} \qquad (31)$$

Для расчета параметров, определяющих величину вероятности ложной тревоги, используем спектральное представление. Спектр ожидаемого СШПС, для которого синтезирован приемник (6) в последовательности (1), обозначим $S_1(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t)\exp(-j\omega t)dt$. Тогда параметр (25) перепишется в виде:

$$\sigma_{1N}^2 = \frac{1}{2\pi}\left[\frac{2}{N_0}\int_{-\infty}^{\infty}\left|S_1(j\omega)\right|^2 d\omega + \frac{4}{N_0^2}\int_{-\infty}^{\infty} G_\xi(\omega)\left|S_1(j\omega)\right|^2 d\omega\right]. \qquad (32)$$

Здесь $G_\xi(\omega)$ - спектральная плотность ГУП (4). Используя спектральное представление, перепишем параметр (28)

$$d_1^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty}\omega^2\left|S_1(j\omega)\right|^2 d\omega + \dfrac{2}{N_0}\int_{-\infty}^{\infty}\omega^2 G_\xi(\omega)\left|S_1(j\omega)\right|^2 d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty}\left|S_1(j\omega)\right|^2 d\omega + \dfrac{2}{N_0}\int_{-\infty}^{\infty} G_\xi(\omega)\left|S_1(j\omega)\right|^2 d\omega}. \qquad (33)$$

Соответственно в (29) параметр ν_1 выразится как:

$$\nu_1 = \Lambda\Theta\frac{\int_{-\infty}^{\infty}\omega^2\left|S_1(j\omega)\right|^2 d\omega + \dfrac{2}{N_0}\int_{-\infty}^{\infty}\omega^2 G_\xi(\omega)\left|S_1(j\omega)\right|^2 d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty}\left|S_1(j\omega)\right|^2 d\omega + \dfrac{2}{N_0}\int_{-\infty}^{\infty} G_\xi(\omega)\left|S_1(j\omega)\right|^2 d\omega}. \qquad (34)$$

Анализируя (33), (34), видим, что интенсивность опорного сигнала $s_1(t)$ не влияет на эффективность обнаружения, а влияет только форма его спектра.

При отсутствии ГУП ($G_\xi(\omega) \equiv 0$) параметр (32) будет иметь вид: $\sigma_{1Nm}^2 = (1/2\pi N_0)\int\limits_{-\infty}^{\infty} |S_1(j\omega)|^2 d\omega$, а (33) и (34) перепишутся следующим образом: $d_{1n}^2 = \int\limits_{-\infty}^{\infty} \omega^2 |S_1(j\omega)|^2 d\omega / \int\limits_{-\infty}^{\infty} |S_1(j\omega)|^2 d\omega$ и $\nu_{1n} = \Lambda\Theta \int\limits_{-\infty}^{\infty} \omega^2 |S_1(j\omega)|^2 d\omega / \int\limits_{-\infty}^{\infty} |S_1(j\omega)|^2 d\omega$. Таким образом, вероятность ложной тревоги (24) при отсутствии ГУП можно записать как:

$$\alpha_{1n} \approx \begin{cases} 1 - \exp\left\{ -\dfrac{\nu_{1n} h}{4\pi\sigma_{1Nm}} \sqrt{\dfrac{N^2-1}{6\pi N}} \exp\left[-\dfrac{h^2}{2N\sigma_{1Nm}^2} \right] \right\}, & h > \sigma_{1Nm}\sqrt{N} \\ 1, \quad h < \sigma_{1Nm}\sqrt{N}. \end{cases} \tag{35}$$

Обозначим отношение дисперсий шумовой функции (23) при наличии и отсутствии ГУП:

$$\chi_1 = \sigma_{1L}^2 / \sigma_{Ln}^2 = \sigma_{1N}^2 / \sigma_{1Nm}^2 = 1 + 2\int\limits_{-\infty}^{\infty} G_\xi(\omega) |S_1(j\omega)|^2 d\omega / N_0 \int\limits_{-\infty}^{\infty} |S_1(j\omega)|^2 d\omega, \tag{36}$$

или $\sigma_N^2 = \sigma_{1Nm}^2 \chi_1$ и $\sigma_L^2 = N\sigma_{1Nm}^2 / \chi_1$. Здесь χ_1 показывает, во сколько раз увеличивается дисперсия шумовой функции (15) вследствие воздействия ГУП. Обозначим:

$$\psi_1 = 1 + 2\int\limits_{-\infty}^{\infty} \omega^2 G_\xi(\omega) |S_1(j\omega)|^2 d\omega / N_0 \int\limits_{-\infty}^{\infty} \omega^2 |S_1(j\omega)|^2 d\omega, \tag{37}$$

соответственно параметр (28) можно переписать $d_1^2 = d_{1n}^2 \psi_1 / \chi_1$. При отсутствии ГУП величина (30) запишется как: $\xi_{1n} = \nu_{1n}\sqrt{(N^2-1)/3}/2$, где $\nu_{1n} = \Lambda\Theta d_{1n}^2$ - приведенная площадь области возможных значений времени прихода и периода повторения в отсутствии ГУП. Очевидно, $\xi_1 = \xi_{1n}\psi_1 / \chi_1$, то есть коэффициенты ψ_1 и χ_1 определяют влияние ГУП на вероятность ложной тревоги. Вследствие воздействия ГУП дисперсия шумовой функции (24) возрастает пропорционально χ_1. Параметр (34), определяющий согласно (30) приведенную площадь априорной области возможных значений времени прихода и периода следования последовательности (1), вследствие воздействия ГУП возрастает пропорционально ψ_1 и убывает обратно пропорционально χ_1.

Анализ полученных значений вероятности ложной тревоги для различных условий обнаружения несколько упрощается, если вероятность ложной тревоги достаточно мала, например, $\alpha, \alpha_n < 0{,}1$. В этом случае (24) и (28) можно представить в виде:

$$\alpha_1 \approx \frac{\nu_1 h}{4\pi\sigma_{1N}} \sqrt{\frac{N^2-1}{6\pi N}} \exp\left[-\frac{h^2}{2N\sigma_{1N}^2} \right] \tag{38}$$

-вероятность ложной тревоги при воздействии ГУП и ГБШ,

$$\alpha_{1n} \approx \frac{\nu_{1n} h}{4\pi\sigma_{1Nm}^2} \sqrt{\frac{N^2-1}{6\pi N}} \exp\left[-\frac{h^2}{2N\sigma_{1Nm}^2} \right] \tag{39}$$

-вероятность ложной тревоги при воздействии только ГБШ.

Параметр, определяющий увеличение вероятности ложной тревоги вследствие воздействия ГУП, согласно (38), (39), запишется как:

$$\kappa_{1\alpha} = \alpha_1 / \alpha_{1n} = \psi_1 \exp\left[h^2 (\chi_1 - 1) / 2N\sigma_{1Nm}^2 \chi_1 \right] / \chi_1^{3/2} \ . \qquad (40)$$

Найдем теперь вероятность пропуска сигнала β_1. Положим, что сигнал присутствует на входе приемника. Тогда, в соответствии с определением [8]: $\beta_1 = P[\sup L_1(\lambda, \theta) < h]$, $\lambda \in [\lambda_{\min}; \lambda_{\max}]$, $\theta \in [\theta_{\min}; \theta_{\max}]$. Подставим реализацию наблюдаемых данных в случае наличия сигнала (2) в выражение для функции (6). Запишем (6) в виде суммы сигнальной и шумовой функции $L_1(\lambda, \theta) = S_1(\lambda, \lambda_0, \theta, \theta_0) + N_1(\lambda, \theta)$. Здесь

$$S_1(\lambda, \lambda_0, \theta, \theta_0) = \frac{2}{N_0} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{\infty} s[t - (k - \mu)\theta_0 - \lambda_0] s_1[t - (n - \mu)\theta - \lambda] dt$$

- сигнальная функция, а шумовая функция $N_1(\lambda, \theta)$ определяется из (15). Положим, что функция $S_1(\lambda, \lambda_0, \theta, \theta_0) = \frac{2}{N_0} \sum_{n=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{\infty} s[t - (k - \mu)\theta_0 - \lambda_0] s_1[t - (k - \mu)\theta - \lambda] dt$ обладает лишь одним существенным максимумом в априорной области возможных значений λ и θ, то есть $\max S_1(\lambda, \lambda_0, \theta, \theta_0) = S_1(\lambda_0, \lambda_0, \theta_0, \theta_0) = N\tilde{z}_1^2$, где $\tilde{z}_1^2 = \frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) s_1(t) dt$. Обозначим $\tilde{z}_1^2 = S^2(\lambda_0, \lambda_0, \theta_0, \theta_0) / \sigma_{1L}^2 = N\tilde{z}_1^4 / \sigma_{1N}^2 = N z_n^2 R_s^2 / \chi$ - ОСШ при наличии ГУП, где $z_n^2 = \frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt$ – ОСШ при оптимальном приеме СШПС $s(t)$ на фоне ГБШ, а

$$R_s = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} s(t) s_1(t) dt}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt \int_{-\infty}^{\infty} s_1^2(t) dt}} \qquad (41)$$

– коэффициент корреляции между опорным сигналом и принимаемым, который учитывает неоптимальность приема. Видно, что если $R_s = 1$, то $\tilde{z}_1^2$ – ОСШ при наличии ГУП для оптимального приемника (5).

При не слишком малом ОСШ приближенное выражение для вероятности пропуска сигнала можно записать как [8]:

$$\beta_1 \approx (1 - \alpha) \Phi\left(h / \sigma_{1L} - \tilde{z}_1 \right),$$

где $\Phi(x) = \int_{-\infty}^{x} \exp(-t^2 / 2) dt / \sqrt{2\pi}$ - интеграл вероятности [7]. Соответственно выражение для вероятности пропуска сигнала при отсутствии ГУП можно записать в виде:

$$\beta_{1n} \approx (1 - \alpha_n) \Phi\left(h / \tilde{z}_N - \tilde{z}_N \right),$$

где $\tilde{z}_N^2 = N z_n^2 R_s^2$ - ОСШ для всей последовательности (1) при отсутствии ГУП. Очевидно $z_N^2 = \tilde{z}_1^2 \chi_1 / R_s^2$, или $\tilde{z}_1^2 = z_N^2 R_s^2 / \chi_1$. Таким образом, влияние ГУП на эффективность

обнаружения описывается величинами χ_1 и $\kappa_{1\alpha}$. Параметр χ_1 (36) показывает во сколько раз уменьшилось ОСШ вследствие наличия ГУП, а параметр $\kappa_{1\alpha}$ (40) во сколько раз при этом увеличилась вероятность ложной тревоги.

Воспользуемся критерием Неймана-Пирсона. Положим, что вероятность ложной тревоги $\alpha_1 << 1$, тогда вероятность пропуска сигнала будет определяться ОСШ $\tilde{z}_1^2$, которое зависит от коэффициента корреляции R_s.

4. Фильтровая реализация приемника СШПС

Если использовать фильтровую реализацию, то фильтр на рис. 1 должен иметь характеристику вида: $H_1(t) = cs_1(t_0 - t)$. Введем новую переменную $t' = t_0 - t$, тогда $t = t_0 - t'$. Подставляя $s_1(t)$ в (41), получим:

$$R_s = \frac{\max\limits_{t_0} \int\limits_{-\infty}^{\infty} s(t)H(t_0 - t)dt}{\sqrt{\int\limits_{-\infty}^{\infty} s^2(t)dt \int\limits_{-\infty}^{\infty} H^2(t)dt}}, \qquad (42)$$

t_0 выбирается таким, чтобы числитель достигал максимума.

Запишем выражение для R_s (42) в спектральном представлении. Для этого выразим сигнал и характеристику фильтра (рис. 1) $s(t) = \frac{1}{2\pi}\int\limits_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)e^{j\omega t}d\omega$, $H(t_0 - t) = \frac{1}{2\pi}\int\limits_{-\infty}^{\infty} H(j\omega)e^{j\omega(t_0 - t)}d\omega$ и подставим эти формулы в (42). Имеем:

$$R_s = \frac{\max\limits_{t_0} \int\limits_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)H(j\omega)e^{j\omega t_0}d\omega}{\sqrt{\int\limits_{-\infty}^{\infty} \left|S(j\omega)\right|^2 d\omega \int\limits_{-\infty}^{\infty} \left|H(j\omega)\right|^2 d\omega}}. \qquad (43)$$

Выразим спектр сигнала $S(j\omega)$ и ИПФ фильтра $H(j\omega)$ через амплитудно-частотную и фазо-частотную характеристики: $S(j\omega) = \left|S(j\omega)\right|\exp[j\varphi_s(\omega)]$, $H(j\omega) = \left|H(j\omega)\right|\exp[j\varphi_H(\omega)]$. Тогда числитель (43) можно записать в виде:

$$\int\limits_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)H(j\omega)e^{j\omega t_0}d\omega = \int\limits_{-\infty}^{\infty} \left|S(j\omega)\right|\left|H(j\omega)\right|\exp\left(j[\varphi_s(\omega) + \varphi_H(\omega) + \omega t_0]\right)d\omega =$$

$$= \int\limits_{-\infty}^{\infty} \left|S(j\omega)\right|\left|H(j\omega)\right|\cos[\varphi_s(\omega) + \varphi_H(\omega) + \omega t_0]d\omega.$$

Так как $\cos\left[\varphi_s(\omega) + \varphi_H(\omega) + \omega t\right] \le 1$, то максимальное значение числителя (43) будет достигаться при $\varphi_s(\omega) + \varphi_H(\omega) + \omega t_0 = 0$ и соответственно проигрыш при примене-

нии вместо согласованного фильтра с амплитудно-частотной характеристикой $|H(j\omega)|$ будет минимальным. То есть, предполагается, что у используемого фильтра при этом имеет место наилучшая фазо-частотная характеристика (соответствует оптимальному фильтру). Тогда (43) перепишется как:

$$R_s = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |S(j\omega)||H(j\omega)|\,d\omega}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |S(j\omega)|^2\,d\omega \int_{-\infty}^{\infty} |H(j\omega)|^2\,d\omega}}. \qquad (44)$$

Рассмотрим влияние незнания формы принимаемого сигнала на эффективность обнаружения для конкретной модели СШПС [6] – первой производной гауссова импульса $s(t) = -\frac{a\pi t}{2\tau^2}\exp(-\pi t^2 / 2\tau^2)$, где τ-длительность импульса. Спектр такого СШПС будет иметь вид: $S(j\omega) = j\tau\omega a\sqrt{2}\exp\left(-\frac{\omega^2\tau^2}{2\pi}\right)$. В качестве фильтра используем полосовой фильтр, пропускающий сигнал в диапазоне частот $[\Omega_1, \Omega_2]$. Подставляя спектр сигнала и характеристику полосового фильтра в (44), получаем

$$R_s = \frac{\int_{\Omega_1}^{\Omega_2} |S(\omega)|\,d\omega}{\sqrt{2\int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2\,d\omega \cdot [\Omega_2 - \Omega_1]}}. \qquad (45)$$

В случае, когда величина R_s приближается к 1, используемый фильтр по своим характеристикам соответствует оптимальному. Выполняя интегрирование в (45), имеем:

$$R_s = 2\frac{\exp(-\Omega_1^2\tau^2 / 2\pi) - \exp(-\Omega_2^2\tau^2 / 2\pi)}{\sqrt{\tau[\Omega_2 - \Omega_1]}}. \qquad (46)$$

Введем следующие обозначения: $\varphi = \frac{\tau\Omega_1}{2\pi}$ - нормированная на полосу частот сигнала минимальная частоту пропускания фильтра, $\mu = \frac{\tau(\Omega_2 - \Omega_1)}{2\pi}$ - нормированная полоса пропускания фильтра. Тогда (46) можно переписать как:

$$R_s = 2\frac{\exp(-2\pi\varphi^2) - \exp(-2\pi(\mu + \varphi)^2)}{\sqrt{2\pi\mu}}. \qquad (47)$$

Из этого выражения видно, что при обнаружении СШПС R_s зависит от минимальной частоты пропускания фильтра Ω_1, тогда как при приеме узкополосного сигнала [7], такой зависимости нет.

5. Заключение

Анализируя полученные результаты, можно сделать вывод, что при уменьшении полосы пропускания фильтра обнаружителя по сравнению с полосой СШПС ОСШ $\tilde{z}_1^2$ будет уменьшаться, соответственно вероятность пропуска сигнала будет расти. Вероятность пропуска сигнала возрастает и при несовпадении или не полном совпадении полос фильтра и СШПС. При увеличении полосы пропускания фильтра обнаружителя ОСШ возрастает вплоть до совпадения полос фильтр и сигнала. Дальнейшее увеличение полосы фильтра обнаружителя приведет к уменьшению ОСШ, так как фильтр кроме сигнала будет пропускать больше шума. Максимальное значение ОСШ достигается, когда полоса фильтра отстоит на 0,1 полосы сигнала от нижней частоты полосы СШПС ($\varphi = 0{,}1$). Это объясняется тем, что спектр сигнала колокольной формы в области нижней и верхней частот имеет малую интенсивность.

Для нахождения вероятности ложной тревоги выберем полосу фильтра так, чтобы ОСШ $\tilde{z}_1^2$ было максимальным и соответственно вероятность пропуска сигнала – минимальной. В этом случае вероятность ложной тревоги (38) будет определяться параметром ν_1 (34) и соответственно с его ростом возрастает, то есть увеличивается при расширении полосы пропускания фильтра обнаружителя.

Проведенные исследования влияния несоответствия формы опорного и принимаемого СШПС с неизвестными параметрами на эффективность обнаружения позволяют оценить потери в эффективности обнаружения сигнала вследствие отклонения принятой модели от действительной формы принимаемого сигнала.

Литература

1. Трифонов А.П., Беспалова М.Б., Трифонов П.А. Сверхширокополосная совместная оценка дальности и скорости флуктуирующей цели. Радиоэлектроника, 2005.-№10.-с. 10-20 (Изв. вузов).
2. Радзиевский В.Г., Трифонов П.А. Модели сверхширокополосных сигналов. Радиотехника, 2006, № 6. – с. 112-118.
3. Трифонов А.П., Беспалова М.Б. Эффективность совместной оценки временного положения и периода следования импульсов при наличии неинформативных параметров. Радиотехника и электроника,– 1992– т. 37– №6– с. 1014-1023.
4. Астанин Л.Ю., Костылев А.А. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений. – М.: Радио и связь, 1989 – 192 с.
5. Радзиевский В.Г., Сирота А.А. Теоретические основы радиоэлектронной разведки. – М: Радиотехника, 2004 – 384 с.
6. Бункин Б.В., Кашин В.А. Особенности, проблемы и перспективы субнаносекундных видеоимпульсных РЛС. Радиотехника. – 1995. – № 4-5. – с. 128-133.
7. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов - М.: Радио и связь 1985 – 295 с.
8. Теория обнаружения сигналов. П.С. Акимов, П.А. Бакут, В.А. Богданович и др.; под ред. П.А. Бакута. - М.: Радио и связь, 1984 – 440 с.
9. Градштейн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов сумм, рядов и произведений - М.: Наука 1971 – 1108 с.
10. Захаренко Г.А., Трифонов П.А. Влияние узкополосных помех на эффективность оценки параметров сверхширокополосных сигналов. Радиотехника, 2000, N9. – с. 52-58.

REFERENCES

1. Trifonov A.P., Bespalova M.B., Trifonov P.A. Ultrawideband joint estimation of range and speed of fluctuating targets [Trifonov A.P., Bespalova M.B., Trifonov P.A. sverhshirokopolosnaya sovmestnaya ocenka dal'nosti I skorosti fluktuiruyush'ey celi]. Radionics, 2005.- №10.- p. 10-20.
2. Radziyevsky V.G., Trifonov P.A. Ultrawideband signal models [Radziyevskiy V.G., Trifonov P.A. Modeli sverhshirokopolosnyh signslov]. Radio Engineering, 2006, №6. – p. 112-118.
3. Trifonov A.P., Bespalova M.B. Efficiency of joint assessment of time position and pulse repetition period in the presence of uninformation parameters [Trifonov A.P., Bespalova M.B. Effektivnost' sovmestnoy ocenki vremennogo polozheniya i perioda sledovaniya impul'sov pri nalichii neinformativnyh parametrov]. Radio engineering and electronics ,– 1992– p. 37– №6– p. 1014-1023.
4. Astanin L.U., Kostylev A.A. Basics of ultrawideband radar measurements [Astanin L.U., Kostylev A.A. Osnovy sverhshirokopolosnyh radiolokacionnyh izmereniy]. Radio and Communication, 1989 – 192 p.
5. Radziyevsky V.G., Sirota A.A. Theoretical foundations of radio-electronic intelligence [Radziyevsky V.G., Sirota A.A. Teoreticheskie osnovy radioelektronnoy razvedki]. – Moscow: Radio Engineering, 2004 – 384 p.
6. Bunkin B.V., Kashin V.A. Features, problems and perspectives of subnanosecondvideo impulse radar station [Bunkin B.V., Kashin V.A. Osobennosti, problem I perspectivy subnanosecundnyh videoimpul'snyh radiolokacionnyh stanciy]. Radio Engineering. – 1995. – № 4-5. – p. 128-133.
7. Tikhonov V.I. Optimal signal reception [Tikhonov V.I. Optimal'nyi priem signalov] – Moskow: Radio and Communication, 1985 – 295 p.
8. Akimov P.S., Bakut V.A., Bogdanovich etc., under the editorship Bakut P.A. The theory of signal detection [Akimov P.S., Bakut V.A., Bogdanovich etc., pod redakciey Bakut P.A. Teoriya obnaruzheniya signalov]. Radio and Communication, 1984 – 440 p.
9. Gradshtein I.S., Ryzhik I.M. Tables of integrals of sum, series and products [Gradshtein I.S., Ryzhik I.M. Tablicy integralov sum, ryadov I proizvedeniy]. – Moscow: Science 1971 – 1108 p.
10. Zakharenko G.A., Trifonov P.A. Influence of narrowband noise on the efficiency of evaluation of ultrawideband signal parameters [Zakharenko G.A., Trifonov P.A. Vliyanie uzkopolosnyh pomeh na effectivnost' ocenki parametrov sverhshirokopolosnyh signalov]. Radio Engineering, 2000, N9. – p. 52-58.

РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ ВЫСОКОТОЧНОГО МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ ИСТОЧНИКА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА НА ОСНОВЕ МНОГОПОЗИЦИОННОГО ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕНИ ПРИХОДА СИГНАЛА

П.А.Трифонов[1], Т.В. Попова[2]

[1]Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия
[2]Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (ВУНЦ ВВС «ВВА»), Воронеж, Россия

Аннотация. На основе алгоритма максимального правдоподобия найдены среднеквадратические ошибки местоопределения источника сверхширокополосных излучений с использованием триангуляционного и гиперболического методов. Определено влияние наличия неизвестных временных параметров на точность местоопределения.

Ключевые слова: сверхширокополосные сигналы, радиоэлектронная разведка.

METHOD DEVELOPMENT HIGH-ACCURACY POSITION MEASUREMENT SOURCE ULTRABANDWIDTH MIDI SIGNAL IN TERMS OF CLUSTER TIME RATING ARRIVAL MIDI SIGNAL

P.A. Trifonov[1], T.V. Popova[2]

[1]Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia
[2]Military Educational-Research Centre of Air Force «Air Force Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin» (MERC AF «AFA»), Voronezh, Russia

Abstract. In terms of D algorithm maximum likelihood find block mean-squared error position measurement source ultrabandwidth beta radiation using triangulate and hyperbolic method. defined influence presence unknown time parameter on accuracy position measurement.

Keywords: ultrawideband signals, radio-electronic intelligence.

1. Введение

Традиционные методы [1, 2] оценки местоположения источников радиоизлучения (ИРИ) существенным образом используют узкополосность радиосигналов. Значительную роль при этом играет предположение о квазигармоническом характере излучения. В результате, точность оценки местоположения обычных радиосистем определяется соотношением размеров апертуры приемной системы и длины волны, на которой работает ИРИ. В случае местоопределения СШП ИРИ такое понятие, как длина волны является не адекватной характеристикой СШПС [5] и традиционные методы оценки местоположения, подробно описанные в литературе [1, 2], непосредственно не применимы. В связи с этим возникает необходимость в обобщении известных методов оценки местоположения для СШП ИРИ.

2. Определение угла прихода СШПС

Вначале рассмотрим алгоритм определения угла прихода СШПС. Для этого, аналогично [2], используем двухпозиционную антенную приемную систему, показанную на рисунке 1.

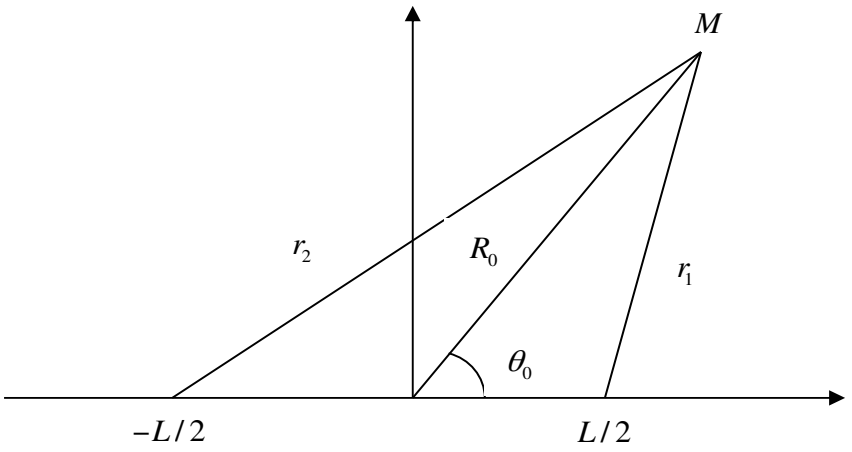


Рис. 1. Двухпозиционная антенная приемная система.

В точке M с полярными координатами (R_0,θ_0) расположен источник СШПС, а в точках с координатами (–L/2,0) и (L/2,0) расположены первый (1) и второй (2) измерители времени прихода сигнала. При $R_0 >> L$ разность хода $\Delta r = r_1 - r_2 = c(\lambda_{01} - \lambda_{02}) = L\cos\theta_0$, где λ_{01}, λ_{02} моменты прихода СШПС на приемники, с – скорость света. Заменяя истинные значения моментов λ_{0i} прихода сигнала на их оценки $\hat{\lambda}_i$ $(i = 1,2)$, для оценки углового положения источника СШПС получаем:

$$\hat{\theta} = \arccos(\Delta\hat{r} / L). \tag{1}$$

Здесь, $\Delta\hat{r} = c(\hat{\lambda}_2 - \hat{\lambda}_1)$ – оценка разности хода. Обозначим $\sigma^2_{\Delta r}$ – дисперсия оценки разности хода. Полагая, что оценка разности хода обладает высокой апостериорной точностью, так что $\sigma_{\Delta r} << L/2$, для дисперсии оценки (1) угла прихода θ_0, аналогично [2], можем записать:

$$\sigma^2_\theta = \frac{\sigma^2_{\Delta r}}{L^2 \sin^2\theta_0}. \tag{2}$$

Пусть на вход измерителя времени прихода поступает аддитивная смесь гауссовского белого шума с односторонней спектральной плотностью N_0 и СШПС $s(t)$. Если для оценки времени прихода используются два приемника максимального правдоподобия [3], то дисперсия оценки времени прихода определяется выражением:

$$\sigma^2_t = \left\{ \frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\frac{ds(t)}{dt} \right]^2 dt \right\}^{-1}. \tag{3}$$

Соответственно, для дисперсии оценки разности хода можем записать: $\sigma^2_{\Delta r} = 2c^2\sigma^2_t$. Подставляя это выражение в (2) для дисперсии угла прихода сигнала $s(t)$ получаем: $\sigma^2_\theta = 2c^2\sigma^2_t / L^2 \sin^2\theta_0$.

Поскольку сигнал $s(t)$ является сверхширокополосным, он может быть представлен в виде:

$$s(t) = af\left(t/\tau\right), \tag{4}$$

где функция $f(x)$ описывает форму одного импульса СШПС и нормирована так, что $\max f(x) = 1, \int_{-\infty}^{\infty} f^2(x)dx = 1$. Тогда $a = \max s(t)$ – амплитуда сигнала, $\tau = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t)dt / \max s^2(t)$ – эквивалентная длительность импульса. Подставляя (4) в формулу для дисперсии оценки времени прихода (3), дисперсию оценки максимального правдоподобия времени прихода сигнала можем переписать как:

$$\sigma_t^2 = \tau^2 / z^2\Delta^2, \tag{5}$$

здесь $z^2 = 2a^2\tau / N_0 = 2E / N_0$ – отношение сигнал–шум для одного СШПС, $E = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t)dt -$ энергия сигнала, $\Delta^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \left[df(x)/dx\right]^2 dx -$ безразмерный параметр, который зависит от формы сигнала. Подставляя далее (5) в выражение $\sigma_{\Delta r1}^2 = 2c^2\sigma_t^2$, находим, что при приеме одного СШПС вида (4) дисперсия оценки разности хода определяется выражением:

$$\sigma_{\Delta r1}^2 = 2R_s^2 / z^2\Delta^2, \tag{6}$$

а дисперсия оценки угла прихода имеет вид:

$$\sigma_{\theta 1}^2 = 2\left(\frac{R_s}{L}\right)^2 \frac{1}{z^2\Delta^2 \sin^2\theta_0}. \tag{7}$$

В (6) и (7) обозначено $R_s = c\tau$ – пространственная длина одного СШПС.

Известно [1, 2], что при оценке направления прихода узкополосного радиосигнала точность оценки угла определяется отношением длины волны к базе измерителя; чем это отношение меньше, тем выше точность оценки угла прихода радиосигнала. Как следует из (7) при оценке угла прихода СШПС вместо длины волны в формулу входит пространственная длина сигнала R_s, при этом, чем меньше отношение пространственной длины СШПС к базе измерителя, тем выше точность оценки угла прихода такого типа сигнала.

Как правило, СШПС обладают большой пиковой мощностью [4, 5], однако, их длительность обычно очень мала, так что отношение сигнал–шум при обработке одиночного импульса часто оказывается недостаточным для обеспечения высокой точности оценки времени прихода. Поэтому в большинстве практических приложений используются последовательности СШПС вида:

$$s_N(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s(t - k\theta - \lambda), \tag{8}$$

где период повторения θ обычно во много раз превосходит длительность импульса τ.

При обработке последовательности (8) из N сигналов с известным периодом повторения θ дисперсия оценки максимального правдоподобия времени прихода уменьшается в N раз по сравнению с дисперсией оценки времени прихода одного

СШПС [6]. Следовательно, при приеме последовательности таких сигналов дисперсии оценок разности хода и угла прихода уменьшается в N раз.

Кроме времени прихода у сигналов вида (4) и их последовательности (8) могут быть неизвестны некоторые другие параметры, в оценке которых нет необходимости при определении угла прихода СШПС. Влияние неинформативных параметров на точность оценки времени прихода таких сигналов рассмотрено в [7]. Проанализируем, как влияет незнание одного из основных параметров последовательности СШПС – периода повторения θ на точность оценки угла прихода. В соответствии с методом максимального правдоподобия для получения оценки времени прихода последовательности (8) при неизвестном значении периода повторения θ нужно это значение заменить на его оценку максимального правдоподобия. Последнее равносильно совместному оцениванию времени прихода и периода повторения с последующим использованием только оценки времени прихода. Следовательно, незнание периода повторения может вызвать определенные трудности при аппаратурной реализации алгоритма оценки времени прихода.

Согласно [8], при обработке последовательности СШПС (8) с неизвестным периодом повторения θ, дисперсия оценки максимального правдоподобия времени прихода имеет вид:

$$\sigma^2_{t(\text{омп})}(\theta) = \frac{\sigma_t^2}{N}\left(1 + 3\frac{N-1}{N+1}\right),$$

где σ_t^2 – дисперсия оценки времени прихода одного СШПС последовательности (8).

Подставляя σ_t^2 в выражение для дисперсии оценки максимального правдоподобия времени прихода сигнала при обработке последовательности N СШПС σ_λ^2 [8], а полученное в формулу для дисперсии оценки разности хода и угла прихода, находим соответственно:

$$\sigma^2_{\Delta r2} = 2c^2\sigma^2_\lambda = \frac{2c^2\sigma_t^2}{N}\left(1 + 3\frac{N-1}{N+1}\right) = \frac{2R_s^2}{z^2\Delta^2 N}\left(1 + 3\frac{N-1}{N+1}\right), \qquad (9)$$

$$\sigma^2_{\theta 2} = 2\left(\frac{R_s}{L}\right)^2\left(1 + 3\frac{N-1}{N+1}\right) / N\Delta^2 z^2 \sin^2\theta_0 . \qquad (10)$$

Сопоставляя выражение для дисперсии оценки угла прихода последовательности из N СШПС с известным периодом повторения и (10), получаем проигрыш в точности оценки угла прихода последовательности вида (8) вследствие незнания ее периода повторения:

$$\chi = 1 + 3\frac{N-1}{N+1}. \qquad (11)$$

Согласно (11), проигрыш в точности оценки угла прихода вследствие незнания периода повторения изменяется от значения $\chi = 2,\ N = 2$ до значения $\chi \approx 4\ , N >> 1$. Таким образом, для последовательности СШПС, содержащей более 10–15 сигналов, незнание периода повторения приводит к увеличению дисперсии оценки угла прихода примерно в 4 раза.

3. Триангуляционная система местоопределения

Рассмотренная двухпозиционная система измерения угла прихода СШПС может быть использована для построения триангуляционной системы (рисунок 2) с базой d для определения местоположения источника радиоизлучения. В этом случае по краям системы должны располагаться двухпозиционные измерители углов (рисунок 1). Если по–прежнему выполняется условие $d^2 << R_0^2$, то, согласно [1], среднеквадратическую ошибку σ_{Tr} местоопределения источника СШПС можно выразить через дисперсию σ_θ^2 оценки угла прихода двухпозиционными системами. Как показано в [1]:

$$\sigma_{Tr} = \frac{\sigma_\theta R_0^2 \sqrt{2}}{d\left|\sin\theta_0\right|}.$$

$$\sigma_{Gr1} = \frac{4R_s R_0^2}{d^2 \Delta z (1+\sin^2\theta_0)^{1/2}},$$

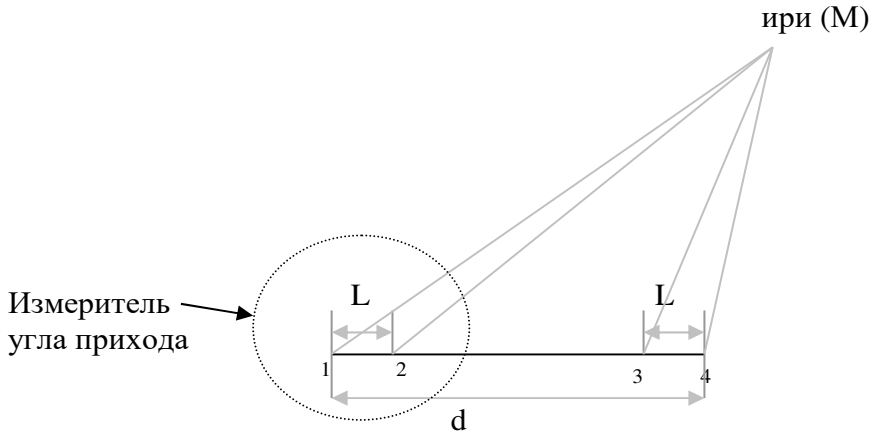


Рис. 2. Триангуляционная система.

Подставляя (7) в выражение для σ_{Tr}, получаем среднеквадратическую ошибку местоопределения излучающего объекта триангуляционной системой при обработке одного СШПС вида (4):

$$\sigma_{Tr1} = \frac{2R_s R_0^2}{\Delta z \sin^2\theta_0 L d}. \qquad (12)$$

Согласно (12), среднеквадратическая ошибка местоопределения убывает с уменьшением пространственной длины R_s СШПС и с увеличением базы d триангуляционной системы и базы L каждой из двухпозиционных систем измерения угла прихода сигнала.

Если обрабатывается последовательность СШПС (8) с известным периодом повторения θ, то среднеквадратическая ошибка местоопределения будет – $\sigma_{Tr2} = \sigma_{Tr1}/\sqrt{N}$. Наконец, при обработке последовательности СШПС (8) с неизвестным периодом повторения θ получаем:

$$\sigma_{Tr3} = \frac{2R_s R_0^2}{\sqrt{N}\Delta z \sin^2\theta_0 Ld}\sqrt{\left(1+3\frac{N-1}{N+1}\right)}. \qquad (13)$$

Сопоставляя σ_{Tr2} и σ_{Tr3}, видим, что незнание периода повторения θ последовательности СШПС (8) приводит к увеличению среднеквадратической ошибки местоопределения в $\sqrt{1+3(N-1)/(N+1)}$ раз.

Одним из преимуществ рассмотренной триангуляционной системы определения местоположения источника СШПС являются сравнительно низкие требования к синхронизации обработки сигналов в точках расположения двухпозиционных измерителей угла прихода. Однако, для реализации триангуляционной системы с помощью двухпозиционных систем определения угла прихода необходимо использовать четыре измерителя времени прихода СШПС или их последовательности.

4. РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНАЯ СИСТЕМА МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ

Ограничиться применением трех измерителей времени прихода с соответствующей синхронизацией можно, если для определения местоположения источника радиоизлучения использовать разностно–дальномерную (гиперболическую) систему. Геометрию системы, в которой две одинаковые базы d расположены под произвольным углом γ можно пояснить с помощью рисунка 3.

Два пункта приема 1 и 2 расположены в точках 1 и 2 с координатами (x_1, y_1) и (x_2, y_2) соответственно. Третий пункт приема расположен в точке 0. Положение источника СШПС, расположенного в точке M определено полярными координатами (R_0, θ_0) или их декартовыми аналогами (x_0, y_0). Углы ϕ_1 и ϕ_2 показаны на рисунке 3, а γ – угол между кривыми, которые заданы уравнениями [1]:

$$\delta_1 = \Delta\tau_1 c - [(x_1 - x_0)^2 + (y_1 - y_0)^2]^{1/2} = const,$$
$$\delta_2 = \Delta\tau_2 c - [(x_2 - x_0)^2 + (y_2 - y_0)^2]^{1/2} = const.$$

Здесь $\Delta\tau_1$ и $\Delta\tau_2$ – разности времени распространения СШПС из точки М.

Согласно [1], среднеквадратическую ошибку σ_{Gr} местоположения источника сигнала можно выразить через дисперсию $\sigma_{\Delta r}^2$ оценки разности хода:

$$\sigma_{Gr} = \frac{\sigma_{\Delta r}}{2}\cos ec(\gamma)\sqrt{\cos ec^2\left(\frac{\phi_1}{2}\right) + \cos ec^2\left(\frac{\phi_2}{2}\right)}. \qquad (14)$$

Подставляя (7) в (14), получаем среднеквадратическую ошибку местоопределения гиперболической системой положения излучающего объекта при обработке одиночного СШПС вида (4):

$$\sigma_{Gr1} = \frac{R_s}{z\Delta\sqrt{2}}\cos ec(\gamma)\sqrt{\cos ec^2\left(\frac{\phi_1}{2}\right) + \cos ec^2\left(\frac{\phi_2}{2}\right)}. \qquad (15)$$

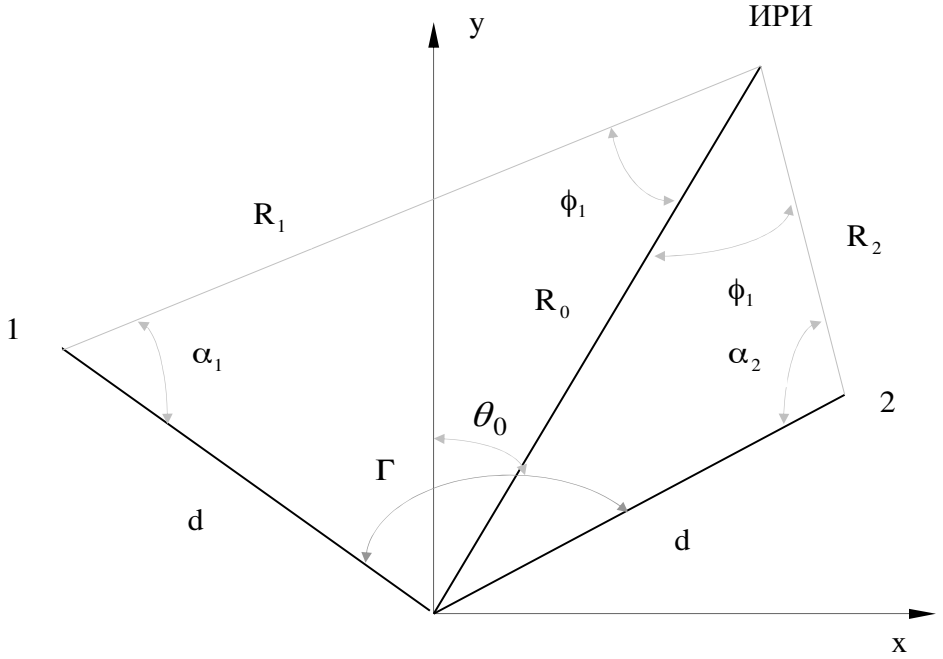


Рис. 3. Разностно–дальномерная система.

Если обрабатывается последовательность из N СШПС (8), то среднеквадратическая ошибка σ_{Gr2} будет в $\sqrt{N}$ раз меньше, чем σ_{Gr1} (15). При обработке последовательности с неизвестным периодом повторения θ имеем:

$$\sigma_{Gr3} = \frac{R_s}{z\Delta\sqrt{2N}} \cos ec(\gamma) \sqrt{\left(1 + 3\frac{N-1}{N+1}\right)\left[\cos ec^2\left(\frac{\phi_1}{2}\right) + \cos ec^2\left(\frac{\phi_2}{2}\right)\right]}. \qquad (16)$$

Так же, как при использовании триангуляционной системы, априорное незнание периода повторения приводит к увеличению среднеквадратической ошибки местоопределения в $\sqrt{1+3(N-1)/(N+1)}$ раз.

Выражения (14) – (16) для точности местоопределения положения источника СШПС с помощью разностно – дальномерной (гиперболической) системы, показанной на рисунке 3, носят довольно общий характер. В качестве конкретного примера рассмотрим разностно-дальномерную систему с равными взаимно – перпендикулярными базами d ($\gamma = \pi/2$). Будем полагать, что в трех точках 1,2,3 расположены измерители времени прихода СШПС. Согласно [1] среднеквадратическую ошибку σ_{Gr} местоопределения источника сигнала можно выразить через дисперсию $\sigma^2_{\Delta r}$ оценки разности хода в гиперболической системе. Как показано в [1]:

$$\sigma_{Gr} = \frac{\sigma_{\Delta r} 4R_0^2\sqrt{2}}{d^2(1+\sin^2\theta_0)^{1/2}}.$$

Подставляя (6) в выражение для σ_{Gr}, получаем среднеквадратическую ошибку местоопределения гиперболической системой излучающего объекта при обработке одиночного СШПС (4):

$$\sigma_{Gr1} = \frac{4R_s R_0^2}{d^2 \Delta z (1+\sin^2\theta_0)^{1/2}}\,. \tag{17}$$

Если обрабатывается последовательность из N сигналов (8) с известным периодом повторения θ, то среднеквадратическая ошибка местоопределения σ_{Gr2} уменьшается в $\sqrt{N}$ раз по сравнению с (17). При обработке последовательности из N СШПС (8) с неизвестным периодом повторения θ имеем:

$$\sigma_{Gr3} = \frac{4R_0^2 R_s}{d^2 \sqrt{N} \Delta z (1+\sin^2\theta_0)^{1/2}} \sqrt{\left(1+3\frac{N-1}{N+1}\right)}\,. \tag{18}$$

Так же как при использовании триангуляционной системы, незнание периода повторения СШПС приводит к увеличению среднеквадратической ошибки местоопределения в $\sqrt{1+3(N-1)/(N+1)}$ раз.

5. Заключение

На рисунке 4 приведены графики зависимости ошибок местоопределения σ_{Gr2} и σ_{Tr2} (σ_{Gr} – пунктирная линия, σ_{Tr} – сплошная линия) от базы d для трех разных значений длительности импульса ($\tau = 1, 2, 3$ нс).

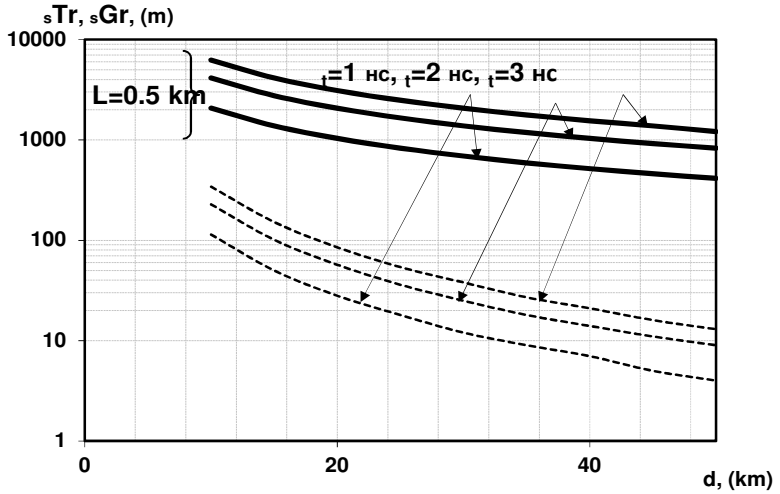


Рис. 4. Зависимости среднеквадратических ошибок местоопределения от базы систем.

Видим, что при использовании триангуляционной системы и сопоставимых размерах баз d ошибка определения координат оказывается значительно больше, чем при использовании разностно–дальномерной системы.

Полученные результаты позволяют сделать обоснованный выбор системы местоопределения источника СШПС в зависимости от требований, предъявляемых к

точности местоопределения. Установлено, что точность измерения угла прихода СШПС связана с пространственной длиной этого вида сигнала [9].

Таким образом, выполнено обобщение известных методов для оценки местоположения СШП ИРИ. Показано, что ошибка оценки углового положения источника СШПС пропорциональна отношению пространственной длины СШПС к базе измерителя. Установлено, что проигрыш в точности оценки местоположения вследствие априорного незнания периода следования СШПС возрастает от 2–х раз для минимальной последовательности, состоящей из 2–х импульсов, до 4–х раз по мере увеличения числа СШПС в последовательности. Проведенный анализ различных методов (триангуляционный, гиперболический) определения местоположения источника СШПС, позволяет сделать обоснованный выбор системы высокоточного местоопределения источника СШПС.

Литература

1. Трифонов А.П., Беспалова М.Б., Трифонов П.А. Сверхширокополосная совместная оценка дальности и скорости флуктуирующей цели. Радиоэлектроника, 2005.-№10.-с. 10-20 (Изв. вузов).
2. Радзиевский В.Г., Трифонов П.А. Модели сверхширокополосных сигналов. Радиотехника, 2006, № 6. – с. 112-118.
3. Трифонов А.П., Беспалова М.Б. Эффективность совместной оценки временного положения и периода следования импульсов при наличии неинформативных параметров. Радиотехника и электроника,– 1992– т. 37– №6– с. 1014-1023.
4. Астанин Л.Ю., Костылев А.А. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений. – М.: Радио и связь, 1989 – 192 с.
5. Радзиевский В.Г., Сирота А.А. Теоретические основы радиоэлектронной разведки. – М: Радиотехника, 2004 – 384 с.
6. Бункин Б.В., Кашин В.А. Особенности, проблемы и перспективы субнаносекундных видеоимпульсных РЛС. Радиотехника. – 1995. – № 4-5. – с. 128-133.
7. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов - М.: Радио и связь 1985 – 295 с.
8. Теория обнаружения сигналов. П.С. Акимов, П.А. Бакут, В.А. Богданович и др.; под ред. П.А. Бакута. - М.: Радио и связь, 1984 – 440 с.
9. Градштейн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов сумм, рядов и произведений - М.: Наука 1971 – 1108 с.
10. Захаренко Г.А., Трифонов П.А. Влияние узкополосных помех на эффективность оценки параметров сверхширокополосных сигналов. Радиотехника, 2000, N9. – с. 52-58.

References

1. Trifonov A.P., Bespalova M.B., Trifonov P.A. Ultrawideband joint estimation of range and speed of fluctuating targets [Trifonov A.P., Bespalova M.B., Trifonov P.A. sverhshirokopolosnaya sovmestnaya ocenka dal’nosti I skorosti fluktuiruyush’ey celi]. Radionics, 2005.- №10.- p. 10-20.
2. Radziyevsky V.G., Trifonov P.A. Ultrawideband signal models [Radziyevskiy V.G., Trifonov P.A. Modeli sverhshirokopolosnyh signslov]. Radio Engineering, 2006, №6. – p. 112-118.
3. Trifonov A.P., Bespalova M.B. Efficiency of joint assessment of time position and pulse repetition period in the presence of uninformation parameters [Trifonov A.P., Bespalova M.B. Effektivnost’ sovmestnoy ocenki vremennogo polozheniya i perioda sledovaniya impul’sov pri nalichii neinformativnyh parametrov]. Radio engineering and electronics ,– 1992– p. 37– №6– p. 1014-1023.
4. Astanin L.U., Kostylev A.A. Basics of ultrawideband radar measurements [Astanin L.U., Kostylev A.A. Osnovy sverhshirokopolosnyh radiolokacionnyh izmereniy]. Radio and Communication, 1989 – 192 p.

5. Radziyevsky V.G., Sirota A.A. Theoretical foundations of radio-electronic intelligence [Radziyevsky V.G., Sirota A.A. Teoreticheskie osnovy radioelektronnoy razvedki]. – Moscow: Radio Engineering, 2004 – 384 p.
6. Bunkin B.V., Kashin V.A. Features, problems and perspectives of subnanosecondvideo impulse radar station [Bunkin B.V., Kashin V.A. Osobennosti, problem I perspectivy subnanosecundnyh videoimpul'snyh radiolokacionnyh stanciy]. Radio Engineering. – 1995. – № 4-5. – p. 128-133.
7. Tikhonov V.I. Optimal signal reception [Tikhonov V.I. Optimal'nyi priem signalov] – Moskow: Radio and Communication, 1985 – 295 p.
8. Akimov P.S., Bakut V.A., Bogdanovich etc., under the editorship Bakut P.A. The theory of signal detection [Akimov P.S., Bakut V.A., Bogdanovich etc., pod redakciey Bakut P.A. Teoriya obnaruzheniya signalov]. Radio and Communication, 1984 – 440 p.
9. Gradshtein I.S., Ryzhik I.M. Tables of integrals of sum, series and products [Gradshtein I.S., Ryzhik I.M. Tablicy integralov sum, ryadov I proizvedeniy]. – Moscow: Science 1971 – 1108 p.
10. Zakharenko G.A., Trifonov P.A. Influence of narrowband noise on the efficiency of evaluation of ultrawideband signal parameters [Zakharenko G.A., Trifonov P.A. Vliyanie uzkopolosnyh pomeh na effectivnost' ocenki parametrov sverhshirokopolosnyh signalov]. Radio Engineering, 2000, N9. – p. 52-58.

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

А. А. Потапов[1]

[1]ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН, Москва, Россия

Аннотация. В работе представлены научные направления и основные полученные автором результаты по созданию новых информационных технологий на основе текстур, фракталов, дробных операторов и динамического хаоса. Исследование проводится в рамках научного направления «Фрактальная радиофизика и фрактальная радиоэлектроника: проектирование фрактальных радиосистем», инициированного и разрабатываемого автором в ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН с 1979 года по настоящее время. Введение в научный обиход радиолокации вышеупомянутых понятий позволило автору впервые в мире предложить, а затем и применить новые размерностные и топологические (а не энергетические!) признаки или инварианты, которые объединены под обобщенным понятием «топология выборки» ~ «фрактальная сигнатура». Цитируются, кроме монографий автора, исключительно работы из академического журнала «Радиотехника и электроника».

Ключевые слова: радиофизика; радиолокация; нелинейная динамика; теория размерности; текстуры; фракталы; скейлинг; дробные операторы.

TEXTURES, FRACTALS, FRACTIONAL OPERATORS AND NON-LINEAR DYNAMICS METHODS IN RADIO PHYSICS AND RADIO LOCATION: THE 40 YEARS OF SCIENTIFIC DEVELOPMENT

A. A. Potapov[1]

[1]V. A. Kotelnikov IREE RAS, Moscow, Russia

Abstract. Scientific directions and author's main obtained results on designing of new informational technologies basing on textures, fractals, fractional operators and dynamical chaos are presented in the work. The research is conducted in the framework of scientific direction «Fractal radio physics and fractal radio electronics: designing of fractal radio systems», which was proposed and being developed by the author in the IRE V.A. Kotelnikova RAS from 1979 to the present. Introduction of the conceptions above into the scientific usage of radio location allowed the author to propose for the first time in the world and then to apply new dimensional and topological (not power!) signs or invariants, which are united under a generalized conception «sampling topology» ~ «fractal signature». Only the papers included in the academical journal «Journal of Communications Technology and Electronics» («Radiotekhnika i elektronika») are referred to in addition to the author's monographs.

Keywords: radio physics; radio location; non-linear dynamics; dimension theory; textures; fractals; scaling; fractional operators.

1. Введение

В статье рассматриваются основные направления внедрения текстур, фракталов, дробных операторов и методов нелинейной динамики в фундаментальные задачи радиофизики, радиолокации и широкий спектр радиотехнических наук для создания новых информационных технологий. Исследование проводится в рамках научного

направления «Фрактальная радиофизика и фрактальная радиоэлектроника: проектирование фрактальных радиосистем», инициированного и разрабатываемого автором в ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН с 1979 года по настоящее время [1 - 70].

Далее – процитируем раздел «Об авторе и его работах» из книги [70]:

«Александр Алексеевич Потапов – признанный в России и в мире ученый-радиофизик, автор важных фундаментальных и прикладных, теоретических и экспериментальных работ по радиофизике и радиолокации, распространению радиоволн, анализу и обработке сигналов и изображений, фрактальному и текстурному анализу, дробным операторам, эффектам скейлинга и детерминированному хаосу.

Круг научных и прикладных исследований А.А. Потапова достаточно широк. Главным достижением А.А. Потапова являются результаты его многолетних пионерских работ по исследованию применения теории фракталов, дробных операторов, текстур, скейлинга и детерминированного хаоса в радиофизике, радиолокации, радиоэлектронике, электродинамике, распространении радиоволн, теории управления и широкого спектра смежных научных и технических направлений для создания и развития прорывных информационных технологий. За период его работы в ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН было дано надежное физическое обоснование практического применения фрактальных и текстурных методов в современных областях радиофизики, радиоэлектроники и информационно-управляющих систем; впервые предложена и доказана эффективность и перспективность применения теории дробной меры, теории размерности и скейлинговых соотношений (в случае текстур и фракталов) для обнаружения и распознавания одномерных и многомерных радиолокационных сигналов от малоконтрастных целей на фоне интенсивных негауссовских помех и шумов.

Он - инициатор постановки первых НИР и ОКР в России по радиофизическим применениям теории фракталов, текстур, скейлинговых эффектов и дробных операторов в радиосистемах.

А.А Потаповым на основе обширных исследований предложены, обоснованы и разработаны основополагающие принципы нового вида и нового метода современной радиолокации, а именно, фрактально-скейлинговой или масштабно-инвариантной радиолокации.

Научная деятельность А.А. Потапова отличается оптимальным сочетанием теоретических и экспериментальных исследований, выполняемых им на мировом уровне. Плодотворная и активная деятельность А.А. Потапова подтверждается большим количеством подготовленных им публикаций – более 1000 научных трудов, включая 37 монографий и глав в монографиях, изданных в России и за рубежом.

Результаты научной деятельности А.А. Потапова по фрактальной и текстурной обработке информации в интенсивных помехах, а также по фрактальным радиосистемам, фрактальным антеннам и фрактальным радиоэлементам отмечены в четырех отчетных докладах Президиума Российской академии наук (Научные достижения РАН.- М.: Наука, 2008, 2010, 2012 и 2013 гг.), а также в Докладе Правительству Российской Федерации об итогах реализации в 2011 году Программы

фундаментальных научных исследований государственных академий наук на 2008 – 2012 гг. (2012 г.). Им разработан курс лекций по применению фракталов в радиолокации для Центра подготовки специалистов Концерна РТИ Системы (РТИ им. акад. А. Л. Минца и ОАО НПК НИИДАР).

Научные достижения, научно-организационная и научно-педагогическая деятельность А.А. Потапова высоко оценены. А.А. Потапов - академик Академии инженерных наук им. А. М. Прохорова и академик РАЕН, профессор Казанского государственного технического университета (КАИ) им. А. Н. Туполева, Почетный профессор Евразийского национального университета (Астана, Казахстан), Почетный профессор Джинанского университета (Гуанджоу, Китай), Президент совместной китайско-российской лаборатории информационных технологий и фрактальной обработки сигналов. А.А. Потапов награжден знаком “Почетный радист РФ” (2006 г.). Лауреат Премии им. академика А.М. Прохорова (2013) и Премии ВЭС ВКС (2016).

А.А. Потапов – организатор и главный редактор журнала “Нелинейный мир” (2003), член редколлегий нескольких международных журналов.

На основе пионерских работ А.А. Потапова с его учениками в ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН сформировано новое фундаментальное направление "Фрактальная радиофизика и фрактальная радиоэлектроника: проектирование фрактальных радиосистем", и создана Российская научная школа фрактальных методов, хорошо известная в мире.

Высокая научная эрудиция, работоспособность, принципиальность, целеустремленность, большое чувство ответственности за дело, которым он занимается, и всепоглощающая любовь к науке принесли А.А. Потапову заслуженный авторитет и широкую известность среди ученых».

Научный руководитель
Института радиотехники и электроники
им. В. А. Котельникова РАН

академик Ю. В. Гуляев

Москва, 28 ноября 2018 г.

Чтение лекций по разработанным профессором д.ф.-м.н. главным науч сотр. А. А. Потаповым в ИРЭ РАН фрактальным и текстурным технологиям и доклады по проекту МНТЦ в 2000 г. и 2005 г. в США (Вашингтон, Нью-Йорк, Хантсвилл, Атланта, Франклин), в Китае (2011 г. и по настоящее время) и на многочисленных Международных конференциях (Англия, США, Канада, Голландия, Австрия, Германия, Франция, Испания, Италия, Венгрия, Греция, Турция, Шотландия, Швейцария, Швеция, Мексика, Китай, Сербия, Черногория, Болгария, Казахстан, Белоруссия, Украина) принесли автору широкую известность в кругах международной научной общественности.

В декабре 2005 г. американскими специалистами (из Алабамского университета и Центра космической плазмы и Аэроисследований США) в официальном письме на имя директора ИРЭ РАН академика Ю. В. Гуляева было отмечено, что «…*Семинары были крайне интересны и подтвердили высокую научную квалификацию доктора А. Потапова. Радиолокационные технологии, представленные доктором А. Потаповым, основаны на теории фракталов и являются новыми. Важность этих исследований для международного сообщества специалистов и ученых неоспорима*» – (см. ниже).

2. Основные научные направления [1 - 70]

Основные научные направления, развиваемые автором с учениками с 1979 года по настоящее время, можно классифицировать следующим образом:

1. Разработка новых информационных технологий для современных бортовых и наземных комплексированных радиотехнических систем дистанционного зондирования и мониторинга окружающей среды, радиолокации, радиовидения и навигации, функционирующих в диапазонах оптических, миллиметровых и сантиметровых волн (ММВ и СМВ).

Теоретические и экспериментальные исследования физических основ рассеяния и распространения радиоволн с учетом пространственно-неоднородных характеристик зондируемой среды.

2. Фундаментальные исследования в области текстурных и фрактальных подходов к проблемам радиофизики, радиотехники, радиолокации, электродинамики, электроники, управления и широкого спектра смежных научных и технических направлений. Построение эмпирических и теоретических моделей соответствующих эредитарных нелокальных реальных стохастических процессов.

3. Применение корреляционно-экстремальных методов для решения задач информационного поиска, обнаружения, измерения характеристик и сопровождения динамических фрактальных и не фрактальных объектов на стохастических изображениях. Такие задачи возникают в радиолокации, исследовании природных ресурсов, дистанционном зондировании, навигации, метеорологии, обработке информации с беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) и радиолокаторов с синтезированной апертурой (РСА), медицине, биологии, при автоматизации научных исследований и т.д.

4. Разработка теории и проведение экспериментальных исследований широкополосных (ШП) и сверхширокополосных (СШП) процессов и сигналов. Разработка фрактальных и нелинейных ШП и СШП сигналов, включая принципиально новые типы сигналов (*H* – сигналы).

5. Развитие и разработка математических, в том числе текстурных и фрактальных, методов обработки оптических и радиолокационных изображений в информационных системах различного назначения (радиолокация, медицина, материаловедение, нанотехнологии, сканирующие зондовые микроскопы, астрономия и т.д.).

6. Разработка и создание радиоэлектронных устройств для реализации математических фрактальных методов обнаружения сверхслабых многомерных сигналов на фоне интенсивных негауссовских помех для информационных систем нового поколения.

7. Физика основного уравнения радиолокации при зондировании фрактальных объектов и случайно-неоднородных сред. Фрактально-скейлинговая или масштабно-инвариантная радиолокация, фрактальные многочастотные MIMO-системы.

8. Теория дифракции волн на фрактальной многомасштабной поверхности. Многократное рассеяние волн во фрактальных дискретных случайно-неоднородных средах с точки зрения радиолокации самоподобных множественных групповых целей. Волны в неупорядоченных больших фрактальных системах (радиолокация, наносистемы, кластеры беспилотных летательных аппаратов и малоразмерных космических аппаратов, космический мусор и т.п.).

9. Применение теории фракталов в адаптивных популяционных методах формирования динамических группировок БПЛА с организацией «распределенного интеллекта», коллективного взаимодействия БПЛА в группе и в обработке поступающей информации с точки зрения теории их эффективного применения. Разработка решений в рамках понятия распределенной измерительной среды, когда каждая точка некоторой динамической среды способна выполнять сенсорные, измерительные и информационные функции, а также, на основе фрактально-графового подхода, позволяющего изучать рост сложных сетей и метод манипулирования такими сетями на глобальном уровне без детального описания.

10. Формулировка основ фрактальной парадигмы и глобального фрактально-скейлингового метода. Разработка и развитие функционального принципа «Максимум топологии при минимуме энергии» для принимаемого сигнала, позволяющий более эффективно использовать преимущества фрактально-скейлинговой обработки поступающей информации.

[Фрактальная геометрия – громадная и гениальная заслуга Б. Мандельброта (1924 – 2010 гг.). Но ее радиофизическое / радиотехническое и практическое воплощение, это заслуга известной в мире Российской научной школы фрактальных методов под руководством проф. А.А. Потапова (ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН). Несколько утрируя, можно сказать, что фракталы составляли тонкую амальгаму на мощном остове науки конца XX века. В современной ситуации интеллектуальное фиаско потерпели попытки принизить их значение и опираться только на классические знания].

Основные развиваемые профессором А.А. Потаповым фундаментальные исследования по текстурным и фрактальным направлениям представлены соответственно на рисунках 1 - 7.

Разработанная автором классификация фракталов была в декабре 2005 г. в США лично одобрена Б. Мандельбротом (1924 – 2010 гг.) и приведена на рисунке 1, где описаны их свойства при условии, что D_0 – топологическая размерность пространства вложения.

Встреча с Б. Мандельбротом у него дома в Нью-Йорке 16.12.2005 г

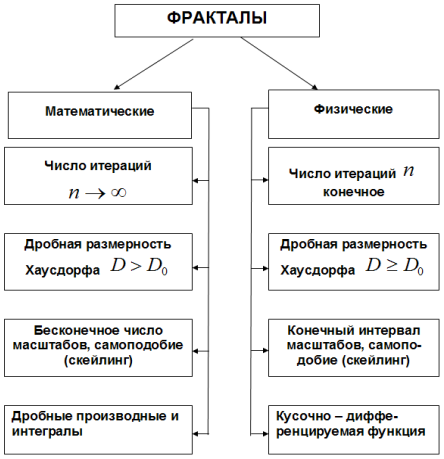


Рис. 1. Авторская классификация фрактальных множеств и сигнатур, одобренная Б. Мандельбротом.

Рис. 2. Текстурные и фрактальные меры для малоконтрастных изображений и сверхслабых сигналов в интенсивных негауссовских помехах.

.

Патент на изобретение (ЦКБ «Алмаз» + ИРЭ РАН)

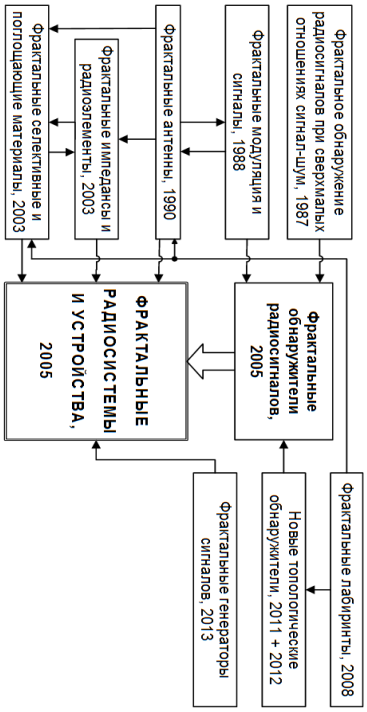


Рис. 3. Авторская концепция фрактальных радиосистем, датчиков, устройств и радиоэлементов

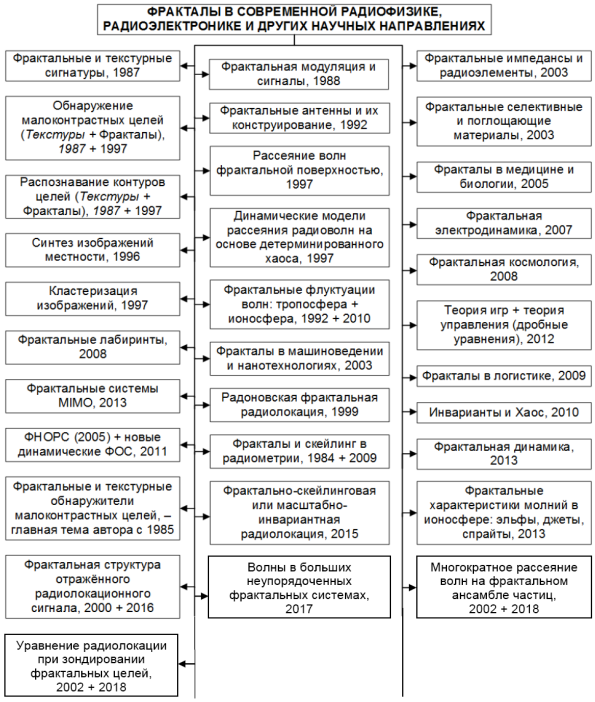


Рис. 4*а*. Эскиз развития автором прорывных технологий на основе фракталов, дробных операторов и эффектов скейлинга для нелинейной физики и радиоэлектроники.

Сердечно поздравляем
главного научного сотрудника лаб. 343 д.ф.-м.н.
главного редактора журнала «Нелинейный мир»
Потапова Александра Алексеевича
с присуждением звания
Почетного профессора Джинанского университета
(Honorary Professor of Jinan University,
г. Гуанджоу, Китай)
и назначением Президентом
совместной китайско-российской
лаборатории информационных технологий и
фрактальной обработки сигналов

Рис. 4*б*. Поздравление в ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН, 16.03.2011 г.

Рис. 5. Топологические признаки и новые методы обнаружения малоконтрастных объектов на фоне интенсивных помех.

Рис. 6. Основные виды предложенных автором фрактально-скейлинговых обнаружителей сигналов.

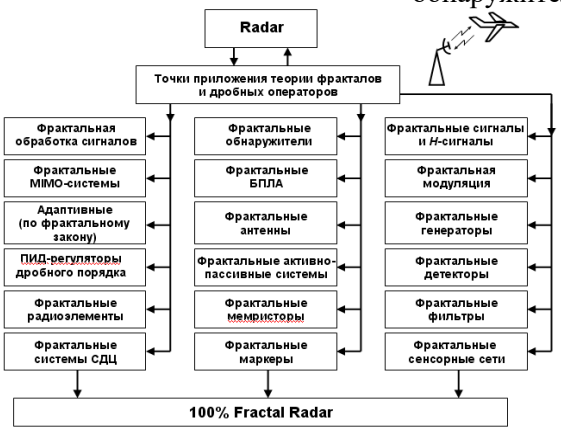


Рис. 7. Точки приложения фракталов, скейлинга и дробных операторов вклассическом радиолокаторе с целью перехода к фрактальной РЛС.

3. Основные результаты [1 - 70]

В итоге проведения совместных многолетних натурных экспериментов с ведущими отраслевыми НИИ и конструкторскими бюро СССР и России выполнен статистический анализ больших массивов новых данных по пространственно-временным характеристикам рассеяния земных покровов в диапазонах ММВ и СМВ с учетом их сезонных и угловых вариаций в разнообразных метеоусловиях с целью оценки границ радиолокационных контрастов, законов распределения удельных ЭПР, ширины спектра, времени и интервала корреляции флуктуаций интенсивности отраженных простых и сложных фазоманипулированных сигналов в диапазоне ММВ и структуры отраженных импульсных сигналов, что позволяет учитывать особенности местности при проектировании разнообразных систем формирования изображений.

Создана теория рассеяния миллиметровых радиоволн хаотическими покровами, использующая впервые введенные функционалы стохастических полей обратного рассеяния и частотные функции когерентности с учетом диаграммы направленности антенны и корреляции наклонов неровностей. Результаты данной теории позволяют определять полосы когерентности пространственно-временных радиоканалов с переменными параметрами для оптимального выбора ширины спектра зондирующего сигнала, разнесения частот в многочастотных системах и величины базы сложных зондирующих сигналов, характеристики отраженных сигналов, обобщенные функции неопределенности, потенциальную точность оценок высоты полета летательного аппарата и характерных размеров неровностей. Теоретические и экспериментальные результаты были использованы при синтезе эталонных цифровых радиолокационных карт местности.

Впервые предложен новый класс информативных признаков, основанный на тонкой структуре отраженных радиолокационных сигналов миллиметрового диапазона радиоволн, и позволяющий улучшать идентификацию земных покровов.

Впервые исследованы *полные* ансамбли текстурных и пространственных корреляционно-спектральных признаков оптических и радиолокационных изображений реальных земных покровов с последующим выделением кластеров и определением наиболее информативных признаков для определенных классов текстур. Доказано, что область существования текстурных признаков радиолокационных изображений в диапазоне ММВ полностью определяется соответствующими областями признаков оптических изображений. Проведенные эксперименты продемонстрировали эффективность и общность предложенного подхода в задачах классификации земных покровов при комплексировании изображений на оптических и миллиметровых волнах. Комплексирование изображений повышает эффективность обнаружения, распознавания и классификации на основе расширенного вектора информативных и устойчивых признаков. Результатом обработки изображений являются детальные цифровые радиолокационные карты местности. Такие карты позволяют представить радиолокационную информацию в виде, удобном для дальнейшего пользования в

радионавигации летательных аппаратов и распознавании различных типов наземных объектов. [Заметим, что эти исследования не имели аналогов, как в СССР, так и в России, и не потеряли своей актуальности в настоящее время].

Впервые разработан ряд текстурных методов (рисунок 2, рисунок 5) обнаружения различных объектов и их контуров на реальных оптических и радиолокационных изображениях земной поверхности при малых отношениях сигнал / фон. Установлена связь размеров объекта и анализируемого фрагмента оптических и радиолокационных изображений широкого класса земных покровов в случае оптимального обнаружения.

Теоретически обоснована и экспериментально подтверждена возможность стохастического авторегрессионного синтеза оптических и радиолокационных изображений земных покровов с операцией преобразования гистограмм яркости. Определены оптимальные размеры яркостного пространства и порядок авторегрессионных рядов, участвующих в прогнозировании, для адекватного синтеза изображений. С увеличением порядка корреляции, области определения текстурных признаков синтезированных изображений сужаются. При сравнении участков исходного оптического или радиолокационного изображения с синтезированным эталоном показано, что итоговое двумерное бинарное поле коэффициентов взаимной корреляции непосредственно фиксирует местоположение объекта в исходном изображении. Это позволяет сформировать карту движения и динамику обнаруживаемого объекта. Установлено с помощью различных алгоритмов совмещения (классический корреляционный, метод парных функций, метод абсолютной разности), что физическая достоверность стохастического авторегрессионного синтеза достигает величины 90 %.

Разработан и реализован на основе вышеприведенных радиофизических исследований системный поход к формированию информационно-аксиоматической модели радиолокационных карт неоднородной местности. Создана обобщенная радиофизическая модель формирования радиолокационных карт неоднородной местности, включающая в себя как методы стохастического авторегрессионного синтеза изображений, так и информацию о поле удельных ЭПР земных покровов. Установлено характерное число градаций удельных ЭПР земной поверхности. На основе анализа архитектуры системы для получения эталона реализован алгоритм синтеза в радиодиапазоне контурных и полутоновых радиолокационных карт неоднородной местности. Показано, что разрушение корреляционного максимума происходит для контурной радиолокационной карты местности на длине волны 8,6 мм при угле взаимного поворота 5^0 … 7^0, а для полутоновой радиолокационной карты – при угле в пределах 14^0 … 17^0. Затем в обобщенную радиофизическую модель формирования радиолокационных карт неоднородной местности были впервые введены фрактальные параметры, что повысило информативность синтеза.

Предсказано наличие странного аттрактора, контролирующего радиолокационное рассеяние от растительных покровов. Впоследствии эффект был обнаружен экспериментально на длине волны 2,2 мм (2002). Полученные результаты подтвердили теоретические представления о существовании режима хаоса в динамической системе, описывающей характер рассеяния электромагнитных волн растительными покровами.

Реконструкция аттрактора позволила определить его фрактальную размерность *D*, максимальный показатель Ляпунова, размерность вложения, интервал (время) предсказания. Экспериментальные характеристики странного аттрактора легли в основу принципиально новой негауссовской модели радиолокационного рассеяния ММВ растительными покровами на основе теории динамических систем и устойчивых распределений. Показано, что интервал (время) предсказания интенсивности отраженного радиолокационного сигнала примерно на порядок превышает классическое время корреляции. Это позволило ввести в теорию радиолокации новый существенную характеристику, а именно, интервал (время) предсказания, что расширяет методы и схемотехнику радиолокаторов.

Дано надежное физическое обоснование практического применения фрактальных методов (рисунок 1 – рисунок 7) в современных областях радиофизики, радиоэлектроники и информационно-управляющих систем.

В середине 80-х гг. XX в. создан совместно с ЦКБ «Алмаз» действующий макет когерентного малогабаритного цифрового твердотельного радиолокатора (ЦТР) на параметронах с длиной зондирующей волны 8,6 мм со сложным сигналом базой $>10^6$ и с обработкой входного подшумового сигнала на несущей частоте. При оптимальной обработке энергетический потенциал ЦТР возрастал на 50 дБ. Затем был создан ЦТР на двух зондирующих частотах в диапазонах ММВ и СМВ с фрактальной щелевой антенной (первой в СССР); для синтеза изображений использовано преобразование Радона. В 1997 г. впервые разработаны методы фрактальной модуляции и фрактальные сигналы, включая впервые введенные автором *H* – сигналы.

Впервые обнаружена и доказана эффективность и перспективность применения теории дробной меры и скейлинговых соотношений (для текстуры и фракталов) в случае обнаружения и распознавания (обобщенной фильтрации) одномерных и многомерных радиолокационных сигналов от малоконтрастных целей на фоне интенсивных негауссовских помех разного рода. Таким образом, это *принципиально новая* радиотехника.

Доказано, что при сборе, преобразовании и хранении информации в современных сложных системах мониторинга удаленных и мобильных объектов в условиях интенсивных помех большое значение приобретают новейшие методы обработки информационных потоков и многомерных сигналов, предложенные автором. Обычно особенности таких сложных систем проявляются на разных пространственно - временных масштабах. Наиболее адекватные оценки состояний исследуемой системы и динамики изменения состояния ее подсистем реализуются при использовании теории фракталов и обработке многомерных сигналов в пространстве дробной размерности с непременным учетом эффектов скейлинга, что впервые предложено и развито автором в ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН.

Предложен и обоснован новый, названный авторами «локально - дисперсионный», метод измерения фрактальной размерности и соответствующих фрактальных сигнатур сигналов, изображений и волновых полей. Данный метод, а также его эффективность, подтверждены на практике многочисленными примерами соответствующей цифровой

обработки оптических и радиолокационных природных и синтезированных изображений, в том числе и с малоконтрастными объектами. Текстурные и фрактальные цифровые методы (рисунок 1 и рисунок 2) позволяют частично преодолевать априорную неопределенность в радиолокационных задачах с помощью *геометрии* или *топологии выборки* - одномерной или многомерной. При этом большое значение приобретают топологические особенности выборки, а не усредненные реализации, имеющие зачастую другой характер.

Впервые исследованы на больших массивах экспериментальных данных в виде оптических и радиолокационных изображений реальных земных покровов с поверхностными и подповерхностными объектами методы фрактальной классификации, кластеризации и распознавания многих типов природных и искусственных объектов. Число областей, вокруг которых группируются значения фрактальной размерности, зависит от параметров алгоритма и метода измерения. Например, при малом размере измерительного окна имеем большое число групп; увеличивая размер, получаем фиксированное число групп или кластеров; и, наконец, при очень большом размере окна остаются 2 – 3 группы (фрактальные объекты – нефрактальные объекты – объекты исключения).

Изучение вида или топологии выборки одномерного (многомерного) сигнала для задач, например, искусственного интеллекта, впервые позволило создать словари фрактальных признаков на основе фрактальных примитивов, являющихся элементами фрактального языка с фрактальной грамматикой. Полученные данные были заложены в синтез эталонных и текущих радиолокационных карт неоднородной местности, а также, в неэнергетические радиолокационные обнаружители.

Результаты (БПЛА, РСА, медицина и т.д.) показывают, что фрактальные методы обработки дают повышение качества и детализации объектов и целей в пассивном и активном режиме в несколько раз. Эти методы могут быть успешно применены для обработки информации с космических, авиационных комплексов, малозаметных высотных псевдоспутников (HAPS) или обнаружения кластеров HAPS и БПЛА, синтезированных кластеров космических антенн и космического мусора.

Исследованы фрактальные характеристики эльфов, джетов и спрайтов – наиболее интересных типов недавно открытых высотных разрядов в ионосфере.

Синтезированы с соавторами алгоритмы выделения движущегося удаленного объекта неизвестной формы (фрактального или не фрактального) на малоконтрастном изображении, формируемом в оптико-электронных системах. Экспериментальные результаты на изображениях, полученных в натурных условиях, подтверждают эффективность предлагаемых методов обработки.

Впервые доказана принципиальная возможность синтеза новых фрактальных функций и фрактальных функционалов на основе теории нечетких множеств. Формализовано построение новых классов фрактальных и мультифрактальных подмножеств на нечетких множествах. В качестве пробных функций можно использовать любые классические недифференцируемые функции.

Впервые показано, что физическое содержание теории дифракции, содержащей многомасштабные поверхности, становится более четким при фрактальном подходе и выделении фрактальной размерности D или фрактальной сигнатуры как параметра. Учет фрактальности значительно сближает теоретические и экспериментальные характеристики индикатрис рассеяния земных покровов, что важно для задач радиолокации и дистанционного зондирования.

Исследован и представлен впервые в мире обширный каталог характерных видов более 70 фрактальных поверхностей на основе функций Вейерштрасса, а также более 70 трехмерных индикатрис рассеяния и их сечений, рассчитанных для длин волн $\lambda = 2{,}2$ мм, $\lambda = 8{,}6$ мм и $\lambda = 3{,}0$ см при разных значениях фрактальной размерности D и изменяющейся геометрии рассеяния.

Получены аналоги уравнений Максвелла с дробными производными Капуто. Рассмотрена калибровочная инвариантность и выведено диффузионно-волновое уравнение для скалярного и векторного потенциалов. Найдено и проанализировано частное решение диффузионно-волнового уравнения.

Проведен строгий электродинамический расчет многочисленных типов фрактальных антенн, принципы конструирования которых лежат в основе фрактальных частотно-избирательных поверхностей и объемов (фрактальные “сэндвичи”).

Синтезировано на основе топологии фрактальных лабиринтов семейство широкополосных миниатюрных фрактальных антенн. Автором предложено синтезировать большие стохастические робастные антенные решетки с использованием свойств фрактальных лабиринтов. Объединение нескольких фрактальных лабиринтных кластеров с различной фрактальной размерностью позволяет создавать адаптивные широкополосные фрактальные антенны. Впервые предложена и реализована модель “фрактального” конденсатора как фрактального импеданса.

Созданы, обоснованы и применены фрактально-скейлинговые методы для задач радиолокации и формирования основ фрактальной элементной базы, фрактальных датчиков и фрактальных радиосистем. Разработан физический подход к моделированию фрактального конденсатора и фрактальных импедансов. Перспективными элементами фрактальной радиоэлектроники являются функциональные элементы, фрактальные импедансы которых реализуются на основе фрактальной геометрии проводников на поверхности (фрактальные наноструктуры) и в пространстве (фрактальные антенны), фрактальной геометрии поверхностного микрорельефа материалов и т.д. Развитые подходы могут быть распространены на широкий класс электродинамических задач при исследовании фрактальных магнонных кристаллов, фрактальных резонаторов, фрактальных экранов и заграждений, а также других фрактальных частотно-избирательных поверхностей и объемов.

Открыт, предложен и обоснован новый вид и новый метод современной радиолокации, а именно, фрактально-скейлинговая или масштабно-инвариантная радиолокация. Доказана эффективность функционалов, которые определяется топологией, дробной размерностью и текстурой принятого многомерного сигнала, для синтеза принципиально новых не энергетических обнаружителей малоконтрастных

объектов на фоне помех (рисунок 5 – рисунок 7). Подтверждено повышение чувствительности радиосистемы (что эквивалентно увеличению дальности действия) при использовании фрактальных и текстурных признаков в топологических обнаружителях. Это влечет за собой коренные изменения в самой структуре теоретической радиолокации, а также в ее математическом аппарате.

Фрактальная радиолокация способна адекватно описать и объяснить значительно более широкий класс радиолокационных явлений. В основе созданного впервые в России и в мире научного направления лежат концепция фрактальных радиосистем и фрактальных радиоэлементов, топология выборки и глобальный фрактально-скейлинговый метод, предложенные и созданные автором в ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН. Проведенные исследования в области теоретической радиолокации позволяют эффективно решать проблемы обнаружения сигналов в условиях интенсивных помех и создавать новые фрактальные многочастотные MIMO-системы.

Разработаны постулаты фрактальной радиолокации: 1 - интеллектуальная обработка сигнала/изображения, основанная на теории дробной меры и скейлинговых эффектов, для расчета поля фрактальных размерностей; 2 - выборка принимаемого сигнала в шумах относится к классу устойчивых негауссовых распределений вероятностей D сигнала; 3 - максимум топологии при минимуме энергии входного случайного сигнала (т.е. максимальный «уход» от энергии принимаемого сигнала).

Данные постулаты открывают новые возможности для обеспечения устойчивой работы при малых отношениях сигнал / (шум + помеха) или увеличения дальности действия радиолокаторов.

Существенно развиты совместно с коллегами из России (Москва, ВНИИОФИ) и Израиля (Хайфа, «Технион») теоретические вопросы фрактальной неинерциальной релятивистской радиолокации и квантовой космологии в искривленном пространстве - времени отрицательной фрактальной размерности. *Пример*: На основе уравнения Шредингера с оператором дробного исчисления по пространственным координатам вычислен Фейнмановский интеграл по траекториям для обобщенного лагранжиана с оператором дробного дифференцирования по времени. Отметим, что в настоящее время в США данное фундаментальное научное направление получило яркое название "*Фрактальная космология - Fractal Cosmology*".

Полученные автором результаты экспериментальных и теоретических исследований были внедрены ведущими отраслевыми НИИ и конструкторскими бюро СССР и России и использованы при проектировании радиосистем различного назначения, при интерпретации данных дистанционных радиофизических исследований окружающей среды и в других прикладных задачах, в которых информационными материалами служат оптические и радиолокационные изображения земной поверхности.

На основе проведенных многолетних исследований сформулированы и развиты новые теоретические направления в теории статистических решений, статистической радиотехнике и статистической радиофизике, например, - «Статистическая теория фрактальной радиолокации», «Статистическая фрактальная радиотехника», «Теоретические основы фрактальной радиолокации» и т.п.

Перечисленные выше результаты легли в основу фрактальной парадигмы и единой глобальной идеи фрактального естествознания.

Выполненные исследования являются приоритетными в мире и служат базой для дальнейшего развития и обоснования практического применения фрактально-скейлинговых и текстурных методов в современной радиофизике и радиолокации, а также в создании принципиально новых и более точных фрактально-текстурных методов обнаружения и измерения параметров радиосигналов в пространственно-временном радиолокационном канале распространения электромагнитных волн с рассеянием.

Результаты и выводы, полученные автором с учениками, имеют также большой инновационный потенциал, реализация которого, на наш взгляд, обеспечит решение целого ряда современных задач радиофизики, радиотехники, радиолокации, связи и управления, позволит обеспечить новое качество систем обнаружения и распознавания, развития новых информационных технологий и повышения конкурентоспособности отечественных изделий радиоэлектроники.

Автор обозначил лишь наиболее важные вопросы, связанные с использованием фракталов, текстур и эффектов скейлинга в радиофизике и радиолокации. В развитии фрактальных направлений уже пройдены многие важные этапы, в том числе, и этап становления этой области наук. Однако много задач еще предстоит решить. Не результаты, не конкретные решения представляют самую большую ценность, а, именно, *метод решения*, подход к нему. Глобальный фрактально-скейлинговый метод профессор д.ф.-м.н. главный научный сотрудник А. А. Потапов создал и развивает.

И еще одно:

В книге *Гвай И. И.* О малоизвестной гипотезе Циолковского / С предисловием и под ред. д.т.н. *П. К. Ощепкова*. - Калуга: Калужское книжное изд-во, 1959. – 248 с. (на с. 24–25) можно найти такие слова:

«*Новые научные гипотезы почти всегда требуют и новых необычных аргументаций потому, что эти гипотезы оперируют именно с новым, а не с ожидаемым, и необходимые закономерности, которые эта гипотеза обещает создать в будущем, не являются очевидными с первого взгляда. В этом - основная уязвимость новых гипотез, тогда как устоявшиеся и закрепленные практикой теории зачастую кажутся незыблемыми. Но ни одна даже лучшая гипотеза не может считаться законченной и абсолютно неподвижной, а ученый, идущий по следу, как говорил Леонардо да Винчи, никогда не обгонит*».

4. О ПЕРСПЕКТИВНЫХ НАПРАВЛЕНИЯХ ИССЛЕДОВАНИЙ ПО ФРАКТАЛАМ И ТЕКСТУРАМ

На основе приведенных авторских работ попытаемся дать картину наиболее перспективных направлений (явно неблагодарная работа) фрактальных исследований в области прогресса современных фундаментальных и прикладных наук:

1. Исследование возможностей текстурных (пространственных и спектральных), фрактальных и энтропийных признаков для радиолокационных задач обнаружения.

2. Синтез новых моделей рассеяния радиолокационных сигналов земными покровами на основе теории детерминированного хаоса, странных аттракторов и фрактальных вероятностных распределений – устойчивых распределений.

3. Исследование волновых явлений (распространение и рассеяние волн, процессы диффузии) во фрактальных неоднородных средах на основе операторов дробного интегродифференцирования. Дальнейшее развитие фрактальной электродинамики.

4. Синтез моделей каналов радиолокационных и телекоммуникационных систем на основе пространственных фрактальных обобщенных корреляторов и фрактальных частотных функций когерентности.

5. Исследование возможностей распознавания формы или контуров целей с помощью фрактальных, текстурных и энтропийных признаков. Работа на сингулярностях входной функции.

6. Исследование потенциальных возможностей и ограничений фрактальных методов обработки радиолокационных и связных сигналов, в том числе фрактальной модуляции и демодуляции, фрактального кодирования и сжатия информации, фрактального синтеза изображений, фрактальных фильтров. Переход к фрактальным радиосистемам. Фракталы в акустоэлектронике.

7. Исследование адаптивной пространственно-временной обработки сигналов на основе дробной размерности и дробных операторов.

8. Поиск и исследование новых комбинированных методов обнаружения и распознавания классов малоконтрастных целей в интенсивных негауссовских помехах.

9. Исследование возможностей создания новых сред для передачи информации, многодиапазонных фрактальных поглощающих материалов, конструирование фрактальных антенн и фрактальных частотно-селективных поверхностей и объемов. Дальнейшее развитие теории и техники фрактальных импедансов.

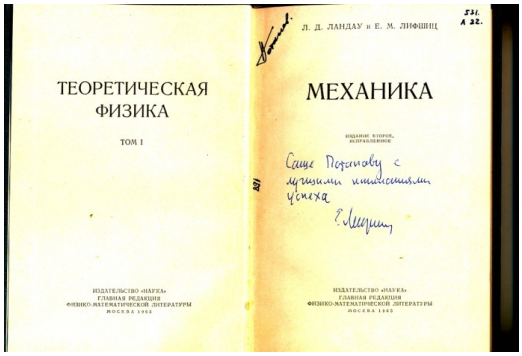
10. Синтез новых классов фракталов и мультифракталов с обобщением понятия меры множеств.

11. Изучение вида или топологии выборки одномерного (многомерного) сигнала для задач, например, искусственного интеллекта с целью создания словарей фрактальных признаков на основе фрактальных примитивов, являющихся элементами фрактального языка с фрактальной грамматикой, т.е. исследование *проблемы "размерностного склероза"* физических сигналов и сигнатур. Эти понятия, введенные автором, предполагают исследование топологических особенностей каждой конкретной индивидуальной выборки, а не усредненных реализаций, имеющих зачастую другой характер.

12. Прогноз механизмов формирования и характеристик шероховатости с целью управления геометрическими параметрами микрорельефа для получения заданных физико-химических и эксплуатационных свойств изделий при современных неравновесных технологиях обработки их поверхностного слоя. Фракталы в нанотехнологиях. (В 2008 г. автор предложил новую концепцию, а именно, "Скейлинг шероховатого фрактального слоя и нанотехнологии").

13. Развитие фрактальной неинерциальной релятивистской радиолокации в искривленном пространстве - времени связанных структур, т.е. фрактальной геометрии пространства - времени детерминированных структур. (В настоящее время в США данное фундаментальное научное направление получило яркое название "*Фрактальная космология - Fractal Cosmology*". (Наши работы с соавторами значатся в списке публикаций (arXiv: Cornell University, USA) по этому теоретическому направлению).

5. Избранные фотоматериалы (Работа + Доклады + Некоторые Путешествия)



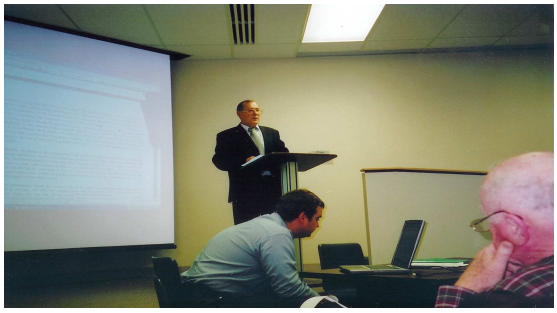
Памятная встреча с Е. М. Лифшицем в Институте физических проблем АН СССР (1972 г.).

Основные участники исторического «фрактального» семинара в ХНУРЭ 23.09.2005 г., проведенного в рамках 2-го Межд. радиоэлектронного форума МРФ-2005 «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» (Харьков, 19 - 3.09.2005). Крайний слева Э. И. Шустов (НИИДАР), в центре Я. С. Шифрин, А. А. Потапов, Я. Д. Ширман.

Демонстрирую профессору д.ф.-м.н. П. Я. Уфимцеву текстурные и фрактальные методы обнаружения малоконтрастных стелс-объектов, ИРЭ РАН, лаб. № 343, 31.08.2004 г.

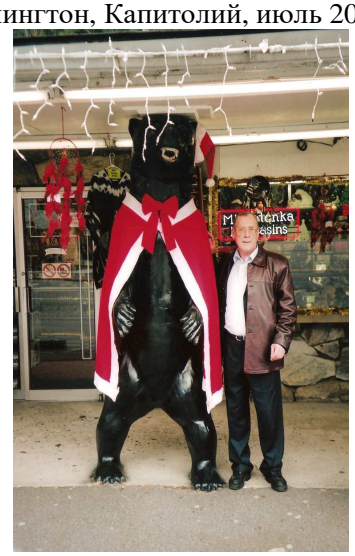
Нью–Йорк, декабрь 2005 г.

Нью–Йорк, Уолл - стрит, декабрь 2005 г.



Доклад по проекту МНТЦ с ЦКБ «Алмаз», США, Хантсвилл, U.S. Space & Rocket Center: Институт Вернера фон Брауна, 8.12.2005 г.

Первая поездка в США по проекту МНТЦ, Вашингтон, Капитолий, июль 2000 г.



Недалеко от Атланты, в резервации индейцев племени чероки, декабрь 2005 г.

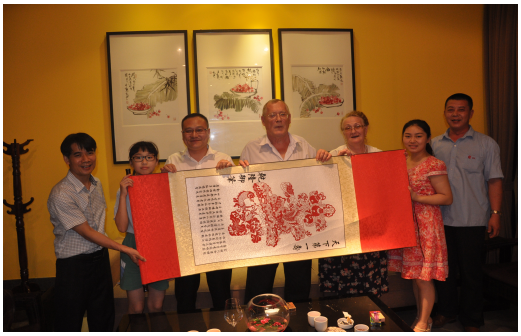
Присвоение звания Почетного профессора Евразийского национального университета (Астана, Казахстан, 2006 г.).

Доклад во время церемонии присвоения звания Почетного профессора Джинанского университета (01.03.2011 г., Гуанджоу, Китай).

Встреча с членом Лондонского королевского общества сэром Р. Пенроузом, 02.04.2013 г.

«Расплетинские чтения» в знаменитом и любимом «Алмазе».

Канарские острова,День рождения,04.05.2004 г.



Китай, Гуанчжоу, День рождения, 04.05.2015 г.

Куба, на ферме разведения крокодилов, 10.02.2013 г.

Италия, Помпеи, 29.05.2018 г., до начала конференции «CHAOS’ 2018».

В Ватикане, 28.05.2018 г., до начала конференции «CHAOS’ 2018».

Едем по Италии, 29.05.2018 г., до начала конференции «CHAOS’ 2018».

Италия, Пиза, 30.05.2018 г., до начала конференции «CHAOS’ 2018».

Италия, Рим, 06.06.2018 г., с основателем конференции «CHAOS» C. Skiadas.

6. Заключение

Выполненные исследования являются приоритетными в мире и служат базой для дальнейшего развития и обоснования практического применения фрактально-скейлинговых и текстурных методов в современной радиофизике, радиолокации и нанотехнологиях, а также в создании принципиально новых и более точных фрактально-текстурных (топологических) методов обнаружения и измерения параметров радиосигналов в пространственно-временном радиолокационном канале распространения электромагнитных волн с рассеянием.

Проблема, вынесенная в название доклада, начала изучаться впервые автором ровно 40 лет назад в ИРЭ АН СССР в связи с выполнением цикла фундаментальных исследований, посвященных созданию новых прорывных радиофизических технологий для радиолокации. Основное, это обнаружение по одномерной (сигнал) и многомерной (оптические и радиолокационные изображения) выборке разнообразных малоконтрастных объектов на фоне интенсивных помех от поверхности Земли.

Сначала были исследованы *полные* семейства текстурных признаков (впервые в мире), затем начался переход к фрактальным признакам (также впервые в мире). После эти семейства признаков автор объединил в общий кластер признаков.

Исходным материалом служили огромные массивы данных, полученных автором в оптике и на миллиметровых волнах в многолетних совместных натурных экспериментах с ведущими предприятиями СССР.

По результатам выполненных НИР автор в 1989 г. защитил в МФТИ кандидатскую диссертацию (специальность 01.04.03 – «Радиофизика»), в 1994 г. – докторскую диссертацию в ИРЭ РАН на тему: «Синтез изображений земных покровов в оптическом и миллиметровом диапазонах волн» (специальность 01.04.03 – «Радиофизика»; ведущая организация - ЦКБ «Алмаз»; официальные оппоненты: д.т.н. профессор Кулемин Г. П., д.ф.-м.н. с.н.с. Ржига О. Н., д.ф.-м.н. профессор Фукс И. М.).

Фрактальная геометрия – громадная и гениальная заслуга Б. Мандельброта (1924 – 2010 гг.). Но ее радиофизическое / радиотехническое и практическое воплощение, это заслуга известной в мире Российской научной школы фрактальных методов во главе и под руководством профессора А.А. Потапова (ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН).

Результаты научной деятельности А.А. Потапова в ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН по фрактально-скейлинговой и текстурной обработке информации в интенсивных помехах, а также по фрактальным радиосистемам и фрактальным радиоэлементам опубликованы:

в четырех отчетных докладах Президиума Российской академии наук (Научные достижения РАН. – М.: Наука, 2008, 2010, 2012, 2013 гг.)

и в Докладе Правительству Российской Федерации. Об итогах реализации в 2011 году Программы фундаментальных научных исследований государственных академий наук на 2008 – 2012 гг. – М.: Наука, 2012.

Тексты этих официально признанных достижений приводятся ниже:

- *«Отчетный доклад Президиума Российской академии наук. Научные достижения Российской академии наук в 2007 году» (М.: Наука, 2008. 204 с.), подраздел «Локационные системы», раздел «Информационные технологии и вычислительные системы» (с. 41):* «Создан эталонный словарь фрактальных признаков оптических и радиоизображений, необходимый для реализации принципиально новых фрактальных методов обработки радиолокационной информации и синтеза высокоинформативных устройств обнаружения и распознавания слабых сигналов на фоне интенсивных негауссовских помех. Установлено, что для эффективного решения задач радиолокации и проектирования фрактальных обнаружителей многомерных радиосигналов существенное значение имеют дробная размерность, фрактальные сигнатуры и кепстры, а также текстурные сигнатуры фона местности (ИРЭ РАН)» – *2007 г., опубликовано в 2008 г.*

- *«Отчетный доклад Президиума Российской академии наук. Научные достижения Российской академии наук в 2009 году» (М.: Наука, 2010. 616 с.) подраздел «Локационные системы. Геоинформационные технологии и системы», раздел «Нанотехнологии и информационные технологии» (с. 24):* «Впервые в мировой практике предложены и экспериментально доказаны принципы построения новых, фрактальных адаптивных радиосистем и фрактальных радиоэлементов для современных задач радиотехники и радиолокации. Принцип действия таких систем и элементов основан на введении дробных преобразований излучаемых и принятых сигналов в пространстве нецелой размерности при учете их скейлинговых эффектов и негауссовской статистики. Это позволяет выйти на новый уровень информационной структуры реальных немарковских сигналов и полей (ИРЭ РАН)» – *2009 г., опубликовано в 2010 г.*

- *«Отчетный доклад Президиума Российской академии наук. Научные достижения Российской академии наук в 2011 году» (М.: Наука, 2012. 620 с.) подраздел «Локационные системы. Геоинформационные технологии и системы», раздел «Информатика и информационные технологии» (с. 199–200):* «На основе фрактального анализа проведено систематическое исследование электродинамических свойств фрактальных антенн. Подтверждены широкополосные и многодиапазонные свойства фрактальных антенн и зависимость числа резонансов от номера итерации фракталов. Показано, что на основе миниатюрных фрактальных антенн возможна эффективная реализация частотно-избирательных сред и защитных экранов, искажающих радиолокационный портрет цели. Изучены фрактальные частотно-избирательные 3D-среды или фрактальные «сэндвичи» (инженерные радиоэлектронные микро- и наноконструкции). (ИРЭ РАН)» – *2011 г., опубликовано в 2012 г.*

- **«***Отчетный доклад Президиума Российской академии наук. Научные достижения Российской академии наук в 2012 году» (М.: Наука, 2013. 616 с.) подраздел «Элементная база микроэлектроники, наноэлектроники и квантовых компьютеров. Материалы для микро- и наноэлектроники. Нано- и микросистемная техника. Твердотельная электроника», раздел «Нанотехнологии и информационные технологии» (с. 195):* «Установлено, что в физической основе функционирования мемристора лежит

целочисленный квантовый эффект Холла. Получены соотношения между током и напряжением для произвольного типа мемристора. Результаты направлены на практическую реализацию мемристоров как новых элементов электронных схем. (НИИ ПМА КБНЦ РАН, ИРЭ РАН)» – *2012 г., опубликовано в 2013 г.*

- «Доклад Правительству Российской Федерации. Об итогах реализации в 2011 году Программы фундаментальных научных исследований государственных академий наук на 2008–2012 гг. В трех томах» (М.: Наука, 2012. 1016 с.) (с. 242): «На основе фрактального анализа проведено систематическое исследование электродинамических свойств фрактальных антенн. Подтверждены широкополосные и многодиапазонные свойства фрактальных антенн и зависимость числа резонансов от номера итерации фракталов. Показано, что на основе миниатюрных фрактальных антенн возможна эффективная реализация частотно-избирательных сред и защитных экранов, искажающих радиолокационный портрет цели. Изучены фрактальные частотно-избирательные 3D-среды или фрактальные «сэндвичи» (инженерные радиоэлектронные микро- и наноконструкции). (ИРЭ РАН)» – *2011 г., опубликовано в 2012 г.*

По монографиям профессора А.А. Потапова поставлены курсы лекций по фракталам в радиофизике и радиоэлектронике в различных университетах России и стран ближнего зарубежья, а также в Китае.

За период работы в ИРЭ РАН выполнил более 50 фундаментальных и поисковых НИР, был соисполнителем множества проектов РФФИ. В период 2001–2005 гг. являлся научным руководителем НИР, выполняемой по решению СПП при Президиуме РАН.

На начало 2019 года наш авторский приоритет в изложенных выше научных областях закреплен более чем 1 000 научными работами и 37 отечественными и зарубежными монографиями и отдельными главами в них на русском и английском языках [70].

7. Благодарности

Эта работа была частично поддержана проектом Международного научно-технического центра № 0847.2 (2000–2005, США), Российским фондом фундаментальных исследований (проекты №№ 05-07-90349, 07-07-07005, 07-07-12054, 07-08-00637, 11-07-00203, 18-08-01356-а), а также частично поддержана проектом "Leading Talents", № 00201502 (2016–2020) в JiNan University (Guangzhou, China).

Литература

1. Потапов А. А. Фракталы в радиофизике и радиолокации. М.: Логос, 2002. - 664 с.
2. Бункин Б. В., Реутов А. П., Потапов А. А. и др. Вопросы перспективной радиолокации (Коллективная монография). М.: Радиотехника, 2003. - 512 с.
3. Потапов А. А. Фракталы в радиофизике и радиолокации: Топология выборки. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: Университетская книга, 2005. - 848 с.
4. Потапов А. А. Фракталы и хаос как основа новых прорывных технологий в современных радиосистемах. - *Дополнение к кн.*: Кроновер Р. Фракталы и хаос в динамических системах. М.: Техносфера, 2006. - С. 374-479.

5. Потапов А. А., Гуляев Ю. В., Никитов С. А., Пахомов А. А., Герман В. А. Новейшие методы обработки изображений / *Под ред. А. А. Потапова*. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2008. - 496 с. - (*грант РФФИ № 07-07-07005*).
6. Потапов А. А. Фрактальный метод и фрактальная парадигма в современном естествознании. Воронеж: ИПЦ “Научная книга”, 2012. - 108 с.
7. Андреев Г. А., Потапов А. А., Хохлов Г. И. Статистические характеристики миллиметровых волн, отраженных растительностью. // Радиотехника и электроника, 1982, Т. 27, № 10. - С. 1863-1868.
8. Андреев Г. А., Потапов А. А. Миллиметровые волны в радиолокации. // Зарубежная радиоэлектроника, 1984, № 11. - С. 28-62.
9. Андреев Г. А., Потапов А. А. Влияние хаотических неровностей поверхности на отраженный импульсный сигнал миллиметровых волн. // Радиотехника и электроника, 1986, Т. 31, № 7. - С. 1405-1414.
10. Потапов А. А., Галкина Т. В., Орлова Т. И., Хлявич Я. Л. Дисперсионный метод обнаружения детерминированных объектов на текстурных оптических и радиолокационных изображениях земной поверхности. // Радиотехника и электроника, 1990, Т. 35, № 11. - С. 2295-2301.
11. Потапов А. А. Применение модулированных ММВ для формирования и идентификации изображений. // Радиотехника, 1989, № 12. - С. 61-64.
12. Потапов А. А. Исследование влияния растительного покрова на обратно рассеянное поле миллиметровых волн. // Радиотехника и электроника, 1991, Т. 36, № 2. - С. 239-246.
13. Потапов А. А., Галкина Т. В., Орлова Т. И., Хлявич Я. Л. Метод выделения контуров протяженных детерминированных объектов в стохастических полях. // Радиотехника и электроника, 1991, Т. 36, № 11. - С. 2240-2242.
14. Потапов А. А., Колесников А. И. Корреляционные характеристики изображений земной поверхности. // Радиотехника и электроника, 1993, Т. 38, № 7. - С. 1270-1279.
15. Потапов А.А., Колесников А.И. Спектральные характеристики изображений земной поверхности. // Радиотехника и электроника, 1993, Т. 38, № 10. - С. 1851-1852.
16. Павельев В. А., Потапов А. А. Влияние земной поверхности на структуру импульсного сигнала в диапазоне миллиметровых волн. // Радиотехника и электроника, 1994, Т. 39, № 4. - С. 573-582.
17. Потапов А. А. Обобщенный коррелятор полей, рассеянных шероховатыми поверхностями. // Радиотехника и электроника, 1996, Т. 41, № 7. - С. 816-823.
18. Потапов А. А., Соколов А. В. Частотная функция когерентности волнового поля, рассеянного шероховатой поверхностью с большим параметром Рэлея. // Радиотехника и электроника, 1996, Т. 41, № 9. - С. 1071-1076.
19. Potapov A. A., German V. A. Detection of Artificial Objects with Fractal Signatures // Pattern Recognition and Image Analysis, 1998, Vol. 8, No 2. - P. 226-229.
20. Потапов А. А., Герман В. А. Применение фрактальных методов для обработки оптических и радиолокационных изображений земной поверхности. // Радиотехника и электроника, 2000, Т. 45, № 8. - С. 946-953.
21. Потапов А. А. Фракталы в дистанционном зондировании. // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники, 2000, № 6. - С. 3-65.
22. Потапов А. А. Фракталы в радиофизике и радиолокации. Элементы теории фракталов. // Радиотехника и электроника, 2000, Т. 45, № 11. - С. 1285-1292.
23. Опаленов Ю. В., Потапов А. А. Стохастические сигналы и преобразование Радона при получении растровых радиолокационных изображений микроволновым цифровым радиолокатором с фрактальной обработкой информации. // Радиотехника и электроника, 2000, Т. 45, № 12. - С. 1447-1458.
24. Потапов А. А. Фракталы в радиофизике и радиолокации. Фрактальный анализ сигналов. // Радиотехника и электроника, 2001, Т. 46, № 3. - С. 261-270.
25. Потапов А. А., Герман В. А. Эффекты детерминированного хаоса и странный аттрактор при радиолокации динамической системы типа растительного покрова. // Письма в ЖТФ, 2002, Т. 28, № 14. - С. 19-25.

26. Потапов А. А. Фракталы в радиофизике и радиолокации. Основы теории рассеяния волн фрактальной поверхностью. // Радиотехника и электроника, 2002, Т. 47, № 5. - С. 517-544.
27. Потапов А. А. Новые информационные технологии на основе вероятностных текстурных и фрактальных признаков в радиолокационном обнаружении малоконтрастных целей. // Радиотехника и электроника, 2003, Т. 48, № 9. - С. 1101-1119.
28. Потапов А. А., Соколов А. В. Перспективные методы обработки радиолокационных сигналов на основе фрактальных и текстурных мер. // Известия РАН. Сер. Физическая, 2003, Т. 67, № 12. - С. 1775-1778.
29. Потапов А. А., Герман В. А. О методах измерения фрактальной размерности и фрактальных сигнатур многомерных стохастических сигналов. // Радиотехника и электроника, 2004, Т. 49, № 12. - С. 1468-1491.
30. Потапов А. А., Булавкин В. В., Герман В. А., Вячеславова О. Ф. Исследование микрорельефа обработанных поверхностей с помощью методов фрактальных сигнатур. // ЖТФ, 2005, Т. 75, № 5. - С. 28-45.
31. Potapov A. A., Il'yin E. M., Chigin E. P., German V. A. Development and Structure of the First Etalon Dictionary of Fractal Properties of Target Classes. // Electromagnetic Phenomena, 2005, Vol. 5, No 2(15). - P. 107-142.
32. Гуляев Ю. В., Никитов С. А., Потапов А. А., Давыдов А. Г. О проектировании фрактальных радиосистем. Численный анализ электродинамических свойств фрактальной антенны Серпинского. // Радиотехника и электроника, 2005, Т. 50, № 9. - С. 1070-1076.
33. Гуляев Ю. В., Никитов С. А., Потапов А. А., Герман В. А. Идеи скейлинга и дробной размерности в схеме фрактального обнаружителя радиосигналов. // Радиотехника и электроника, 2006, Т. 51, № 8. - С. 968-975.
34. Потапов А. А., Герман В. А. Методы фрактальной обработки слабых сигналов и малоконтрастных изображений. // Автометрия, 2006, Т. 42, № 5. - С. 3-25.
35. Потапов А. А. Решение радиофизических задач методами теории фракталов и операторов дробного порядка. // Доклады Адыгской (Черкесской) международной академии наук (Нальчик, НИИ прикладной математики и автоматизации КБНЦ РАН), 2007, Т. 9, № 1. - С. 149-167.
36. Потапов А. А., Потапов А. А. (мл.), Потапов В. А. Фрактальный конденсатор, дробные операторы и фрактальные импедансы. // Нелинейный мир, 2006, Т. 4, № 4-5. - С. 172-187.
37. Потапов А. А. К теории функционалов стохастических полей обратного рассеяния. // Радиотехника и электроника, 2007, Т. 52, № 3. - С. 261-310.
38. Потапов А. А., Гильмутдинов А. Х., Ушаков П. А. Системные принципы и элементная база фрактальной радиоэлектроники. Ч. I. Этапы становления и состояние. // Радиотехника и электроника, 2008, Т. 53, № 9. - С. 1033-1080.
39. Потапов А. А., Гильмутдинов А. Х., Ушаков П. А. Системные принципы и элементная база фрактальной радиоэлектроники. Ч. II. Методы синтеза, модели и перспективы применения. // Радиотехника и электроника, 2008, Т. 53, № 11. - С. 1347-1394.
40. Потапов А. А. Фракталы, скейлинг и дробные операторы как основа новых методов обработки информации и конструирования фрактальных радиосистем. // Технология и конструирование в электронной аппаратуре (Одесса), 2008, № 5(77). - С. 3-19.
41. Боголюбов А. Н., Потапов А. А., Рехвиашвили С. Ш. Способ введения дробного интегро-дифференцирования в классической электродинамике. // Вестн. Моск. ун-та. Сер. 3. Физика. Астрономия, 2009, № 4. - С. 9-12.
42. Боголюбов А. Н., Потапов А. А., Рехвиашвили С. Ш. Интерпретация решения диффузионно-волнового уравнения с использованием дробного интегродифференцирования. // Вестн. Моск. ун-та. Сер. 3. Физика. Астрономия, 2010, № 3. - С. 54-55.
43. Потапов А. А., Матвеев Е. Н. Фрактальная электродинамика, скейлинг фрактальных антенн на основе кольцевых структур и мультимасштабные частотно-избирательные 3D-среды или фрактальные "сэндвичи": переход к фрактальным наноструктурам. // Радиотехника и электроника, 2010, Т. 55, № 10. - С. 1157-1177.
44. Podosenov S. A., Foukzon J., Potapov A. A. A Study of the Motion of a Relativistic Continuous Medium. // Gravitation and Cosmology, 2010, Vol. 16, No 4. - P. 307-312.

45. Гуляев Ю. В., Панасенко С. В., Потапов А. А., Черногор Л. Ф. Оптимальное обнаружение и оптимальное оценивание параметров солитона огибающей. // Доклады Академии наук, 2011, Т. 436, № 5. - С. 606-610.
46. Рехвиашвили С. Ш., Потапов А. А. Мемристор и целочисленный квантовый эффект Холла. // Радиотехника и электроника, 2012, Т. 57, № 2. - С. 207-210.
47. Панасенко С. В., Потапов А. А., Черногор Л. Ф. Результаты применения алгоритмов теории оптимального обнаружения и оценивания для анализа солитона огибающей. // Радиотехника и электроника, 2012, Т. 57, № 3. - С. 330-338.
48. Потапов А. А. Фрактальный метод, фрактальная парадигма и метод дробных производных в естествознании. // Вестник Нижегородского университета им. Н. И. Лобачевского. Серия: Математическое моделирование. Оптимальное управление, 2012, № 5(2). - С. 172-180.
49. Малышев К. В., Потапов А. А., Чернышев С. Л. Фигурные сверхрешетки в классической задаче фильтрации сигнала на фоне шума на основе клеточной нелинейной сети. // Радиотехника и электроника, 2013, Т. 58, № 4. - С. 367-374.
50. Потапов А. А., Шифрин Я. С., Кузеев Р. Р. Генетические и самоаффинные методы проектирования фрактальных антенн. // Антенны, 2014, № 3 (202). - С. 25-48.
51. Леонов К. Н., Потапов А. А., Ушаков П. А. Использование инвариантных свойств хаотических сигналов в синтезе новых помехоустойчивых широкополосных систем передачи информации. // Радиотехника и электроника, 2014, Т. 59, № 12. - С. 1209-1229.
52. Быстров Р. П. Электромагнитные системы и средства преднамеренного воздействия на физические и биологические объекты / Быстров Р. П., Дмитриев В. Г., Потапов А. А., Перунов Ю. М., Черепенин В. А. // РЭНСИТ, 2014, Т. 6, № 2. - С. 129-169.
53. Потапов А. А. У истоков фрактально-скейлинговой или масштабно-инвариантной радиолокации (1980 – 2015). // Радиотехника, 2015, № 8. - С. 95-108.
54. Потапов А. А., Лактюнькин А. В. Частотная функция когерентности пространственно-временного радиолокационного канала формирования изображений анизотропной фрактальной поверхности и фрактальных объектов. // Радиотехника и электроника, 2015, Т. 60, № 9. - С. 906-913.
55. Potapov A. A. Fractal and topological sustainable methods of overcoming expected uncertainty in the radiolocation of low-contrast targets and in the processing of weak multi-dimensional signals on the background of high-intensity noise: A new direction in the statistical decision theory. // IOP Conf. Ser.: J. Physics, 2017, Vol. 918, No 012015. - 19 p.
56. Потапов А. А. О стратегических направлениях в синтезе новых видов радиолокационных текстурно-фрактальных обнаружителей малоконтрастных объектов с выделением их контуров и локализацией координат на фоне интенсивных помех от поверхности земли, моря и осадков. // Тр. IV Всероссийской НТК «РТИ Системы ВКО-2016», посв. 100-летию НИИДАР и 70-летию РТИ им. академика А.Л. Минца (Москва, ОАО «РТИ им. академика А.Л. Минца», 02-03.06.2016). М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2017. - С. 438-448.
57. Potapov A. A., Potapov Alexey A., Potapov V. A. Fractal Radioelement's, Devices and Fractal Systems for Radar and Telecommunications. // Proc. 14th Sino - Russia Symposium on Advanced Materials and Technologies (Sanya, Hainan Province, China: November 28-December 1, 2017) / Ed. *Mingxing Jia*. Beijing: Metallurgical Industry Press (China, http://www.cnmip.com.cn), 2017. - P. 499-506.
58. Потапов А. А. Текстурные и фрактально-скейлинговые методы обнаружения, обработки и распознавания слабых радиолокационных сигналов и малоконтрастных изображений на фоне интенсивных помех. // Вестник воздушно-космической обороны (ПАО «НПО «Алмаз»), 2018, № 2(18). - С. 15-26.
59. Potapov, A. A. Fractals, Scaling, Textures, Fractional Operators and Deterministic Chaos as the Physical and Mathematical Components of the New Conceptions and Methods in Radar and Radio Physics. // Proc. IET Int. Radar Conf. 2018 (China, Nanjing, 17-19 October, 2018). Beijing: The Institution of Engineering and Technology (IET), 2018. - No F0275. - 6 p.
60. Потапов А. А. Волны в неупорядоченных больших фрактальных системах: радиолокация, наносистемы, кластеры беспилотных летательных аппаратов и малоразмерных космических аппаратов. // Радиотехника и электроника, 2018, Т. 63, № 9. - С. 915-934.

61. Багманов В. Х., Потапов А. А., Султанов А. Х., Вей Жанг. Фрактальные фильтры для обнаружения сигналов при обработке данных дистанционного зондирования. // Радиотехника и электроника, 2018, Т. 63, № 10. - С. 1062-1068.
62. Быстров Р. П., Гвоздев А. Е., Немцов А. В., Потапов А. А., Шеремет И. Б. Современное состояние и перспективы развития беспилотных летательных аппаратов ведущих государств мира. М.: 3 ЦНИИ Минобороны России, 2016. - 399 с.
63. Potapov Alexander A. Chaos Theory, Fractals and Scaling in the Radar: A Look from 2015. - *Глава 12 в книге*: The Foundations of Chaos Revisited: From Poincaré to Recent Advancements / Ed. *C. Skiadas*. Switzerland, Basel: Springer Int. Publ., 2016. - P. 195-218.
64. Potapov Alexander A. On the Indicatrixes of Waves Scattering from the Random Fractal Anisotropic Surface. - *Глава 9 в книге*: Fractal Analysis - Applications in Physics, Engineering and Technology / Ed. *Fernando Brambila*. Rijeka: InTech, 2017. - P. 187-248.
65. Potapov Alexander A. Postulate "The Topology Maximum at the Energy Minimum" for Textural and Fractal-and-Scaling Processing of Multidimensional Super Weak Signals against a Background of Noises. - *Глава 3 в книге*: Nonlinearity: Problems, Solutions and Applications, Vol. 2 / Ed. *L. A. Uvarova, A. B. Nadykto, and A. V. Latyshev*. New York: Nova Science Publ., 2017. - P. 35-94.
66. Потапов А. А. Фрактально-скейлинговая или масштабно-инвариантная радиолокация и фрактальная обработка сигналов и изображений. - Сборник научных работ к 65-летию создания ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН и 110-летию со дня рождения академика В. А. Котельникова / *Под ред. чл.-корр. РАН С. А. Никитова*. М.: ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН, 2018. - С. 99-104.
67. Потапов А. А. Рассеяние волн на стохастической фрактальной поверхности. - Сборник научных работ к 65-летию создания ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН и 110-летию со дня рождения академика В. А. Котельникова / *Под ред. чл.-корр. РАН С. А. Никитова*. М.: ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН, 2018. - С. 155-159.
68. Alisultanov Z. Z., Agalarov A. M., Potapov A. A., Ragimkhanov G. B. Some Applications of Fractional Derivatives in Many - Particle Disordered Large Systems. - *Глава 7 в книге*: Fractional Dynamics, Anomalous Transport and Plasma Science / Ed. *C. Skiadas*. Switzerland: Springer Int. Publ., 2018. - P. 125-154.
69. Акиншин Р. Н., Румянцев В. Л., Петешов А. В., Пафиков Е. А., Потапов А. А. Физические основы устройства ракетно-артиллерийского вооружения. Алгоритмы и устройства функционирования бортовых радиотехнических средств воздушной разведки артиллерии. Пенза: Филиал ВА МТО, Пенз. арт. инж. ин-т, 2018. - 400 с.
70. Профессор Александр Алексеевич Потапов. Биобиблиографический указатель / *Под ред. академика Ю. В. Гуляева*. М.: 2019. - 169 с. (*Одобрено Ученым советом ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН 26.12.2018*). (*Рецензенты*: д.ф.-м.н., профессор, заведующий кафедрой электроники, декан физического факультета Воронежского университета *А. М. Бобрешов*; д.т.н., профессор Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета (ЛЭТИ) *В. И. Марголин*; д.ф.-м.н., профессор, главный научный сотрудник Фрязинского филиала ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН *Е. И. Нефедов*; д.т.н., профессор, Заслуженный деятель науки и техники РФ, действительный член Академии инженерных наук им. А.М.Прохорова *Е. М. Сухарев*).

REFERENCES

1. Potapov, A. A. Fractals in radiophysics and radar. Moscow: Logos Publ., 2002. - 664 p. - (in Russian).
2. Bunkin, B. V., Reutov, A. P., Potapov, A. A. et al. Aspects of Perspective Radiolocation. Moscow: Radiotekhnika, 2003. - 512 p. - (in Russian).
3. Potapov, A. A. Fractals in Radiophysics and Radar: Topology of the sample. Moscow: Universitetskaya kniga Publ., 2005. - 848 p. - (in Russian).
4. Potapov, A. A. Fractal and chaos as base new modern technology in modern radio systems. - In: Kronover, R. Fractal and chaos in dynamic system. Moscow: Tekhnosfera Publ., 2006. - Pp. 374-479. - (in Russian).

5. Potapov, A. A, Gulyaev, Yu. V, Nikitov, S. A, Pakhomov, A. A, and German, V. A. The Modern Methods of Image Processing / Ed. *A. A. Potapov*. Moscow: Fizmatlit Publ., 2008. - 496 p. - (in Russian). - (*Monograph - Grant Russian Fund Fundamental Investigation № 07-07-07005*).
6. Potapov, A. A. The fractal method and the fractal paradigm in modern science. Voronezh: PPC "Scientific Book", 2012. - 108 p. - (in Russian).
7. Andreyev, G. A., Potapov, A. A., Khokhlov, G. I. Statistical characteristics of millimeter waves reflected by vegetation. // Radiotekhnika i elektronika (Moscow), 1982, Vol. 27, No. 10. - Pp. 1863-1868. - (in Russian).
8. Andreyev, G. A., Potapov, A. A. Millimeter waves in radar // Zarubezh. Radioelektron. (Moscow), 1984, No. 11. - Pp. 28-62. - (in Russian).
9. Andreyev, G. A., Potapov, A. A. The influence of chaotic surface irregularities on the reflected pulse signal of millimeter waves. // Radiotekhnika i elektronika (Moscow), 1986, Vol. 31, No. 7. - Pp. 1405-1414. - (in Russian).
10. Potapov, A. A., Galkina, T. V., Orlova, T. I., Hlyavich, Ya. L. Dispersion method for detecting deterministic objects on optical texture and radar images of the earth's surface. // Radiotekhnika i elektronika (Moscow), 1990, Vol. 35, No. 11. - Pp. 2295-2301. - (in Russian).
11. Potapov, A. A. The use of modulated MMW for the formation and identification of images. // Radiotekhnika (Moscow), 1989, No. 12. - Pp. 61-64. - (in Russian).
12. Potapov, A. A. Study of the effect of vegetation on the back scattered field of millimeter waves. // Radiotekhnika i elektronika (Moscow), 1991, Vol. 36, No. 2. - Pp. 239-246. - (in Russian).
13. Potapov, A. A., Galkina, T. V., Orlova, T. I., Hlyavich, Ya. L. The method of selection of contours of extended deterministic objects in stochastic fields. // Radiotekhnika i elektronika (Moscow), 1991, Vol. 36, No. 11. - Pp. 2240-2242. - (in Russian).
14. Potapov, A. A., Kolesnikov, A. I. Correlation characteristics of images of the earth's surface. // Radiotekhnika i elektronika (Moscow), 1993, Vol. 38, No. 7. - Pp. 1270-1279. - (in Russian).
15. Potapov, A. A., Kolesnikov, A. I. Spectral characteristics of images of the earth's surface. // Radiotekhnika i elektronika (Moscow), 1993, Vol. 38, No. 10. - Pp. 1851-1852. - (in Russian).
16. Paveliev, V.A., Potapov, A. A. The influence of the earth's surface on the structure of a pulse signal in the range of millimeter waves. // Radiotekhnika i elektronika (Moscow), 1994, Vol. 39, No. 4. - Pp. 573-582. - (in Russian).
17. Potapov, A. A. Generalized Correlator of Fields Scattered by Rough Surfaces. // Journal of Communications Technology and Electronics, 1996, Vol. 41, No. 9. - Pp. 759-766.
18. Potapov A. A., Sokolov A. V. Frequency function of coherence of wave field scattered by rough surface with large Rayleigh constant. // Journal of Communications Technology and Electronics, 1996, Vol. 41, No. 11. - Pp. 983-988.
19. Potapov, A. A., German, V. A. Detection of Artificial Objects with Fractal Signatures. // Pattern Recognition and Image Analysis, 1998, Vol. 8, No. 2. - Pp. 226-229.
20. Potapov, A. A., German, V. A. Processing of Optic and Radar Images of the Earth Surface by Fractal Methods. // Journal of Communications Technology and Electronics, 2000, Vol. 45, No. 8. - Pp. 853-860.
21. Potapov, A. A. Fractals in remote sensing // Zarubezh. Radioelectron. Usp. Sovrem. Radioelektron., 2000, No. 6. - Pp. 3-65. - (in Russian).
22. Potapov, A. A. Fractals in Radiophysics and Radar. Elements of the Theory of Fractals: A Review. // Journal of Communications Technology and Electronics, 2000, Vol. 45, No. 11. - P. 1157-1164.
23. Opalenov, Yu. V., Potapov, A. A. Application of Stochastic Signals and the Radon Transform to the Formation of Raster Radar Images by a Microwave Digital Radar with Fractal Data Processing. // Journal of Communications Technology and Electronics, 2000, Vol. 45, No. 12. - Pp. 1311-1322.
24. Potapov, A. A. Fractal in Radio Physics and Radio Location: Fractal Analysis of Signals. // Journal of Communications Technology and Electronics, 2001, Vol. 46, No. 3. - Pp. 237-246.
25. Potapov A. A., German V. A. Effects of Deterministic Chaos and Strange Attractor in the Radar of Dynamic Systems of the Vegetative Cover Type. // Technical Physics Letters, 2002, Vol. 28, No. 7. - Pp. 586-588.

26. Potapov, A. A. Fractal in Radio Physics and Radar: Fundamental Theory of Wave Scattering by a Fractal Surface. // Journal of Communications Technology and Electronics, 2002, Vol. 47, No. 5. - Pp. 461-487.
27. Potapov, A. A. New Information Technology in Radar Detection of Low-Contrast Targets Based on Probabilistic Texture and Fractal Features. // Journal of Communications Technology and Electronics, 2003, Vol. 48, No 9. - Pp. 1012-1029.
28. Potapov, A. A., Sokolov, A. V. Perspective Methods of Radar Signals Processing Based on Fractal and Textural Measures. // Izvestiya Rossiyskoy Akademii Nauk. Seriya Fizicheskaya, 2003, Vol. 67, No. 12. - Pp. 1775-1778. - (in Russian).
29. Potapov, A. A. and German, V. A. Methods of Measuring the Fractal Dimension and Fractal Signatures of a Multidimensional Stochastic Signal. // Journal of Communications Technology and Electronics, 2004, Vol. 49, No. 12. - Pp. 1370-1391.
30. Potapov, A. A., Bulavkin, V. V., German, V. A. and Vyacheslavova, O. F. Fractal Signature Methods for Profiling of Processed Surfaces. // Technical Physics, 2005, Vol. 50, No. 5. - Pp. 560-575.
31. Potapov, A. A., Il'yin, E. M., Chigin, E. P., German, V. A. Development and Structure of the First Etalon Dictionary of Fractal Properties of Target Classes. // Electromagnetic Phenomena, 2005, Vol. 5, No. 2(15). - P. 107-142.
32. Gulyaev, Yu. V., Nikitov, S. A., Potapov, A. A., Davydov, A. G. Design of Fractal Radio Systems: Numerical Analysis of Electromagnetic Properties of the Sierpinski Fractal Antenna. // Journal of Communications Technology and Electronics, 2005, Vol. 50, No. 9. - Pp. 988-993.
33. Gulyaev, Yu. V., Nikitov, S. A., Potapov, A. A. and German, V. A. Concepts of Scaling and Fractal Dimension in the Design of a Fractal Detector of Radio Signals. // Journal of Communications Technology and Electronics, 2006, Vol. 51, No. 8. - Pp. 909-916.
34. Potapov, A. A., German, V. A. Methods of Fractal Processing of Weak Signals and Low-Contrast Images. // Autometry, 2006, Vol. 42, No. 5. - Pp. 3-25. - (in Russian).
35. Potapov, A. A. Solution of Radiophysical Problems by the Methods of the Theory of Fractals and Fractional Order Operators. // Doklady Adygskoy (Cherkesskoy) mezhdunarodnoy akademii nauk (Nalchik, The Institute of Applied Mathematics and Automation of the Kabardino- Balkarian Scientific Center RAS), 2007, Vol. 9, No. 1. - Pp. 149-167. - (in Russian).
36. Potapov, A. A., Potapov, A. A. (Jr.), Potapov, V. A. Fractal Capacitor, Fractional Operators, and Fractal Impedances. // Nelineynyy mir (Moscow), 2006, T. 4, No. 4-5. - Pp. 172-187. - (in Russian).
37. Potapov, A. A. The Theory of Functionals of Stochastic Backscattering Fields. // Journal of Communications Technology and Electronics, 2007, Vol. 52, No. 3. - Pp. 245-292.
38. Potapov, A. A., Gil'mutdinov, A. Kh., and Ushakov, P. A. Systems Concept and Components of Fractal Radio Electronics: Part I. Development Stages and the State of the Art. // Journal of Communications Technology and Electronics, 2008, Vol. 53, No. 9. - Pp. 977-1020.
39. Potapov, A. A., Gil'mutdinov, A. Kh., and Ushakov, P. A. Systems Concept and Components of Fractal Radio Electronics: Part II. Synthesis Methods and Prospects for Application. // Journal of Communications Technology and Electronics, 2008, Vol. 53, No. 11. - Pp. 1271-1314.
40. Potapov, A. A. Fractals, Scaling and Fractional Operators as the Basis of New Methods for Processing Information and Designing Fractal Radio Systems. // Tekhnologiya i Konstruirovanie v Elektronnoi Apparature (Odessa), 2008, No. 5(77). - Pp. 3-19. - (in Russian).
41. Bogolyubov, A. N., Potapov, A. A., and Rekhviashvili, S. Sh. An Approach to Introducing Fractional Integro-differentiation in Classical Electrodynamics. // Moscow University Physics Bulletin, 2009, Vol. 64, No. 4. - Pp. 365-367.
42. Bogolyubov, A. N., Potapov, A. A., and Rehviashvili, S. Sh. A Fractional Integro–Differentiation Interpretation of the Solution of a Diffusion-Wave Equation. // Moscow University Physics Bulletin, 2010, Vol. 65, No. 3. - Pp. 150-151.
43. Potapov, A. A., Matveev, E. N. Fractal Electrodynamics. Scaling of the Fractal Antennas based on Ring Structures and Multiscale Frequency–Selective 3D Media and Fractal Sandwiches: Transition to Fractal Nanostructures. // Journal of Communications Technology and Electronics, 2010, Vol. 55, No. 10. - Pp. 1083-1101.

44. Podosenov, S. A., Foukzon, J., Potapov, A. A. A Study of the Motion of a Relativistic Continuous Medium. // Gravitation and Cosmology, 2010, Vol. 16, No. 4. - Pp. 307-312.
45. Gulyaev, Yu. V., Potapov, A. A., Panasenko, S. V., Chernogor, L. F. Optimal Detection and Optimal Estimation of Parameters of the Envelope Soliton. // Doklady Physics, 2011, Vol. 56, No. 2. - Pp. 73-77.
46. Rekhviashvili, S. Sh., and Potapov, A. A. Memristor and the Integral Quantum Hall Effect. // Journal of Communications Technology and Electronics, 2012, Vol. 57, No. 2. - Pp. 189-191.
47. Panasenko, S. V., Potapov, A. A., Chernogor, L. F. Results of Applying the Algorithms Based on the Theory of Optimal Detection and Optimal Estimation to Analysis of the Envelope Soliton. // Journal of Communications Technology and Electronics, 2012, Vol. 57, No. 3. - Pp. 301-309.
48. Potapov, A. A. Fractal Method, Fractal Paradigm and Fractional Derivatives Method in Natural Science. // Vestnik Nizhegorodskogo universiteta im. N. I. Lobachevskogo. Seriya: Matematicheskoye modelirovaniye. Optimal'noye upravleniye (Nizhny Novgorod), 2012, No. 5(2). - Pp. 172-180. - (in Russian).
49. Malyshev, K. V., Potapov, A. A., Chernyshov, S. L. Figurate Superlattices in the Classical Problem of Signal Filtering against the Noise Background on the Basis of a Cellular Nonlinear Network. // Journal of Communications Technology and Electronics, 2013, Vol. 58, No. 4. - Pp. 325-332.
50. Potapov, A. A., Shifrin Ya. S., Kuzeev R. R. Genetic and Self-Affine Methods for Designing Fractal Antennas. // Antennas (Moscow), 2014, No. 3 (202). - Pp. 25-48. - (in Russian).
51. Leonov, K. N., Potapov, A. A., Ushakov, P. A. Application of Invariant Properties of Chaotic Signals in the Synthesis of Noise-Immune Broadband Systems for Data Transmission. // Journal of Communications Technology and Electronics, 2014, Vol. 59, No. 12. - Pp. 1393-1411.
52. Bystrov, R. P. Electromagnetic Systems and Means of Deliberate Interference to Physical and Biological Objects. / Bystrov, R. P., Dmitriev, V. G., Potapov, A. A., Perunov, Yu. M., Cherepenin, V. A. // RENSIT, 2014, Vol. 6, No. 2. - Pp. 129-169. - (in Russian).
53. Potapov, A. A. At the Origins of the Fractal-Scaling or Scale-Invariant Radiolocation (1980 – 2015). // Radiotekhnika (Moscow), 2015, No. 8. - Pp. 95-108. - (in Russian).
54. Potapov, A. A., Laktyun'kin, A. V. Frequency Coherence Function of a Space–Time Radar Channel Forming Images of an Anisotropic Fractal Surface and Fractal Objects. // Journal of Communications Technology and Electronics, 2015, Vol. 60, No. 9. - Pp. 962-969.
55. Potapov, A. A. Fractal and topological sustainable methods of overcoming expected uncertainty in the radiolocation of low-contrast targets and in the processing of weak multi-dimensional signals on the background of high-intensity noise: A new direction in the statistical decision theory. // IOP Conf. Ser.: J. Physics, 2017, Vol. 918, No. 012015. - 19 p.
56. Potapov, A. A. On the strategic directions in synthesis of new types of radar textural-fractal detectors of low-contrast objects with marking off its outlines and coordinates against the background of high-intensity noise from the ground, sea and precipitations. // Proc. of the IV All-Russian Scientific and Technical Conf. «RTI Systems VKO-2016», dedicated to the 100th anniversary NIIDAR and dedicated to the 70th anniversary Academician A.L. Mints Radiotechnical Institute (Moscow, OJSK Academician A.L. Mints Radiotechnical Institute, 02-03.06.2016). Moscow: Publ. House of N.E. Bauman Moscow State Technical University, 2017. - Pp. 438-448. - (in Russian).
57. Potapov, A.A., Potapov, Alexey A., Potapov, V.A. Fractal Radioelement's, Devices and Fractal Systems for Radar and Telecommunications. // Proc. 14th Sino - Russia Symposium on Advanced Materials and Technologies (Sanya, Hainan Province, China: November 28-December 1, 2017) / Ed. *Mingxing Jia*. Beijing: Metallurgical Industry Press (China, http://www.cnmip.com.cn), 2017. - Pp. 499-506.
58. Potapov, A. A. Textural and Fractal-Scaling Methods of Detection, Processing and Identification of Weak Radar Signals and Soft Images in the Background of High-Intensity Noises. // Aerospace Defense Herald (PJSC "ALMAZ R&P Corp."), 2018, No. 2(18). - Pp. 9-11.
59. Potapov, A. A. Fractals, Scaling, Textures, Fractional Operators and Deterministic Chaos as the Physical and Mathematical Components of the New Conceptions and Methods in Radar and Radio Physics // Proc. IET Int. Radar Conf. 2018 (China, Nanjing, 17-19 October, 2018). Beijing: The Institution of Engineering and Technology (IET), 2018. – No. F0275. - 6 p.

60. Potapov, A. A. Waves in Large Disordered Fractal Systems: Radar, Nanosystems, and Clusters of Unmanned Aerial Vehicles and Small-Size Spacecrafts. // Journal of Communications Technology and Electronics, 2018, Vol. 63, No. 9. - P. 980-997.
61. Bagmanov, V. Kh., Potapov, A. A., Sultanov, A. Kh., and Wei Zang. Fractal Filters Intended for Signal Detection during Remote-Sensing Data Processing. // Journal of Communications Technology and Electronics, 2018, Vol. 63, No. 10. - Pp. 1163-1169.
62. Bystrov, R. P., Gvozdev, A. E., Nemtsov A.V., Potapov, A. A., Sheremet I.B. The modern state and prospects of development of unmanned aerial vehicles of the leading states of the world. Moscow: The 3rd Central Research Institute of the Russian Defence Ministry, 2016. - 399 p. - (in Russian).
63. Potapov, Alexander A. Chaos Theory, Fractals and Scaling in the Radar: A Look from 2015. - *Chapter 12 in book*: The Foundations of Chaos Revisited: From Poincaré to Recent Advancements / Ed. *C. Skiadas*. Switzerland, Basel: Springer Int. Publ., 2016. - Pp. 195-218.
64. Potapov, Alexander A. On the Indicatrixes of Waves Scattering from the Random Fractal Anisotropic Surface. - *Chapter 9 in book*: Fractal Analysis - Applications in Physics, Engineering and Technology / Ed. *Fernando Brambila*. Rijeka: InTech, 2017. - Pp. 187-248.
65. Potapov, Alexander A. Postulate "The Topology Maximum at the Energy Minimum" for Textural and Fractal-and-Scaling Processing of Multidimensional Super Weak Signals against a Background of Noises. - *Chapter 3 in book* : Nonlinearity: Problems, Solutions and Applications, Vol. 2 / Ed. *L. A. Uvarova, A. B. Nadykto, and A. V. Latyshev*. New York: Nova Science Publ., 2017. - Pp. 35-94.
66. Potapov, A. A. Fractal-Scaling or Scale-Invariant Radar and Fractal Processing of Signals and Images. - Collection of scientific papers for the 65th anniversary of the creation of V. A. Kotelnikov IREE of the Russian Academy of Sciences and the 110th anniversary of Academician V. A. Kotelnikov / Ed. *Corr. Member of RAS S. A. Nikitov*. Moscow: V. A. Kotelnikov IREE RAS, 2018. - Pp. 99-104. - (in Russian).
67. Potapov, A. A. Wave Scattering on a Stochastic Fractal Surface. - Collection of scientific papers for the 65th anniversary of the creation of V. A. Kotelnikov IREE of the Russian Academy of Sciences and the 110th anniversary of Academician V. A. Kotelnikov / Ed. *Corr. Member of RAS S. A. Nikitov*. Moscow: V. A. Kotelnikov IREE RAS, 2018. - Pp. 155-159. - (in Russian).
68. Alisultanov, Z. Z., Agalarov, A. M., Potapov, A. A., Ragimkhanov, G. B. Some Applications of Fractional Derivatives in Many - Particle Disordered Large Systems. - *Chapter 7 in book*: Fractional Dynamics, Anomalous Transport and Plasma Science / Ed. *C. Skiadas*. Switzerland: Springer Int. Publ., 2018. - Pp. 125-154.
69. Akinshin, R. N., Rumyantsev, V. L., Peteshov, A. V., Pafikov, E. A., Potapov, A. A. Physical Principles of Rocket Artillery Armament. Algorithms and Devices for the Operation of Onboard Radio Equipment of Aerial Artillery Reconnaissance. Penza: Branch of the Military Academy of Logistics, Penza Artillery Engineering Institute named after the Chief Marshal of the artillery N.N. Voronov, 2018. - 400 p. - (in Russian).
70. Professor Alexander Alekseevich Potapov. Biography and Publication Index / Ed. *Yu. V. Gulyaev*. Moscow: 2019. - 169 p. (*Approved by the Academic Council of IRE. V. A. Kotelnikov of the Russian Academy of Sciences 26.12.2018*). - (in Russian).

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ХАОС В НЕАВТОНОМНОМ ОСЦИЛЛЯТОРЕ С УПРАВЛЯЕМОЙ ЧАСТОТОЙ ВОЗДЕЙСТВИЯ

Д.А. Крылосова[1], Е.П. Селезнев[1,2], Н.В. Станкевич[2,3]

[1]Саратовский национальный исследовательский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского (СГУ), Саратов, Россия
[2]Саратовский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова (СФ ИРЭ РАН), Саратов, Россия
[3]Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю.А. (СГТУ им. Гагарина Ю.А.), Саратов, Россия

Аннотация. В работе исследуется неавтономный осциллятор с управляемой фазой и частотой внешнего воздействия. В системе показана возможность возбуждения хаотических колебаний. Проведено детальное исследование спектров Фурье хаотических сигналов, наблюдаемых в системе.

Ключевые слова: динамический хаос, неавтономный осциллятор, мультстабильность.

BROADBAND CHAOS IN NON-AUTONOMOUS OSCILLATOR WITH CONTROLLING FREQUENCY OF EXTERNAL ACTION

D. A. Krylosova[1], E.P. Seleznev[1,2], N.V. Stankevich[2,3]

[1]Chernyshevsky Saratov State University (SSU), Saratov, Russia
[2]Kotel'nikov's Institute of Radio-Engineering and Electronics of RAS, Saratov Branch, Saratov, Russia
[3]Yuri Gagarin State Technical University of Saratov (SSTU), Saratov, Russia

Abstract. In the paper non-autonomous oscillator with controlling phase and frequency of external action is investigated. In the system the excitation of chaotic oscillations is shown. Detailed study of Fourier spectrums for chaotic signals observed in the system are curried out.

Keywords: dynamical chaos, non-autonomous oscillator, multistability.

1. Введение

Во многих системах, включая радиофизические, биологические и другие наблюдаются колебательные процессы, при которых один объект, входящий в систему, воздействует на другой периодическим сигналом, но при изменении условий функционирования, частота воздействия изменяется. Например, в системах передачи информации для обеспечения высокой устойчивости используется, так называемая фазовая автоподстройка частоты [1]. Система сердечно сосудистой регуляции живых организмов при изменении нагрузки увеличивает или уменьшает частоту сердцебиений [2]. При такого рода взаимодействии зависимость частоты от динамической переменной может привести к возникновению в системе хаотической динамики. В рамках данной работы проведено исследование особенностей хаотической динамики в такого рода системе.

2. Объект исследования

В качестве простейшего объекта исследования такой системы удобно использовать классическую модель теории колебаний – осциллятор, находящийся под внешнем гармоническом воздействии, при этом мы рассмотрим случай, когда частота

внешнего воздействия линейно зависит от динамической переменной [3-5]. Математическую модель такого осциллятора можно записать в следующем виде:

$$\ddot{x} + 2\alpha\dot{x} + \omega_0^2 x = VSin(pxt + \varphi t), \qquad (1)$$

где x –динамическая переменная, α - коэффициент диссипации, ω_0 - собственная частота колебаний осциллятора, V – амплитуда, p – частота, а φ – фаза внешнего воздействия, соответственно.

3. Численное исследование динамики системы

Перейдем к численному исследованию системы (1). Анализ характера вынужденных колебаний осуществлялся с помощью анализа фазовых портретов, сечений Пуанкаре, спектров Фурье. В работе проводился однопараметрический и двухпараметрический анализ динамики системы. С возможностью выявления мультистабильности в системе.

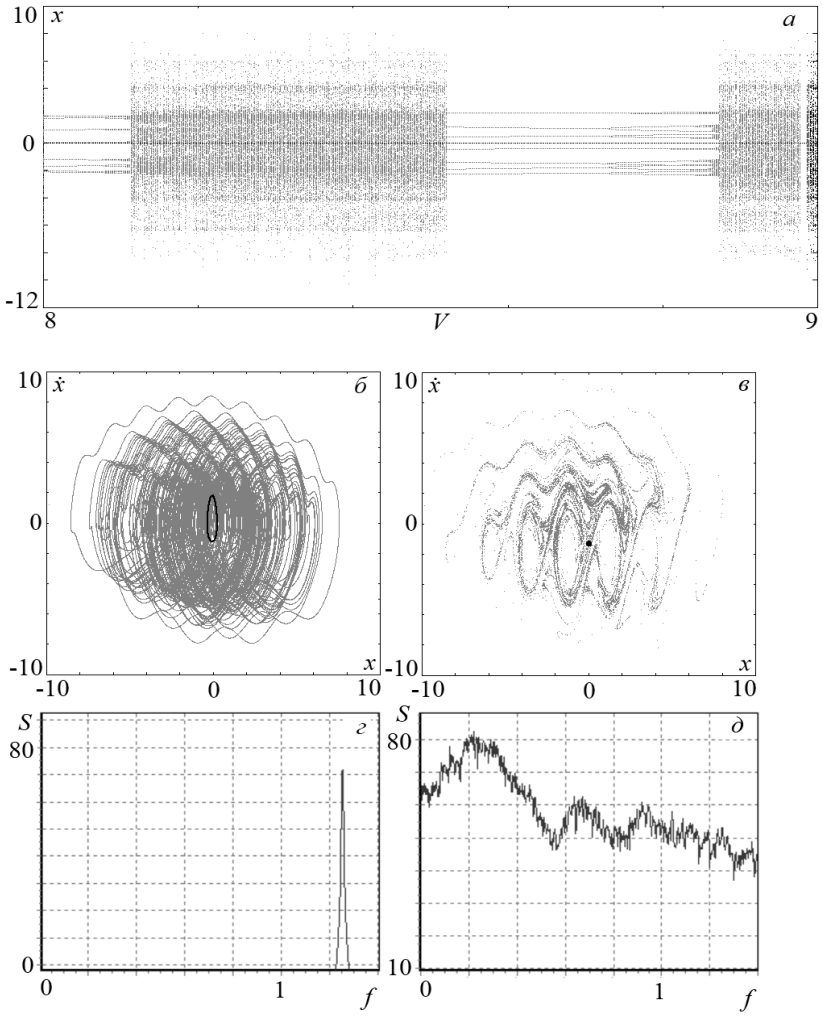


Рис. 1. *а*) Проекция бифуркационного дерева модели (1) при r=0.1, p=5, k=2.5; *б*) двумерная проекция фазового портрета и *в*) стробоскопическое сечение фазового портрета для модели (1) при V=8.4, x_0= -0.0267, y_0= -1.2176 (черный цвет - периодический режим) и x_0= 2.1878, y_0= -4.8897 (серый цвет - хаотический режим); *г*) и *д*) спектры Фурье сосуществующих режимов.

На рис.1*а* представлены бифуркационные деревья системы (1) при p=5, k=2.5. Данное дерево строилось с наследованием начальных условий, а также для различных направлений сканирования интервала параметров, черный цвет соответствует сканированию интервала слева направо, а серый - справа налево. Переменная x фиксировалась в стробоскопического сечении. Как видно из рисунка при изменении направления сканирования мы можем наблюдать сосуществование в фазовом пространстве различных аттракторов, причем, как периодических колебаний, так и периодических и хаотических. На рис.1*б* представлены сосуществующие аттракторы: предельный цикл периода 1 и хаотический аттрактор. На рис.1*в* представлены их стробоскопические сечения. На рис.1*г* и 1*д* представлены спектры Фурье сосуществующих режимов. На спектрах Фурье хорошо видно, что спектральные компоненты сосуществующих сигналов различны. Основной пик хаотического сигнала находится на более низких частотах, при этом спектр достаточно широкий. Хаотический аттрактор характеризуется следующими показателями Ляпунова: Λ_1=0.2332, Λ_2=0.0, Λ_3=-0.3431.

4. Заключение

Таким образом, введение линейной зависимости частоты внешнего воздействия от динамической переменной в неавтономном осцилляторе приводит формированию в динамике системы иерархии периодических и хаотических колебаний. Хаотическая динамика является широкополосной. В динамике системы появляются режимы колебаний, соответствующие так называемой динамике нелинейного осциллятора с периодическим потенциалом. В системе наблюдается мультистабильность.

5. Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке РНФ, проект № 17-12-01008.

Литература

1. Шалфеев В.Д., Матросов В.В. Нелинейная динамика систем фазовой синхронизации. Нижний Новгород: Изд-во Нижегородского госуниверситета, 2013. - 336 с.
2. Гайтон А.К., Холл Дж.Э. Медицинская физиология. М.: Логосфера, 2008. - 1296 с.
3. Рожнев А.Г., Трубецков Д.И. Линейные колебания и волны. М.: Физматлит, 2001. - 416с.
4. Астахов В.В. Исследование динамики нелинейного колебательного контура при гармоническом воздействии / Безручко Б.П., Селезнев Е.П. // Радиотехника и электроника, 1987, Т.32, №12. – С.2558-2566.
5. Селезнев Е.П. Сложная динамика неавтономного осциллятора с управляемой фазой внешнего воздействия / Станкевич Н.В. // Письма в ЖТФ, 2019, Т.45, №2. - С.59-62.

References

1. Shalfeev V.D., Matrosov V.V. Nonlinear dynamics of phase synchronization systems. Nizhny Novgorod: Publishing House of Nizhny Novgorod State University, 2013. - 336 p.
2. Guyton, AK, Hall, J.E. Medical physiology. M .: Logosphere, 2008. - 1296 p.
3. Rozhnev AG, Trubetskov D.I. Linear vibrations and waves. M .: Fizmatlit, 2001. - 416s.

4. Astakhov V.V. Investigation of the dynamics of a nonlinear oscillatory circuit under harmonic action / Bezruchko, B.P., Seleznev, E.P. // Radio engineering and electronics, 1987, V.32, №12. - S.2558-2566.
5. Seleznev E.P. The complex dynamics of a nonautonomous oscillator with a controlled phase of external influence / N. Stankevich. // Letters to the Journal of Physics and Technology, 2019, T.45, No. 2. - P.59-62.

АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОННОЙ КОМПОНЕНТНОЙ БАЗЫ, ИСПОЛЬЗУЕМОЙ ПРИ ПОСТРОЕНИИ ЦИФРОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

Н.В. Поваренкин[1], А. С. Артюх[2], Н.К. Третьяков[1]

[1]Государственный университет аэрокосмического приборостроения (ГУАП), Санкт-Петербург, Российская Федерация
[2]Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (ВУНЦ ВВС «ВВА»), Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. Рассмотрены варианты построения передающих модулей и коналообразующих модулей, входящих в состав передающей и приемной подрешеток цифровой антенной системы. Приведен анализ электронной компонентной базы, используемой в модулях. Рассмотрены схемотехнические вопросы, связанные с устранением коммутационных выбросов в питающей части модулей подрешеток.

Ключевые слова: цифровая антенная решетка, передающий модуль, каналообразующий модуль, электронная компонентная база, коммутационные выбросы.

ANALYSIS OF ELECTRONIC COMPONENT BASE USED IN CONSTRUCTING DIGITAL ANTENNA ARRAYS

N. V. Povarenkin[1], A. S. Artyukh[2], N.K. Tretyakov[1]

[1]State University of aerospace instrumentation, St. Petersburg, Russian Federation
[2]Military educational scientific center air force «air force Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin», Voronezh, Russian Federation

Abstract. The options for building transmitting modules and conal-forming modules that make up the transmitting and receiving sublattices of a digital antenna system are considered. The analysis of the electronic component base used in the modules. Circuit engineering issues related to the elimination of switching emissions in the supply part of the sublattice modules are considered.

Keywords: digital antenna array, transmitting module, channel-forming module, electronic component base, switching emissions.

1. Введение

В настоящее время в области науки и техники, связанной с разработкой и производством СВЧ устройств наибольшее внимание, уделяется вопросам, относящимся к созданию активных цифровых антенных решеток способных без ухудшения технических параметров радиотехнических систем заменить используемые в них активные фазированные антенные решетки. Известно [2], что активные фазированные антенные решетки охватывают частотный диапазон лежащий от L (1 – 2 ГГц) до X (8 - 12 ГГц) и обеспечивают достигаемый средний энергетический потенциал в пределах от 4 до 800 Вт. Исходя из классической концепции построения активных цифровых антенных решеток [5] подразумевается, что ее приемная и передающая части будут совмещены и каждый антенный элемент, входящая в нее будет работать как на прием, так и на передачу. Однако попытка реализации такой антенной системы сталкивается с трудностями излучения мощного зондирующего сигнала, покрывающего одновременно весь сектор радиотехнической системы [1].

Любая антенная решетка в соответствии с критерием Рэлея обеспечивает угловое разрешение δΘ, равное ширине диаграммы направленности по уровню половинной мощности $\Theta_{0,5}$ в пределах

$$\delta\Theta \approx \frac{\lambda}{L},$$

где λ - длинна волны, м;

L - линейный размер антенны, м.

То есть в режиме излучения в раскрыве решетки формируется луч, ширина которого существенно меньше всего сектора обзора. Таким образом, возникает необходимость решения технической задачи обеспечения "подсвета" всей зоны обзора лучом антенной решетки с целью достижения требуемого отношения сигнал/шум, что в принципе приводит к потере части выигрыша от применения таких антенных систем.

На практике в качестве выхода из сложившейся ситуации широко используют активные цифровые антенные решетки, содержащие в себе разнесенные (невзаимные) передающую и приемную подрешетки [3]. Причем приемная часть всегда выполняется с применением элементов цифровой схемотехники, а передающая – только аналоговой.

Анализу, применяемых в настоящее время схем построения передающих и приемных подрешеток, входящих в цифровую антенную систему, а также используемой в них современной электронной компонентной базе и посвящена настоящая статья.

2. Анализ электронной компонентной базы применяемой в передающих модулях

Задача построения передающих модулей цифровых антенных решеток на сегодняшний день практически решена. Успешный опыт их применения в активных фазированных антенных решетках позволил не только отработать технологии производства, но и уйти от использования унифицированных образцов. Большое количество отечественных предприятий радиоэлектронной промышленности выпуская передающие модули самостоятельно имеют возможность изготавливать изделия, адаптированные к конкретному применению и под доступную электронную компонентную базу. Все это положительно сказывается на массогабаритных и технических параметрах антенной системы в целом.

Схема электрическая структурная передающей части модуля традиционной активной фазированной антенной решетки в соответствии с рисунком 1 содержит следующие основные элементы: антенный элемент WA1, оконечный усилитель мощности A1, усилитель радиочастотного сигнала A2, управляемый аттенюатор A3 и полупроводниковый фазовращатель.

Оконечный усилитель мощности A1 обеспечивает, необходимый уровень выходной мощности, развиваемый в антенном элементе. Являясь завершающим элементом распределенной схемы устройства формирования сигнала радиотехнической системы, он во многом определяет такие параметры излучающего модуля как: излучаемая мощность P1; мощность, потребляемая от источника питания P0; допустимый диапазон рабочих температур; массогабаритные характеристики;

долговечность; надежность и стоимость.

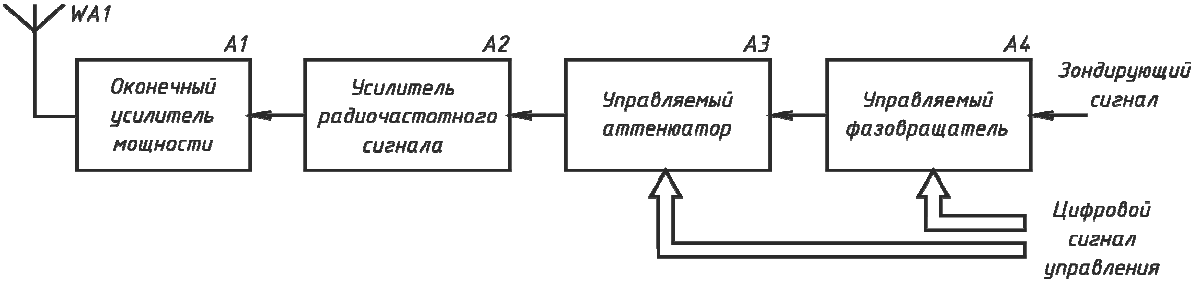


Рис. 1. Схема электрическая структурная передающей части модуля активной фазированной антенной решетки

Обеспечение достижения желаемых значений перечисленных характеристик обуславливается эффективной передачей всей мощности, действующей на выходе оконечного усилителя в антенный элемент. Это становится возможным только при условии создания в линии передачи бегущей волны (модуль коэффициент отражения $|\Gamma| \to 0$, коэффициент стоячей волны kсв $\to 1$). Максимальная передача всей усиленной мощности будет обеспечиваться при согласовании входного импеданса антенного элемента $Z_{вх}$ с выходным импедансом оконечного усилителя $Z_{вых}$. На предприятии, выпускающем антенную систему антенные элементы, стараются изготавливать самостоятельно. Это дает возможность, во-первых, варьировать в размерах оптимизируя их под центральную частоту диапазона излучаемого сигнала. Во-вторых, это освобождает от необходимости обеспечивать входное сопротивление равным стандартному значению.

Связь между интегральной микросхемой оконечного усилителя мощности и антенным элементом обеспечивается посредством микрополосковой линии. В связи с тем, что элементы передающего модуля устанавливаются на печатной плате в таких линиях возрастают потери связанные с шероховатостью поверхности проводника и изрезанностью кромки сигнальной шины [16]. Для снижения величины потерь стараются использовать высококачественные материалы, являющиеся основой печатных плат. Такими материалами является монокристаллический сапфир, обладающий свойством направленной диэлектрической проницаемости. Ее значение в зависимости от измерения лежит в пределах от 9,8 до 10,4.

Оконечный усилитель мощности, как правило, выполняют на монолитной интегральной СВЧ-схеме (MMIC, monolithic microwave integrated circuit), которая монтируется на радиаторе жидкостного охлаждения. К достоинствам применения монолитных интегральных СВЧ-схем можно отнести следующее [6]:

снижение стоимости технологии псевдоморфных полевых транзисторов с высокой подвижностью электронов (pHEMT, pseudomorphic High electron mobility transistor) являющихся основными элементами этих схем;

освоение в производстве технологий на фосфиде индия (InP), что дает возможность усиления сигналов в диапазоне до 200 ГГц;

использование широкозонных полупроводниковых материалов таких как нитрид галлия (GaN) и карбид кремния (SiC), что обеспечивает достижение удельных

мощностей до 30 Вт/мм и использование повышенного напряжения питания стока (20 – 50 В), что позволяет значительно облегчить согласование выхода с нагрузкой;

возможность дискретного регулирования выходной мощности, что позволяет выбирать режим энергопотребления в зависимости от условий применения и формирование требуемого амплитудного распределения в раскрыве антенной решетки;

наличие предельно плоской амплитудно-частотной характеристики с нулевой нижней граничной частотой.

В таблице 1 приведены краткие характеристики некоторых типов монолитных интегральных СВЧ-схем присутствующих на рынке. При определении производителя интегральных схем произведен учет объединения двух корпораций Hittite Microwave и Analog Devices в одну и выпуск продукции под торговой маркой Analog Devices. Хочется также отметить, что представленные микросхемы выпускаются в настоящее время только зарубежными производителями и из-за санкционной политики проводимой в отношении нашей страны могут быть недоступны в нужном количестве отечественному производителю радиоэлектронных систем. Вместе с тем приведенные технические параметры в большей степени являются ориентиром для разработки отечественной электронной компонентной базы.

Таблица 1 Основные технические характеристики монолитных интегральных схем усилителей мощности сверхвысокочастотных сигналов

Наименование	Производитель	Частотный диапазон, ГГц	Коэффициент усиления, дБ	Выходная мощность, дБм
HMC618LP3	Analog Devices	1,7 – 2,2	19	29
HMC-AL444	Analog Devices	1 – 12	18	28
FMM5061VF	Eudyna Devices Inc	9,5 - 13	19	33
MMA015AA	Microsemi Corporation	0 – 14	13	18
MMA017AA	Microsemi Corporation	2 – 16	11	18,5
CHA1014	United Monolithic Semiconductors	7 - 14	17	10
CGY2221UH/C1	OMMIC	8 - 12	16	17
CGY2170XUH/C2	OMMIC	8 - 12	15	20

На практике достижимый коэффициент усиления по мощности, представленный в таблице 1 не всегда соответствует заявленным значениям и отличается на величину отклонения ΔК. Это отклонение оказывает влияние на создаваемое общее амплитудное распределение в раскрыве антенной системы. Для снижения возможного негативного эффекта стараются на этапе входного контроля исправности передающих модулей производить измерение коэффициента усиления каждого из них после чего модули с меньшими значениями выходной мощности располагать по краям решетки, а с большим значением ближе к центру.

Усилитель радиочастотного сигнала А2 предназначен для предварительного усиления радиотехнического сигнала, до уровня обеспечивающего нормальную работу оконечного усилителя. В его задачу входит непосредственная компенсация

собственных потерь всех пассивных элементов, стоящих на пути сигнала. К таким элементам относится дискретные аттенюаторы с собственными потерями, лежащими в пределах от 2 до 7 дБ, фазовращатели с величиной потерь от 4 до 8 дБ, тракты передачи сигнала с рассогласованием от 2 до 3 дБ и потерями из-за монтажа схемы и ее компоновки в корпусе.

Усилитель радиочастотного сигнала работает в линейном режиме усиления (режим класса А или близкий к нему) в связи с чем коэффициент полезного действия всего каскада не велик. К основным параметрам усилителя радиочастотного сигнала относятся: диапазон рабочих частот, динамический диапазон усиливаемого сигнала, коэффициент усиления, коэффициент шума. В таблице 2 приведены основные характеристики некоторых усилителей радиочастотного сигнала зарубежного и отечественного производства [7, 8].

Таблица 2. Основные технические характеристики усилителей радиочастоты

Наименование	Производитель	Частотный диапазон, ГГц	Коэффициент усиления, дБ	Коэффициент шума, дБ
HMC478MP86	Analog Devices	0 – 4	22	2,5 – 3,5
HMC3653LP3BE	Analog Devices	7 – 15	14 - 15	4
AMMP-5618-TR1	Avago Technologies	6 – 20	13	4,4
AMMP-6220-BLK	Avago Technologies	6 – 20	22	2,5
AVT-52663	Avago Technologies	0 – 6	15,3	4
1324УВ2	ОАО «НПП «Пульсар»	0,01 – 3,1	20	2,7
1324УВ7У	ОАО «НПП «Пульсар»	0,095 – 6,1	15	3,9
Малошумящий усилитель	ООО «Планета-Ирмис»	2 - 18	12	2,5

Управление амплитудным распределением в каждом модуле осуществляется с помощью дискретного полупроводникового аттенюатора А3. Его основной задачей является установка требуемого амплитудного распределения, определяющего уровень боковых лепестков формируемой диаграммы направленности. Промышленностью выпускаются широкий диапазон аттенюаторов от 5 битных с параллельным интерфейсом и высокой скоростью переключения до 12 битных, работающих в широкой полосе частот, имеющих встроенную энергонезависимую постоянную память для записи в нее значений ослабления и закона связи между ослаблением и управляющим сигналом (линейный или логарифмический) [9]. В настоящее время на рынке присутствует достаточно большое количество твердотельных аттенюаторов. В частности ФГУП НПП «Салют» выпускает линейку 5 битны аттенюаторов, перекрывающих диапазон частот от 0,2 до 18 ГГц, с собственными потерями 3,5 дБ, динамическим диапазоном 31 дБ при входной мощности 100 мВт, временем переключения ослабления 40 нс и интервалом рабочих температур от минус 60 до 85^0С [10].

Управляемый фазовращатель А4 предназначен для формирования заданного фазового распределения в раскрыве передающей подрешетки. Задача управления положением луча передающей диаграммы направленности остается актуальной и для цифровых антенных систем несмотря на то, что главным из их достоинств является полный отказ от фазосдвигающих элементов. Промышленностью выпускается широкая линейка дискретных фазовращателей в микросхемном исполнении. Развитие технологий позволило существенно снизить их стоимость. Так в среднем стоимость микросхемы фазовращателя в настоящее время в 8 – 10 раз меньше стоимости интегральной микросхемы оконечного усилителя. Вместе с тем существенной проблемой на этапе производства передающих антенных решеток с электронным управлением является их калибровка. В общем виде фазовый набег сигнала в каждом модуле можно представить в виде

$$\phi = \omega t + kx + \varphi_{фв} + \Delta\varphi_x + \varphi_0 ,$$

где ωt - временная составляющая фазы сигнала;

kx - пространственная составляющая фазы сигнала;

$\varphi_{фв}$ - фазовый сдвиг, вносимый фазовращателем;

$\Delta\varphi_x$ - фазовая ошибка, вызванная неидентичностью электрических длин линий передачи;

φ_0 - начальная фаза сигнала.

В приведенном выражении крайние две переменные носят случайный характер. Они связаны с технологическими особенностями изготовления антенной решетки, слабой выпуклостью диаграммы направленности и так далее. В частности, зависят от электрической длинны кабельных сборок и схемы питания. В случаях, когда требуется достаточно точная относительная фазовая настройка каждого излучающего модуля используют сверхширокополосные автоматизированные измерительно-вычислительные комплексы, с технологией планарного сканирования в ближней зоне [11]. Это позволяет по месту расположения модуля определить все неустранимые фазовые набеги и своевременно скорректировать их путем записи в память корректирующих коэффициентов для каждого излучающего элемента.

Подробный перечень доступных в настоящее время зарубежных и отечественных цифровых фазовращателей, выполняемых в интегральном исполнении, принципов их построения и характеристики достаточно полно приведены в [13].

Вариант схемы электрической принципиальной передающего модуля цифровой антенной решетки имеет вид в соответствии с рисунком 2. На рисунке не показаны преобразователи DC/DC через, которые осуществляется питание монолитных интегральных схем. Эти элементы в каждом случае подбираются индивидуально. Управление дискретным аттенюатором DA3 и ступенчатым аттенюатором DA4 может осуществляться непосредственно по цифровой шине, либо же через элементы памяти, выполняющие роль «защелок».

Известны [12] способы управлением фазовым распределением без использования фазовращетелей. При этом фазирование модулей передающей подрешетки осуществляется автоматически без учета их взаимного положения. Требования к точности расположения излучателей не снимаются, но существенно снижаются и

ограничиваются лишь необходимостью выдерживания их расположения в пределах линии.

Вариант реализации передающего модуля антенной решетки без фазовращателей в соответствии с рисунком 3 содержит в себе преобразователь сигналов, действующих на близких частотах. Учет всех систематических ошибок фазирования производится путем корректировки только кода управления перестройкой генераторов.

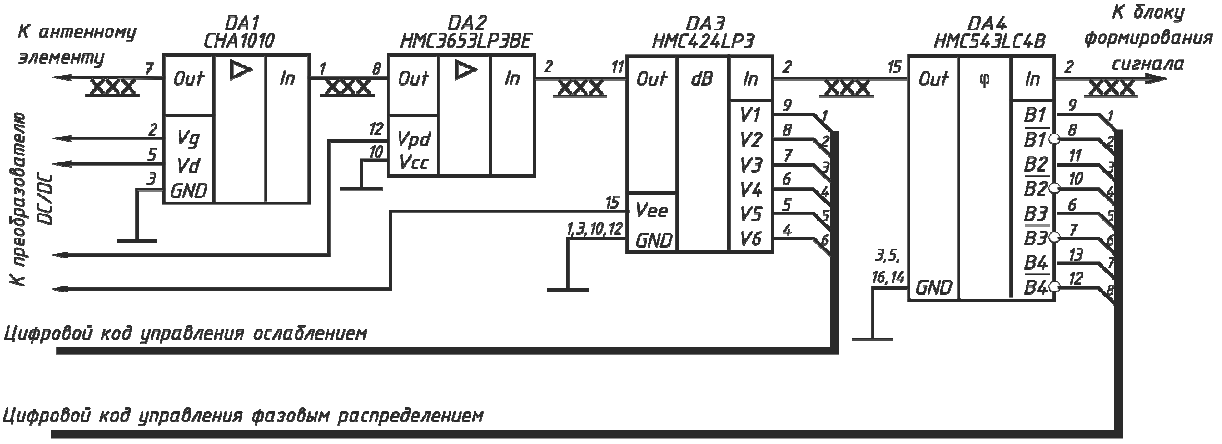


Рис. 2. Вариант схемы электрической принципиальной передающего модуля

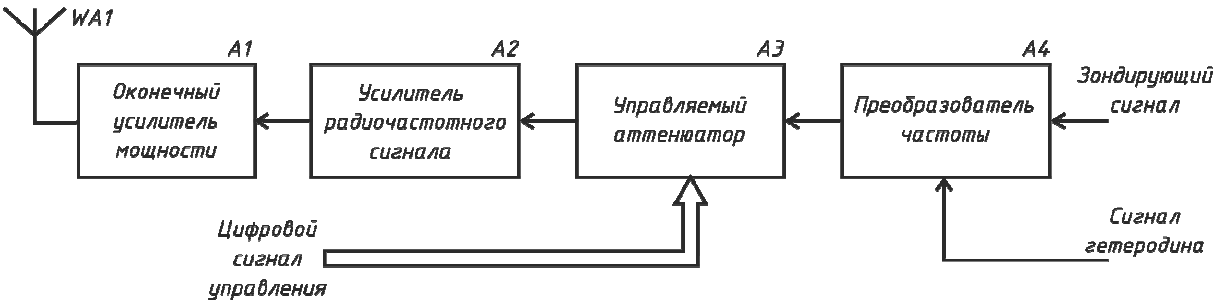


Рис. 3. Схема электрическая структурная передающей части модуля активной фазированной антенной решетки без использования фазовращателей

В схеме, представленной на рисунке 3 преобразователь частоты может быть выполнен на базе интегральных микросхем United Monolithic Semiconductors типа CHM1290-99F [15].

Стремление повысить точностные характеристики и помехозащищенность радиотехнической системы, содержащей в своем составе цифровую антенную решетку приводит к тому, что такие антенные системы стараются делать на основе решеток, работающих в нескольких частотных диапазонах с одного раскрыва [4].

Учитывая, что все излучающие модули передающей подрешетки и каналообразующие модули цифровой приемной подрешетки на время перестройки по диапазону, а последние также и во время излучения, зондирующего сигнала необходимо отключать на первый план выходит проблема их защиты от бросков тока.

Современная электронная компонентная база, на основе которой строятся цифровые антенные решетки содержит высокопроизводительные микросхемы, питающиеся низким напряжением и чрезвычайно высоким током.

3. Анализ системы питания цифровой антенной решетки

Рассмотрим особенности системы питания цифровых антенных решеток, а также электронную компонентную базу, которая используется при ее построении.

Система электропитания антенных решеток строится таким образом, чтобы обеспечить высокую надежность ее функционирования. Для достижения этого каждый модуль антенной решетки в соответствии с рисунком 4 [2] нагружают на свой маломощный преобразователь DC/DC, который в свою очередь питается от более мощного источника.

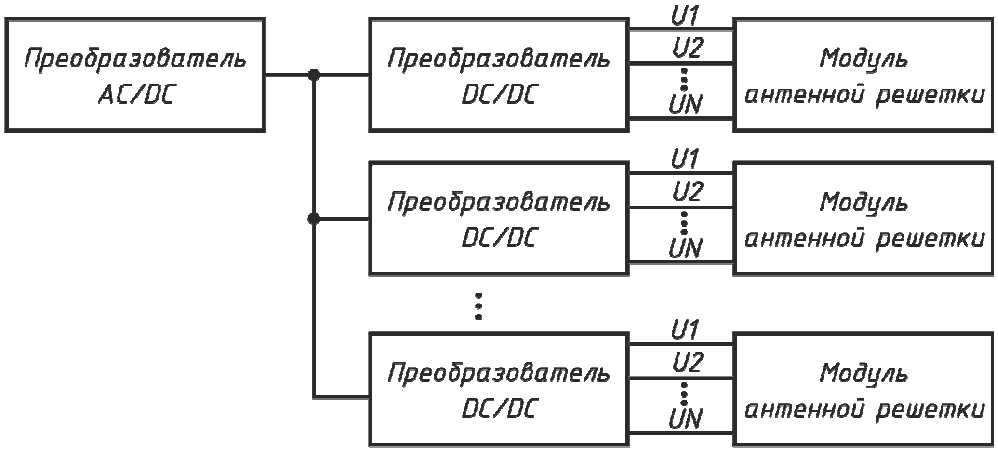


Рис. 4. Схема электрическая структурная построения электропитания

Выбор оптимальной элементной базы является приоритетным направлением при изготовлении системы питания. Зачастую в ответственных приложениях для решения, описанных задача разработчики применяют модули, изготовленные по гибридной технологии (производители Internetional Rectifier, PT Electronics, Modular Devices Inc)

Включение питания любой радиолокационной станции происходит в несколько этапов. Каждый этап длится в течение времени необходимого для прекращения всех переходных процессов и перехода последовательно запускаемых устройств в стационарный режим. Все это приводит к увеличению времени, затрачиваемого на ее включение, а также всегда присутствует риск вывода всей радиолокационной станции из строя при нарушении алгоритма ее включения.

Современная электронная компонентная база, на основе которой строятся цифровые антенные решетки содержит высокопроизводительные микросхемы, для которых требуются преобразования как тока, так и напряжения.

Один из главных элементов устройств силовой электроники являются полупроводниковые ключи. Использование полностью управляемых ключей позволяет во многих случаев сильно упростить схему преобразователей и изменить их технико-

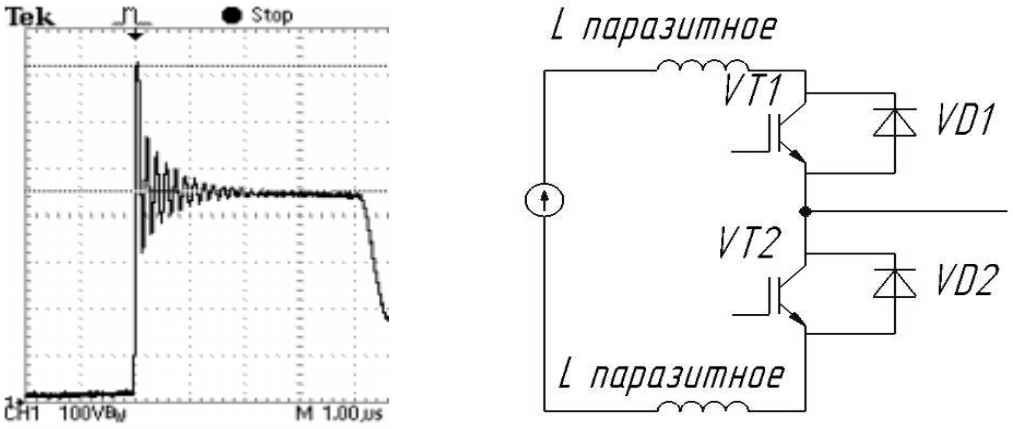
экономические характеристики в положительную сторону. В настоящее время на практике в преобразовательной технике в качестве полностью управляемых ключей используются силовые биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT, Insulated-gate bipolar transistor), они характеризуются надежностью и малыми габаритами. Например, распределительная система электропитания с AC/DC преобразователем, размещенной на печатной плате.

Высокомощные электронные ключи предполагается выполнить в тонкостенном алюминиевом корпусе, внутри которого крепиться печатная плата с установленными на нее элементами поверхностного монтажа и залитой компаундом с теплопроводящим наполнителем.

Несмотря на имеющиеся преимущества использования IGBT транзисторов, применение последнего имеет проблемы, связанные с коммутационными выбросами, возникающими в процессе включения цифровой антенной решетки радиолокационной станции.

При коммутации ключа в соответствии с рисунком 5, а возникает выброс напряжения, обусловленный паразитной индуктивностью линии питания, рисунок 5, б.

Эти выбросы влияют как на пробой самого транзистора, так и на полезную нагрузку, электромагнитную совместимость и определяют уровень создаваемых источником электромагнитных помех



а) б)

Рис. 5. Пояснение к коммутационным выбросам:
а – выброс напряжения в момент коммутации; б – эквивалентная схема включения транзисторов

В процессе коммутации амплитудное значение напряжения действующего в цепи коллектора резко возрастает и приводит к тому, что напряжение коллектор-эмиттер становится больше допустимого значения и выводит транзисторный ключ из строя.

Для борьбы с коммутационными выбросами в настоящее время используют различные виды сннаберныех цепей (R, RC, RCD-цепи).

Снабберные цепи предназначены для снижения величины выбросов напряжения в переходных процессах, возникающих при коммутации силовых

полупроводниковых элементов в импульсных преобразователях напряжения. Кроме того, снабберные цепи снижают динамические потери в силовых ключах, что облегчает тепловой режим работы ключа. При этом снабберные цепи изменяют траекторию переключения силового элемента: емкость уменьшает скорость нарастания напряжения, индуктивность – нарастания тока. Для надежного функционирования, снабберные цепи выполняются на базе низкоиндуктивных DC-шин. Существует несколько видов снабберных цепей различающихся типами используемых силовых модулей, диапазоном рабочих частот, характером и параметрами нагрузки.

Для борьбы с выбросами тока в цепях питания цифровых антенных решеток предлагается использовать одно из свойств IGBT транзистора, которое связано с возможностью изменения скорости нарастания выходного тока при изменении тока нагрузки. Известно [14], что наибольшая скорость изменения выходного тока обеспечивается в режимах, в которых наблюдается протекание малого тока в цепи нагрузки.

Уменьшение скорости нарастания (т.е. изменение скорости закрытия IGBT транзистора), при малом токе приведет к незначительному изменению коэффициента полезного действия, но повышает надежность работы ключей и системы в общем, за счет уменьшения значения коммутационных выбросов, путем изменения сопротивления в цепи затвора.

Пример реализации схемы позволяющей изменять скорость работы транзистора и соответствующие работе схемы эпюры представлены на рисунке 6.

Принцип работы схемы заключается в том, что через обратную связь сигнал, пропорциональный значению тока нагрузки, сравнивается с пороговым значением. При значении тока нагрузки большем порогового уровня схема работает в обычном режиме: работают оба драйвера DR1 и DR2, то есть ток, поступающий на затвор транзистора, проходит через параллельно соединенные резисторы R1 и R2. При значении тока нагрузке меньше порогового уровня второй драйвер DR2 отключен, работает только первый драйвер DR1, то есть ток, поступающий на затвор транзистора, проходит через последовательно соединенный резистор R1, тем самым время закрытия силового ключа увеличивается, а скорость нарастания выходного тока уменьшается.

Следует отметить, что в настоящий момент на рынке представлены только схемотехнические вариации решения проблемы коммутационных выбросов на IGBT транзисторах, что усложняет реализацию схемы, а следовательно, снижает ее технические характеристики, увеличивает стоимость и массогабаритные показатели.

4. Заключение

Представленная в статье электронная компонентная база, используемая для построения передающих модулей цифровых антенных решеток, отличается большим разнообразием по эксплуатационным параметрам. Мировой рынок насыщен образцами, выпускаемыми в различном исполнении, что позволяет производить отладку электронных схем без использования дорогостоящих компонентов. В месте с тем США, как ведущая страна-производитель интегральных микросхем СВЧ диапазона вводя санкционные ограничения пытается таким образом затормозить работы в этом

направлении. Чтобы поддержать производство и развитие наукоемких отраслей промышленности нашей страны, необходимо больше ресурсов тратить на собственные исследования и технологию производства электронной компонентной базы.

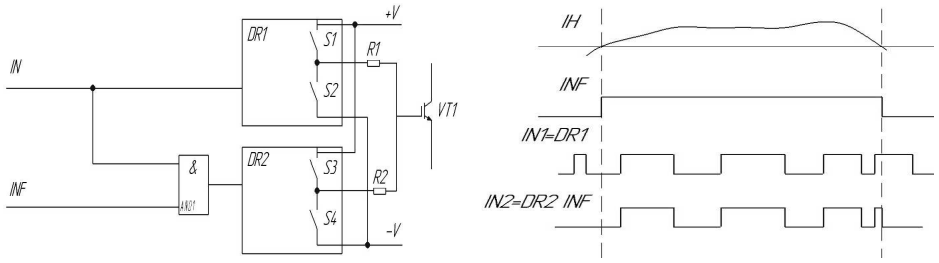


Рис. 6. Схема электрическая принципиальная полупроводникового ключа с возможностью изменения скорости работы транзистора

Литература

1. Антенны и устройства СВЧ (Проектирование фазированных антенных решеток) : Учебн. пособие для вузов [Текст] / Д.И. Воскресенский, Р.А. Грановская, Н.С. Давыдова и др. Под ред. Д.И. Воскресенского. – М.: Радио и связь, 1981, 432 с., ил.
2. Белоус, А.И. СВЧ-электроника в системах радиолокации и связи. Техническая энциклопедия [Текст] / А.И. Белоус, М.К. Мерданов, С.В. Шведов. Издание 2-е доп. В 2-х книгах. Книга 2. – М.: Техносфера, 2018,
3. Вишневский, В.М. Широкополосные беспроводные сети передачи информации [Текст] / В.М. Вишневский, А.И. Ляхов, С.Л. Потрной и др. – М.: Техносфера, 2005, 592 с., ил. – ISBN 5-94836-049-0
4. Воскресенский, Д.И. Бортовые цифровые антенные решетки и их элементы [Текст] / Д.И. Воскресенский, Е.В. Овчинникова, П.А. Шмачилин. Под ред. Д.И. Воскресенского. – М.: Радиотехника, 2013.– 208 с., ил. - ISBN 978-5-88070-338-8.
5. Добычина, Е.М. Цифровые антенные решетки в бортовых радиолокационных системах [Текст] / Е.М. Добычина, Ю.В. Кольцов.– М.: Изд-во МАИ, 2013.– 160 с.: ил. – ISBN 978-5-4316-0145-3.
6. Верхулевский, К. Монолитные СВЧ-компоненты Microsemi Corporation для ответственных применений / Константин Верхулевский // Компоненты и технологии. – 2016. – № 7. – С. 36-42
7. Отечественные СВЧ МИС и модули. Каталог изделий межотраслевого Центра проектирования АО «НПП «Пульсар», освоенных и осваиваемых в серийном производстве [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://pulsarnpp.ru/images/imagespulsar/ centrproektirovania /Katalog_izdelii_mcppulsar.pdf.
8. Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем (СВЧ – 2018) [Электронный ресурс] / материалы VII Всерос. науч.-техн. конф. (Омск, 17–18 апр. 2018 г.) / АО «КТРВ», АО «ЦКБА», ОмГТУ, Ом. науч. центр СО РАН ; [отв. за вып. С. Д. Сиберт]. – Омск : Изд-во ОмГТУ, 2018. – 324 с. : ил. ISBN 978-5-8149-2616-6. – Режим доступа: http://www.ckba.net/media/files/konferenc/svch_2018_materl.pdf.
9. Белов, Л. Аттенюаторы СВЧ-сигналов [Электронный ресурс] / Л. Белов //Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2006. – № 2. – С. 32-37. – Режим доступа: http://www.electronics.ru/journal/article/699
10. Кочемасов, В Аттенюаторы с электронным управлением – производители и характеристики [Электронный ресурс] / В. Кочемасов, Л. Белов // Электроника Наука Технология Бизнес.– 2017. – С. 82-95. – Режим доступа: http://www.electronics.ru/files/article_pdf/6/article_6066_908.pdf.

11. Trim сверхширокополосные измерительные системы [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://trimcom.ru/catalog/tehnologii-izmereniy/
12. Поваренкин, Н.В. Нелинейно-дифракционный способ фазирования активных антенных решеток [Текст] / Н.В.Поваренкин, А.В.Володягин // Антенны и распространение радиоволн: сб. науч. тр. Всероссийской науч.-тех. конф. Санкт-Петербург, 17 – 19 октября 2018 г. СПб.: Санкт-Петербургский государственных электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И.Ульянова (Ленина), 2018 – С. 47 – 54.
13. Кочемазов, В Твердотельные фазовращатели. Часть 1 [Электронный ресурс] / В. Кочемасов, В.Шадский // //Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2017. – № 1. – С. 86-100. – Режим доступа: http://www.electronics.ru/journal/article/5837
14. Колпаков, А. И. Антипараллельные диоды SK для новых поколений IGBT / // Электронные компоненты. – 2005. – №2.
15. Белов, Л United Monolithic Semiconductors Европейские микросхемы на частоту до 100 ГГц [Электронный ресурс] / Л Белов // Электроника: Наука, Технология, Бизнес . – 2010. – № 6. – С. 72-78. – Режим доступа: http://www.electronics.ru/files/article_pdf/0/article_107_796.pdf
16. Дансмор, Джоэль П. Настольная книга инженера. Измерение параметров СВЧ-устройств с использованием передовых методик векторного анализа цепей [Текст] / Джоэль П. Дансмор. – М.:Техносфера, 2018. – 736 с. – ISBN 978-5-94836-505-3

REFERENCES

1. Antenny i ustroystva SVCH (Proyektirovaniye fazirovannykh antennykh reshetok) : Uchebn. posobiye dlya vuzov [Text] / D.I. Voskresenskiy, R.A. Granovckay, N.C. Davydova and other. By ed. D.I. Voskresenskiy. – Moscow.: Radio i cvyz, 1981, 432 p., il.
2. Belous, A.I. Microwave electronics in radar systems and communications. Technical Encyclopedia [Text] / A.I. Belous, M.K. Merdanov, C.V. Chvedov. Edition 2 extra. In 2 books. Book 2. - Moscow .: Technosphere, 2018,
3. Vishnevsciy, V.M. Broadband Wireless Information Networks [Text] / V.M. Bishnevsciy, A.I. Lychov, S.L. Portnoy and other. – Moscow.: Technosphere, 2005, 592 p. – ISBN 5-94836-049-0
4. Voskresenskiy, D.I. Onboard digital antenna arrays and their elements [Text] / D.I. Voskresenskiy, E.V. Ovchinnikova, P.A. Shmachilin. By ed. D.I. Voskresenskiy. – Moscow.: Radiotechnika, 2013.– 208 p. - ISBN 978-5-88070-338-8.
5. Dobychina, E.M. Digital antenna arrays in airborne radar systems [Text] / E.M. Dobychina, U.V. Kolcov.– Moscow.: Isdatelstvo MAI, 2013.– 160 p. – ISBN 978-5-4316-0145-3.
6. Verchulevskiy, K. Monolithic microwave components Microsemi Corporation for demanding applications / Konstantin Verchulevskiy // Komponenty i technologii. – 2016. – № 7. – P. 36-42
7. Domestic UHF IIs and modules. Catalog of products of the inter-branch Design Center of JSC "NPP" Pulsar ", mastered and mastered in mass production [Electronic resource]. - Access mode :http://pulsarnpp.ru/images/imagespulsar/ centrproektirovania /Katalog_izdelii_mcppulsar.pdf.
8. Exchange of experience in creating ultra-wideband electronic systems (UHF-2018) [Electronic resource] / materials VII All-Russian. scientific and technical conf. (Omsk, April 17–18, 2018) / KTRV JSC, CKBA JSC, OmGTU, Om. scientific the center of the SB RAS; [resp. for issue S. D. Sibert]. - Omsk: Publishing House OmSTU, 2018. – 324 p. ISBN 978-5-8149-2616-6. – Access mode: http://www.ckba.net/media/files/konferenc/svch_2018_materl.pdf.
9. Belov, L. Microwave signal attenuators [Electronic resource] / L. Belov // Electronics: Science, Technology, Business. – 2006. – № 2. – C. 32-37. – Access mode: http://www.electronics.ru/journal/article/699
10. Kochemasov, Attenuators with electronic control - manufacturers and characteristics [Electronic resource] / V. Kochemasov, L. Belov // Electronics Science Technology Business.– 2017. - P. 82-95. - Access mode: http://www.electronics.ru/files/article_pdf/6/article_6066_908.pdf.
11. Trim ultra wideband measuring systems [Electronic resource]. - Access mode: http://trimcom.ru/catalog/tehnologii-izmereniy/
12. Povarenkin, N.V. Nonlinear diffraction method of phasing of active antenna arrays [Text] / N.V.Povarenkin, A.V.Volodyagin // Antennas and radio wave propagation: collection of articles. scientific tr. All-Russian scientific-technical. conf. St. Petersburg, October 17 - 19, 2018 SPb .:

St. Petersburg State Electrotechnical University "LETI" them. V.I. Ulyanov (Lenin), 2018 - p. 47 - 54.Кочемазов, В Твердотельные фазовращатели. Часть 1 [Электронный ресурс] / В. Кочемасов, В.Шадский // //Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2017. – № 1. – С. 86-100. – Access mode: http://www.electronics.ru/journal/article/5837

13. Kochemazov, In Solid state phase shifters. Part 1 [Electronic resource] / V. Kochemasov, V. Shadsky // // Electronics: Science, Technology, Business. - 2017. - № 1. - p. 86-100. - Access Mode: http://www.electronics.ru/journal/article/5837
14. Kolpakov, A. I. Anti-parallel SK diodes for new-generation IGBT / // Electronic components. – 2005. – №2.
15. Belov, L United Monolithic Semiconductors European chips for frequencies up to 100 GHz [Electronic resource] / L Belov // Electronics: Science, Technology, Business. - 2010. - № 6. - p. 72-78. - Access mode: http://www.electronics.ru/files/article_pdf/0/article_107_796.pdf
16. Dunsmore, Joel P. Engineer's Handbook. Measurement of parameters of microwave devices using advanced techniques of vector network analysis [Text] / Joel P. Dansmore. - Moscow.: Technosphere, 2018. - 736. – ISBN 978-5-94836-505-3

АНТЕННА МОБИЛЬНОГО КОНТРОЛЬНОГО УСТРОЙСТВА СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОННОГО МОНИТОРИНГА ПОДКОНТРОЛЬНЫХ ЛИЦ

О. А. Андреева

ФКОУ ВО Воронежский институт ФСИН России, Воронеж, Россия

Аннотация. В докладе представлены результаты имитационного моделирования печатной звездообразной антенны в форме звезды Давида, и проведен ее сравнительный анализ с существующими аналогами. В докладе представлены основные характеристики, параметры, и графики зависимостей. Показано, что предлагаемая печатная антенна в форме звезды Давида не уступает известным моделям, а по ряду параметров их превосходит. Предложенная печатная звездообразная антенна в форме звезды Давида способна найти применение в качестве антенны мобильного контрольного устройства для систем связи диапазона Wi-Fi, например, для системы электронного мониторинга подконтрольных лиц.

Ключевые слова: микрополосковая антенна, электродинамическая модель, диаграмма направленности, коэффициент отражения.

THE ANTENNA OF THE MOBILE CONTROL DEVICE OF THE SYSTEM OF ELECTRONIC MONITORING OF CONTROLLED INDIVIDUALS

O. A. Andreeva

FKOU IN Voronezh Institute of the Federal Penitentiary Service of Russia, Voronezh, Russia

Annotation. The report presents the results of simulation of printed star antenna in the form of a star of David, and its comparative analysis with existing analogues. The report presents the main characteristics, parameters, and dependency graphs. It is shown that the proposed printed antenna in the form of a star of David is not inferior to the known models, and exceeds them in a number of parameters. Offered printed spiral antenna in the form of the star of David is able to find application as an antenna of the mobile control device to the communication systems of the Wi-Fi range, for example, for system of electronic monitoring of controlled entities.

Keywords: microstrip antenna, electrodynamic model, radiation pattern, reflection coefficient.

1. Введение

Растущие потребности технического прогресса и быстрые темпы развития средств связи обуславливают необходимость постоянного совершенствования и непрерывного предложения новых путей развития в области антенной техники, в частности техники использующей в своей основе технологию микрополосковых антенн, в частности антенн обеспечивающих беспроводное Wi-Fi соединение. Так, например, в работах [1, 2] представлены исследования электродинамических параметров и характеристик некоторых типов микрополосковых антенн и показаны направления и возможности их практического применения для систем связи различного предназначения.

В настоящем докладе представлены результаты имитационного моделирования печатной звездообразной антенны в форме звезды Давида, и проведен ее сравнительный анализ с существующими аналогами.

2. Постановка задачи

Целью работы являлось определение характеристик и параметров печатной антенны в форме звезды Давида, а также проведение ее сравнительного анализа с такими аналогами, как пятиконечная звездообразная микрополосковая антенна и U-образная микрополосковая антенна [1-2]. В качестве метода исследования было использовано имитационное моделирование. Микрополосковые антенны, и в частности печатная звездообразная антенна в форме звезды Давида, способны найти применение в качестве антенны мобильного контрольного устройства (МКУ) для системы электронного мониторинга подконтрольных лиц (СЭМПЛ). МКУ представляет собой устройство, используемое в целях отслеживания и фиксации местонахождения осужденного к наказанию в виде ограничения свободы вне мест, оборудованных стационарным контрольным устройством. Мобильное контрольное устройство работает совместно с электронным браслетом, и использует в своей основе технологию спутниковой навигации по сигналам GPS/ГЛОНАСС [3].

Согласно исследованиям, проведенным авторами [4-7], ткани тела человека обладают относительно большим значением диэлектрической проницаемости, а также заметной проводимостью, обуславливающих высокие значения коэффициента отражения падающей из свободного пространства волны и коэффициента затухания волны, прошедшей внутрь тканей. При таких условиях любая электромагнитная волна, находящаяся вблизи поверхности тела человека, претерпевает ослабление до 3 dB [4-7].

3. Моделирование антенны

Для проведения исследования была разработана имитационная модель антенны в виде звезды Давида, представленная на рис. 1. Данная антенна была спроектирована для использования в частотном диапазоне 2,5 ГГц, поскольку данный частотный диапазон является одним их широко используемым диапазоном в системах Wi-Fi.

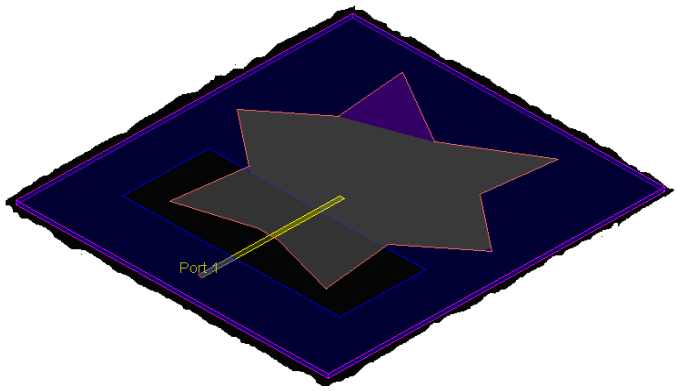


Рис. 1. Общий вид модели печатной антенны в форме звезды Давида.

На рисунке 2 приведены геометрические размеры смоделированной печатной антенны в форме звезды Давида, а также показаны размеры возбуждающей щели и полосковой пятидесяти омной линии, от которой производится запитка антенны. Размещение слоев диэлектрика, их толщина, а также применяемые материалы подложки изображены на рис. 3.

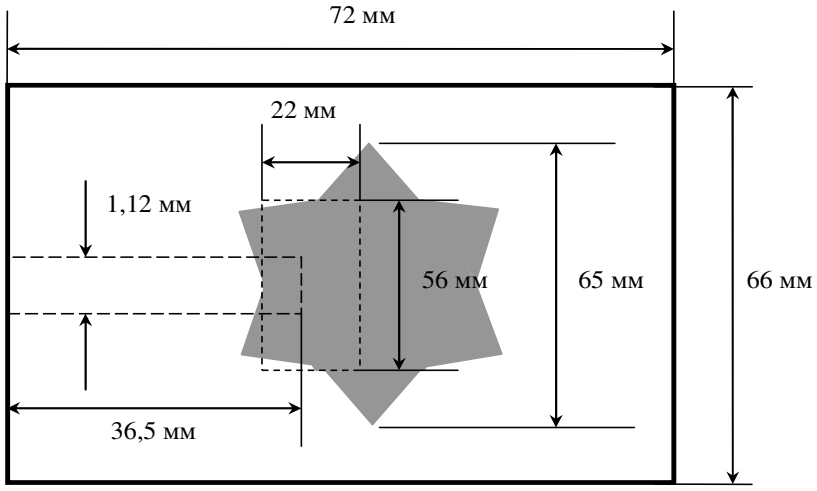


Рис. 2. Геометрические размеры печатной антенны.

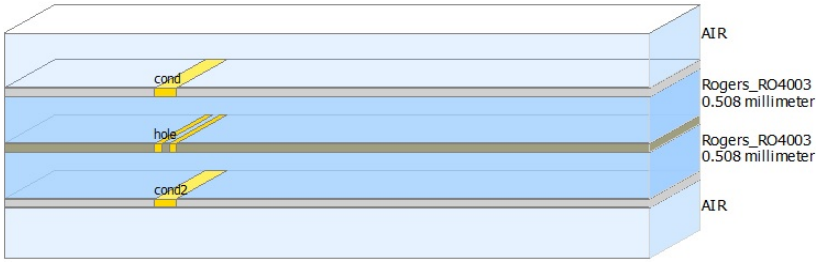


Рис. 3. Параметры диэлектрических слоев и их толщина.

4. Результаты моделирования

На рисунке 4 представлены основные параметры антенны в форме звезды Давида, полученные в ходе проведенного имитационного моделирования. На рис. 5 представлена объемная диаграмма направленности (ДН) смоделированной печатной антенны в форме звезды Давида. Из рис. 5 можно сделать вывод о том, что форма ДН исследуемой антенны довольно близка к виду диаграммы направленности классического симметричного вибратора, однако при этом коэффициент усиления (КУ) достиг значения 4 дБ, что превосходит аналогичный параметр симметричного вибратора практически на 1 дБ. Так же необходимо учитывать то обстоятельство, что оптимальная длина *полуволнового* симметричного вибратора на частоте 2,5 ГГц для его успешной работы должна составлять примерно 125 мм. С учетом возможности его

укорочения примерно в 2 раза (*четвертьволновой* несимметричный вибратор) – **порядка 64 мм.**

Antenna Parameters

Frequency (GHz)		2.45
Input power (Watts)		0.00249829
Radiated power (Watts)		0.0023837
Directivity(dBi)		4.23352
Gain (dBi)		4.02961
Radiation efficiency (%)		95.4133
Maximum intensity (Watts/Steradian)		0.000317245
Effective angle (Steradians)		7.51377
Angle of U Max (theta, phi)	73	90
E(theta) max (mag,phase)	0.488905	-101.429
E(phi) max (mag,phase)	0.00186676	81.6366
E(x) max (mag,phase)	0.00186676	-98.3634
E(y) max (mag,phase)	0.142942	-101.429
E(z) max (mag,phase)	0.467542	78.5706

Рис. 4. Основные параметры антенны.

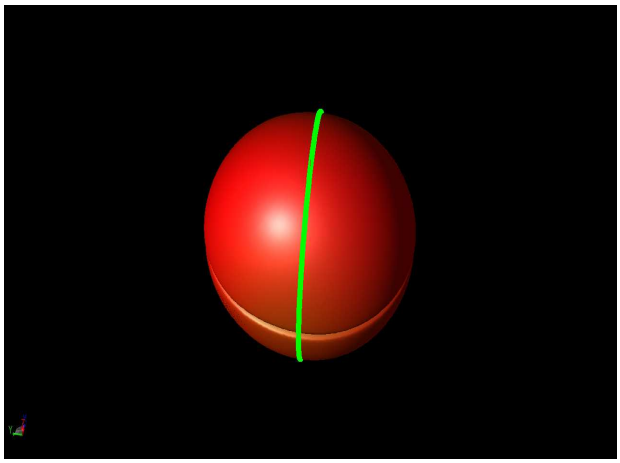
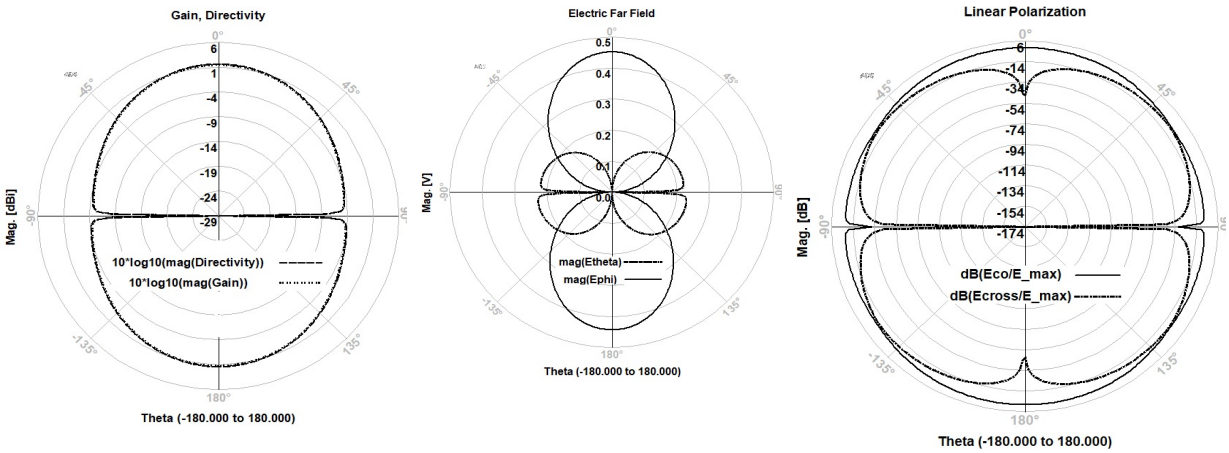


Рис. 5. Диаграмма направленности.

Таким образом, спроектированная печатная антенна в форме звезды Давида по своим габаритным размерам не уступает классическим вибраторным антеннам, а по основным параметрам и характеристикам даже превосходит их. Для большей обоснованности в правильности сделанных в ходе анализа выводов на рис. 6 и рис. 7 приведены основные дополнительные антенные параметры и характеристики, а именно: КУ, КНД (коэффициент направленного действия), (рис. 6 *а*), характеристика направленности (ДН) в полярных координатах (рис. 6 *б*) и поляризационная характеристика (ПХ), рис. 6, *в*. На рис. 7 представлен график зависимости коэффициента отражения от частоты.



а *б* *в*

Рис. 6. Основные параметры и характеристики исследуемой антенны.

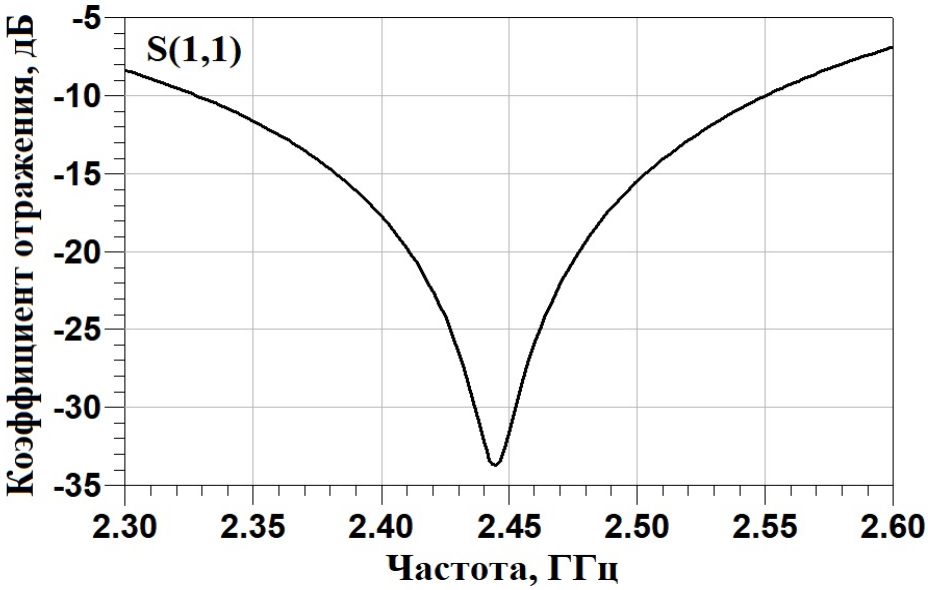


Рис. 7. Коэффициент отражения антенны в форме звезды Давида.

Из графика (рис. 7) видно, что в частотном диапазоне от 2,37 до 2,5 ГГц коэффициент отражения (параметр S_{11}) лежит в области ниже –(10÷15) дБ, а для частоты 2,44 ГГц достигнут показатель на уровне -34 дБ. Эти значения коэффициента отражения соответствуют КСВ в пределах 1,1÷1,45.

5. Результаты и обсуждение результатов

Таким образом, относительная полоса рабочих частот антенны в форме звезды Давида при КСВН ≤ 2 дает значение порядка 220 МГц, что в процентном соотношении составляет 9% от резонансной частоты. Это свидетельствует о том, что исследуемая модель печатной антенны обладает существенно более широкой (на 30%) полосой рабочих частот по сравнению с классическими моделями [9], где этот показатель не превышает значения 5-6%.

Теперь, в заключении, проведем сравнительный анализ исследуемой антенны в форме звезды Давида с уже известными печатными излучателями в форме пятиконечной звезды и U-образной конфигурации. Для этого воспользуемся данными из [1, 2], а также данными, полученными в ходе имитационного моделирования, приведенными выше. Для удобства представим характеристики и параметры анализируемых антенн в табличной форме (таблица 1).

Таблица 1. Сравнение печатных антенн

Тип антенны	Рабочая частота, ГГц	КУ (коэффициент усиления), дБ	КНД (коэффициент направленного действия), дБ	КПД, %	КСВН (коэффициент стоячей волны по напряжению)	Относительная полоса рабочих частот, %
Звезда Давида	2,45 ГГц	4,02 дБ	4,23 дБ	93,2	1,1 ÷ 1,45	9 %
5-ти конечная звезда [1]	2,45 ГГц	5,01 дБ	5,32 дБ	94,9	1,04 ÷ 1,25	4,5 %
U-образная антенна [2]	0,867 ГГц	3,72 дБ	4, 19 дБ	96,7	2,71 (на рабочей частоте)	около 3%

Как видно из таблицы, наиболее высокими параметрами обладают 5-ти конечная звездообразная антенна и антенна в форме звезды Давида. Первая из них имеет более высокий КУ (на 1 дБ) и более низкий КСВН, однако антенна в форме звезды Давида может работать в два раза более широкой полосе частот, что является несомненным ее преимуществом. По сравнению с 2-мя первыми моделями U-образная печатная антенна им существенно уступает.

6. Заключение

Таким образом, проведенное имитационное моделирование и сравнительный анализ показали, что печатная антенна в форме звезды Давида не уступает известным моделям, а по ряду параметров – превосходит их. Исходя из этого, можно сделать вывод о том, что исследованный в работе излучатель может быть использован в практических системах связи диапазона Wi-Fi, например, в качестве приемо-передающей антенны мобильного контрольного устройства системы электронного мониторинга подконтрольных лиц (СЭМПЛ) [3].

Литература

1. Андреева О. А. Имитационное моделирование двухслойного апертурно-связанного звездообразного малогабаритного излучателя и малоэлементной антенной решетки на его основе / Андреева О. А., Андреев Р. Н., Щетинин Н. Н. // Вестник Воронежского института ФСИН России, 2015, № 1, с. 6-9.
2. Козырев Р. В. Выбор варианта антенны RFID метки на основе метода анализа иерархий / Козырев Р. В. // Теория и техника радиосвязи, 2014, №4. - С. 89-96.
3. Исаев О. В. Система электронного мониторинга подконтрольных лиц. Настройка и конфигурирование основных подсистем: учебное пособие / Исаев О. В., Паринов А. В. и др.; ФКОУ ВО Воронежский институт ФСИН России – Воронеж: Издательско-полиграфический центр «Научная книга», 2018. – 141 с.

4. Совлуков А. С., Хаблов Д. В. Возможности радиоволновых методов для обнаружения живых людей за преградами по дыханию и сердцебиению // Датчики и системы, 2012, №7. – С. 74-84.
5. Голев И. М., Санин В. Н., Прокопова Т. В., Болдырева Я. А. Частотная зависимость импеданса биологических объектов животного и растительного происхождения // Биомедицинская радиоэлектроника, 2015, №8. С. 25-31.
6. Седунов Б. И., Франк-Каменецкий Д. А. Диэлектрическая проницаемость биологических объектов // Успехи физических наук. 1963, Т. LXXIX, Вып. 4. - С. 617-639.
7. Альтбертс Б., Джонсон А., Дьюис Д. Молекулярная биология клетки: в 3-х томах. Т.1. М. - Ижевск: НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика». Институт компьютерных исследований. 2013. - 808 с.
8. Пат. 2507645 Российская Федерация, МПК H 01 Q 1/24. Сверхширокополосная малогабаритная антенна и устройство связи, содержащее такую антенну / Виленский А. Р., Клецов А. В., Архипенков В. Я., Ким Донгвук, Ким Джонгджин; заявитель и патентообладатель: Корпорация «САМСУНГ ЭЛЕКТРОНИКС Ко., Лтд.»; заявл. 05.12.2012; опубл. 20.02.2014. Бюл. №5.
9. Панченко Б. А. Микрополосковые антенны / Панченко Б. А., Нефедов Е. И. - М.: Радио и связь, 1986. – 114 с.

REFERENCES

1. Andreeva O. A. Simulation modeling of a two-layer aperture-coupled star-shaped small-sized radiator and a small-element antenna array based on it / Andreeva O. A., Andreev R. N., Shchetinin N. N. / / Bulletin of Voronezh Institute of FSIN of Russia, 2015, № 1, p. 6-9.
2. Kozyrev R. V. Choice of an RFID tag antenna variant based on the hierarchy analysis method / Kozyrev R. V. // Radio communication theory and technique, 2014, №.4, pp.89-96.
3. Isaev O. V. The system of electronic monitoring of controlled persons. Setting and configuring the main subsystems: a tutorial / Isaev O. V., Parinov A. V., and others; FKOU IN Voronezh Institute of the Federal Penitentiary Service of Russia - Voronezh: Publishing and Printing Center «Scientific Book», 2018. - 141 p.
4. Sovlukov A. S., Khablov D. V. Possibilities of radio-wave methods for detection of living people behind barriers on breathing and heartbeat // Sensors and systems, 2012, №7. - Pp. 74-84.
5. Golev I. M., Sanin V. N., Prokopova T. V., Boldyrev I. A. Frequency dependence of impedance of biological objects of animal and plant origin / / Biomedical Radioelectronics, 2015, №8. - Pp. 25-31.
6. Sedunov B. I., Frank-Kamenetsky D. A. Dielectric permittivity of biological objects. Uspekhi Fizicheskikh nauk. 1963, Vol. LXXIX, №. 4. - Pp. 617-639.
7. Alberts B., Johnson A., Lewis D. Molecular cell biology: in 3 volumes. Vol.1. M.-Izhevsk: SIC «Regular and chaotic dynamics». Institute of computer research. 2013. – P. 808.
8. Pat. 2507645 Russian Federation, IPC n 01 Q 1/24. Compact ultra-wideband antenna and communication device containing the antenna / Vilenskii A. R., Kletsov A. V., Arkhipenko V. Y., Kim Dongwook, Kim Jongjin; applicant and patentee: Corporation «SAMSUNG ELECTRONICS Co., Ltd»; declared. 05.12.2012; publ. 20.02.2014. Bul. №. 5.
9. Panchenko B. A. Microstrip antennas / Panchenko B. A., Nefedov E. I. - M .: Radio and communication, 1986. - 114 p.

БИКОНИЧНСКАЯ АНТЕННА С НЕОДНОРОДНЫМ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ЗАПОЛНЕНИЕМ ДЛЯ СИСТЕМ РАДИОПЕЛЕНГАЦИИ

А. М. Бобрешов[1], Е. А. Маркова[1], К. В. Смусева[1], Г. К. Усков[1]

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

Аннотация. В работе предложена биконическая антенна с неоднородным диэлектрическим заполнением для пеленгаторных систем, предъявляющих высокие требования к направленным свойствам используемых антенн. С использованием разработанной структуры удалось значительно уменьшить боковое излучение и расширить рабочий диапазон антенны, получив перекрытие 40.

Ключевые слова: неоднородное диэлектрическое заполнение; неоднородная диэлектрическая структура; диэлектрическая линза; биконическая антенна.

BICONICAL ANTENNA WITH INHOMOGENEOUS DIELECTRIC FILLING FOR RADIOPELENGATION SYSTEMS

A. M. Bobreshov[1], E. A. Markova[1], K. V. Smuseva[1], G. K. Uskov[1]

[1]Voronezh State University, Voronezh, Russia

Abstract. The paper proposed a biconical antenna with a non-uniform dielectric filling for pelengation systems that place high demands on the antennas directional properties. With the use of the developed structure, it was possible to significantly reduce lateral radiation and to extend the working range of the antenna, obtaining an overlap of 40.

Keywords: inhomogeneous dielectric filling; inhomogeneous dielectric structur; dielectric lens; biconical antenna.

1. Введение

Возможность синтеза различных диэлектрических структур, позволяющих получить улучшенные характеристики направленности при сохранении хорошего согласования в чрезвычайно широком диапазоне частот, открывает широкие возможности в использовании апертурных антенн. Методика синтеза таких структур, подробно описанная в работах [3 - 5], позволяет получать диэлектрическое заполнение для широкого класса антенн, независимо от их размера. При изготовлении неоднородных диэлектрических линз с использованием технологий трёхмерной печати ограничения накладываются лишь точностью используемого оборудования и диэлектрической проницаемостью используемого материала, которая является максимально возможной диэлектрической проницаемостью во всём объёме линзы. Для полистирола собственное значение диэлектрической проницаемости ε=2,4. Одна из наиболее интересных задач, в которой возникает необходимость использования сверхширокополосных антенн со стабильными характеристиками направленности – задача радиопеленгации. В современной пеленгации вновь стал актуален амплитудный метод, поскольку современные возможности обработки сигналов позволяю использовать все достоинства этого способа. Кроме того, существует целый класс амплитудных пеленгаторов, чья точность напрямую зависит от априорных знаний о

диаграмме направленности антенны и от способности антенны сохранять характеристики направленности во всём диапазоне пеленгации (пат. РФ 2521959, G01S 3/28, 2013, 2201599, G01S 3/14, G01S 3/74, 2002 и др.). Для подобных пеленгаторных систем предлагается использовать биконическую антенну с диэлектрическим заполнением, описанную в данной работе.

2. Диэлектрическая структура

Направленные свойства любой апертурной антенны в дальней зоне определяются распределением фаз и амплитуд в её апертуре. На нижних частотах рабочего диапазона антенны разница фаз на краях апертуры и в центре мала. Однако с ростом рабочей частоты эта разница увеличивается, что в итоге приводит к развалу диаграммы направленности: появлению боковых лепестков или минимума диаграммы в главном направлении излучения [1]. Исходя из вышесказанного, рабочий диапазон биконической антенны по свойствам направленности снизу ограничен частотой, связанной с геометрическими размерами антенны, а сверху – частотой, на которой происходит развал диаграммы направленности. Стоит отметить, что по характеристикам согласования биконические антенны ограничены только нижней частотой рабочего диапазона.

Волновой фронт в раскрыве биконической антенны можно считать квазисферическим. Чтобы скомпенсировать разность фаз в апертуре, появляющуюся с ростом рабочей частоты антенны необходимо преобразовать сферический волновой фронт в плоский. Именно с целью преобразования вида волнового фронта в апертуре антенны применяются неоднородные диэлектрические структуры [2]. В структуре такого типа диэлектрическая проницаемость изменяется в зависимости от направления и определяется законом:

$$\varepsilon(\varphi) = \varepsilon_0 \cos\varphi, \qquad (1)$$

где ε_0 –максимальная диэлектрическая проницаемость, φ – угол, определяющий направление, причём в основном направлении излучения $\varphi=0$. При этом необходимо соблюдать условие $\varepsilon(\varphi)\geq 1$, что является критерием физической реализуемости структуры [5].

Из (1) видно, что диэлектрическая проницаемость принимает максимальное значение в основном направлении излучения, а минимальное значение диэлектрической проницаемости достигается ближе к краю апертуры. Таким образом, скорость распространения электромагнитной волны в апертуре антенны также будет зависеть от направления, поскольку, как известно, она определяется выражением:

$$v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon(\varphi)}}, \qquad (2)$$

где c – скорость распространения электромагнитных волн в вакууме [2].

Таким образом, изменяя диэлектрическую проницаемость в объёме структуры, контролируется скорость распространения волны и время хода луча из фазового центра до апертуры [5].

Физически воссоздать такую структуру стало возможно благодаря технологиям трёхмерной печати. Весь объём апертуры антенны разбивается на большое число элементарных ячеек, линейный размер которых хотя бы в два раза меньше длины волны на максимальной рабочей частоте. В соответствии с (1) для каждой элементарной ячейки вычисляется диэлектрическая проницаемость в соответствии с её положением в пространстве раскрыва. Для получения требуемого значения диэлектрической проницаемости, объём ячейки заполняется диэлектриком и воздухом в соотношении, определяемом по формуле Лихтеннекера [2] для определения эквивалентной диэлектрической проницаемости смеси двух диэлектриков:

$$\ln \varepsilon = V_1 \cdot \ln \varepsilon_1 + V_2 \cdot \ln \varepsilon_2, \quad (3)$$

либо по формуле Одолевского:

$$\varepsilon = B + \left(B^2 + \varepsilon \cdot \frac{\varepsilon_2}{2} \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (4)$$

где $B = 0,25 \cdot \left((3V_1 - 1) \cdot \varepsilon_1 + (3V_2 - 1) \cdot \varepsilon_2 \right)$, V_1 и V_2 – относительные объёмы воздуха и диэлектрика (доля объёма каждого вещества в общем объёме смеси), ε_1 и ε_2 – диэлектрические проницаемости воздуха и диэлектрика соответственно, ε – эквивалентная диэлектрическая проницаемость смеси. Данные формулы можно вполне справедливо применять именно потому, что линейный размер ячейки в среднем в несколько раз меньше длины волны, то есть достаточно мал, чтобы смесь можно было считать однородной [2].

3. Применение биконической антенны с неоднородным диэлектрическим заполнением для задач радиопеленгации

Для применения биконической антенны в задачах радиопеленгации необходимо учесть требования широкополосности, постоянства формы диаграммы направленности, компактности и согласования. Поскольку биконический элемент сам по себе хорошо согласовывается с линией передачи, то вопрос согласования на практике значительных затруднений не вызывает. Это легко видеть из рисунка 1, где представлен график коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) в зависимости от частоты. Как

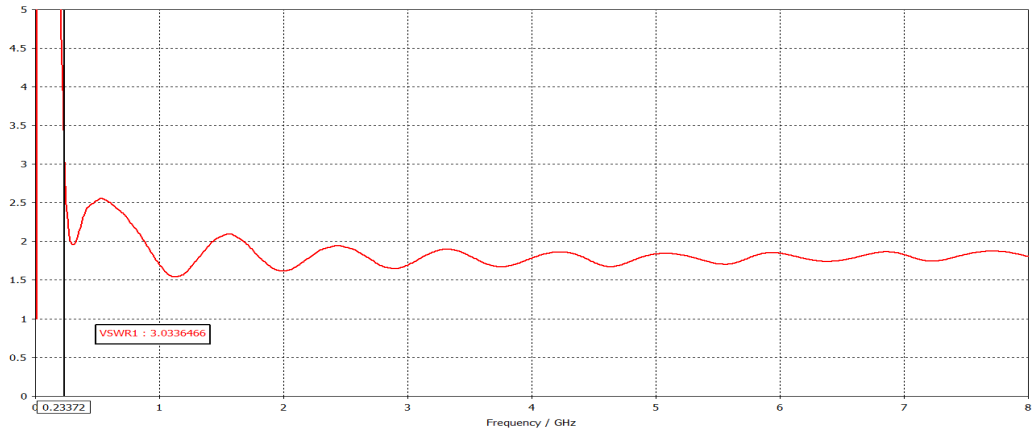
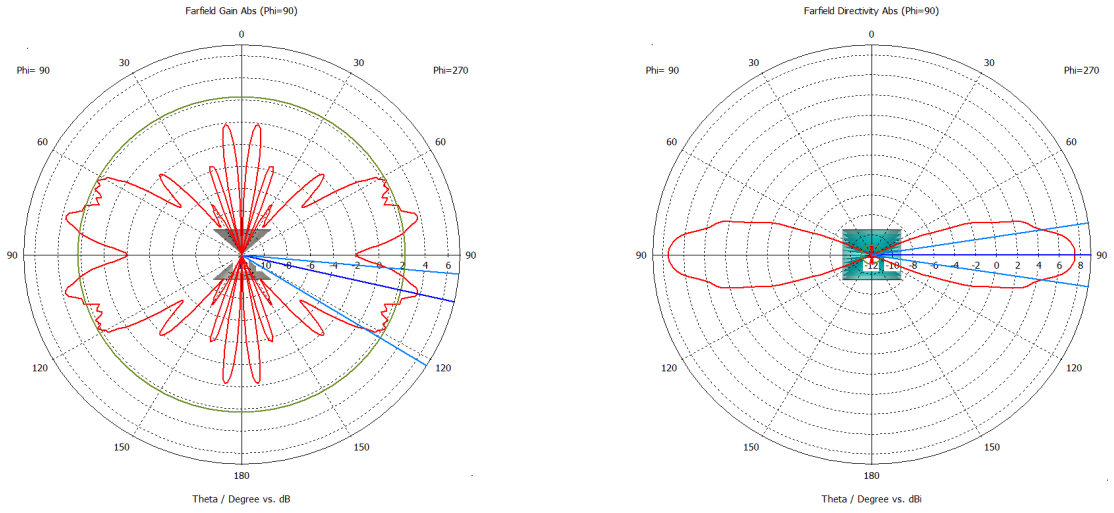


Рис. 1. КСВН биконической антенны с диэлектрической структурой в зависимости от частоты

видно из графика, нижняя граничная частота работы антенны 233 МГц. Данный результат получен при диаметре образующих конусов 260 мм и общей высоте конструкции 230 мм. Кроме того, антенны, применяемые для пеленгации, часто имеют активную входную цепь, поэтому необходимо учитывать вероятный уровень входного сигнала. Для улучшения согласования предлагается дополнить конструкцию антенны ферритовым поглотителем, установленным в основаниях конусов антенны. Несмотря н то, что он поглощает незначительную часть падающей электромагнитной энергии, его использование позволяет добиться более устойчивого согласования в нижнем частотном диапазоне и расширить диапазон рабочих частот.

Стабильность диаграммы направленности обеспечивает вставка в апертуру неоднородной диэлектрической структуры. На рисунке 2а представлена собственная диаграмма направленности биконической антенны на частоте 6 ГГц, а на рисунке 2б – диаграмма направленности той же антенны с неоднородной диэлектрической вставкой. Из рисунка видно, что наличие неоднородной линзы позволяет не просто скомпенсировать провал в основном направлении излучения, но и получить значительное усиление в диаграмме направленности: разница в значении усиления в основном направлении излучения составляет 9,5 дБ. Верхняя граница рабочего диапазона данной биконической антенны без линзы составляет 3 ГГц, а с использованием неоднородного диэлектрического заполнения гарантированный диапазон работы до 10 ГГц.



а б

Рис. 2. Диаграмма направленности биконической антенны без учёта (а) и с учётом (б) неоднородной диэлектрической вставки на частоте 6 ГГц

4. Заключение

В работе показана целесообразность использования биконической антенны с неоднородным диэлектрическим заполнением и поглощающими ферритовыми вставками в пеленгаторных системах. Введение неоднородной диэлектрической

структуры помогает значительно уменьшить нежелательное боковое излучение и расширить рабочий диапазон антенны по диаграмме направленности, получив перекрытие порядка 40. При этом введение линзы не оказывает влияния на работу антенны в нижней части частотного диапазона.

5. Благодарности

Работа выполнена в рамках грантов Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых - докторов наук (МД-6872.2018.9).

Литература

1. Айзенберг Г. З. Антенны УКВ. Часть 1. М.: Связь, 1977. - 384 с.
2. Зелкин Е. Г., Петрова Р. А. Линзовые антенны. М.: Советское радио, 1974. - 280 с.
3. Бобрешов А. М. Синтез неоднородной диэлектрической структуры для улучшения характеристик антенны Вивальди / Бобрешов А. М., Кретов П. А., Сбитнев Н. С., Усков Г. К. // Сборник трудов XXIII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», 2017, Т. 2. – с. 1108-1130
4. Бобрешов А. М. Исследование диэлектриков для трёхмерной печати микроволновых линз / Бобрешов А. М., Кретов П. А., Стёпкин В. А., Сбитнев Н. С., Усков Г. К. // Сборник трудов XXIV Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», 2018, Т. 2. – С. 58-64
5. Бобрешов А. М. Экспериментальное исследование биконической антенны с неоднородным диэлекрическим заполнением / Бобрешов А. М., Маркова Е. А., Усков Г. К. // Сборник трудов XXIV Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», 2018, Т. 3. – С. 293-300

References

1. Aizenberg, G.Z. Antennas VHF. Part 1. M.: Svyaz, 1977. – 384 p.
2. Zelkin, E. G., Petrova, R. A., Lens antennas. M.: Sovetskoe Radio, 1974. – 280 p.
3. Bobreshov, A. M. Synthesis of inhomogeneous dielectric structure to improve the characteristics of the Vivaldi antenna / Bobreshov, A.M., Kretov, P.A., Sbitnev, N.S., Uskov, G.K. // Proceedings of the XXIII International scientific and technical conference "Radar, navigation, communication», 2017, T. 2 – p. 1108-1130
4. Bobreshov, A. M. Research of dielectrics for three-dimensional printing of microwave lenses / Bobreshov, A.M., Kretov, P.A., Stepkin, V.A., Sbitnev, N.S., Uskov, G.K. // Proceedings of the XXIV International scientific and technical conference "Radar, navigation, communication», 2018, T. 2 – p. 54-64
5. Bobreshov, A. M. Experimental study of a bionic antenna with inhomogeneous dielectric filling / Bobreshov, A.M., Markova, E.A., Uskov, G.K. // Proceedings of the XXIV International scientific and technical conference "Radar, navigation, communication», 2017, T. 2 – p. 1108-1130

ВАРИАНТ ПОДАВИТЕЛЯ SIC LATTICE REDUCTION ДЛЯ СХЕМЫ V-BLAST MIMO

Е. В. Гончаров[1]

[1]ООО “СДН-Софт”, Инновационный Центр Сколково, Москва, РФ

Аннотация. Настоящая статья посвящена разработке алгоритма демодуляции сигнала MIMO, построенного в соответствии со схемой V-BLAST. Несколько алгоритмов рассмотрено – алгоритм максимального правдоподобия MLA, а также QRM, MMSE, SIC-MMSE, LR-MMSE, SIC-LR-MMSE. Показано, что представленный в работе алгоритм SIC-LR-MMSE, имеющий линейную вычислительную сложность в зависимости от числа антенн и порядка модуляции обладает хорошими характеристиками, близкими к потенциально достижимым (MLA), что определяет его возможность использования на практике.

Ключевые слова: MIMO, V-BLAST, MLA, QRM, MMSE, Lattice Reduction, SIC.

VARIANT OF SIC LATTICE REDUCTION INTERFERENCE CANCELLATION SCHEME FOR V-BLAST MIMO SYSTEM

E. V. Goncharov[1]

[1]JSC “SDN-Soft”, Skolkovo Innovations Center, Moscow, Russian Federation

Abstract. This paper discusses the design of the MIMO signal demodulation algorithm built according to the V-BLAST scheme. Several algorithms such as the maximum likelihood algorithm and QRM, MMSE, SIC-MMSE, LR-MMSE, SIC-LR-MMSE are considered. It is shown that the SIC-LR-MMSE algorithm, presented in this paper, having a linear computational complexity depending on the number of antennas and modulation order, provides good performance close to potentially achievable (MLA), which makes its practical use possible.

Keywords: MIMO, V-BLAST, MLA, QRM, MMSE, Lattice Reduction, SIC.

1. Введение

Настоящая работа относится к задаче демодуляции MIMO (Multiple Input – Multiple Output) сигнала пользователя в мобильных сетях, использующих OFDM мультиплексирование абонентов [1,2]. В различных работах известно большое количество различных алгоритмов демодуляции такого сигнала.

Одним из важнейших алгоритмов является метод максимального правдоподобия (Maximum Likelihood Method). Этот алгоритм определяет потенциально достижимые характеристики, однако зачастую он не может быть практически реализован в силу высокой вычислительной сложности алгоритма, экспоненциально возрастающей в зависимости от количества степеней свободы (количества антенн и порядка модуляции).

В связи с этим в литературе предлагается большое количество других, более простых алгоритмов. Самым известным из них является алгоритм MMSE (Minimum of Mean Square Error), который обладает линейной сложностью, однако существенно проигрывает алгоритму MLA, в соответствии с приведенным в данной статье анализом, по уровню вероятности ошибки $2 \cdot 10^{-2}$ проигрыш составляет 6 дБ.

Для того, чтобы решить описанную проблему, исследовались различные версии M-алгоритма, использующего QR-разложение канальной матрицы (QRM алгоритм). Этот алгоритм также, как и MLA, является переборным, однако максимальное число степеней свободы на каждой итерации перебора фиксируется и не превышает некоторого предварительно выбранного значения M (отсюда и название алгоритма). Данный алгоритм показывает характеристики, близкие к потенциально достижимым (проигрыш по результатам моделирования не более 0.2 дБ), однако в силу своей природы все еще является слишком сложным с точки зрения реализации.

Важным шагом в решении задачи приема сигнала MIMO является алгоритм последовательного подавления (Successive Interference Cancellation – SIC) [3,4]. Однако его прямое использование после MMSE (см. Рис. 1) дает лишь некоторый выигрыш, основная часть помехоустойчивости все еще является недостижимой.

С другой стороны, в литературе известен Lattice Reduction [5] (LR-MMSE) алгоритм, использующий разложение канальной матрицы по ортогональному базису, которое также позволяет улучшить характеристики MMSE алгоритма, но также на некоторую величину проигрывая алгоритму MLA (в рамках настоящего моделирования порядка 1.5-2 дБ).

Объединение трех алгоритмов в один алгоритм (SIC-LR-MMSE) предоставляет возможность практически приблизиться к потенциально достижимым характеристикам, сохраняя суммарно линейную вычислительную сложность, как показано в [6] и в настоящей работе.

В данной работе алгоритм SIC-LR-MMSE рассмотрен более подробно, приведено его математическое описание и моделирование.

2. Постановка Задачи

Рассмотрим MIMO-OFDM систему с рэлеевскими замираниями, однопользовательский случай, построенную по схеме V-BLAST:

$$z = Hs + n \tag{1}$$

Здесь z это принимаемый сигнал, N это количество передающих антенн, и L это количество принимающих. H это канальная матрица; будем считать ее известной в рамках данной работы.

$z, n \in Vect(L, C)$, $s \in Vect(N, C)$

где C это множество комплексных чисел.

Модуляция означает, что компоненты s принадлежат конечному дискретному созвездию. $s \in C^N$

Например,

$$\text{QPSK: } \left\{\pm\frac{1}{\sqrt{2}}; \pm\frac{i}{\sqrt{2}}\right\}$$

$$\text{16QAM: } \left\{\pm\frac{1}{\sqrt{10}}; \pm\frac{i}{\sqrt{10}}\right\}, \left\{\pm\frac{3}{\sqrt{10}}; \pm\frac{i}{\sqrt{10}}\right\}, \left\{\pm\frac{1}{\sqrt{10}}; \pm\frac{3i}{\sqrt{10}}\right\}, \left\{\pm\frac{3}{\sqrt{10}}; \pm\frac{3i}{\sqrt{10}}\right\} \tag{2}$$

$$\text{64QAM: } \left\{\pm\frac{\{1,3,5,7\}}{\sqrt{42}}; \pm\frac{i\{1,3,5,7\}}{\sqrt{42}}\right\}$$

Таким образом, для M-QAM модуляции, $M = 4m^2$ (при условии, что $M = 2^k$)

3. Преобразование сигнала и описание алгоритмов

Введем обозначение $A = \sqrt{\frac{3}{2(M-1)}}$

В этом случае

$$C^N = \{s = a + ib; a, b \in \{\pm A, \pm 3A, \dots, \pm(2m-1)A\}\}$$

В соответствии с вышесказанным все элементы модуляции могут представлены в целых числах $\bar{s} = \{(0,1,\dots,2m-1), i(0,1,\dots,2m-1)\}$ с помощью преобразования:

$$\bar{s} = \frac{1}{2A}s + \frac{(2m-1)}{2}(1+i)e_0, \quad (3)$$

где $e_0 = (1,\dots,1)^T$

С обратным преобразованием:

$$s = 2A\left(\bar{s} - \frac{2m-1}{2}(1+i)e_0\right), \quad (4)$$

при соответствующем преобразовании входного сигнала z:

$$\bar{z} = \frac{1}{2A}z + \frac{(2m-1)}{2}(1+i)He_0 \quad (5)$$

В этом случае уравнение (1) может быть переписано:

$$\bar{z} = H\bar{s} + \bar{n} \quad (6)$$

при $\langle \bar{n}, \bar{n} \rangle = \left(\frac{1}{2A}\right)^2 \langle n, n \rangle$.

Рассмотрим несколько основных алгоритмов.

MLA

$$s = \arg min_{s \epsilon C^N} (\|z - Hs\|)$$

Определяет потенциально допустимую помехоустойчивость.

MMSE

$$s = W_{MMSE}z, \quad (7)$$

где

$$W_{MMSE} = H^+(HH^+ + \langle n, n \rangle)^{-1}$$

QRM

Определяет потенциально допустимую помехоустойчивость в условиях, когда использование MLA невозможно из-за чрезмерно высокой вычислительной сложности. Построен в соответствии с рекомендациями [7].

LR-MMSE

Мотивация использования lattice reduction MMSE – это поиск такой матрицы T, которая делает матрицу H максимально ортогональной настолько, насколько это возможно

$$H = H^{red}T^{-1}$$

$$z = Hs + n = H^{red}T^{-1}s + n = H^{red}c + n$$

$$c = T^{-1}s$$

Алгоритм расчета $H^{red}T^{-1}$ известен как Lenstra-Lenstra-Lovasz алгоритм. Не будем останавливаться на этом алгоритме, он описан, например, в [5].

Таким образом, для расчета оценки s в алгоритме LR-MMSE необходимо выполнить преобразование (5), затем рассчитать как

$$c = \lfloor W_{LR-MMSE}\bar{z} \rceil, \quad (8)$$

где $\lfloor \quad \rceil$ - операция округления вниз.

Затем вычисляется $\bar{s} = Tc$ и обратное преобразование в соответствии с (3).

Преобразование матрицы H можно осуществить в действительных числах:

$$\underline{H} = \begin{bmatrix} Re(H) & -Im(H) \\ Im(H) & Re(H) \\ \sqrt{\langle n,n \rangle} I_{2N} & \end{bmatrix}, \underline{z} = \begin{bmatrix} Re(z) \\ Im(z) \\ 0_{2N} \end{bmatrix}, \quad (9)$$

где I_{2N} это $2N \times 2N$ единичная матрица, и 0_{2N} это $2N \times 1$ нулевой вектор.

Уравнение (1) в этом случае можно переписать в следующем виде:

$$\underline{z} = \underline{H}\underline{s} + \underline{n}. \quad (10)$$

С помощью Lenstra-Lenstra-Lovazh алгоритма можно сформировать матрицы:

$$\underline{H} = \underline{H}^{red} T^{-1} = Q\ R\ T^{-1} \quad (11)$$

Таким образом, операция (6) в введенных обозначениях может быть осуществлена как:

$$x = \left(\left(\underline{H}^{red}\right)^T \underline{H}^{red} \right)^{-1} \left(\underline{H}^{red}\right)^T \underline{z}$$

Переход к целым числам может быть осуществлен

$$\bar{x} = \frac{1}{2A} x - \frac{1}{2} T^{-1} 1_{2N} \quad (12)$$

где 1_{2N} это $2N \times 1$ единичный вектор.

Смысл операции (12) это переход в (2) от нумерации $1,3,5,7$ ... к нумерации $0,1,2,3$ ... с учетом знака $\pm$.

Затем операция (7) может быть выполнена как

$$\underline{c} = \lfloor \bar{x} \rceil \quad (13)$$

И обратное преобразование из целых чисел, получившихся в результате преобразования (12) к вещественным числам (а заодно и от to $0,1,2,3$ ... обратно к $1,3,5,7$ ...) может быть выполнено по формуле:

$$\underline{s} = 2AT\underline{c} + A1_{2N} \quad (14)$$

Окончательно, переход от $\underline{s}$ к s осуществляется обратно формулам (8). Результаты моделирования этого алгоритма представлены на рисунок 1, 2. Как видно из рисунков, предлагаемый алгоритм позволяет существенно улучшить характеристики приема по сравнению с MMSE, но заметно проигрывает MLA и QRM.

SIC-LR-MMSE

Дальнейшие характеристики приема могут быть улучшены благодаря использованию методов successive interference cancellation (SIC), приведенных в литературе, например, [3,4,6].

Для этого помеха в векторе наблюдения (9) может быть приведена к треугольному виду путем преобразования

$$y = Q^T \underline{z}. \quad (15)$$

При этом перед началом выполнения (11) столбцы матрицы $\underline{H}$ должны быть переставлены в порядке убывания модуля диагональных элементов матрицы R^{-1} в целях сортировки.

Первоначальная оценка переданных информационных символов может быть получена из (13) в обозначениях $T^{-1}\underline{s}$, то есть:

$$\underline{g} = T^{-1}\underline{s} = 2A\underline{c} + AT^{-1}1_{2N}. \quad (16)$$

Затем очистка вектора y от помехи множественного доступа осуществляется итеративно, то есть

$$y[2N-j+1] = y[2N-j+1] - \sum_{k=1}^{j-1} R[2N-j+1,2N-k+1]\,\underline{g}[2N-k+1] \quad (17)$$

где $j = \overline{1,2N}$

Далее (17) необходимо нормировать получившиеся значения на диагональные элементы матрицы R.

$$y[2N-j+1] = \frac{y[2N-j+1]}{R[2N-j+1,2N-j+1]} \quad (18)$$

После выполнения преобразований (17), (18) оценка переданных информационных символов $\underline{s}$ может быть выполнена применив обычные формулы (12) и (14):

$$\underline{s} = 2AT\left\lfloor \frac{1}{2A}y - \frac{1}{2}T^{-1}1_{2N} \right\rfloor + A1_{2N} \quad (19)$$

4. Результаты моделирования

Результаты моделирования предложенного алгоритма представлены на рисунках 1, 2.

При моделировании использовалась модель замираний Джейкса [8], модель многолучевости “Vehicular A” в соответствии с [9,10]. Полоса пропускания 10 МГц, частота несущей 2.4 ГГц.

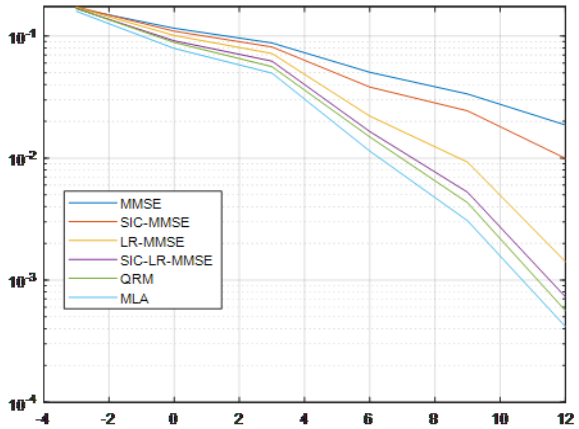


Рис. 1. Зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал-шум, dB. QPSK модуляция, Рэлеевский федингг 4x4 MIMO.

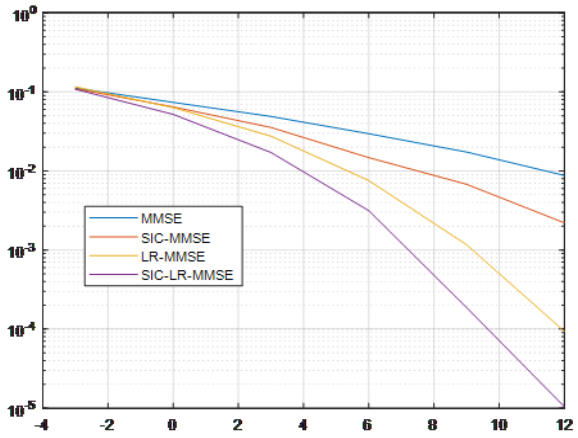


Рис. 2. Зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал-шум, dB. QPSK модуляция, Рэлеевский феднинг 8x8 MIMO.

5. Заключение

В настоящей работе представлен вариант алгоритм демодуляцмм SIC-LR-MMSE для схемы MIMO V-BLAST. Потенциально достижимые характеристики получены для значений модуляции QPSK 4x4 антенн, показаны характеристики для случая 8x8 антенн. Показано, что потери помехоустойчивости предлагаемого алгоритма не более 0,2 дБ по сравнению с алгоритмом QRM и 0,8 дБ по сравнению с алгоритмом MLA при линейной вычислительной сложности в зависимости от числа антенн и порядка модуляции, что определяет возможность использования алгоритма в аппаратуре связи, использующей технологию MIMO.

Литература

1. Goncharov E.V. Calculation of error probability of reception of the signal in the presence of multiple access interference. // IEEE WTS, April 2012, London, UK.
2. Goncharov E.V., Jeon J.H., Maeng S.J., Lee J. Development of PHY velocity estimation algorithm for DL Mobile WiMAX/WiBro TDD telecommunication system. // IEEE APS URSI AMEREM, 2006, San Diego, US.
3. Kempf P. On multi-user detection schemes for synchronous coherent CDMA systems. // IEEE Vehicular Technology Conference, 1995, vol. 1, - Pp. 479 – 483.
4. Гончаров Е.В. Многопользовательское детектирование в CDMA. // Электросвязь, 1998, № 12. - С.14-16.
5. Lenstra A.K., Lenstra H.W., Lovasz L., Factoring polynomials with rational coefficients. // Matematischen Annalen, 1984, Volume 261, Number 4, pp. 515-534.
6. Wubben D., Bohnke R., Kuhn V. Kammeyer K.-D. MMSE-Based Lattice-Reduction for Near-ML Detection of MIMO Systems. // ITG Workshop on Smart Antennas, March 2004, Munich, Germany.
7. Higuchi K.; Kawai H.; Maeda N.; Sawahashi M. Adaptive selection of surviving symbol replica candidates based on maximum reliability in QRM-MLD for OFCDM MIMO multiplexing. // Globecom, 2004, Dallas, TX, USA.
8. Jakes W.C. Microwave Mobile Communications. Wiley-IEEE Press, May 1994. - 656 p.
9. TS 25.101 User Equipment (UE) radio transmission and reception (FDD). Technical Specification. 3rd Generation Partnership Project (3GPP) – version 10.12.0, March 2014. - 286 p.
10. ITU-R M.1225 Guidelines for evaluation of transmission technologies for IMT-2000. Recommendation. International Telecommunication Union (ITU), 1997. - 60 p.

REFERENCES

1. Goncharov E.V. Calculation of error probability of reception of the signal in the presence of multiple access interference. // IEEE WTS, April 2012, London, UK.
2. Goncharov E.V., Jeon J.H., Maeng S.J., Lee J. Development of PHY velocity estimation algorithm for DL Mobile WiMAX/WiBro TDD telecommunication system. // IEEE APS URSI AMEREM, 2006, San Diego, US.
3. Kempf P. On multi-user detection schemes for synchronous coherent CDMA systems. // IEEE Vehicular Technology Conference, 1995, vol. 1, pp. 479 – 483.
4. Goncharov E.V. Multiuser detection in CDMA. // Electrosvyaz magazine, 1998, № 12. - Pp.14-16.
5. Lenstra A.K., Lenstra H.W., Lovasz L., Factoring polynomials with rational coefficients. // Matematischen Annalen, 1984, Volume 261, Number 4, pp. 515-534.
6. Wubben D., Bohnke R., Kuhn V. Kammeyer K.-D. MMSE-Based Lattice-Reduction for Near-ML Detection of MIMO Systems. // ITG Workshop on Smart Antennas, March 2004, Munich, Germany.
7. Higuchi K.; Kawai H.; Maeda N.; Sawahashi M. Adaptive selection of surviving symbol replica candidates based on maximum reliability in QRM-MLD for OFCDM MIMO multiplexing. // Globecom, 2004, Dallas, TX, USA.
8. Jakes W.C. Microwave Mobile Communications. Wiley-IEEE Press, May 1994. - 656 p.
9. TS 25.101 User Equipment (UE) radio transmission and reception (FDD). Technical Specification. 3rd Generation Partnership Project (3GPP) – version 10.12.0, March 2014. - 286 p.
10. ITU-R M.1225 Guidelines for evaluation of transmission technologies for IMT-2000. Recommendation. International Telecommunication Union (ITU), 1997. - 60 p.

ВЛИЯНИЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ДАННЫХ В СИСТЕМЕ ФОРМИРОВАНИЯ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ НА ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ

Ж. В. Шапошникова, Н. О. Левенков

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. Рассматривается изменение основных характеристик восьмиэлементной кольцевой цифровой антенной решётки в зависимости от разрядности представления данных в цифровом пространственном фильтре. Расчет диаграммы направленности приемной системы осуществляется с учетом весовых коэффициентов, которые определены двумя способами: исходя из геометрических особенностей антенной решётки и на основе генетического алгоритма. Величина изменения параметров системы от разрядности цифрового фильтра, в значительной степени зависит от алгоритма вычисления весовых коэффициентов.

Ключевые слова: цифровой фильтр; эффект конечной разрядности; цифровая антенная решётка; цифровое диаграммообразование.

THE IMPACT OF DATA REPRESENTATION IN THE BEAMFORMING SYSTEM ON THE MAIN CHARACTERISTICS OF A DIGITAL ANTENNA ARRAY

Z. V. Shaposhnikova, N. O. Levenkov

Joint Stock Company «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russian Federation

Abstract. The change of the basic characteristics of the eight-element ring digital antenna array depending on the bit depth of the data representation in the digital spatial filter is considered. The directivity pattern consists of weights, which are determined by two methods: on the basis of geometric characteristics and genetic algorithms. The magnitude of the change in the parameters of the system calculates weighting factors.

Keywords: digital filter; effect of final digit capacity; digital antenna array; digital diagramming.

1. Введение

Немаловажным звеном в цифровой обработке сигналов является цифровой фильтр (ЦФ). Цифровой фильтр представляет собой определенный математический алгоритм, который реализован на аппаратном или программном уровне, который с определенной целью воздействует на входной и генерирует требуемый выходной цифровой сигнал. А именно, узкополосный аналоговый сигнал периодически выбирается и конвертируется в набор цифровых выборок, цифровой процессор производит фильтрацию, отображая входную последовательность в выходную согласно вычислительному алгоритму фильтра. Цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) конвертирует отфильтрованный цифровым образом выход в аналоговые значения, которые затем проходят аналоговую фильтрацию для сглаживания и устранения нежелательных высокочастотных компонентов.

По сравнению с аналоговыми фильтрами ЦФ предпочтительны во множестве областей, так как обладают рядом преимуществ: точность; временная стабильность и устойчивость к климатическим воздействиям; а также при построении фильтра с использованием программируемого процессора его частотная характеристика может настраиваться автоматически (поэтому такие процессоры широко применяются в адаптивных фильтрах). Данные представлены в цифровом виде.

Несмотря на достоинства, по сравнению с аналоговыми цифровые фильтры имеют и ряд недостатков: ограничение скорости обработки и ширины полосы сигналов, которые в реальном времени способны обработать цифровые фильтры; влияние эффекта конечной разрядности. [1]

Для того чтобы понять, какими свойствами будет обладать реальный фильтр, построенный в виде специализированного устройства или на базе ЦВМ, необходимо учесть эффекты, вызванные конечной разрядностью всех используемых регистров. К таким эффектам относятся:

1. Шум аналого-цифрового преобразования.
2. Некоррелированный шум округления.
3. Погрешности характеристик фильтров, обусловленные квантованием коэффициентов фильтров.
4. Коррелированный шум округления, проявляющийся в виде предельных циклов.

Учитывая методы представления чисел в фильтре, способы квантования, используемые для сокращения разрядности чисел до нужной величины, а также особенности структурной схемы фильтра, в каждом конкретном случае можно оценить, как перечисленные эффекты скажутся на характеристиках фильтра [2]. Поэтому целью нашей работы было проанализировать влияние квантования уровней весовых коэффициентов цифрового фильтра на основные характеристики радиомодема с ЦАР.

2. Расчет основных параметров радиомодема с ЦАР

Путем математического моделирования кольцевой 8-ми элементной эквидистантной цифровой антенной решётки (ЦАР) были вычислены весовые коэффициенты цифрового пространственного фильтра, обусловленные конструктивными особенностями приемной системы, и рассчитаны её основные характеристики при нулевом угле фазирования ($\varphi=0$). Общий вид радиомодема представляет собой гексообразное основание, в котором расположены восемь приемо-передающих модулей, блок цифровой обработки сигналов, синтезатор и восемь антенных элементов в виде диполей. В качестве основных параметров системы анализировались коэффициент усиления (КУ) антенны, относительный уровень боковых лепестков (УБЛ), ширина диаграммы направленности. На рисунке 1 представлена диаграмма направленности приёмной системы связи на основе ЦАР.

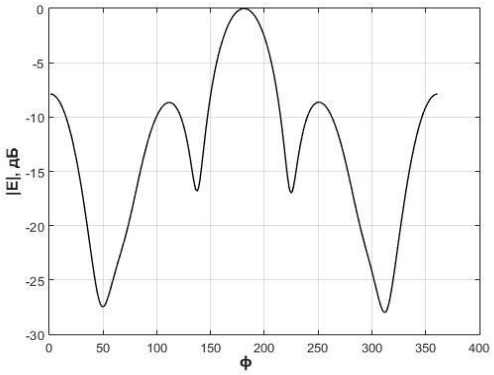


Рис. 1. Диаграмма направленности приемной системы связи на основе ЦАР

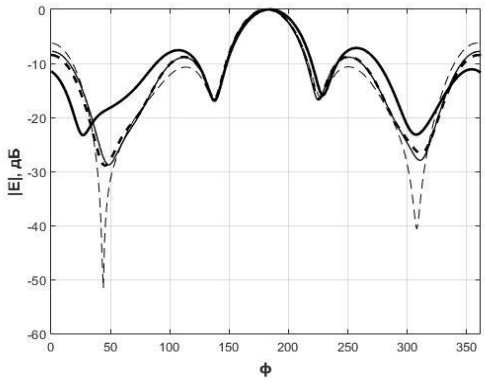


Рис. 2. Диаграммы направленности приемной системы связи на основе ЦАР с учетом разрядности ЦФ

Полученные результаты представлены в нормированном виде. Исходный уровень относительного бокового лепестка составляет -8 дБ.

3. Анализ влияния разрядности цифрового пространственного фильтра на основные параметры радиомодема при весовых коэффициентах, определяемых геометрией решётки

Следующим этапом работы было проанализировать влияние разрядности цифрового пространственного фильтра, отводимой для представления данных, на основные параметры приемной системы с ЦАР. Для этого был разработан алгоритм квантования уровня коэффициентов фильтра. Для представления чисел в цифровом фильтре используются m двоичных разрядов. С их помощью можно точно представить N=2^m различных m-разрядных чисел. Для анализа изменения характеристик системы примем следующие значения разрядности m=2…11.

На рисунке 2 представлены ДН приемной системы связи на основе ЦАР. Тонкая сплошная линия соответствует исходной диаграмме направленности, без учета разрядности ЦФ, толстая сплошная линия характеризует ДН при m=2, тонкая пунктирная линия m=3, толстая пунктирная линия соответствует m=4. Из рисунка видно, что наибольшие боковые лепестки ДН наблюдаются при разрядностях m=2 (ближний боковой) и m=3 (дальний боковой). Следует отметить, что при m=3 наблюдаются наиболее глубокие нули ДН (при φ= -140º и φ=135º), это в свою очередь положительно скажется в борьбе с помехами. С увеличением разрядности ЦФ диаграмма направленности приближается к исходной.

Для более наглядного представления полученных результатов были построены графики зависимости изменения основных характеристик приемной системы от разрядности цифрового пространственного фильтра.

На рисунке 3 представлена зависимость изменения коэффициента усиления системы от разрядности ЦФ. Замечено, что КУ ДН меняется незначительно, а именно: в пределах ±0,2 дБ при m, принимающем значение от 2 до 5. При m=6 и выше изменение данной характеристики будет приближаться к нулю.

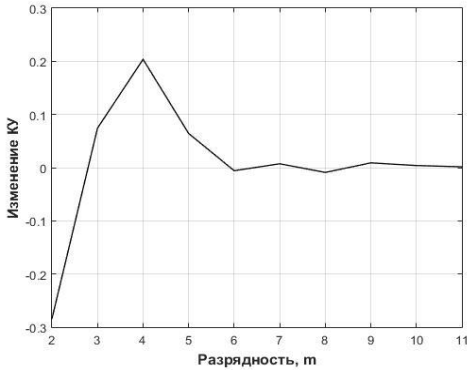


Рис. 3. Зависимость изменения КУ приемной системы от разрядности ЦФ

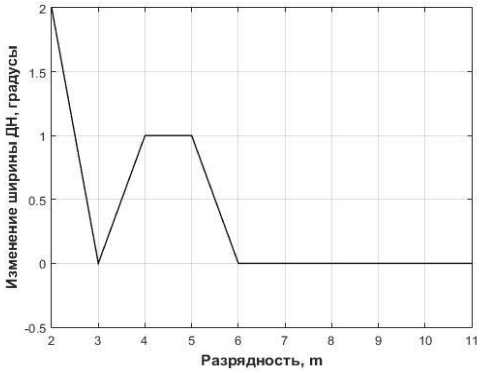


Рис. 4. Зависимость изменения ширины ДН от разрядности ЦФ

Далее анализировалось изменение ширины диаграммы направленноси приемной системы связи. На рисунке 4 предсталвен график зависимости изменения данного параметра от разрядности цифрового пространственного фильтра.

Из полученного графика видно, что ширина ДН принимает различные значения в зависимости от выбранного значения разрядности фильтра. Максимально данная характеристика увеличится на 2º при m=2, по сравенению с исходной ДН. При разрядности цифрового фильтра m=4 и m=5 изменения будут незначительны и составят 1º. Во всех остальных случаях, при m=3, m=6 и выше, изменение даной величины будет рано нулю.

И, наконец, анализировался уровень боковых лепестков ДН приемной системы связи. На рисунке 5 представлена зависимость изменения относительного уровня боквых лепестков от разрядности цифрового пространственного фильтра.

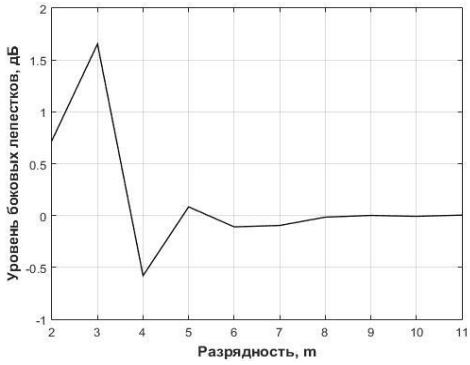


Рис. 5. Зависимость изменения относительного УБЛ ДН от разрядности ЦФ.

Из полученного графика видно, что наибольшее изменение уровня боковых лепестков наблюдается при m=3. Значение характеристики в таком случае увеличится на 1,7 дБ по сравнению с исходный величиной. Далее с увеличением разрядности ЦФ изменения параметра будут сводится к нулю.

Из полученных результатов видно, что с увеличением разрядности цифрового пространственного фильтра изменение основных харктеристик приемной системы от

исходных стремится к нулю. При расчете ДН для приемной системы, вычисленной с учетом геометрии антенной решётки, влияние разрядности фильтра, при записи весовых коэффициентов, будет незначительно.

4. Анализ влияния разрядности цифрового пространственного фильтра на основные параметры радиомодема при весовых коэффициентах, вычисленных при помощи генетического алгоритма

Следующим этапом работы было рассмотрение изменения основных характеристик приемной системы связи при использовании весовых коэффициентов, рассчитанных на основе генетического алгоритма для приемной ЦАР.

Генетические алгоритмы — это адаптивные методы поиска, которые в последнее время применяются для решения задач оптимизации. В них используются как аналог механизма генетического наследования, так и аналог естественного отбора. При этом сохраняется биологическая терминология в упрощенном виде и основные понятия линейной алгебры.

В работе [3] представлена задача, для решения которой были применены генетические алгоритмы. Она заключалась в амплитудно-фазовом синтезе приёмной кольцевой антенной решётки, формирующей диаграмму направленности с требуемыми характеристиками: шириной главного лепестка, с заданным углом фазирования, заданным уровнем боковых лепестков, определяемым отношением уровня максимального лепестка Gосн к боковому Gбок, при максимальном отношении Gосн/Pсш. При расчетах алгоритма задавались две целевые задачи. Первая - минимизации функции (1) среднеквадратического отклонения диаграммы направленности от искомого распределения R(φ).

$$F(B\theta) = \sqrt{\sum_{n=1}^{360} |D(\varphi_n - R(\varphi_n)|^2} \quad (1)$$

В качестве R(φ) распределения использовалась синфазная ДН антенной решётки, математически сдвинутая на требуемый угол φ, боковые лепестки которой «искусственно» понижены:

$$\frac{G_{\text{осн}}}{P_{\text{сш}}} = \frac{\sum_{i=1}^{N_{\text{эл}}} A_i B_i \exp(j(\Phi_i + \theta_i + R\frac{2\pi}{\lambda}\cos(\varphi_c - \alpha_i)))}{P_{\text{сш1}} \sum_{i=1}^{N_{\text{эл}}} B_i^2} \quad (2)$$

Суммирование проводилось по множеству узловых точек, в которых уклонение диаграммы направленности должно быть минимальным. Вторая задача- максимизация функции (2) относительно параметров:

$$B = [B_1, \dots, B_{N_{\text{эл}}}]^T, \qquad \theta = [\ \theta_1, \dots, \ \theta_{N_{\text{эл}}}]^T \quad (3)$$

По сравнению с исходной ДН, рассчитанной с помощью геометрических коэффициентов, коэффициент усиления антенны снизился на 4 дБ, ширина ДН сузилась на 2º, а относительный уровень боковых лепестков уменьшился до значения 17 дБ, что свидетельствует о высокой помехоустойчивости системы связи.

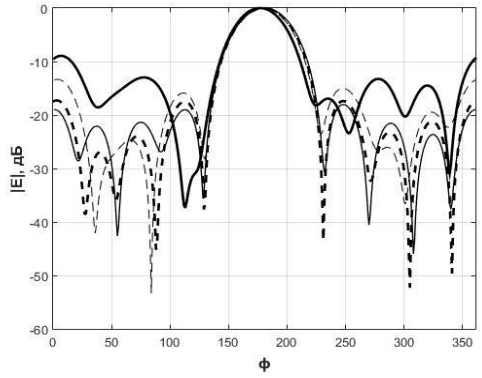


Рис. 6. ДН приемной системы, вычисленная при помощи генетического алгоритма

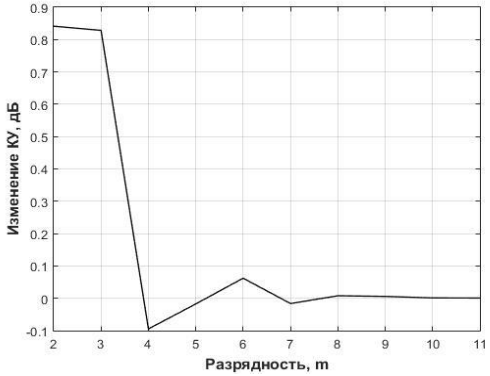


Рис. 7. Зависимость изменения КУ приемной системы связи от разрядности ЦФ.

На рисунке 6 представлены ДН приемной системы связи. Тонкая сплошная линия соответствует исходной диаграмме направленности (без учета разрядности), толстая сплошная линия характеризует ДН при m=2, тонкая пунктирная линия m=3, толстая пунктирная линия соответствует m=4. Из рисунка видно, что наибольшие боковые лепестки ДН радиомодема наблюдаются при разрядностях m=2 (дальний) и m=3 (дальний боковой). Следует отметить, что при m=3 и m=4 наблюдаются глубокие нули ДН при углах 120º и 310º. С увеличением разрядности ЦФ диаграмма направленности также приближается к исходной.

Для более наглядного представления полученных результатов были построены графики зависимости изменения основных характеристик приемной системы от разрядности цифрового пространственного фильтра. На рисунке 7 представлен график изменения КУ ДН системы от разрядности фильтра.

Видно, что коэффициент усиления системы изменится незначительно, а именно: максимально увеличится на 0,8 дБ при m=2 и m=3, во всех остальных случаях изменения характеристики будут приближаться к нулю.

Далее исследовалось изменение ширины диаграммы направленности. На рисунке 8 представлена зависимость изменения величины от разрядности цифрового пространственного фильтра. Ширина ДН уменьшилась на 3 дБ при m=2. Далее с увеличением разрядности фильтра изменение характеристики будет равно нулю.

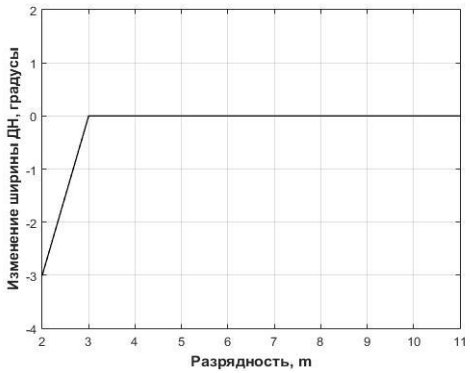


Рис. 8. Зависимость изменения ширины ДН системы от разрядности ЦФ

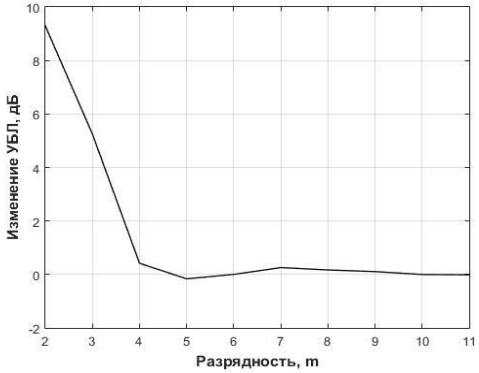


Рис. 9. Зависимость изменения УБЛ ДН от разрядности ЦФ

И, наконец, анализировался уровень боковых лепестков ДН приемной системы связи. На рисунке 9 представлена зависимость изменения УБЛ от разряднсти фильтра. Замечено, что относительный уровень боковых лепестков при малых разрядностях претерпевает значительные изменения. При m=2 значение дальнего бокового лепестка возрастет на 9,3 дБ, а при m=3 на 5,2 дБ, это в свою очередь негативно скажется на помехоустойчивости системы связи.

С увеличением разрядности цифрового пространственного фильтра изменение данной характеристики стремится к нулю. И уже при m=4 система способна функционировать без принятия каких либо мер.

5. Заключение

В работе проведен анализ влияния квантования уровня весовых коэффициентов цифрового пространственного фильтра на основные характеристики приемной системы связи с ЦАР. При этом установлено, что с увеличением разрядности изменение характеристик уменьшается и сводится к нулю. При малых разрядностях представления данных в ЦФ наибольшие изменения претерпевает относительный уровень боковых лепестков:

- для приемной системы, ДН которой рассчитана с применением весовых коэффициентов, определенных геометрическими особенностями антенной решётки, УБЛ увеличится на 1,7 дБ при m=3, по сравнению с исходной ДН. Для нормального функционирования модема целесообразно применять цифровые фильтры с разрядностью m=4 и выше.

- для приемной системы, ДН которой рассчитана с использованием коэффициентов, вычисленных при помощи генетического алгоритма, УБЛ увеличится на 9,3 дБ при m=2 и на 5,2 дБ при m=3, по сравнению с исходной ДН. Для нормального функционирования системы также целесообразно использовать ЦФ с разрядностью m=4 и выше.

Обобщая полученные результаты, можно сделать вывод, что чем сложнее алгоритм вычисления весовых коэффициентов фильтра, тем сильнее влияние разрядности представления данных на основные параметры приемной системы связи.

Литература

1. Карпухин В. А. Цифровая фильтрация медико-биологических сигналов. // МГТУ им. Баумана, 2007.
2. Рабинер Л., Гоулд Б.Теория и применение цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1978.
3. Аверина Л.И. Увеличение помехоустойчивости системы радиосвязи за счёт амплитудно-фазового синтеза кольцевой антенной решётки / Л.И. Аверина, А.А. Гриднев, М.А. Корольков, Е.П. Никитенко, Ж.В. Шапошникова // Теория и техника радиосвязи. - 2016.- №2. - С. 5-11.
4. Активные фазированные антенные решётки / Под. редакцией Д.И. Воскресенского, А.И. Канащенкова. – М.: Радиотехника, 2004. – 488с.

References

1. Karpuhin V.A. Digital filtering of biomedical signals// BMSTU 2007.
2. Rabiner L., Gould B, Theory and application of digital signal processing.. M.: World, 1978.
3. Averina L.I. i dr. [Increase of radio system noise immunity at the expense of phase amplitude synthesis of ring array] .Teorija i tehnika radiosvjazi, 2016, no.2, pp. 5-11. (In Russian).
4. Voskresenskiy D.I., Kanashchenkov A.I. Active phased array antennas. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2004, 488 p. (in Russian).

ВЫЧИСЛЕНИЕ МНОЖИТЕЛЯ ОСЛАБЛЕНИЯ НАД ИМПЕДАНСНЫМ ЦИЛИНДРИЧЕСКИМ СЕГМЕНТОМ МЕТОДОМ ИНТЕГРАЛЬНОГО УРАВНЕНИЯ

В. В. Ахияров[1, 2]

[1]ОАО НПК НИИ Дальней Радиосвязи (ОАО НПК НИИДАР), Москва, Россия
[2]Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
(ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН), Москва, Россия

Аннотация. Рассмотрено решение задачи дифракции на границе раздела земной поверхности и атмосферы методом интегральных уравнений. Исследовано аналитическое решение интегрального уравнения для плоской земли и получено численное подтверждение знаменитой ошибки Зоммерфельда. Представлено интегральное уравнение для расчета множителя ослабления с учетом электрических свойств подстилающей поверхности и геометрии рельефа. Приведены результаты решения модельных задач для цилиндрического сегмента и клина. Показано, что решение для цилиндрического сегмента соответствует расчетам по дифракционной формуле В.А. Фока.

Ключевые слова: импедансные граничные условия, интегральное уравнение, множитель ослабления, решение Зоммерфельда.

ATTENUATION FACTOR CALCULATION ABOVE IMPEDANCE CYLINDRICAL SEGMENT USING INTEGRAL EQUATION TECHIQUE

V. V. Akhiyarov[1, 2]

[1]Scientific and Research Institute for Long-Distance Radio Communications (SRI for LDRC),
Moscow, Russia
[2]Kotelnikov Institute of radioengineering and electronics of RAS (Kotelnikov IRE of RAS),
Moscow, Russia

Abstract. The diffraction problem solution on the earth's surface using integral equation technique is considered. An analytical solution of the integral equation for flat earth is investigated and numerical confirmation of the famous Sommerfeld error is obtained. An integral equation for attenuation factor calculation is presented, taking into account the electrical properties of the underlying surface and the terrain profile. The results for a cylindrical segment and a wedge are given. It is shown that the numerical solution for a cylindrical segment corresponds to the calculations using V.A. Fock's diffraction formula.

Keywords: impedance boundary conditions, integral equation, attenuation factor, Sommerfeld solution.

1. Введение

Метод интегральных уравнений (ИУ) является наиболее общим подходом к численному решению задачи дифракции радиоволн на неровностях рельефа земной поверхности. В УКВ диапазоне можно считать, что на границе раздела земля-атмосфера выполняется условие Дирихле [1, 2] и в этом случае задача сводится к решению стандартного ИУ Фредгольма 1-го или 2-го рода относительно неизвестной плотности поверхностного тока. Алгоритмы численного решения ИУ являются достаточно затратными в вычислительном отношении, однако эти затраты окупаются точностью вычислений, которой невозможно достичь на реальных трассах без

привлечения численных методов. Очень хорошей альтернативой методу ИУ в УКВ диапазоне является алгоритм, основанный на численном решении параболического уравнения (ПУ). Для граничной задачи с условием Дирихле метод ПУ позволяет реализовать эффективный вычислительный алгоритм, основанный на вычислении быстрого преобразования Фурье (БПФ) по вертикальной координате на каждом шаге численного решения [3, 4, 5].

Однако, при увеличении длины волны электродинамическая постановка задачи меняется: в диапазоне коротких, средних и длинных волн граничные условия следует считать импедансными. В этом случае алгоритм решения параболического уравнения теряет свою вычислительную эффективность, т.к. вместо БПФ требуется вычислять комбинированное преобразование Фурье (англ. «Mixed Fourier Transform»), которое требует существенных вычислительных затрат [6]. Для задачи с импедансными граничными условиями хорошей альтернативой методу ПУ является алгоритм, основанный на численном решении интегрального уравнения. В данной работе известное ИУ для импедансной плоской поверхности [7] обобщается на случай произвольной геометрии рельефа.

2. Вывод интегрального уравнения для произвольной трассы распространения радиоволн

Пусть вертикальный электрический диполь поднят на высоту z_0 над земной поверхностью (в частном случае $z_0 = 0$). Требуется определить множитель ослабления с учетом электрических свойств и геометрии трассы распространения радиоволн. Считаем, что приемник находится на земной поверхности, зависимость поля от времени выбрана в виде $e^{-j\omega t}$.

Определим вертикальную компоненту вектора Герца на идеально-проводящей плоской поверхности так, чтобы она соответствовала функции Грина для свободного пространства:

$$\Pi_z(x,\, y,\, z_0) = \frac{\mathrm{e}^{jkr}}{r}, \qquad (1)$$

где $r = \sqrt{x^2 + y^2 + z_0^2}$.

Тогда в случае конечной электропроводности:

$$\Pi_z(x,\, y,\, 0) = V(x,\, y,\, z_0)\frac{\mathrm{e}^{jkr}}{r}, \qquad (2)$$

где $V(x,\, y,\, z_0)$ – множитель ослабления.

Задача вычисления множителя ослабления над плоской поверхностью с импедансными граничными условиями методом интегрального уравнения рассмотрена в [7]. В данной работе эта задача решается в более общей постановке с учетом геометрии рельефа и неоднородности электрических свойств на трассе распространения.

Для определения множителя ослабления воспользуемся выражением [7]:

$$\Pi_z(x,\, y,\, z_0) = \frac{e^{jkr}}{r} + \frac{jk}{2\pi\sqrt{\varepsilon^0}} \int_S \frac{e^{jk\rho}}{\rho} \Pi_z(x',\, y',\, z_0)\, dx' dy', \qquad (3)$$

где $\rho = \sqrt{(x-x')^2 + y'^2 + (z-z')^2}$ (см. рис.1), $\sqrt{\varepsilon^0} = \varepsilon / \sqrt{\varepsilon - 1}$, $\varepsilon = \varepsilon' + j60\lambda\sigma$, область интегрирования S имеет форму эллипса, в фокусах которого находятся источник и приемник излучения. Отметим, что в соответствии с геометрией задачи отношение малой оси эллипсоида Френеля к длине трассы удовлетворяет условию

$$\frac{1}{2}\sqrt{\frac{\lambda}{D}} << 1,$$

где $D = \sqrt{x^2 + (z_0 - z)^2}$ – расстояние между источником и приемником.

Поверхностный интеграл в (3) показывает, насколько конечная электропроводность и рельеф трассы ослабляют поле по сравнению с идеально-проводящей плоской поверхностью. Подстановка (2) в (3) приводит к интегральному уравнению (ИУ) [7]:

$$V(D,\, z_0) = 1 + \frac{jkD}{2\pi\sqrt{\varepsilon^0(x')}} \int_S \frac{e^{jk(R+\rho-D)}}{R\rho} V(x',\, z_0)\, dx' dy'. \qquad (4)$$

где $R = \sqrt{x'^2 + y'^2 + (z_0 - z')^2}$, а показатель экспоненты $jk(R + \rho - D)$ определяет дополнительный набег фазы, связанный со сферичностью волнового фронта.

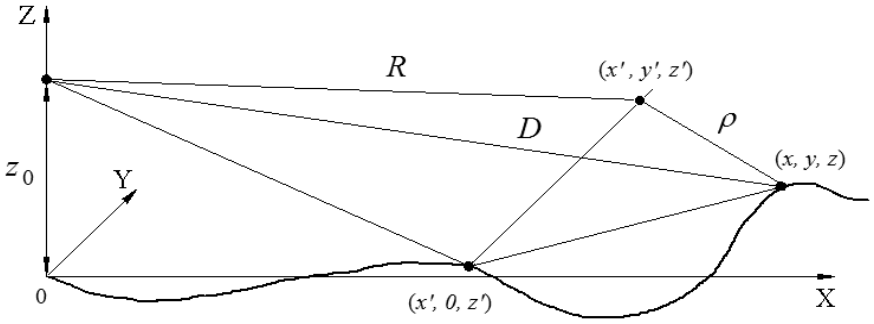


Рис.1. Геометрия задачи.

Разложение R и ρ в ряд по y' с последующей подстановкой первых двух членов в (4) и вычисление интеграла в поперечном направлении ($-\infty < y' < +\infty$) приводит к интегральному уравнению:

$$V(x,\, z_0) = 1 + j\sqrt{\frac{sx}{\pi}} \int_0^x \frac{e^{jk\left(x - \sqrt{x^2 + (z_0 - z)^2} - x' + \sqrt{x'^2 + (z_0 - z')^2}\right)}}{\sqrt{(x - x')x'}} V(x',\, z_0)\, dx', \qquad (5)$$

где $s = j\dfrac{k}{2\varepsilon^0} = jk\dfrac{\varepsilon - 1}{\varepsilon^2}$.

Отметим, что уравнение (5) получено с использованием приближения $D \approx x$ и отличается от ИУ для плоской земли [1] только экспоненциальным множителем.

Если считать, что вертикальный электрический диполь находится на плоской поверхности ($z_0 = 0$, $z = 0$), ИУ (5) существенно упрощается:

$$V(x) = 1 + j\sqrt{\frac{sx}{\pi}}\int_0^x \frac{V(x')}{\sqrt{(x-x')x'}}dx' . \qquad (6)$$

В [7] представлено аналитическое решение ИУ(6), которое соответствует решению Зоммерфельда для плоской Земли:

$$V(x) = 1 - 2\sqrt{sx}\,\mathrm{e}^{-sx}\int_{j\infty}^{\sqrt{sx}} \mathrm{e}^{v^2}dv , \qquad (7)$$

откуда следует

$$V(x) = 1 + j\sqrt{\pi sx}\,\mathrm{e}^{-sx} - 2\sqrt{sx}\,\mathrm{e}^{-sx}\int_0^{\sqrt{sx}} \mathrm{e}^{v^2}dv . \qquad (8)$$

Отметим, что формулу (8) Зоммерфельд получил со знаком «–» перед вторым слагаемым и это решение на протяжении длительного времени связывалось с поверхностной волной Ценника, которая при определенных условиях (смещение фазы поверхностного импеданса в сильно-индуктивную область) может существовать вблизи источника [10]. Поставить точку в научной дискуссии о волне Ценнека совсем не сложно: достаточно вычислить несобственный интеграл в формуле (7). На рис.2 представлены результаты соответствующих расчетов для длины волны $\lambda = 300\ м$ и плоской подстилающей поверхности с параметрами $\varepsilon = 4$, $\sigma = 0{,}001\ См/м$. Видно, что расчеты по формулам (7) и (8) совпадают, а ошибочное решение приводит к завышенным значениям множителя ослабления вблизи источника. Впрочем, при выбранных исходных данных, начиная с расстояния 15 км, все три кривые совпадают с графической точностью, так что дискуссии о знаменитой «ошибке Зоммерфельда» в настоящее время имеют лишь исторический интерес.

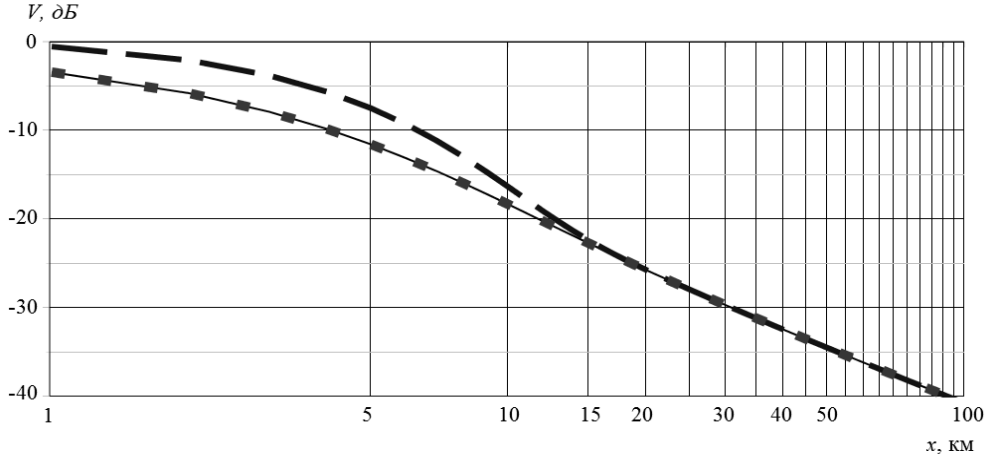


Рис.2. Дистанционная зависимость множитель ослабления для плоской земли.
Сплошная линия – формула (7), пунктир – (8),
штриховая линия – ошибка Зоммерфельда.

3. Алгоритм численного решения и результаты расчетов

Для численного решения интегральные уравнения (5) и (6) следует представить в виде системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ):

$$[Z][V]=[E], \qquad (9)$$

где $[V]$ - искомый вектор-столбец значений множителя ослабления, $[E]$ – единичный вектор-столбец, а элементы матрицы $[Z]$ для ИУ (5) вычисляются следующим образом:

$$Z_{n,m}=\begin{cases} -j\sqrt{\dfrac{s\,x_n}{\pi}}\,\dfrac{\exp\left(jk\left(x_n-\sqrt{{x_n}^2-(z_0-z_n)^2}-x_m-\sqrt{{x_m}^2-(z_0-z_m)^2}\right)\right)}{\sqrt{(x_n-x_m)x_m}}\Delta x, & n\neq m \\ 1-j\sqrt{\dfrac{2s\,\Delta x}{\pi}}, & n=m \end{cases}. \qquad (10)$$

В (10) использованы обозначения: Δx – шаг численного решения, x_n и x_m – узлы сетки, соответствующие точкам наблюдения и интегрирования. Поскольку $x_m < x_n$ матрица СЛАУ является нижней треугольной, что позволяет для решения (9) использовать простой вычислительный алгоритм [1]:

$$V_n=\frac{1}{Z_{n\,n}}\left(E_n-\sum_{m=0}^{n-1}Z_{n\,m}V_m\right). \qquad (11)$$

Для ИУ (6) в формуле (10) следует считать $z_0=0$, $z_n=0$ и $z_m=0$.

На рис.3 представлены результаты расчетов множителя ослабления при длине волны $\lambda=150\,м$ и высоте источника $z_0=15\,м$ на поверхности цилиндрического сегмента радиуса 6370 км с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon=4$ и различными значениями электропроводности. Для сравнения на том же рисунке представлены результаты расчетов по дифракционной формуле В.А. Фока для сферической модели земли с теми же параметрами [8, 9]. Наблюдаемые расхождения дифракционных кривых можно объяснить двумя причинами:

- в первом случае задача решалась для цилиндрического, а во втором – для сферического сегмента;
- шаг интегрирования для численного расчета был выбран $\Delta x=\lambda/5=30\,м$. При уменьшении Δx следует ожидать лучшего соответствия аналитического и численного решений. На рис.4 приведены результаты, полученные при $\sigma=0{,}001\,См/м$ для различных значений Δx в диапазоне расстояний 20…40 км, где расхождение аналитического и численного решений наиболее существенно. Видно, что при $\Delta x=\lambda/5$ отличие между методом ИУ и формулой В.А. Фока составляет 3 дБ и оно уменьшается до 1…1,2 дБ при $\Delta x=\lambda/25$. Это свидетельствует о хорошем соответствии аналитического и численного решений даже при условии разной постановки задачи (дифракция на цилиндрическом и сферическом сегменте).

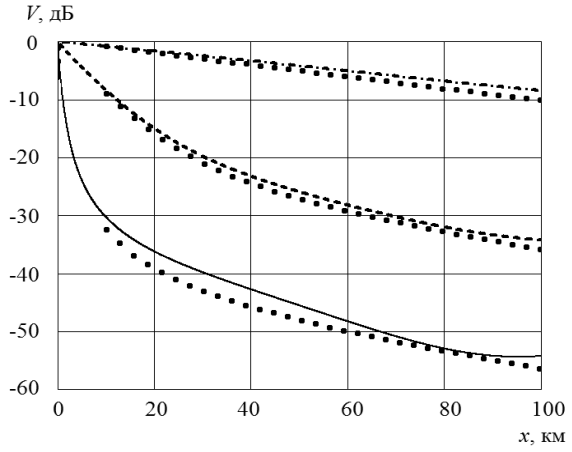


Рис.3. Множитель ослабления при различных σ.
Сплошная линия – $\sigma = 0{,}001\ См/м$,
штриховая линия – $\sigma = 0{,}01\ См/м$,
штрих-пунктир – $\sigma = 0{,}1\ См/м$.
Точки – расчеты по формуле В.А. Фока для сферической модели земли.

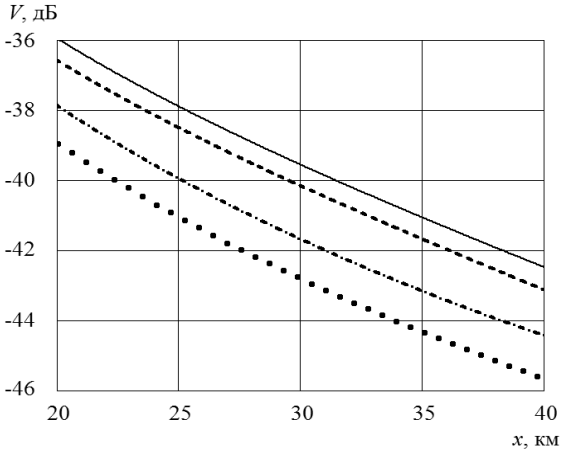


Рис.4. Множитель ослабления при различных Δx.
Сплошная линия – $\Delta x = \lambda/5$,
штриховая линия – $\Delta x = \lambda/10$,
штрих-пунктир – $\Delta x = \lambda/25$.
Точки – расчеты по формуле В.А. Фока для сферической модели земли.

На рис.5 показаны результаты расчетов при наличии на трассе препятствия в форме клина с шириной основания 100 км и высотой 300 км при различных значениях σ. Исходные данные: $\lambda = 150\ м$, $z_0 = 15\ м$ и $\varepsilon = 4$ – те же, что и в предыдущем случае. На рис.6 представлены результаты расчетов для аналогичной задачи при высоте клина 1500 м, $\varepsilon = 4$, $\sigma = 0{,}01\ См/м$ и различных длинах волн.

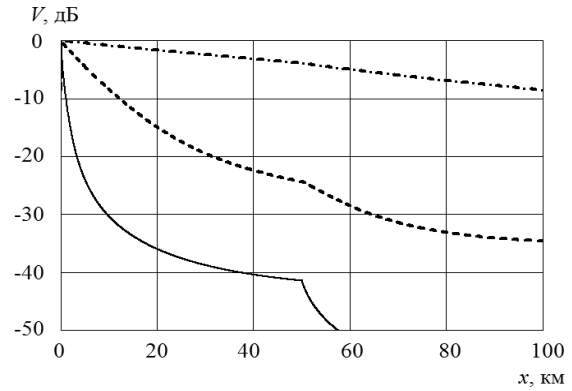


Рис.5. Множитель ослабления при различных σ.
Сплошная линия – $\sigma = 0{,}001\ См/м$,
штриховая линия – $\sigma = 0{,}01\ См/м$,
штрих-пунктир – $\sigma = 0{,}1\ См/м$.

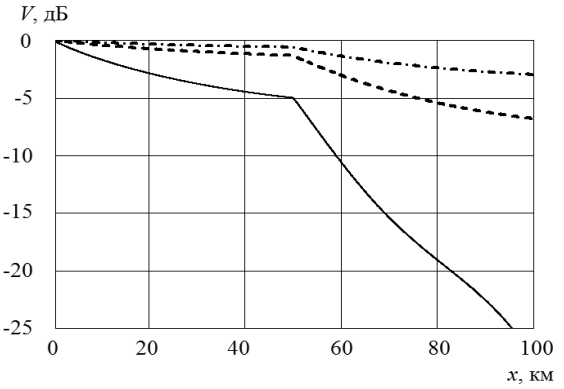


Рис.6. Множитель ослабления при различных λ.
Сплошная линия – $\lambda = 300\ м$,
штриховая линия – $\lambda = 600\ м$,
штрих-пунктир – $\lambda = 900\ м$.

Представленные на рис.5 результаты свидетельствуют о том, что увеличение электропроводности приводит к уменьшению влияния дифракционного поля от ребра клина на множитель ослабления. При постоянной электропроводности трассы и увеличении длины волны (см. рис.6), влияние дифракции также уменьшается, поскольку в этом случае становится меньше отношение высоты клина к длине волны.

4. Заключение

В работе получено интегральное уравнение для импедансного цилиндрического сегмента с произвольным профилем образующей и приведены результаты расчетов для двух модельных задач. Цилиндрическим сегментом представлена выпуклость земного шара, клин выбран в качестве модели пологого холма. Полученные результаты свидетельствуют о пригодности метода ИУ для расчета множителя ослабления на трассе с произвольной геометрией рельефа в диапазоне коротких, средних и длинных волн. В ходе дальнейших исследований планируется рассмотреть численное решение задачи последовательной дифракции и сравнить результаты расчетов с аналитическим решением [11]. Отметим, что ИУ (5) можно использовать для кусочно-однородных трасс (суша-море и т.д.), в этом случае величина s становится функцией продольной координаты и поэтому ее необходимо внести под знак интеграла. Алгоритм численного решения ИУ остается прежним, однако при вычислении элементов матрицы $\lfloor Z_{n\,m} \rfloor$ необходимо выполнить замену $s \to s(x_n)$. Кроме того, рассмотренный алгоритм можно использовать для решения задачи дифракции на морском волнении (моделирование брэгговского рассеяния в КВ-диапазоне). Для этого следует реализовать ансамбль случайных поверхностей и найти статистические характеристики рассеянного поля аналогично тому, как это было сделано в [12, 13].

Литература

1. Ахияров В.В. Методы численного решения задачи дифракции радиоволн над земной поверхностью // Электромагнитные волны и электронные системы, 2010, Т. 15, № 3. – С. 39-46.
2. Ахияров В.В. Метод параболического уравнения в теории дифракции // Успехи современной радиоэлектроники, 2010, № 9. – С. 72-80.
3. Akhiyarov V.V. Integral and parabolic equation solution for field prediction over the terrain // 22nd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings, 2012. – С. 1045-1046.
4. Ахияров В.В. Результаты решения скалярных задач излучения и дифракции методом параболического уравнения // Электромагнитные волны и электронные системы, 2014, Т. 19, № 2. – С. 12-18.
5. Ахияров В.В. Использование численных методов для изучения условий распространения радиоволн / Ахияров В.В., Чернавский С.В. // Радиотехника, 2011, № 10. – С. 100-110.
6. Ахияров В.В. Вычисление множителя ослабления над земной поверхностью с неоднородными электрическими свойствами методом параболического уравнения / Ахияров В.В., Мудрик Д.С., Осеков С.С. // Сборник трудов XXIII Международной научно-технической конференции Радиолокация, навигация, связь, 2017. – С. 752-759.
7. Фейнберг Е.Л. Распространение радиоволн вдоль земной поверхности. М.: Радио и связь, 1961. – 436 с.

8. Ахияров В.В. Дифракция метровых и дециметровых радиоволн над земной поверхностью // Электромагнитные волны и электронные системы, 2006, Т. 11, № 9. – С.28-32.
9. Ахияров В.В. Распространение и рассеяние радиоволн // Успехи современной радиоэлектроники, 2008, № 12. – С. 3-25.
10. Ахияров В.В. О распространении радиоволн вблизи земной поверхности // Сборник трудов XXIII Международной научно-технической конференции Радиолокация навигация, связь, 2017. – С. 775-782.
11. Ахияров В.В. Асимптотическое решение задачи однократной и последовательной дифракции // Электромагнитные волны и электронные системы, 2013, Т. 18, № 7. – С. 4-11.
12. Ахияров В.В. Рассеяние на статистически неровной поверхности с произвольными корреляционными свойствами // Журнал радиоэлектроники. http://jre.cplire.ru/jre/feb12/2/text.html, 15.01.2019.
13. Ахияров В.В. Численное решение задачи рассеяния на статистически неровной поверхности // Успехи современной радиоэлектроники, 2012, № 5. – С. 3-14.

REFERENCES

1. Akhiyarov V.V. Numerical solution of a radiowaves diffraction problem over irregular terrain // Electromagnetic waves and electronic systems, 2010, Vol. 15, No. 3. – Pp. 39-46.
2. Akhiyarov V.V. Parabolic Equation Method in the Diffraction Theory // Achievements of modern radioelectronics, 2010, No. 9. – Pp. 72-80.
3. Akhiyarov V.V. Integral and parabolic equation solution for field prediction over the terrain // 22nd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings, 2012. – Pp. 1045-1046.
4. Akhiyarov V.V. The results of radiation and scalar diffraction problems solution using parabolic equation technique // Electromagnetic waves and electronic systems, 2014, Vol. 19, No. 2. – Pp. 12-18.
5. Akhiyarov V.V. Usage of Numerical Methods for the Radio Waves Propagation Studying / Akhiyarov V.V., Chernavskiy S.V. // Radioengineering, 2011, No. 10. – Pp. 100-110.
6. Akhiyarov V.V. The attenuation factor calculation above the Earth's surface with non-uniform electrical properties using parabolic equation technique / Akhiyarov V.V., Mudrik D.S., Osekov S.S. // XXIII International Conference Radiolocation, Navigation, Communication, Conference Proceedings, 2017. – Pp. 752-759.
7. Feinberg E.L. The propagation of radio waves along the Earth’s surface. 2nd ed. M.: Nauka. Fizmatlit. 1999. - 496 p.
8. Akhiyarov V.V. Diffraction of the VHF and UHF radiowaves above the earth’s surface // Electromagnetic waves and electronic systems, 2006, Vol. 11, No. 9. – Pp. 28-32.
9. Akhiyarov V.V. The Radio Waves Propagation and Scattering // Achievements of modern radioelectronics, 2008, No 12. – Pp. 3-25.
10. Akhiyarov V.V. Radio wave propagation near the earth’s surface // XXIII International Conference Radiolocation, Navigation, Communication, Conference Proceedings, 2017. – Pp. 775-782.
11. Akhiyarov V.V. The asymptotic solution of the single and multiple diffraction problems // Electromagnetic waves and electronic systems, 2013, Vol. 18, No. 7. – Pp. 4-11.
12. Akhiyarov V.V. Scattering from statistically rough surface with arbitrary correlation properties // Journal of Radioelectronics. http://jre.cplire.ru/jre/feb12/2/text.html, 15.01.2019.
13. Akhiyarov V.V. Numerical Solution of Scattering from Random Rough Surface // Achievements of modern radioelectronics, 2012, No. 5 – Pp. 3-14.

ДИФРАКЦИЯ ПЛОСКОЙ ВОЛНЫ НА ИМПЕДАНСНОМ И ПОЛУПРОЗРАЧНОМ ЭКРАНЕПРИ Е-ПОЛЯРИЗАЦИИ ПАДАЮЩЕГО ПОЛЯ

В. В. Ахияров[1, 2]

[1]ОАО НПК НИИ Дальней Радиосвязи (ОАО НПК НИИДАР), Москва, Россия
[2]Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
(ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН), Москва, Россия

Аннотация. В работе рассматривается решение скалярной задачи дифракции плоской *E*-поляризованной волны на импедансном и полупрозрачном экране методом отражений. Показано, что первым приближением для данной задачи является решение параболического уравнения на двух дополнительных экранах. Представлено уточнение приближенного решения с использованием представления о последовательном переходе дифракционного поля между листами римановой поверхности. Выполнено сравнение полученных результатов с расчетами методом Винера-Хопфа.

Ключевые слова: импедансный экран, полупрозрачный экран, параболическое уравнение, метод отражений.

PLANE WAVE DIFFRACTION ON IMPEDANCE AND SEMI-TRANSPARENT SCREEN ON E-POLARIZATION OF THE INSIDENT FIELD

V. V. Akhiyarov[1, 2]

[1]Scientific and Research Institute for Long-Distance Radio Communications
(SRI for LDRC), Moscow, Russia
[2]Kotelnikov Institute of radioengineering and electronics of RAS
(Kotelnikov IRE of RAS), Moscow, Russia

Abstract. In this paper the scalar diffraction problem solution for the impedance and semi-transparent screen illuminated by the plane *E*-polarized wave using the reflections method is presented. It is shown that the parabolic equation solution on two additional screens is the first approximation for this problem. Clarification of the approximate solution using the concept of the diffraction field serial transition between the Riemann surface sheets is presented. Comparison of the obtained results with calculations by the Wiener-Hopf method is performed.

Keywords: impedance screen, semi-transparent screen, parabolic equation, reflection method.

1. Введение

Как правило, задача дифракции на импедансном экране решается методом Винера-Хопфа [1], при этом решение является достаточно громоздким и требует вычисления специальных функций «расщепления» Сеньора [2, 3]. Аналогичный подход, также основанный на методе Винера-Хопфа, используется в задаче дифракции на полупрозрачном экране [4, 5, 6], простое аналитическое решение известно только для полностью прозрачного экрана [7].

В данной работе задача дифракции на импедансном и полупрозрачном экране решена методом отражений, который был использован П.Я. Уфимцевым при

вычислении дифракционного поля от ребра идеально-проводящего и черного экрана [8, 9]. С использованием формальных математических приемов П.Я. Уфимцев показал, что строгое решение для дифракционных полей, связанных с падающей и отраженной волнами, определяется решением параболического уравнения, которое последовательно уточняются методом отражений. Каждое отражение связано с отдельным листом римановой поверхности, при этом для идеально проводящего экрана поле с m-го листа полностью возвращается в физическую область $0...2\pi$, в случае черного экрана волна переходит между листами безвозвратно. Такой подход приводит к известным формулам Зоммерфельда для идеально проводящего и черного экрана, давая при этом наглядное представление о явлении дифракции.

Предлагаемый метод не является математически строгим, однако сохраняет ту же простоту и наглядность, что и решение П.Я. Уфимцева. Расчеты дифракционного поля методом отражений соответствуют известным решениям [3, 4].

2. Метод отражений

В общем случае поле, полученное в результате дифракции на ребре полупрозрачного экрана, определяется суммой:

$$u^d(r,\varphi) = w_1(r,\varphi-\varphi_0) + w_2(r,\varphi+\varphi_0) + w_3\left(r,\varphi^* + \varphi_0^*\right), \qquad (1)$$

где φ_0 и φ – углы падения и рассеяния (отсчитываются от освещенной стороны экрана), первое слагаемое соответствует полю падающей волны, второе – полю отраженной волны, а третье является решением для волны, прошедшей сквозь экран (для импедансного экрана третье слагаемое следует отбросить). Углы φ_0^* и φ^* связаны с φ_0 и φ соотношениями:

$$\varphi_0^* = \pi + \varphi_0,\ \varphi^* = \pi - \varphi,\ \varphi^* + \varphi_0^* = 2\pi + \varphi_0 - \varphi.$$

Таким образом, основной задачей является определение $w_{1,2,3}(r,\psi)$. Для идеально проводящего и импедансного экрана функции $w_{1,2}(r,\psi)$ были получены Зоммерфильдом и Малюжинцем, для полупрозрачного экрана строгое решение, основанное на представлении дифракционного поля контурным интегралом, неизвестно. В ранних работах по теории дифракции были предложены эмпирические формулы для импедансного [10]

$$u^d(r,\varphi) = w_1(r,\varphi-\varphi_0) + w_2(r,\varphi+\varphi_0)R_{E,H}(\varphi_0), \qquad (2.а)$$

и полупрозрачного экрана [11]

$$u^d(r,\varphi) = w_1(r,\varphi-\varphi_0)\left(1 - T_{E,H}(\varphi_0)\right) + w_2(r,\varphi+\varphi_0)R_{E,H}(\varphi_0), \qquad (2.б)$$

где $R_{E,H}(\varphi_0)$ и $T_{E,H}(\varphi_0)$ – коэффициенты отражения и прохождения при E- и H-поляризации падающей волны, а функции $w_{1,2}(r,\varphi\mp\varphi_0)$ считаются теми же самыми, что и для идеально-проводящего экрана:

$$w_{1,2}(r,\varphi\mp\varphi_0)=-\frac{e^{j(kr+\pi/4)}}{2\sqrt{2\pi kr}}\frac{1}{\cos[(\varphi\mp\varphi_0)/2]}, \qquad (3)$$

где $k=2\pi/\lambda$, где λ – длина волны, r – расстояние от ребра экрана до точки наблюдения.

Если $R_{E,H}(\varphi_0)=\mp 1$ и $T_{E,H}(\varphi_0)=0$, то (2.а, б) являются хорошо известным решением для идеально-проводящего экрана, значения $R_{E,H}(\varphi_0)=T_{E,H}(\varphi_0)=0$ приводят к электродинамической модели Войта для черного экрана. Однако представляется вполне очевидным, что в общем случае выражения (2.а, б) не являются верными и поэтому их использование неизбежно приведет к неконтролируемым ошибкам.

Метод отражений позволяет учесть влияние коэффициентов отражения на дифракционные поля, связанные с падающей, отраженной и прошедшей волной. В основе метода лежит известное решение параболического уравнения (ПУ) для черного экрана:

$$u^d(\tau)=\mathrm{e}^{jkr}V\left(\sqrt{\frac{kr}{2}}\,\psi\right), \qquad (4)$$

где

$$V(\tau)=\frac{e^{-j\pi/4}}{\sqrt{\pi}}\mathrm{e}^{j\tau^2}\int_{\tau}^{[sign(\tau)]\infty}e^{jq^2}dq. \qquad (5)$$

В (5) использованы обозначения: $\tau=\sqrt{kr/2}\,\psi$, верхний предел интеграла равен «+∞» при $\psi>0$ и «–∞» при $\psi<0$. Вдали от границы тени при $\tau>>1$ выражение (5) можно представить в виде:

$$u^d(\tau)=\frac{1}{\psi}\frac{\mathrm{e}^{j(kr+\pi/4)}}{\sqrt{2\pi kr}}, \qquad (6)$$

В качестве первого приближения для дифракционных полей, порождаемых падающей, отраженной и прошедшей волной, воспользуемся известным решением ПУ на двух дополнительных черных экранах. С учетом коэффициентов отражения и прохождения при *E*-поляризации падающего поля (вектор **E** параллелен ребру экрана) запишем равномерное по углу φ приближенное решение:

$$w_1(r,\varphi-\varphi_0)=V\left(\sqrt{\frac{kr}{2}}(\varphi-\varphi_0-\pi)\right)-V\left(\sqrt{\frac{kr}{2}}(\varphi-\varphi_0+\pi)\right), \qquad (7.а)$$

$$w_2(r,\varphi+\varphi_0)=\left\{V\left(\sqrt{\frac{kr}{2}}(\varphi+\varphi_0-\pi)\right)-V\left(\sqrt{\frac{kr}{2}}(\varphi+\varphi_0+\pi)\right)\right\}R_E, \qquad (7.б)$$

$$w_3(r,\varphi^*+\varphi_0^*)=\left\{V\left(\sqrt{\frac{kr}{2}}(\varphi^*+\varphi_0^*-\pi)\right)-V\left(\sqrt{\frac{kr}{2}}(\varphi^*+\varphi_0^*+\pi)\right)\right\}T_E. \qquad (7.в)$$

Для неравномерной по углу φ асимптотики с учетом (6) получим:

$$w_1(r,\varphi-\varphi_0)=\left(\frac{1}{\varphi-\varphi_0-\pi}-\frac{1}{\varphi-\varphi_0+\pi}\right)\frac{e^{j(kr+\pi/4)}}{\sqrt{2\pi kr}}, \qquad (8.а)$$

$$w_2(r,\varphi+\varphi_0)=\left(\frac{1}{\varphi+\varphi_0-\pi}-\frac{1}{\varphi+\varphi_0+\pi}\right)R_E\,\frac{e^{j(kr+\pi/4)}}{\sqrt{2\pi kr}}, \qquad (8.б)$$

$$w_3\left(r,\varphi^*+\varphi_0^*\right)=\left(\frac{1}{\varphi^*+\varphi_0^*-\pi}-\frac{1}{\varphi^*+\varphi_0^*+\pi}\right)T_E\,\frac{e^{j(kr+\pi/4)}}{\sqrt{2\pi kr}}. \qquad (8.в)$$

Физическим примером полупрозрачного экрана является решетка из металлических лент, ориентированных в направлении вектора **E**, либо тонкая диэлектрическая пластина (либо решетка металлических лент на диэлектрической пластине).

Коэффициенты отражения и прохождения вычислялись по формулам, которые использовались при решении соответствующей задачи методом Винера-Хопфа. При отражении от импедансного экрана:

$$R_E=\frac{\eta\tau-1}{\eta\tau+1}, \qquad (9.а)$$

для тонкого полупрозрачного экрана

$$R_E=\frac{1}{j\dfrac{\tau}{u}-1},\quad T_E=1+R_E, \qquad (9.б)$$

где η – нормированный импеданс, $u=\pi d(\varepsilon-1)/\lambda$, $\tau=2\sin(\varphi_0/2)\sin(\varphi/2)$. Отметим, что в (9.а, б) была сделана замена $\sin(\varphi_0)\to\tau$, такой подход используется при расчете модифицированного коэффициента отражения [12].

Далее приближенные решения (7.а, б, в) и (8.а, б, в) следует уточнить с использованием метода отражений [8]. Для *E*-поляризации и неравномерной по углу асимптотики дифракционного поля получим:

$$w_1(r,\varphi-\varphi_0)=\left[\frac{1}{\varphi-\varphi_0-\pi}+\sum_{m=1}^{\infty}\left(\frac{R_E{}^{2m}}{\varphi-\varphi_0-\pi+4\pi m}+\frac{R_E{}^{2m}}{\varphi-\varphi_0-\pi-4\pi m}\right)-\right.$$
$$\left.-\frac{1}{\varphi-\varphi_0+\pi}+\sum_{m=1}^{\infty}\left(\frac{R_E{}^{2m-1}}{\varphi-\varphi_0+\pi+4\pi m}+\frac{R_E{}^{2m-1}}{\varphi-\varphi_0+\pi-4\pi m}\right)\right]\frac{e^{j(kr+\pi/4)}}{\sqrt{2\pi kr}}, \qquad (10.а)$$

$$w_2(r,\varphi+\varphi_0)=\left[\frac{1}{\varphi+\varphi_0-\pi}+\sum_{m=1}^{\infty}\left(\frac{R_E{}^{2m}}{\varphi+\varphi_0-\pi+4\pi m}+\frac{R_E{}^{2m}}{\varphi+\varphi_0-\pi-4\pi m}\right)-\right.$$
$$\left.-\frac{1}{\varphi+\varphi_0+\pi}+\sum_{m=1}^{\infty}\left(\frac{R_E{}^{2m-1}}{\varphi+\varphi_0+\pi+4\pi m}+\frac{R_E{}^{2m-1}}{\varphi+\varphi_0+\pi-4\pi m}\right)\right]R_E\,\frac{e^{j(kr+\pi/4)}}{\sqrt{2\pi kr}}, \qquad (10.б)$$

$$w_3\left(r,\varphi^*+\varphi_0^*\right)=\left[\frac{1}{\varphi^*+\varphi_0^*-\pi}+\sum_{m=1}^{\infty}\left(\frac{{R_E}^{2m}}{\varphi^*+\varphi_0^*-\pi+4\pi m}+\frac{{R_E}^{2m}}{\varphi^*+\varphi_0^*-\pi-4\pi m}\right)-\right.$$
$$\left.-\frac{1}{\varphi^*+\varphi_0^*+\pi}+\sum_{m=1}^{\infty}\left(\frac{{R_E}^{2m-1}}{\varphi^*+\varphi_0^*+\pi+4\pi m}+\frac{{R_E}^{2m-1}}{\varphi^*+\varphi_0^*+\pi-4\pi m}\right)\right]T_E\,\frac{e^{j(kr+\pi/4)}}{\sqrt{2\pi kr}} \quad . \quad (10.\text{в})$$

Равномерная асимптотика определяется функциями $V\left(\sqrt{kr/2}\,\psi\right)$, где $\psi=\varphi\mp\varphi_0\mp\pi\mp4\pi m$ для падающей и отраженной волны, $\psi=\varphi^*+\varphi_0^*\mp\pi\mp4\pi m$ – для прошедшей.

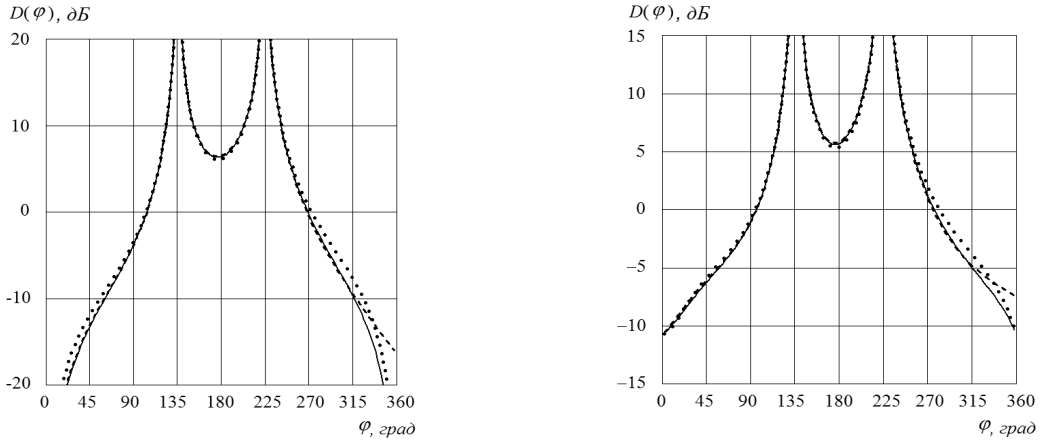
Формулы (10.а, б, в) имеют простой и наглядный физический смысл. Слагаемые $1/\left(\varphi-\varphi_0\mp\pi\right)$, $R_E/\left(\varphi+\varphi_0\mp\pi\right)$ и $T_E/\left(\varphi^*+\varphi_0^*\mp\pi\right)$ являются приближенным решением в задаче дифракции на двух дополнительных экранах для падающей, отраженной и прошедшей волны, а m-ые члены сумм соответствуют полю, которое m-ый лист римановой поверхности, связанный с соответствующим экраном, возвращает в физическую область. При этом с одним экраном связаны четные отражения R_E^{2m}, а с другим – нечетные R_E^{2m-1}.

3. Результаты расчетов

На рис.1.а, б представлены угловые диаграммы коэффициента дифракции $D(\varphi)$ для импедансного экрана, полученные при $\varphi_0=45^0$ и $\eta=0{,}25-j0{,}5$. Функции $w_{1,2}\left(r,\varphi\mp\varphi_0\right)$ вычислялись по (8.а, б) и (10.а, б), множитель $e^{j(kr+\pi/4)}/\sqrt{2\pi kr}$ в обоих случаях отбрасывался. Видно, что расчеты методом ПУ совпадают с методом отражений всюду, за исключением области глубокой тени (т.е. несоответствие наблюдается там, где наиболее важно найти правильное решение дифракционной задачи). Последовательное уточнение методом отражений исходного решения (8.а, б) позволяет получить хорошее соответствие с методом Винера-Хопфа.

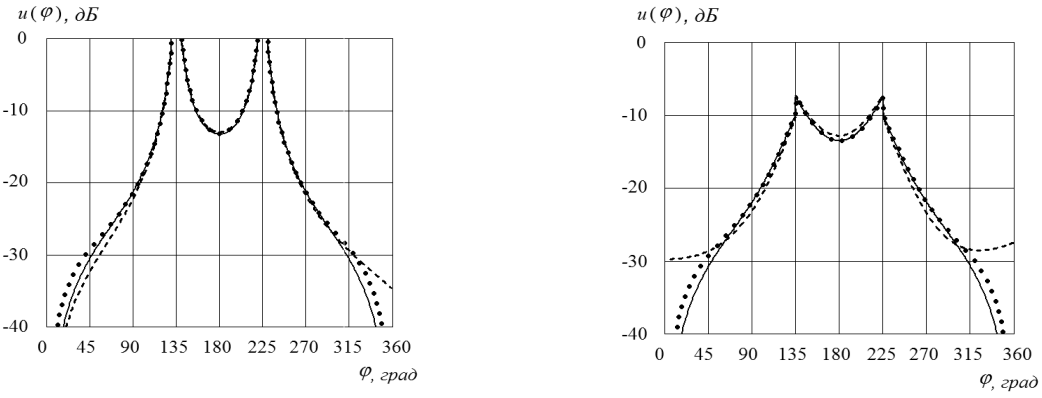
Различие между диаграммами на рис.1.а и рис.1.б заключается в следующем. Известно, что согласно строгому решению Малюжинца значение коэффициента дифракции в точности равно нулю на сторонах импедансного экрана вне зависимости от поляризации и величины поверхностного импеданса. Видно, что решение методом Винера-Хопфа приводит к такому же результату (пунктирная кривая на рис.1.а) и на первый взгляд может показаться, что это противоречит импедансным граничным условиям. Однако граничные условия должны выполняться для полного поля, т.е. для суммы дифракционных и поверхностных волн, которые возникают при отличной от нуля мнимой части импеданса. Расчет поля поверхностных волн выполнялся по известной методике [13], представленные на рис.1.б результаты свидетельствует о конечном значении поля при скользящих углах рассеяния. Отметим, что в обоих случаях наблюдается очень хорошее соответствие с расчетами методом Винера-Хопфа (см. рис.1.а, б).

На рис.2.а, б показаны угловые диаграммы дифракционного поля, полученные при падении плоской волны под углом $\varphi_0 = 45^0$ на тонкий экран с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 5$ и толщиной $d = \lambda/16$. В данном случае экран является полупрозрачным, поэтому вычислялись все три функции $w_{1,2}\left(r, \varphi \mp \varphi_0\right)$ и $w_3\left(r, \varphi^* + \varphi_0^*\right)$ на расстоянии $kr = 10$ от ребра экрана. Представленные результаты также свидетельствуют о хорошем соответствии предложенной теории с решением по методу Винера-Хопфа (поверхностные волны при решении данной задачи не учитывались).



а) б)

Рис.1. Угловое распределение дифракционного поля (а) и его суммы с полем поверхностных волн (б). Сплошная линия метод отражений, пунктир – метод Винера-Хопфа, штриховая линия – метод ПУ.



а) б)

Рис.2. Угловое распределение неравномерной (а) и равномерной (б) асимптотики дифракционного поля. Сплошная линия метод отражений, пунктир – метод Винера-Хопфа, штриховая линия – метод ПУ.

На рис.3 представлена угловая диаграмма полного поля (без учета поверхностных волн) для диэлектрического экрана при тех же исходных данных ($\varphi_0 = 45^0$, $\varepsilon = 5$ и $d = \lambda/16$) на расстоянии $kr = 10$ от его кромки. Дифракционное поле, полученное с

использованием равномерных по углу φ формул, суммировалось с полем геометрической оптики. Видно, что результаты расчетов по предложенной методике полностью соответствуют решению методом Винера-Хопфа. Отметим, что при выбранных исходных данных метод отражений использовать необязательно. Для получения тех же самых результатов можно ограничиться первым приближением (7.а, б, в) при вычислении дифракционного поля.

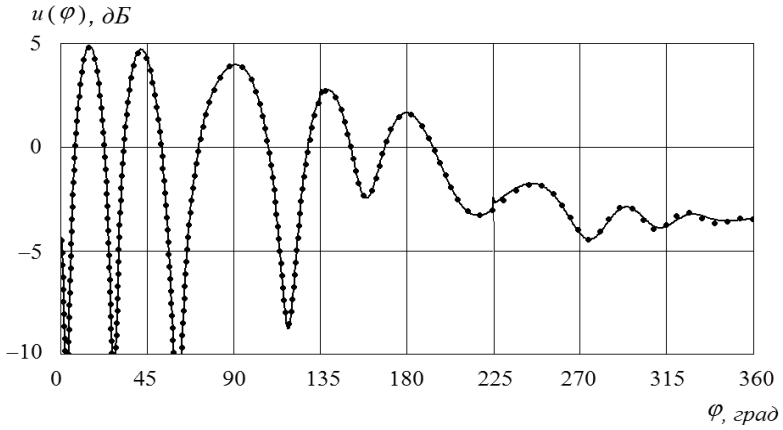


Рис.3. Угловая диаграмма полного поля.
Сплошная линия – метод отражений, пунктир – метод Винера-Хопфа.

4. Заключение

Основное достоинство предложенного в работе метода – его проста и наглядность. В отличие от строгих решений, требующих вычисления специальных функций [14, 15], расчеты методом отражений достаточно простые, а для полупрозрачного экрана в ряде случаев можно пользоваться первым приближением (7.а, б, в) и (8.а, б, в). Решение для импедансного экрана легко обобщается на случай импедансного (непрозрачного) клина, что позволяет с использованием рассмотренной в [16…19] теории решить задачу выделения краевой волны приближенным методом. Отметим, что при полном отсутствии отражений возникает задача дифракции на черном экране или (в более общем случае) черном клине [20…22]. При этом метод отражений приводит к модели Зоммерфельда, а метод Винера-Хопфа – к модели Макдоналда. Поэтому наибольших расхождений (7.а, б, в) и (8.а, б, в) с методом Винера-Хопфа следует ожидать при решении задачи дифракции на черном экране. В то же время для полностью прозрачного экрана рассмотренный метод дает очень хорошее соответствие с известным решением [7].

Автор выражает глубокую признательность своему научному руководителю В.А. Калошину за постановку задачи.

Литература

1. Нобл Б. Применение метода Винера-Хопфа для решения дифференциальных уравнений в частных производных. М.: Изд. иностранной литературы, 1962. – 280 с.
2. Senior T.B.A. Diffraction by a semi-infinite metallic sheet // Proceedings of the Royal Society of London. Series A, 1952, Vol. 213, No. 1115. – Pp. 436-458.

3. 50 yeas with J.B. Keller's Geometrical Theory of Diffraction in Denmark - Revisiting the Theory: Impedance Half-plane Diffraction Coefficients // IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2013, Vol. 55, No 4. – Pp. 32-40.
4. Andersen I. Plane Wave Diffraction by Thin Dielectric Half-Plane // IEEE Trans. On Antennas and Propagation, 1979, Vol. 27, No 5. – Pp. 584-589.
5. Volakis J.S. High-frequency scattering by a thin material half plane and strip // Radio Science, 1988, Vol. 23, No 3. – Pp. 450-462.
6. Rawlins A.D. Diffraction by an acoustically penetrable or an electromagnetically dielectric half plane // International Journal of Engineering Science, 1977, Vol. 15, No. 774. – Pp. 569-578.
7. Anokhov S.P. Plane wave diffraction by a perfectly transparent half-plane // Journal of Optical Society of America A. 2007, Vol. 24, No 9. – Pp. 2493-2498.
8. Уфимцев П.Я. Теория дифракционных краевых волн в электродинамике. Пер с англ. М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2007. – 366 с.
9. Ufimtsev P. Ya. Primary Shadow Radiation and Classical Models of Black Bodies // Electromagnetics, 1996. – Pp. 91-112.
10. Raman C.V., Krishnan K.S. The Diffraction of Light by Metallic Screns // Proceedings of the Royal Society of London. Series A, 1927, Vol. 116. – Pp. 254-267.
11. Shmoys J. Diffraction by a Half-plane with a special Impedance Variation // IRE Transactions on antennas and propagation, 1959, Vol. 7, No 5. – Pp. 88-90.
12. Ахияров В.В. Асимптотическое решение задачи однократной и последовательной дифракции // Электромагнитные волны и электронные системы, 2013, Т. 18, № 7. – С. 4-11.
13. Osipov A., Hongo K., Kobayashi H. High-frequency approximations for electromagnetic field near a face of an impedance wedge // IEEE Transactions on antennas and propagation, 2002, Vol. 50, No. 7. – Pp. 930-940.
14. Ахияров В.В. Вычисление функции Малюжинца в задаче дифракции на клине с импедансными гранями // Электромагнитные волны и электронные системы, 2016, Т. 21, № 8 – С. 41-49.
15. Ахияров В.В. Использование двойного экспоненциального преобразования для вычисления функции Малюжинца / Ахияров В.В., Першин П.В. // Сборник трудов XXII Международной научно-технической конференции Радиолокация, навигация, связь, 2016. – С. 808-813.
16. Ахияров В.В. Решение задачи дифракции на клине с импедансными гранями методом физической теории дифракции // Сборник трудов XX Международной научно-технической конференции Радиолокация, навигация, связь, 2014. – С. 314-318.
17. Ахияров В.В. Краевая волна от ребра идеально проводящего клина с покрытием при моностатическом рассеянии / Ахияров В.В., Сучков В.Б., Каракулин Ю.В. // Материалы 10-й Международной научно-технической конференции Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации, 2017. – С. 104-107.
18. Ахияров В.В. Вычисление поля обратного рассеяния методом физической теории дифракции в задаче дифракции на импедансных объектах / Ахияров В.В., Борзов А.Б., Сучков В.Б., Шахтарин Б.И., Сидоркина Ю.А. // Радиотехника и электроника, 2015, Т. 60, № 12. – С. 1223-1230.
19. Ахияров В.В. Обобщение физической теории дифракции для решения задачи обратного рассеяния от клина с импедансными гранями / Ахияров В.В., Борзов А.Б., Сучков В.Б. // Электромагнитные волны и электронные системы, 2014, Т. 19, № 3. – С.49-56.
20. Ахияров В.В. Методы решения задачи дифракции на черном экране // Электромагнитные волны и электронные системы, 2017, Т. 22, № 1. – С. 14-22.
21. Ахияров В.В. Выделение краевой волны в задаче дифракции на «черном» экране // Сборник трудов XXIII Международной научно-технической конференции Радиолокация, навигация, связь, 2017. – С. 766-774.
22. Ахияров В.В. Решение задачи дифракции на черном клине / Ахияров В.В., Першин П.В. // Сборник трудов XXII Международной научно-технической конференции Радиолокация, навигация, связь, 2016. – С. 814-823.

REFERENCES

1. Nobl B. Methods based on the Wiener-Hopf technique for the solution of partial differential equations. M.: Izd. inostrannoj literatury, 1962. – 280 p.
2. Senior T.B.A. Diffraction by a semi-infinite metallic sheet // Proceedings of the Royal Society of London. Series A, 1952, Vol. 213, No. 1115. – Pp. 436-458.
3. 50 yeas with J.B. Keller's Geometrical Theory of Diffraction in Denmark - Revisiting the Theory: Impedance Half-plane Diffraction Coefficients // IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2013, Vol. 55, No. 4. – Pp. 32-40.
4. Andersen I. Plane Wave Diffraction by Thin Dielectric Half-Plane // IEEE Trans. On Antennas and Propagation, 1979, Vol. 27, No. 5. – Pp. 584-589.
5. Volakis J.S. High-frequency scattering by a thin material half plane and strip // Radio Science, 1988, Vol. 23, No 3. – Pp. 450-462.
6. Rawlins A.D. Diffraction by an acoustically penetrable or an electromagnetically dielectric half plane // International Journal of Engineering Science, 1977, Vol. 15, No. 774. – Pp. 569-578.
7. Anokhov S.P. Plane wave diffraction by a perfectly transparent half-plane // Journal of Optical Society of America A. 2007, Vol. 24, No. 9. – Pp. 2493-2498.
8. Ufimcev P.Ya. Theory of Edge Diffraction in Electromagnetics. M.: BINOM. Laboratoriya znanij, 2007. – 366 p.
9. Ufimtsev P.Ya. Primary Shadow Radiation and Classical Models of Black Bodies // Electromagnetics, 1996. – Pp. 91-112.
10. Raman C.V., Krishnan K.S. The Diffraction of Light by Metallic Screns // Proceedings of the Royal Society of London. Series A, 1927, Vol. 116, No. 774. – Pp. 254-267.
11. Shmoys J. Diffraction by a Half-plane with a special Impedance Variation // IRE Transactions on antennas and propagation, 1959, Vol. 7, No. 5. – Pp. 88-90.
12. Akhiyarov V.V. The asymptotic solution of the single and multiple diffraction problems // Electromagnetic waves and electronic systems, 2013, Vol. 18, No. 7. – Pp. 4-11.
13. Osipov A., Hongo K., Kobayashi H. High-frequency approximations for electromagnetic field near a face of an impedance wedge // IEEE Transactions on antennas and propagation, 2002, Vol. 50, No. 7. – Pp. 930-940.
14. Akhiyarov V.V. Malyuzhinets function calculation for the impedance wedge diffraction problem // Electromagnetic waves and electronic systems, 2016, Vol. 21, No. 8. – Pp. 41-49.
15. Akhiyarov V.V. Using double exponential transform for Malyuzhinets function calculation / Akhiyarov V.V., Pershin P.V. // XXII International Conference Radiolocation, Navigation, Communication, Conference Proceedings, 2016. – Pp. 808-813.
16. Akhiyarov V.V. Diffraction problem solution for the wedge with an impedance faces using the Physical Theory of Diffraction // XX International Conference Radiolocation, Navigation, Communication, Conference Proceedings, 2014. – Pp. 314-318.
17. Akhiyarov V.V. Fringle wave from the covered perfectly conducting wedge for monostatic backscattering / Akhiyarov V.V., Suchkov V.B., Karakulin Yu.V. // 10-th International Scientific and Technical Conference Acoustic-optical and radar methods for information measurements and processing, Conference Proceedings, 2017. – Pp. 104-107.
18. Akhiyarov V.V. Calculation of the backscattered field by the method of the Physical Diffraction Theory in the problem of diffraction from the impedance objects / Akhiyarov V.V., Borzov A.B., Suchkov V.B., Shahtarin B.I., Sidorkina Yu.A. // Journal of communication technology and electronics, 2015, Vol. 60, No. 12. – S. 1223-1230.
19. Akhiyarov V.V. Generalization of the physical theory of diffraction for backscattering from the wedge with impedance faces / Akhiyarov V.V., Borzov A.B., Suchkov V.B. // Electromagnetic waves and electronic systems, 2014, Vol.19, No. 3. – Pp. 49-56.
20. Akhiyarov V.V. The review of the black screen diffraction problem // Electromagnetic waves and electronic systems, 2017, Vol. 22, No. 1. – Pp. 14-22.
21. Akhiyarov V.V. Extracting fringle wave from total diffraction field for a black screen // XXIII International Conference Radiolocation, Navigation, Communication, Conference Proceedings, 2017. – Pp. 766-774.

22. Akhiyarov V.V. Diffraction problem solution for a black wedge / Akhiyarov V.V., Pershin P.V. // XXII International Conference Radiolocation, Navigation, Communication, Conference Proceedings, 2016. – Pp. 814-823.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПЛАНАРНЫХ МЕТАСТРУКТУР С КИРАЛЬНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ РАЗЛИЧНОЙ ФОРМЫ

В. М. Баннов[1], Д. С. Клюев[1], А. М. Нещерет[1], О. В. Осипов[1]

[1]Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ), Самара, Россия

Аннотация. В работе построены математические модели планарных метаматериалов, созданных на основе контейнера из диэлектрика, в котором периодически размещены тонкопроволочные проводящие элементы киральной (зеркально асимметричной формы). В качестве элементов рассмотрены одиночная и двойная скрещенная спирали, а также тонкопроволочные гаммадионы. Проведено исследование отражения плоской электромагнитной волны линейной поляризации от планарного слоя из исследуемых планарных метаструктур. Изучено влияние степени киральности метаматериала и геометрических характеристик спиральных элементов на отражательные и пропускающие свойства метаструктуры. Выявлены такие режимы взаимодействия электромагнитной волны с метаструктурами, как преобладающая кросс-поляризация, боковое рассеяние, наличие окон прозрачности и непрозрачности метаматериала.

Ключевые слова: электродинамика, метаматериал, электромагнитная волна, киральная среда, коэффициент отражения, коэффициент прохождения, метаструктура.

INVESTIGAION OF THE PLANAR METASTRUCTURE ELECTROMAGNETIC CHARACTERISTICS WITH CHIRAL ELEMENTS OF VARIOUS FORMS

V. M.Bannov[1], D. S. Klyuev[1], A. M. Neshcheret[1], O. V. Osipov[1]

[1]Povolzskiy state university of telecommunications and informatics (PSUTI), Samara, Russia

Abstract. In this article we construct a mathematical models of planar metamaterials are established based on dielectric container, which is periodically posted thin-wire conductive chiral (mirror-asymmetric) elements. Single and double crossed helices as well as thin-wire gammadions are considered as elements. The reflection of a linear polarizied plane electromagnetic wave from the planar metastructures is studied. The influence of the metamaterial chirality and the geometric characteristics of the helices on the metastructure reflective and transmissive properties is studied. Such modes of interaction of an electromagnetic wave with metastructures as the predominant cross-polarization, lateral scattering, the presence of transparency and opacity frequency range of the metamaterial are revealed.

Keywords: electrodynamics, metamaterial, electromagnetic wave, chiral media, reflection coefficient, transmission coefficient, metastructure.

1. Введение

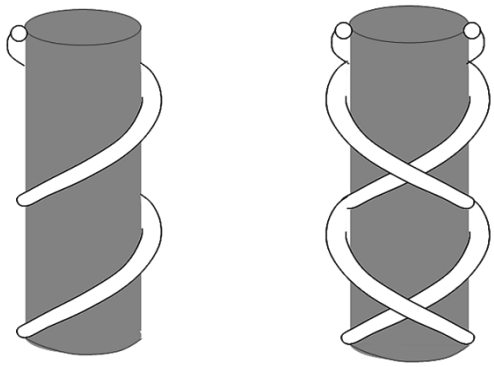
В настоящее время значительный интерес представляет разработка современных метаматериалов [1-4], то есть композиционных структур, получающихся искусственным внедрением элементов в однородные среды (контейнеры). Изменение структуры осуществляется на уровне атомов (метаматериалы для оптического диапазона) или на уровне макроструктуры (СВЧ-метаматериалы). Благодаря предобразованием микро или

макроструктуры у искусственного материала в целом изменяются его электрофизические свойства (диэлектрическая ε и магнитная проницаемости μ) и как следствие, проявляются электромагнитные свойства, которые не присущи естественным материалам природного происхождения. Самыми широко известными свойствами метаматериалов являются возможность создания суперлинз, невидимых покрытий и др. Если в структуру метаматериала внедряются элементы зеркально асимметричной формы, то метаматериал называется киральным (хиральным). Свойства киральных сред в электродинамике СВЧ исследованы к настоящему времени очень подробно [5-8]. К основным свойствам распространения электромагнитных волн в киральном метаматериале являются распространение волн с право (ПКП) и левокруговыми (ЛКП) поляризациями с различными фазовыми скоростями, а также кросс-поляризация падающего излучения. Также имеются исследования неоднородных киральных метаматериалов, а также излучения электромагнитных волн полосковыми антеннами, расположенными на подложках из метаматериалов. В настоящее время все метаматериалы можно разделить на пять основных типов: DNG ($\varepsilon < 0; \mu < 0$), DPS ($\varepsilon > 0; \mu > 0$), Hi-Z (высокоомные поверхности), SNG ($\varepsilon\mu < 0$) и DZR ($\varepsilon = 0; \mu = 0$). DNG-метаматериалы часто называют средами Веселаго или left-handed media. В научной литературе отмечается много перспективных направлений, в которых метаматериалы могут быть эффективно использованы для оптики и радиотехники (решение проблемы дифракционного предела в оптике [16], создание малоотражающих и антибликовых покрытий, разработка устройств для концентрации энергии, создание микроантенн для мобильных устройств и т.д.) [1-3, 12-14]. В связи с вышесказанным, теоретические и экспериментальные исследования взаимодействия электромагнитных волн с метаматериалами являются крайне актуальными.

2. Постановка задачи

В данной работе рассматривается семейство DPS-метаматериалов СВЧ диапазона (double positive metamaterial), обладающих дополнительно свойством киральности. Подобные метаматериалы представляют собой композитные структуры, образуемые совокупностью тонкопроволочных зеркально асимметричных элементов, равномерно размещенных и хаотически ориентированных в однородном диэлектрическом контейнере. Зеркально асимметричные элементы при этом могут быть как двумерными (S-элементы, гаммадионы), так и трехмерными (элементы Телледжена, спиральные микрочастицы и др.). В качестве киральных микроэлементов обычно используются тонкопроволочные спиральные одно и многозаходные элементы, S-элементы и их зеркальные двойники, элементы Телледжена, двойные разомкнутые кольца, гаммадионы [10] и другие [5-9]. Описание электромагнитных свойств метаматериала начинается с построения его дисперсионной модели и описания структуры как ансамбля микрочастиц. Метаматериал представляет собой ансамбль одинаковых микроэлементов, поэтому его эффективная диэлектрическая проницаемость может быть описана в рамках известных соотношений Максвелла-Гарнетта или Брюгеманна [15]. Для частотной зависимости используется модель оптически активной среды [11].

В данной работе рассмотрены четыре вида метаматериала. В первой части рассматривается киральная среда на основе одиночных (рис.1*а*) и скрещенных (рис.1*б*) трехмерных тонкопроволочных микроспиралей элементов (рис. 1). Во второй части изучаются свойства метаматериала основе двумерных 4-ех (рис.2*а*) и 2-ух заходных (рис. 2*б*) гаммадионов (рис. 2). В целом структура метаматериала является одинаковой совокупность идентичных микроэлементов равномерно размещается и хаотически ориентируется в планарном однородном диэлектрическом контейнере толщиной h (рис. 3); различия метаструктур между собой определяется только геометрией используемых микроэлементов.



а) *б*)

Рис. 1. Трехмерные киральные элементы (одиночная спираль и система из двух скрещенных спиралей)

а) *б*)

Рис. 2. Двумерные киральные элементы (4-ех и 2-ух заходные тонкопроволочные гаммадионы)

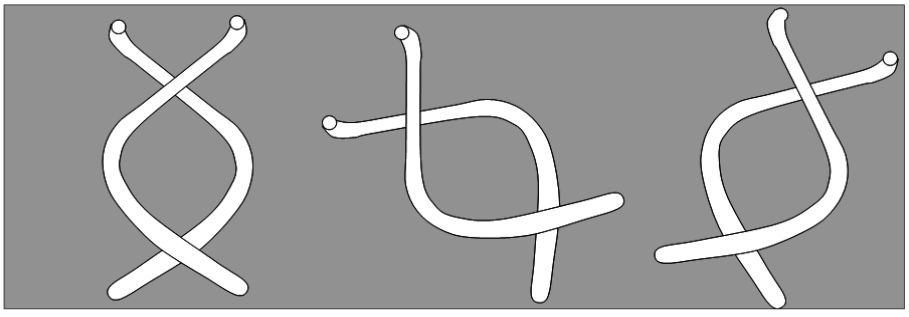


Рис. 3. Общая геометрия планарной метаструктуры

3. Пример построения математической модели кирального метаматериала

Рассмотрим построение математической модели кирального метаматериала. С использованием рассматриваемого подхода, в работе [14] построена математическая модель тонкопроволочного идеально проводящего спирального элемента и метаматериала на основе совокупности таких элементов, учитывающая дисперсию материальных параметров и взаимодействие между соседними элементами.

Общий подход заключается в следующем. На основе низкочастотной модели (в дальнейшем было выяснено, что данный подход при переходе к СВЧ имеет ограничение по верхнему значению частоты электромагнитной волны) были рассчитаны через индуктивность и емкость резонансные частоты тонкопроволочного кирального элемента. При вычислении емкости определяются поправки, связанные с межвитковой емкостью элемента, а также учтено взаимодействие микровключения с соседними элементами путем вычисления межэлементной емкости. Использование подобной низкочастотной модели элемента позволило учесть произвольное число витков (заходов) кирального элемента и также его электромагнитное взаимодействие с окружающими микровключениями, что является важным в силу наличия пространственной дисперсии киральной среды. Также в отличие от большинства других моделей, проволока, из которой изготовлен элемент, не считалась бесконечно тонкой.

После вычисления резонансной частоты кирального элемента ω_0 метаматериал описывался формулой Максвелла-Гарнетта с учетом дисперсии по аналогии с оптически активной средой [11, 15]:

$$\frac{\varepsilon-\varepsilon_s}{\varepsilon+2\varepsilon_s}=\alpha\frac{\varepsilon_r-\varepsilon_s}{\varepsilon_r+2\varepsilon_s};\ \varepsilon_s(\omega)=\varepsilon_r+\frac{\beta_0^2}{\omega_0^2-\omega^2};\chi(\omega)=A\frac{\beta_0^2\omega}{c\left(\omega_0^2-\omega^2\right)}, \qquad (1)$$

где ε_r — относительная диэлектрическая проницаемость контейнера; ε_s — относительная диэлектрическая проницаемость области занятой микроэлементом; β_0 — параметр, имеющий размерность частоты и связанный с внутренними процессами в среде; c — скорость света; A — параметр, имеющий размерность длины; α — объемная концентрация микроэлементов в контейнере.

При подстановке в (1) выражения для резонансной частоты конкретного элемента ω_0, находятся выражения для диэлектрической проницаемости и параметра киральности кирального метаматериала на основе тонкопроволочных спиральных элементов с учетом дисперсии в рамках предлагаемой модели.

Таким образом, для учета вида кирального элемента в метаматериале необходимо: определить резонансную частоту через емкость и индуктивность, а затем воспользоваться формулой Максвелла-Гарнетта (или Брюгеманна). В дальнейшем расчеты показали, что использование предлагаемой низкочастотной модели ограничено по частоте и частотный предел использования определяется соотношениями между линейными размерами спиральных элементов и длиной волны падающего СВЧ излучения.

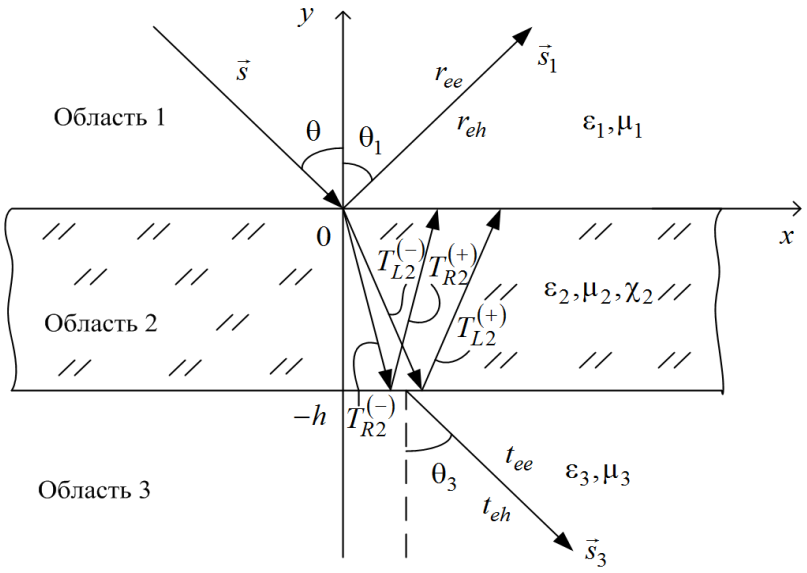


Рис. 4. Геометрия задачи

4. Решение задачи об отражении плоской электромагнитной волны от планарного киального метаматериала

В работе рассмотрено решение задачи об отражении плоской электромагнитной волны (ПЭМВ) линейной поляризации от планарного слоя кирального метаматериала на основе совокупности однотипных элементов в рамках предложенной дисперсионной модели. Геометрия задачи приведена на рис. 4. Область 2 на рис. 4 представляет собой планарный слой кирального метаматериала с параметрами $\varepsilon_2(\omega),\mu_2$ и $\chi_2(\omega)$; области 1 и 3 — диэлектрические среды. При этом будем считать, что дисперсионная модель для данного типа элементов построена и киральный слой описывается $\varepsilon_2(\omega),\mu_2$ и $\chi_2(\omega)$ (см. (1)). На планарную метаструктуру падает плоская электромагнитная волна с перпендикулярной поляризацией под углом θ. В результате решения электродинамической задачи требуется определить коэффициенты отражения (r_{ee}, r_{eh}) и прохождения (t_{ee}, t_{eh}) основных и кросс-поляризованных компонент поля. Здесь уместно отметить, что при взаимодействии электромагнитного поля (ЭМП) с киральными средами, всегда возникает кросс-поляризации, то есть переизлучение поля с составляющими векторов $\vec{\mathbf{E}},\vec{\mathbf{H}}$, которые отсутствует в структуре ЭМП падающей волны.

Для описания кирального метаматериала были использованы материальные уравнения, согласно формализму Линделла-Сиволы [6]:

$$\vec{\mathbf{D}} = \varepsilon(\omega)\vec{\mathbf{E}} - \mathrm{i}\,\chi(\omega)\vec{\mathbf{H}}, \quad \vec{\mathbf{B}} = \mu\vec{\mathbf{H}} + \mathrm{i}\,\chi(\omega)\vec{\mathbf{E}}, \tag{2}$$

где $\varepsilon(\omega), \mu, \chi(\omega)$ — относительные диэлектрическая, магнитная проницаемости и параметр киральности метаматериала с учетом дисперсии; i — мнимая единица. Материальные уравнения (2) записаны в Гауссовой системе единиц для правых форм киральных элементов для гармонической зависимости векторов поля от времени.

Решение задачи осуществлялось методом частичных областей. На первом этапе уравнения Максвелла в дифференциальной форме для ЭМП в киральном метаматериале были сведены известным методом замены к уравнениям Гельмгольца относительно, так называемых, полей Бельтрами:

$$\nabla^2\vec{\mathbf{E}}_{\mathrm{R}} + k_{\mathrm{R}}^2\vec{\mathbf{E}}_{\mathrm{R}} = 0; \quad \nabla^2\vec{\mathbf{E}}_{\mathrm{L}} + k_{\mathrm{L}}^2\vec{\mathbf{E}}_{\mathrm{L}} = 0, \tag{3}$$

где $\vec{\mathbf{E}}_{\mathrm{R,L}}$ — векторы напряженности электрического поля волн с право и левокруговыми поляризациями в киральной среде (поля Бельтрами); $k_{\mathrm{R,L}}$ — волновые числа волн ПКП и ЛКП, определяемые как

$$k_{\mathrm{R,L}} = k_0\left(\varepsilon^{1/2}(\omega)\mu^{1/2} \pm \chi(\omega)\right), \tag{4}$$

где k_0 — волновое число для плоской электромагнитной волны в вакууме.

Решение уравнений (3) определяет ЭМП в слое кирального метаматериала [5-8]:

$$\vec{\mathbf{E}} = \vec{\mathbf{E}}_{\mathrm{R}} + \vec{\mathbf{E}}_{\mathrm{L}}, \quad \vec{\mathbf{H}} = \mathrm{i}\varepsilon^{1/2}(\omega)\mu^{-1/2}\left(\vec{\mathbf{E}}_{\mathrm{R}} - \vec{\mathbf{E}}_{\mathrm{L}}\right). \tag{5}$$

Электромагнитное поле в киральном слое 2 будет представлять собой суперпозицию 4-ёх волн: 2 волны, преломленные в слой из области 1 с ПКП и ЛКП и 2 волны, отраженные от области 3 с ПКП и ЛКП.

На следующем этапе решения задачи из уравнений Максвелла определяются векторы ЭМП в областях 1 и 2, а затем используются граничные условия для тангенциальных компонент векторов $\vec{\mathbf{E}}, \vec{\mathbf{H}}$ на двух границах раздела «Область 1 – КМ» и «КМ – область 3». При подстановке выражений для составляющих векторов $\vec{\mathbf{E}}, \vec{\mathbf{H}}$ в областях 1,2,3 в граничные условия:

$$\begin{aligned} &\vec{\mathbf{E}}_{\tau}^{(1)}(y=0) = \vec{\mathbf{E}}_{\tau}^{(2)}(y=0); \quad \vec{\mathbf{H}}_{\tau}^{(1)}(y=0) = \vec{\mathbf{H}}_{\tau}^{(2)}(y=0); \\ &\vec{\mathbf{E}}_{\tau}^{(2)}(y=-h) = \vec{\mathbf{E}}_{\tau}^{(3)}(y=-h); \quad \vec{\mathbf{H}}_{\tau}^{(2)}(y=-h) = \vec{\mathbf{H}}_{\tau}^{(3)}(y=-h), \end{aligned} \tag{6}$$

получаем неоднородную систему из 8-ми линейных алгебраических уравнений относительно неизвестных коэффициентов отражения и прохождения [9]:

$$\ddot{\mathbf{A}}\,\vec{\mathbf{T}} = \vec{\mathbf{P}}, \tag{7}$$

где $\ddot{\mathbf{A}}$ — квадратная матрица размером 8x8, явный вид элементов которой в автореферате не приводится в силу их громоздкости;

$$\begin{aligned} &\vec{\mathbf{T}} = \begin{bmatrix} r_{\mathrm{ee}} & r_{\mathrm{eh}} & T_{\mathrm{R}}^{(+)} & T_{\mathrm{R}}^{(-)} & T_{\mathrm{L}}^{(+)} & T_{\mathrm{L}}^{(-)} & t_{\mathrm{ee}} & t_{\mathrm{eh}} \end{bmatrix}; \\ &\vec{\mathbf{P}} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & \sqrt{\varepsilon_1}\cos\theta/\sqrt{\mu_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \end{aligned} \tag{8}$$

Коэффициенты матрицы $\ddot{\mathbf{A}}$ определяются геометрическими параметрами контейнера и киральных элементов конкретной формы; материальными параметрами кирального метаматериала и областей 1 и 3, а также учитывают дисперсию $\varepsilon_2(\omega)$ и $\chi_2(\omega)$ и, как следствие, форму включений.

Используемый метод позволяет учесть кросс-поляризацию поля при его взаимодействии с киральным метаматериалом.

5. Результаты расчетов

На рис. 5 представлены частотные зависимости отраженной и прошедшей мощностей основной компоненты ЭМП в диапазоне от 1 до 10 ГГц для метаматериала на основе двойного спирального элемента. Штриховыми кривыми на рис. 5 показаны зависимости прошедшей мощности основной компоненты ($10 \lg|t_{ee}|^2$); сплошными линиями — отраженной мощности основной компоненты ($10 \lg|r_{ee}|^2$). Падение волны на метаструктуру считалось нормальным. В составном элементе две спирали обладали различным числом витков (1 и 2, соответственно), то есть элемент является асимметричным.

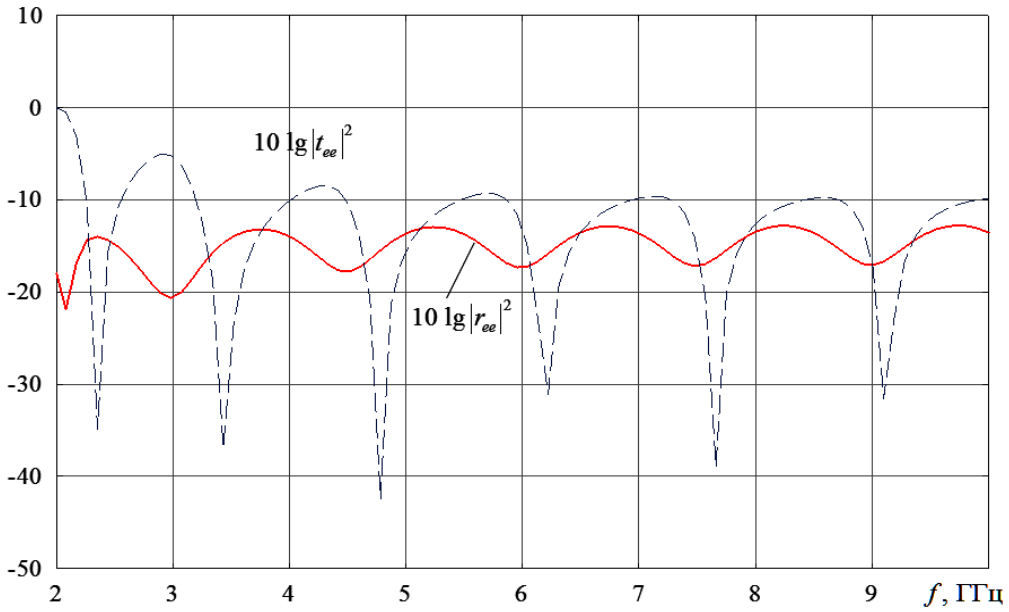


Рис. 5. Частотные зависимости прошедшей и отраженной мощности электромагнитной волны для случая кирального метаматериала на основе двойных спиральных элементов

Как видно из рис. 5, в случае несимметричного двойного спирального элемента возникает резкая частотная селективность прохождения электромагнитного излучения через метаматериал. Возникает набор дискретных частот, на которых электромагнитная волна через метаматериал не проходит и преобразуется в боковое рассеяние. Кроме того, отсутствуют частоты, начиная с 2ГГц, на которых уровень ослабления прохождения основной компоненты поля близок 0дБ, что связано с ростом кросс поляризации. На резонансных частотах метаструктура может выполнять функцию защитного экрана СВЧ.

На рис. 6 представлены частотные зависимости отраженной и прошедшей мощностей основной и кросс-поляризованной компонент поля в диапазоне от 1 до 10 ГГц для метаматериала на основе одиночного спирального элемента. Сплошными кривыми на рис. 6 показаны зависимости прошедшей мощности основной компоненты ($10 \lg|t_{ee}|^2$); штриховыми линиями — отраженной мощности основной компоненты

($10\lg|r_{ee}|^2$); штрихпунктирными линиями — прошедшей мощности кросс-поляризованной компоненты ($10\lg|t_{eh}|^2$); точечными линиями — отраженной мощности кросс-поляризованной компоненты ($10\lg|r_{eh}|^2$). Падение волны на метаструктуру считалось нормальным.

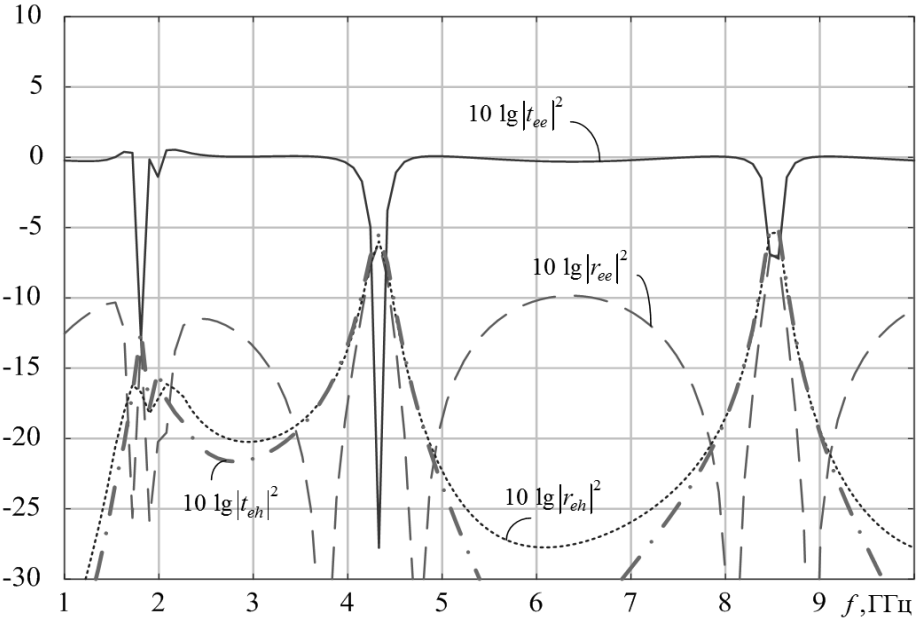


Рис. 6. Частотные зависимости прошедшей и отраженной мощности электромагнитной волны для случая кирального метаматериала на основе одиночных спиральных элементов

На частоте 1.88 ГГц наблюдается условия для наилучшей концентрации энергии падающего излучения, так как уровни прошедшей мощности основной и кросс-поляризованной компонент поля имеют близко расположенные по частоте локальные минимумы (уровни ослабления прошедших мощностей основного и кросс-поляризованного поля более 20 дБ). Из рис. 6 видно, что вблизи частоты 1.88 ГГц на характеристике наблюдаются резонансные минимумы коэффициентов прохождения и отражения основной компоненты. В этом случае нормально падающий потоком энергии ЭМП преобразуется в ток энергии в плоскости метаматериала. На других частотах метаструктура является полностью прозрачной и падающее излучение через неё проходит практически без ослабления (вблизи 0 дБ). Таким образом, можно трактовать рассматриваемую структуру как частотно селективный концентратор СВЧ энергии в районе частоты 1.88 ГГц. Также заметим, что исследуемая метаструктура по свойствам является эквивалентной естественному кристаллу (или искусственной брэгговской решетке) в оптическом диапазоне, а именно частоты резонансных минимумов ослабления прошедшей мощности основной компоненты поля вычисляются из условия Вульфа-Брэгга. Таким образом, достигается возможность дискретно-многочастотной концентрации падающей СВЧ энергии на ряде резонансных частот.

6. Заключение

В заключение перечислим основные выводы из результатов проведенных исследований электромагнитных характеристик планарных киральных структур на основе тонкопроволочных идеально проводящих элементов киральной формы:

1. Предложена математическая модель на основе формулы Максвелла-Гарнетта и получены дисперсионные зависимости диэлектрической проницаемости и параметра киральности для кирального метаматериала на основе совокупности тонкопроволочных идеально проводящих элементов различной зеркально асимметричной формы.

2. Доказано, что в однослойном киральном метаматериале на основе тонкопроволочных одиночных спиральных элементов и планарных гаммадионов возможно преобразование нормально падающего потока СВЧ энергии на некоторых частотах в азимутальное рассеяние в плоскости метаматериала.

3. В работе теоретически предсказана возможность дискретно-многочастотной концентрации падающей СВЧ энергии при помощи однослойной киральной метаструктуры на ряде резонансных частот.

Литература

1. Capolino F. Theory and Phenomena of Metamaterials // Taylor & Francis – CRC Press, 2009. — 992 p.
2. Caloz C., Itoh T. Electromagnetic metamaterials: Transmition line theory and microwave applications. The engineering approach. New York. Wiley Interscience, 2006.
3. Sarychev A., Shalaev V. Electrodynamics of Metamaterials. Singapore: World Scientific, 2007. — 247 p.
4. Tie J.C., Smith, D.R., Ruopeng Liu. Metamaterials: Theory, Design and Application. Springer, 2010. — 376p.
5. Каценеленбаум Б.З., Коршунова Е.Н., Сивов А.Н., Шатров А.Д. Киральные электродинамические объекты // Успехи физических наук, 1997. — Т.167. — №11. — С. 1201-1212.
6. Lindell I.V., Sihvola A.H., Tretyakov S.A., Viitanen A.J. Electromagnetic waves in chiral and bi-isotropic media. — London: Artech House, 1994. — 291 p.
7. Tretyakov, S.A. Electromagnetics of complex media: chiral, bi-isotropic, and certain bianisotropic materials (a review) // Journal of Communications Technology and Electronics, 1994. — V.39(14). — P.32.
8. Lakhtakia A., Varadan V.K., Varadan V.V. Time-harmonic electromagnetic fields in chiral media. Lecture Notes in Physics — Berlin: Heidelberg and Boston: Springer-Verlag, 1989. — 121 p.
9. Неганов В.А., Осипов О.В. Отражающие, волноведущие и излучающие структуры с киральными элементами. — М.: Радио и связь, 2006. — 280 с.
10. Zhao R. Conjugated gammadion chiral metamaterial with uniaxial optical activity and negative refractive index / R. Zhao, L. Zhang, J. Zhou, T. Koschny, and C. M. Soukoulis,// Phys. Rev., 2011 — B 83(3) — 035105.
11. Semchenko I.V., Tretyakov S.A., Serdyukov A.N. Research on chiral and bianisotropic media in Byelorussia and Russia in the last ten years // Progress In Electromagnetics Research, 1996. — V.12. — P. 335.
12. Klyuev D.S., Korshunov S.A., Osipov O.V., Plotnikova K.A., Sitnikova S.V., Sokolova Y.V. Calculation of the input impedance of a strip oscillator by the singular integral equation method // Journal of Communications Technology and Electronics, 2018. — V. 63. — Issue 5. — P. 434–437.

13. Abramov V.E., Klyuev D.S., Mishin D.V., Osipov O.V. Propagation of optical waves in planar periodically inhomogeneous chiral structures // Journal of Physics: Conference Series, 2019. — V. 1096. — P. 012108.
14. Осипов О.В., Почепцов А.О., Юрасов В.И. Киральный метаматериал для частотно-селективной концентрации энергии сверхвысокочастотного излучения // Инфокоммуникационные технологии, 2014. — Т.12. — №4. — С.76-82.
15. Сушко М.Я., Криськив С.К. Метод компактных групп в теории диэлектрической проницаемости гетерогенных систем // Письма в журнал технической физики, 2009. — Т. 79. — Вып. 3. — С. 97-101.
16. Smith D.R., Pendry J.B., Wiltshire M.C.K. Metamaterials and negative refractive index // Science, 2004. — V. 305. — P. 788–792.

REFERENCES

1. Capolino F. Theory and Phenomena of Metamaterials // Taylor & Francis – CRC Press, 2009. — 992 p.
2. Caloz C., Itoh T. Electromagnetic metamaterials: Transmition line theory and microwave applications. The engineering approach. New York. Wiley Interscience, 2006.
3. Sarychev A., Shalaev V. Electrodynamics of Metamaterials. Singapore: World Scientific, 2007. — 247 p.
4. Tie J.C., Smith, D.R., Ruopeng Liu. Metamaterials: Theory, Design and Application. Springer, 2010. — 376 p.
5. Katsenelenbaum B.Z., Korshunova E.N., Sivov A.N., Shatrov A.D. Chiral electromagnetic objects // Phys. Usp., 1997. — V.40. — P. 1149-1160. — (in Russian).
6. Lindell I.V., Sihvola A.H., Tretyakov S.A., Viitanen A.J. Electromagnetic waves in chiral and bi-isotropic media. — London: Artech House, 1994. — 291 p.
7. Tretyakov, S.A. Electromagnetics of complex media: chiral, bi-isotropic, and certain bianisotropic materials (a review) // Journal of Communications Technology and Electronics, 1994. — V.39 (14). — P.32.
8. Lakhtakia A., Varadan V.K., Varadan V.V. Time-harmonic electromagnetic fields in chiral media. Lecture Notes in Physics — Berlin: Heidelberg and Boston: Springer-Verlag, 1989. — 121 p.
9. Neganov V.A., Osipov O.V. Otrazhayushchie, volnovedushchie i izluchayushchie struktury s kiral'nymi elementami. — M.: Radio i svyaz' Publisher, 2006. — 280 p. — (in Russian).
10. Zhao R. Conjugated gammadion chiral metamaterial with uniaxial optical activity and negative refractive index / R. Zhao, L. Zhang, J. Zhou, T. Koschny, and C. M. Soukoulis,// Phys. Rev., 2011 — B 83(3) — 035105.
11. Semchenko I.V., Tretyakov S.A., Serdyukov A.N. Research on chiral and bianisotropic media in Byelorussia and Russia in the last ten years // Progress In Electromagnetics Research, 1996. — V.12. — P. 335.
12. Klyuev D.S., Korshunov S.A., Osipov O.V., Plotnikova K.A., Sitnikova S.V., Sokolova Y.V. Calculation of the Input Impedance of a Strip Oscillator by the Singular Integral Equation Method // Journal of Communications Technology and Electronics, 2018. — V. 63. — Issue 5. — P. 434–437.
13. Abramov V.E., Klyuev D.S., Mishin D.V., Osipov O.V. Propagation of optical waves in planar periodically inhomogeneous chiral structures // Journal of Physics: Conference Series, 2019. — V. 1096. — P. 012108.
14. Osipov O. V., Pocheptsov O. A., Yurasov V. I. Kiral'nyj metamaterial dlya chastotno-selektivnoj koncentracii ehnergii sverhvysokochastotnogo izlucheniya // Infokommunikacionnye tekhnologii, 2014. — V. 12. — №4. — P. 76-82. — (in Russian).
15. Sushko M.Y., Kris'kiv S.K. Compact group method in the theory of permittivity of heterogeneous systems // Tech. Phys., 2009. — V. 54. — №3. — P. 423-427.
16. Smith D.R., Pendry J.B., Wiltshire M.C.K. Metamaterials and negative refractive index // Science, 2004. — V. 305. — P. 788–792.

МЕТОД КОНСТРУКТИВНОГО СИНТЕЗА ДВУХЗЕРКАЛЬНОЙ ГИБРИДНОЙ ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ

С. В. Землянский[1], Д. С. Махов[1], С. Е. Мищенко[2], В. В. Шацкий[2]

[1]Краснодарское высшее военное училище имени генерала армии С.М. Штеменко, Краснодар, Россия
[2]ФНПЦ «Ростовский научно-исследовательский институт радиосвязи», Ростов-на-Дону, Россия

Аннотация. Рассмотрены вопросы построения двухзеркальной гибридной антенной системы с облучателем в виде линейной антенной решетки тонких симметричных электрических вибраторов. На основе сформулированной математической модели, основанной на использовании решений уравнений Галлена, проведено решение задачи конструктивного синтеза двухзеркальной гибридной антенны. Применение генетического алгоритма позволяет оценивать качество решения по критерию максимального значения произведения двух частных целевых функций, одна из которых связана с шириной сектора сканирования антенной системы, а вторая – с плотностью потока излучения в направлении максимального излучения. Работоспособность предложенного метода проверена на примере решения задачи синтеза двухзеркальной гибридной антенной системы, состоящей из контррефлектора и рефлектора, описываемых параболоидами вращения.

Ключевые слова: генетический алгоритм; зеркальная антенна; коэффициент направленного действия; математическая модель; плотность потока излучения; ширина сектора сканирования.

METHOD OF CONSTRUCTIVE SYNTHESIS OF THE PHASED ARRAY FED REFLECTOR ANTENNA

S. V. Zemlyanskij[1], D. S. Makhov[1], S. E. Mishchenko[2], V. V. Shatskij[2]

[1]Krasnodar high military school S.M. Shtemenko by name, Krasnodar, Russia
[2]FSPC «Rostov scientific-research institute of radiocommunications », Rostov-on-Don, Russia

Abstract. Questions of creation of phased array fed reflector antenna system with an irradiator in the form of a linear antenna array of thin symmetric electric vibrators are considered. On the basis of the formulated mathematical model based on use of solutions of the Galen equations the decision of a problem of constructive synthesis of the phased array fed reflector antenna is passed. Application of a genetic algorithm allows to estimate quality of the decision on criterion of the maximum value of the work of two private criterion functions, one of which is connected with width of the sector of scanning of antenna system, and the second - with a radiation stream density in the direction of the maximum radiation. Operability of the offered method is checked on the example of the solution of a problem of synthesis of the phased array fed reflector antenna system consisting of the counterreflector and a reflector described by rotation paraboloids.

Keywords: genetic algorithm; reflector antenna; antenna gain factor; mathematical model; radiation stream density; width of the sector scan.

1. Введение

Расчет гибридных зеркальных антенн (ГЗА) требует больших вычислительных затрат, особенно в случае применения специальных пакетов электродинамического моделирования [1-3]. В качестве основных методов расчета обычно используют методы геометрической и физической оптики [4,5], а также метод геометрической теории

дифракции [6] или комплекс данных методов [5]. Оценка напряженности электромагнитного поля вдоль сложной поверхности рефлектора и распределения эквивалентных поверхностных токов является нетривиальной задачей, поэтому для снижения необходимого объема вычислений используют упрощения, которые в некоторых случаях ограничивают область применения некоторых методов. Например, приведенный в монографии [7] метод расчета зеркальной антенны с облучателем в виде симметричного вибратора с контррефлектором применим к осесимметричной зеркальной антенне с рефлектором в виде параболоида вращения. Но даже при сравнительно небольших временных затратах на расчет характеристик зеркальной антенны выбор оптимальных параметров представляет собой еще более сложную задачу [8-10]. В связи с этим разработка универсальных методов расчета ГЗА и выбора оптимальных параметров геометрии антенны является актуальной задачей как с научной, так и с практической точек зрения.

Цель работы состоит в разработке метода конструктивного синтеза двухзеркальной ГЗА с облучающей антенной решеткой из симметричных электрических вибраторов с плоским контррефлектором.

Решаемые задачи.

1 Обоснование математической модели двухзеркальной ГЗА.

2 Обоснование метода конструктивного синтеза ГЗА.

3 Оценка работоспособности предложенного метода.

2. Обоснование математической модели двухзеркальной ГЗА

Рассмотрим математическую модель двухзеркальной ГЗА, в качестве облучателя которой используется плоская антенная решетка тонких симметричных вибраторов над идеально проводящим экраном.

Введем декартову систему координат $0xyz$, в которой для построения математической модели ГЗА выделим следующие множества точек: $\mathbf{p}_m^{(0)} = \left(x_m^{(0)}, y_m^{(0)}, z_m^{(0)}, 1\right)$, $\mathbf{p}_m^{(1)} = \left(x_m^{(1)}, y_m^{(1)}, z_m^{(1)}, 1\right)$ – фазовых центров вибраторов, входящих в состав облучающей $N^{(1)}$-элементной антенной решетки (ОАР), и фазовых центров зеркальных источников, число которых совпадает с числом элементов ОАР $\left(N^{(2)} = N^{(1)}\right)$; $\mathbf{p}_i^{(2)} = \left(x_i^{(2)}, y_i^{(2)}, z_i^{(2)}, 1\right)$ и $\mathbf{p}_j^{(3)} = \left(x_j^{(3)}, y_j^{(3)}, z_j^{(3)}, 1\right)$ – множества точек на поверхностях контррефлектора и рефлектора соответственно $\left(i = 1,2,...,N^{(2)}; j = 1,2,...,N^{(3)}\right)$, а также множество точек $\mathbf{p}_k^{(4)} = \left(x_k^{(4)}, y_k^{(4)}, z_k^{(4)}, 1\right)$ $\left(k = 1,2,...,N^{(4)}\right)$, расположенных в плоскости апертуры рефлектора.

Здесь и в дальнейшем четвертая координата задана с тем, чтобы определить операции аффинных преобразований координат в матричном виде.

В основу модели положим выражения для электромагнитного поля в ближней зоне тонкого вертикального симметричного вибратора, полученные в монографии [11]. В

соответствии с результатами данной работы напряженность магнитного поля, создаваемая в произвольной точке пространства $\mathbf{p}=(x,y,z)$ тонким симметричным вибратором, фазовый центр которого расположен в точке $\mathbf{p}'=(x',y',z')$, в цилиндрической системе координат определяется выражением:

$$H_{\varphi}^{(a)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')=\frac{i}{4\pi\rho^{(a)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')\sin kl}\Big(\exp\left(-ikR_1^{(a)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')\right)+ \\ +\exp\left(-ikR_2^{(a)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')\right)-2\cos kl\exp\left(-ikR_0^{(a)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')\right)\Big), \tag{1}$$

где $\mathbf{p}'=(x',y',z')$ – точка источника, в которой размещен фазовый центр вибратора; k – волновое число; l – длина плеча вибратора; индекс в круглых скобках может принимать значения $a=x,y,z$ и обозначает ориентацию вибратора вдоль соответствующей координатной оси;

$$\rho^{(x)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')=\sqrt{(y-y')^2+(z-z')^2}\,; \tag{2}$$

$$\rho^{(y)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')=\sqrt{(x-x')^2+(z-z')^2}\,; \tag{3}$$

$$\rho^{(z)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')=\sqrt{(x-x')^2+(y-y')^2}\,; \tag{4}$$

$$R_0^{(a)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')=\sqrt{\left(\rho^{(a)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')\right)^2+(a-a')^2}\,; \tag{5}$$

$$R_1^{(a)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')=\sqrt{\left(\rho^{(a)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')\right)^2+(a'-l-a)^2}\,; \tag{6}$$

$$R_2^{(a)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')=\sqrt{\left(\rho^{(a)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')\right)^2+(a'+l-a)^2}\,. \tag{7}$$

С учетом выбранной ориентации вибраторов несложно получить составляющие напряженности поля в декартовой системе координат:

$$\begin{pmatrix}H_x^{(x)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')\\H_y^{(x)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')\\H_x^{(x)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}0 & 0 & 1\\ \dfrac{y-y'}{\rho^{(x)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')} & \dfrac{z-z'}{\rho^{(x)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')} & 0\\ \dfrac{z-z'}{\rho^{(x)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')} & -\dfrac{y-y'}{\rho^{(x)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')} & 0\end{pmatrix}\begin{pmatrix}0\\H_{\varphi}^{(x)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')\\0\end{pmatrix}; \tag{8}$$

$$\begin{pmatrix}H_x^{(y)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')\\H_y^{(y)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')\\H_x^{(y)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}\dfrac{x-x'}{\rho^{(y)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')} & \dfrac{z-z'}{\rho^{(y)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')} & 0\\ 0 & 0 & 1\\ \dfrac{z-z'}{\rho^{(y)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')} & -\dfrac{x-x'}{\rho^{(y)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')} & 0\end{pmatrix}\begin{pmatrix}0\\H_{\varphi}^{(y)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')\\0\end{pmatrix}; \tag{9}$$

$$\begin{pmatrix} H_x^{(z)}(\mathbf{p},\mathbf{p}') \\ H_y^{(z)}(\mathbf{p},\mathbf{p}') \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dfrac{x-x'}{\rho^{(z)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')} & -\dfrac{y-y'}{\rho^{(z)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')} & 0 \\ \dfrac{y-y'}{\rho^{(z)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')} & \dfrac{x-x'}{\rho^{(z)}(\mathbf{p},\mathbf{p}')} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ H_\varphi^{(z)}(\mathbf{p},\mathbf{p}') \\ 0 \end{pmatrix}, \qquad (10)$$

Как следует из выражений (8)-(10), напряженность магнитного поля, возбуждаемого тонким вибратором, имеет лишь две ненулевых составляющих в декартовой системе координат. Однако если каждый излучатель ОАР состоит из двух вибраторов, то результирующая напряженность магнитного поля в декартовой системе координат может содержать не две, а все три отличных от нуля составляющих магнитного поля.

Запишем уравнение плоскости, в которой расположены излучатели ОАР в виде $S_0\left(x_m^{(0)}, z_m^{(0)}\right) = 0$. Тогда плоскость зеркальных источников S_1 составляют точки $\mathbf{p}_m^{(1)} = \left(x_m^{(0)}, y_m^{(0)} - 2h, z_m^{(0)}, 1\right)$, где h – расстояние между плоскостью вибраторов и отражающей плоскостью.

Множество точек на поверхности контррефлектора можно задать в несколько этапов. Сначала выберем $N^{(2)}$ точек $\mathbf{p}'^{(2)}_i = \left(x'^{(2)}_i, y'^{(2)}_i, 0, 1\right)$, которые лежат в плоскости $x0y$. Тогда форму трехмерной поверхности контррефлектора определяет функция, при помощи которой получим точки $\mathbf{p}''^{(2)}_i = \left(x'^{(2)}_i, y'^{(2)}_i, Z^{(2)}\left(x'^{(2)}_i, y'^{(2)}_i\right), 1\right)$. Искомое множество точек, определяющих положение контррефлектора в пространстве, рассчитаем по формуле

$$\begin{pmatrix} x_i^{(2)} \\ y_i^{(2)} \\ z_i^{(2)} \\ 1 \end{pmatrix} = \mathbf{T}\left(\mathbf{p}_0^{(2)}\right)\mathbf{R}_z\left(\alpha_z{}^{(2)}\right)\mathbf{R}_y\left(\alpha_y{}^{(2)}\right)\mathbf{R}_x\left(\alpha_x{}^{(2)}\right)\begin{pmatrix} x''^{(2)}_i \\ y''^{(2)}_i \\ Z^{(2)}\left(x''^{(2)}_i, y''^{(n)}_i\right) \\ 1 \end{pmatrix}, \qquad (11)$$

где

$$\mathbf{T}\left(\mathbf{p}_0^{(2)}\right) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & x_0^{(2)} \\ 0 & 1 & 0 & y_0^{(2)} \\ 0 & 0 & 1 & z_0^{(2)} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

– матрица переноса n-ой поверхности со смещением, определяемым вектором $\mathbf{p}_0^{(2)} = \left(x_0^{(2)}, y_0^{(2)}, z_0^{(2)}, 1\right)$; $\mathbf{R}_a\left(\alpha_a{}^{(n)}\right)$ – матрица поворота вокруг соответствующей координатной оси $0x$ на угол $\alpha_a{}^{(n)}$ причем:

$$\mathbf{R}_x\left(\alpha_x^{(2)}\right)=\begin{pmatrix}1 & 0 & 0 & 0\\ 0 & \cos\alpha_x^{(2)} & -\sin\alpha_x^{(2)} & 0\\ 0 & \sin\alpha_x^{(2)} & \cos\alpha_x^{(2)} & 0\\ 0 & 0 & 0 & 1\end{pmatrix};\ \mathbf{R}_y\left(\alpha_y^{(2)}\right)=\begin{pmatrix}\cos\alpha_y^{(2)} & 0 & -\sin\alpha_y^{(2)} & 0\\ 0 & 1 & 0 & 0\\ \sin\alpha_y^{(2)} & 0 & \cos\alpha_y^{(2)} & 0\\ 0 & 0 & 0 & 1\end{pmatrix};$$

$$\mathbf{R}_z\left(\alpha_z^{(2)}\right)=\begin{pmatrix}\cos\alpha_z^{(2)} & -\sin\alpha_z^{(2)} & 0 & 0\\ \sin\alpha_x^{(2)} & \cos\alpha_z^{(2)} & 0 & 0\\ 0 & 0 & 1 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 1\end{pmatrix}.$$

Аналогичным образом может быть получено и множество точек $\mathbf{p}_j^{(3)}=\left(x_j^{(3)},y_j^{(3)},z_j^{(3)},1\right)$ на поверхности рефлектора и вдоль апертуры рефлектора $\mathbf{p}_j^{(4)}=\left(x_j^{(4)},y_j^{(4)},z_j^{(4)},1\right)$. Особенность вычисления точек в апертуре рефлектора состоит в том, что точки рефлектора и апертуры не могут совпадать. Это вытекает из выражения (1), поскольку при расчете напряженности магнитного поля может возникать неопределенность. Перемещение плоскости апертуры рефлектора происходит параллельно с перемещением рефлектора, поэтому положение плоскости апертуры устанавливается с теми же параметрами поворота и смещения, как и для рефлектора.

Для расчета ГЗА множества точек $\mathbf{p}_i^{(n)}=\left(x_i^{(n)},y_i^{(n)},z_i^{(n)},1\right)$, где $n=0,1,...,4$, а $i=1,2,...,N^{(n)}$, также необходимо вычислить единичные векторы нормали в каждой точке соответствующей плоскости или поверхности, которые используются для определения поверхностных токов по формуле

$$\mathbf{J}\left(\mathbf{p}_i^{(n)}\right)=\mathbf{n}\left(\mathbf{p}_i^{(n)}\right)\times\mathbf{H}\left(\mathbf{p}_i^{(n)}\right). \tag{12}$$

Векторы нормали для плоскостей S_0 и S_1 совпадают и равны $\mathbf{n}^{(0,1)}=(0,1,0,1)$.

При $n=2,3,4$ уравнение вектора нормали в точках $\mathbf{p}'^{(n)}_i=\left(x'^{(n)}_i,y'^{(n)}_i,z'^{(n)}_i,1\right)$ определяется формой поверхности и записывается в виде

$$\frac{n'^{(n)}_{xi}-x'^{(n)}_i}{\partial Z^{(n)}\left(x'^{(n)}_i,y'^{(n)}_i\right)/\partial x}=\frac{n'^{(n)}_{yi}-y'^{(n)}_i}{\partial Z^{(n)}\left(x'^{(n)}_i,y'^{(n)}_i\right)/\partial y}=n'^{(n)}_{zi}-z'^{(n)}_i. \tag{13}$$

При этом первые три из четырех компонент векторов $\mathbf{n}'^{(n)}_i$ должны удовлетворять условию единичной длины. В этом случае векторы нормали к поверхности определяются по формуле

$$\begin{pmatrix}n_{xi}^{(n)}\\ n_{yi}^{(n)}\\ n_{zi}^{(n)}\\ 1\end{pmatrix}=\mathbf{R}_z\left(\alpha_z^{(n)}\right)\mathbf{R}_y\left(\alpha_y^{(n)}\right)\mathbf{R}_x\left(\alpha_x^{(n)}\right)\begin{pmatrix}n'^{(n)}_{xi}\\ n'^{(n)}_{yi}\\ n'^{(n)}_{zi}\\ 1\end{pmatrix}. \tag{14}$$

Отметим, что при $n=4$ векторы нормали также совпадут, поэтому достаточно рассчитать единичный вектор нормали к плоскости апертуры в любой точке.

После расчета необходимых множеств точек наблюдения и единичных векторов нормали общий метод расчета характеристик ДН сводится к следующим действиям.

1 Оценке напряженности поля в направлении ОАР–контррефлектор при помощи выражений (1)-(8) с учетом напряженности магнитного поля возбуждаемого электрического вибратора с длиной плеча l. Результирующая напряженность поля с учетом влияния отражающей поверхности вблизи вибраторов записывается в виде

$$\begin{aligned}\mathbf{H}\left(\mathbf{p}_i^{(2)}\right)=&\sum_{m=1}^{M}A^{(x)}\left(\mathbf{p}_m^{(0)}\right)\left(\mathbf{H}^{(x)}\left(\mathbf{p}_i^{(2)},\mathbf{p}_m^{(0)}\right)-\mathbf{H}^{(x)}\left(\mathbf{p}_i^{(2)},\mathbf{p}_m^{(1)}\right)\right)+\\+&\sum_{m=1}^{M}A^{(y)}\left(\mathbf{p}_m^{(0)}\right)\left(\mathbf{H}^{(y)}\left(\mathbf{p}_i^{(2)},\mathbf{p}_m^{(0)}\right)+\mathbf{H}^{(y)}\left(\mathbf{p}_i^{(2)},\mathbf{p}_m^{(1)}\right)\right)+\\&\sum_{m=1}^{M}A^{(z)}\left(\mathbf{p}_m^{(0)}\right)\left(\mathbf{H}^{(z)}\left(\mathbf{p}_i^{(2)},\mathbf{p}_m^{(0)}\right)-\mathbf{H}^{(z)}\left(\mathbf{p}_i^{(2)},\mathbf{p}_m^{(1)}\right)\right).\end{aligned}\qquad(15)$$

Здесь функции $A^{(a)}\left(\mathbf{p}_m^{(0)}\right)$ задают распределения комплексных амплитуд возбуждения элементов ОАР.

2 Вычислению поверхностных токов вдоль поверхности контррефлектора.

3 Определению напряженности магнитного поля на поверхности рефлектора в системе контррефлектор–рефлектор также при помощи выражений (1)-(8), но с учетом того, что контррефлектор представляет собой систему элементарных вибраторов малой длины Δl, по формуле

$$\mathbf{H}\left(\mathbf{p}_j^{(3)}\right)=\sum_{i=1}^{N^{(2)}}\mathbf{J}\left(\mathbf{p}_i^{(2)}\right)\mathbf{H}\left(\mathbf{p}_j^{(3)},\mathbf{p}_i^{(2)}\right).\qquad(16)$$

4 Вычислению поверхностных токов вдоль поверхности рефлектора.

5 Оценке напряженности магнитного поля вдоль плоскости апертуры рефлектора аналогично п.3 для системы рефлектор-апертура и поверхностных токов вдоль плоскости апертуры.

6 Вычислению ДН системы элементарных излучателей, размещенных вдоль плоскости:

$$\mathbf{F}\left(\theta_x,\theta_z\right)=\sum_{k=1}^{N^{(4)}}\mathbf{J}\left(\mathbf{p}_k^{(4)}\right)\exp\left(ik\left(x_k^{(4)}\sin\theta_x\cos\theta_z+y_k^{(4)}\cos\theta_x\cos\theta_z+z_k^{(4)}\sin\theta_z\right)\right).\qquad(17)$$

В выражении (17) направляющие косинусы соответствуют сферической системе координат, в которой углы θ_x,θ_z отсчитываются от оси $0y$ в плоскостях $x0y$ и $y0z$ соответственно.

Анализ данной последовательности действий показывает, что расчет ДН возможен и без перехода к плоской апертуре. Принципиально возможно рассчитать ДН ГЗА сразу после определения поверхностных токов вдоль рефлектора. Однако реализация подобного алгоритма на ЭВМ показала, что переход к плоской апертуре позволяет значительно сэкономить вычислительные ресурсы за счет того, что поверхностные токи вдоль апертуры несложно спроецировать на эквивалентный линейный раскрыв. После

этого можно получить главные сечения ДН в ортогональных плоскостях и вычислить КНД антенны в виде произведения двух «плоских КНД» [12].

Общая идея предлагаемого метода не противоречит известным подходам для расчета характеристик направленности зеркальных антенн. Новизна предлагаемого метода состоит в том, что для расчета напряженности магнитного поля использовано выражение (1), полученное в [11] на основании решения уравнения Галена для тонких симметричных вибраторов. Это позволяет утверждать, что предлагаемый метод является корректным. Корректность предлагаемого метода также проверялась путем сопоставления его результатов с известными данными расчетов поверхностных токов в однозеркальной антенне с облучателем в виде симметричного вибратора с плоским контррефлектором [7].

3. Обоснование метода конструктивного синтеза ГЗА

Рассмотрим применение предлагаемой модели ГЗА для решения задачи конструктивного синтеза. В процессе синтеза будем стремиться к достижению следующих целей:

1) реализация требуемого сектора сканирования ГЗА в одной плоскости;

2) максимизация энергетических характеристик ГЗА при заданных размерах контррефлектора и рефлектора.

Очевидно, что реализуемый сектор сканирования ГЗА зависит не только от сектора сканирования ОАР, но и от выбора оптической схемы антенны. Сектор сканирования ОАР определяется сектором углов, в котором заключен контррефлектор. Возможности отклонения луча ГЗА при этом определяются параметрами контррефлектора и рефлектора, а также параметрами оптической схемы антенны.

Форма амплитудного фазового распределения в плоскости апертуры рефлектора полностью определяет величину КНД, однако, для ГЗА имеет значение не просто КНД, а плотность потока мощности, создаваемая антенной вблизи приемника. Это означает, что в качестве критерия оптимальности характеристик ГЗА можно рассматривать максимизацию произведения КНД и нормы ДН в направлении максимума излучения.

В связи с этим для решения задачи синтеза введены две частные целевые функции

$$g_1\left(\mathbf{v},\theta_{z1},\theta_{z2}\right)=\begin{cases}1, & \left|\arg\max F_{z0y}\left(\theta_z,0,\mathbf{v},\theta_{z1}\right)-\right.\\ & \left.-\arg\max F_{z0y}\left(\theta_z,0,\mathbf{v},\theta_{z2}\right)\right|\geq\\ & \geq\Delta\theta_z;\\ \left|\dfrac{\arg\max F_{z0y}\left(\theta_z,0,\mathbf{v},\theta_{z1}\right)}{\Delta\theta}-\right. & \left|\arg\max F_{z0y}\left(\theta_z,0,\mathbf{v},\theta_{z1}\right)-\right.\\ \left.-\dfrac{\arg\max F_{z0y}\left(\theta_z,0,\mathbf{v},\theta_{z2}\right)}{\Delta\theta}\right|, & \left.-\arg\max F_{z0y}\left(\theta_z,0,\mathbf{v},\theta_{z2}\right)\right|<\\ & <\Delta\theta_z.\end{cases} \tag{18}$$

$$g_2\left(\mathbf{v},\theta_{z1},\theta_{z2}\right)=\min\left(D\left(\mathbf{v},\theta_{z1}\right)\max\left|F\left(\theta_z,0,\mathbf{v},\theta_{z1}\right)\right|,D\left(\mathbf{v},\theta_{z2}\right)\max\left|F\left(\theta_z,0,\mathbf{v},\theta_{z2}\right)\right|\right). \tag{19}$$

Здесь $D(\mathbf{v},\theta_{z1})$ − КНД ГЗА; $\mathbf{v}$ − вектор, объединяющий искомые параметры ГЗА:

1) фокусные расстояния рефлектора и контррефлектора f_{ref}, f_{sub};

2) углы поворота $\alpha_a^{(2)}, \alpha_a^{(3)}$;

3) смещения контррефлектора и рефлектора $\left(x_0^{(2)}, y_0^{(2)}, z_0^{(2)}\right)$ и $\left(x_0^{(3)}, y_0^{(3)}, z_0^{(3)}\right)$.

Параметры θ_{z1}, θ_{z2} определяют крайние положения лучей ОАР при электронном сканировании в вертикальной плоскости при условии, что они попадают на контррефлектор. Эти параметры полностью зависят от значений элементов вектора $\mathbf{v}$.

С учетом введенных частных целевых функций поиск параметров ГЗА предлагается осуществлять при помощи генетического алгоритма по критерию

$$\max\left(g_1(\mathbf{v},\theta_{z1},\theta_{z2})\cdot g_2(\mathbf{v},\theta_{z1},\theta_{z2})\right). \qquad (20)$$

Генетический алгоритм в общем случае состоит из следующих процедур [13]:

1) инициализации начальной популяции решений;

2) оценки качества текущей популяции;

3) выбора родительского множества решений;

4) проверки выполнения условия выхода из генетического алгоритма;

5) формирования новой популяции путем скрещивания особей, образующих родительское множество;

6) мутации элементов новой популяции.

Процедуры генетического алгоритма циклически повторяют до тех пор пока не будет сгенерировано требуемое число поколений популяций или не будет достигнуто требуемое качество решения.

Применительно к рассматриваемой задаче особенности процедур генетического алгоритма состоят в следующем.

При реализации процедуры инициализации начальной популяции следует иметь ввиду, что параметры искомого вектора $\mathbf{v}$ разнородны и должны формироваться с учетом допустимого диапазона значений каждого параметра. Так, углы ориентации контррефлектора и рефлектора в плоскости $z0y$ должны иметь противоположные знаки, причем $\alpha_x^{(2)} \in \left[45^o, 135^o\right]$, а $\alpha_x^{(3)} \in \left[-45^o, -135^o\right]$. Фокусные расстояния контррефлектора и рефлектора обычно не превышают диаметра апертуры, а отношение фокусных расстояний может определять отношение предельных углов отклонения луча. Кроме того, смещение контррефлектора должно осуществляться в сторону увеличения координаты y, а рефлектора − в область отрицательных значений координаты y. Следует отметить, что наличие симметрии оптической схемы ГЗА относительно той или иной координатной плоскости позволяет несколько сократить размерность задачи синтеза, если учесть, что параметры $\alpha_{y,z}^{(2,3)} = 0$ и $x_0^{(2,3)} = 0$. В этом случае искомый вектор $\mathbf{v}$ состоит из следующих параметров:

$$\mathbf{v} = \left(f_{sub}, f_{ref}, \alpha_x^{(2)}, \alpha_x^{(3)}, y_0^{(2)}, z_0^{(2)}, y_0^{(3)}, z_0^{(3)}\right).$$

Допустимые реализации вектора $\mathbf{v}$ генерируются при помощи датчика случайных чисел, которые распределены равномерно в интервалах допустимых значений соответствующих параметров и составляют начальную популяцию.

В ходе выполнения процедуры оценки качества популяции каждого из допустимых наборов векторов $\mathbf{v}$ сначала определяют предельные значения углов θ_{z1} и θ_{z2} отклонения луча ОАР. Для этого необходимо определить угловой сектор, который занимает контррефлектор относительно наблюдателя, расположенного в фазовом центре ОАР. Этот угловой сектор необходимо сократить на угловую ширину луча по уровню нулей. Углы θ_{z1} и θ_{z2} должны отсчитываться от нормали ОАР, которая совпадает с координатной осью $0x$. После этого формируют два амплитудно-фазовых распределения в раскрыве ОАР, обеспечивающие формирование луча в направлениях θ_{z1} и θ_{z2}. На следующем шаге для каждого распределения оценивают ДН в главных сечениях, при помощи которых получают значения параметров

− положение главного максимума ДН в сечении $z0y$;

− норма ДН;

− КНД ГЗА.

Оценки данных параметров позволяют рассчитать значения частных целевых функций $g_1(\mathbf{v},\theta_{z1},\theta_{z2})$ и $g_2(\mathbf{v},\theta_{z1},\theta_{z2})$, а также их произведение.

В результате каждому набору параметров популяции ставят в соответствие значение $g_1(\mathbf{v},\theta_{z1},\theta_{z2})\cdot g_2(\mathbf{v},\theta_{z1},\theta_{z2})$.

На третьем шаге генетического алгоритма выбирают несколько таких наборов параметров $\mathbf{v}$, которым соответствовало наибольшее значение произведения частных целевых функций. Эти наборы составляют родительское множество и используют для формирования нового поколения (популяции) решений.

Выход из генетического алгоритма осуществляют при условии, что качество решения, которому соответствует оценка качества первого элемента родительского множества, является приемлемым или достигнуто предельное число поколений.

Процесс формирования новой популяции состоит из процедуры скрещивания элементов родительского множества. При этом обычно сначала разыгрывают случайное число в интервале от 0 до 1, которое определяет выбор первого элемента родительского множества (набор $\mathbf{v}$, обладающий наилучшим качеством) или выбор других элементов родительского множества. При заполнении массива новой популяции наибольшим предпочтением обладают значения параметров первого элемента родительского множества, а появление остальных элементов является менее вероятным. Эта вероятность относится к числу входных параметров генетического алгоритма. Обозначим ее p_{mix}.

Новая популяция также содержит все элементы родительского множества, которые переносят из старой популяции допустимых решений в новую популяцию без изменений.

Процедуру мутации выполняют только по отношению к тем элементам новой популяции, которые получены путем скрещивания. Мутацию каждого такого элемента осуществляют с заданной вероятностью мутации p_{mut}.

Процедура мутации позволяет повысить точность приближения к искомому экстремуму целевой функции, а процедура скрещивания обеспечивает возможность генетического алгоритма обходить локальные экстремумы целевой функции.

Анализ особенностей реализации предлагаемого генетического алгоритма синтеза двухзеркальной ГЗА позволяет заключить, что его главным отличием является введение дополнительных операций, связанных с оценкой предельных положений главного луча ОАР, а также формирование общей целевой функции в виде произведения частных целевых функций вида (18) и (19).

4. Оценка работоспособности предложенного метода

В качестве примера рассмотрим синтез двухзеркальной ГЗА, состоящей из контррефлектора, описываемого параболоидом вращения, и рефлектора, который представляет собой половину сферического параболоида. Диаметр рефлектора выбран равным 15 м, а контррефлектора − 4 м. Чтобы избежать затенения в ГЗА, полагалось, что раскрыв ОАР должен размещаться ниже фокуса контррефлектора.

При решении первой задачи в качестве ОАР рассматривалась плоская решетка 8x16 элементов вертикально ориентированных тонких симметричных вибраторов с шагом $0,5\lambda$. Далее изменялось число элементов ОАР в вертикальной плоскости.

При реализации генетического алгоритма, реализующего предлагаемый метод синтеза ГЗА, выбраны следующие параметры:

− длина популяции $N_p = 25$;

− длина родительского множества $N_r = 5$;

− вероятности скрещивания и мутации $p_{\text{mix}} = 0,5$ и $p_{mut} = 0,9$;

− предельное число поколений $T = 25$.

Процедура мутации осуществлялась при помощи сложения текущего элемента $v_{i,m}$ популяции со случайным числом, распределенным по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием и среднеквадратическим отклонением (СКО), соответствующим СКО родительского множества в m-ой позиции.

На рис. 1 приведена геометрия синтезированной антенны. Значения искомых параметров ГЗА, а также оценки углов отклонения луча в вертикальной плоскости и КНД сведены в таблицу 1.

На рис. 2 представлены главные сечения ДН при различных положениях луча ОАР. Кривые 1 и 2 соответствуют сечениям ДН в плоскости $z0y$, ДН АР, которой соответствует кривая 1, ориентирована в направлении $4,6^o$, а ДН (кривая 2) − в направлении $1,2^o$. Кривые 3 и 4 − сечения ДН в плоскости $y0x$. При этом кривая 3 получена при отклонении луча в плоскости $z0y$ на угол $4,6^o$, а кривая 4 − на угол $1,2^o$.

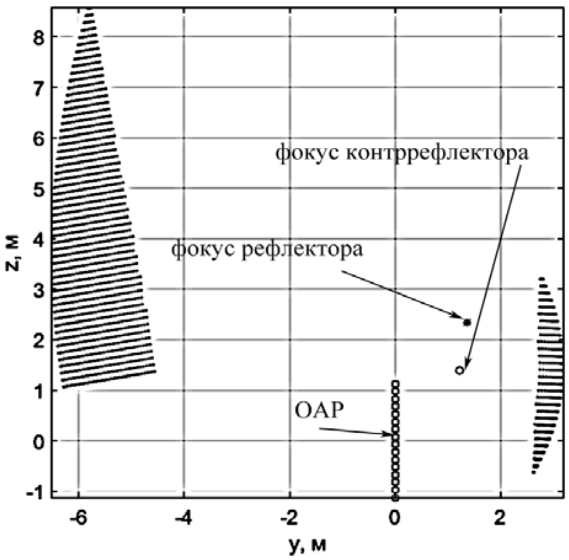


Рис. 1 − Геометрия двухзеркальной ГЗА с ОАР 8х16 элементов.

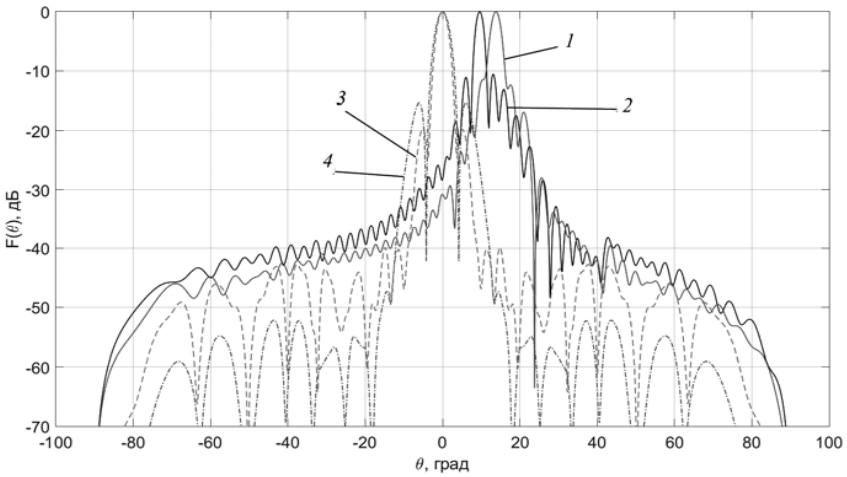


Рис. 2. Главные сечения ДН ГЗА с ОАР 8х16 элементов.

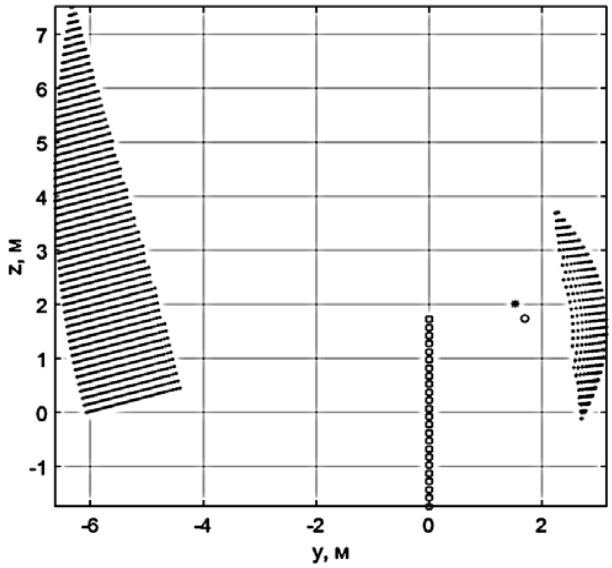


Рис. 3. Геометрия ГЗА при использовании ОАР 8х24 элементов.

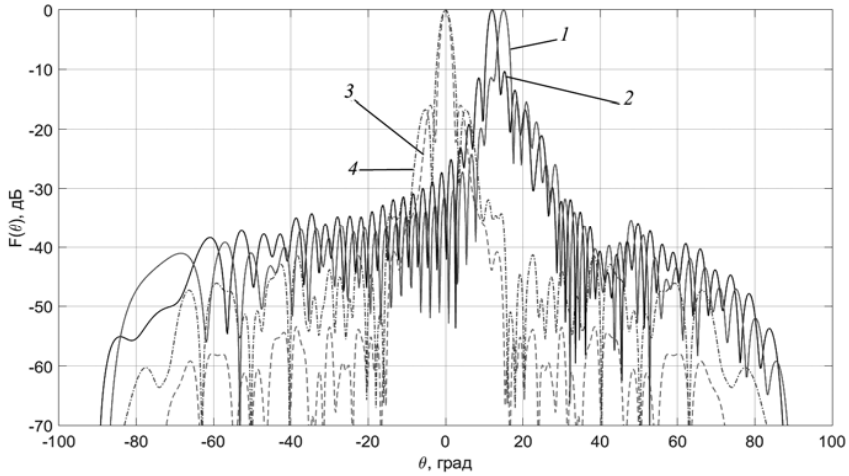


Рис. 4. Главные сечения ДН ГЗА с ОАР 8х24 элементов.

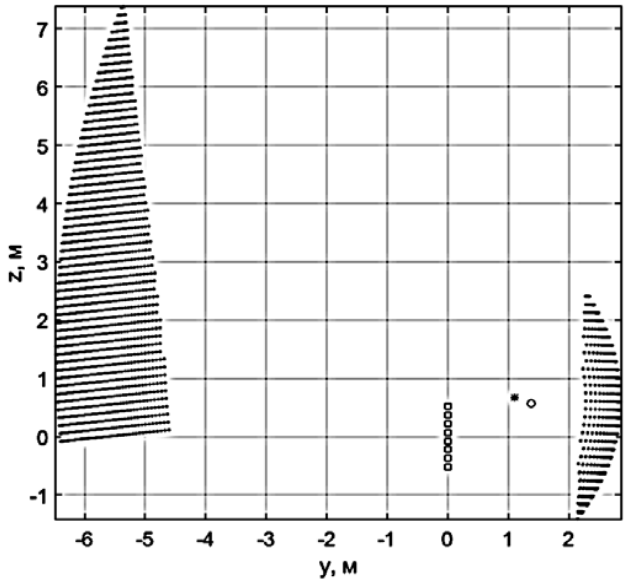


Рис. 5. Геометрия ГЗА при использовании ОАР 8х8 элементов.

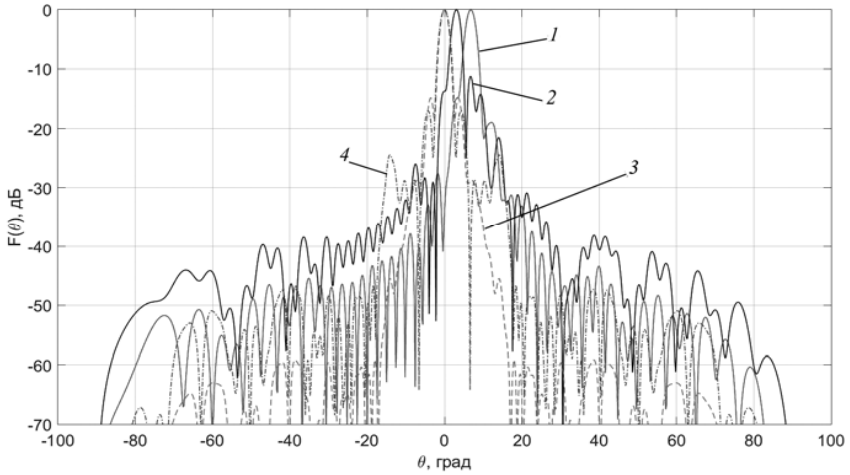


Рис. 6. Главные сечения ДН ГЗА с ОАР 8х8 элементов.

Значения параметров и характеристик ГЗА, полученных в результате решения задачи синтеза, сведены в таблицу. Из анализа данных таблицы можно заключить, что при увеличении числа элементов ОАР в вертикальной плоскости ширина сектора сканирования может расшириться за счет того, что при сужении луча ОАР сектор углов, в котором допустимо отклонять луч ОАР, увеличивается. Однако при увеличении размеров ОАР ее фазовый центр все больше смещается относительно фокуса контррефлектора. Это приводит к обратному эффекту сужения сектора сканирования ОАР. В связи с этим наиболее широкий сектор сканирования ГЗА был получен в случае ОАР с 16-ю элементами в вертикальной линейке. В этом случае также достигнуто максимальное значение КНД ОАР, зависимость которого от числа элементов ОАР также не является монотонной.

Таблица 1. Параметры ГЗА

ОАР	Элементы искомого вектора **v**								КНД ГЗА		Отклонение луча ОАР от оси $0y$		Отклонение луча ГЗА	
	$\alpha_x^{(2)}$, град	$\alpha_x^{(3)}$, град	f_{sub}, м	f_{ref}, м	$y_0^{(2)}$, м	$z_0^{(2)}$, м	$y_0^{(3)}$, м	$z_0^{(3)}$, м	1-ый луч, дБ	2-ой луч, дБ	θ_{1z}, град	θ_{2z}, град	θ_{1z}, град	θ_{2z}, град
8x16	88	-80	1.96	7.8	3.19	1.32	-6.3	1.00	36.28	36.0	8.63	27.39	13.8	9.6
8x24	97	-75	1.44	7.9	3.13	1.92	-6.1	-0.07	38.32	37.27	18.87	36.98	15	12
8x8	88.2	-83.8	1.48	7.5	2.87	0.52	-6.4	-0.15	37.82	37.74	-5.33	18.63	6.8	3

Разработанный метод синтеза двухзеркальных ГЗА показал хорошую сходимость и устойчивость решений при повторных запусках процедуры оптимизации.

5. Заключение

1 Предложена математическая модель двухзеркальной ГЗА с ОАР, состоящей из тонких симметричных электрических вибраторов над идеально проводящим экраном. В отличие от известных моделей предложенная модель основана на использовании решения уравнения Галена и известных соотношениях для оценки поля вблизи тонкого симметричного электрического вибратора в произвольной точке пространства. Модель позволяет оценивать характеристики направленности двухзеркальных ГЗА с любыми поверхностями рефлектора и контррефлектора.

2 На основе предложенной модели двухзеркальной ГЗА разработан метод конструктивного синтеза двухзеркальной ГЗА. В основе метода лежит использование генетического алгоритма. При этом качество решения оценивается по критерию максимального значения произведения двух частных целевых функций. Первая частная целевая функция описывает ширину сектора сканирования ГЗА, а вторая − определяет плотность потока мощности антенны в направлении максимального излучения.

3 Работоспособность предложенного метода оценивалась на примере решения задачи синтеза двухзеркальной ГЗА, состоящей из контррефлектора и рефлектора, описываемых параболоидами вращения.

Литература

1. Банков С.Е., Грибанов А.Н., Курушин А.А. Электродинамическое моделирование антенных и СВЧ структур с использованием FEKO. М.: OneBook, 2013. - 423 с.
2. Банков С.Е., Курушин А.А. Электродинамика и техника СВЧ для пользователей САПР. М.: Солон-Пресс, 2008. - 240 с.
3. Банков С.Е., Курушин А.А., Розевиг В.Д. Анализ и оптимизация трехмерных СВЧ структур с помощью HFSS. М.: Солон - Пресс, 2005. - 224 с.
4. Миттра Р., Ли С. Аналитические методы теории волноводов. М.: Мир, 1974. - 328 с.
5. Вычислительные методы в электродинамике / пер. с англ., под ред. Р. Миттры. М.: Мир, 1977. - 485 с.
6. Боровиков В.А., Кинбер Б.Е. Геометрическая теория дифракции. М.: Связь, 1978. - 247 с.
7. Айзенберг Г.З., Ямпольский В.Г., Терешин О.Н. Антенны УКВ / Под ред. Г.З. Айзенберга. В 2-х ч. Ч. 1. М.: Связь, 1977. - 384 с.
8. Вуд П.Дж. Анализ и проектирование зеркальных антенн / пер. с англ. Г.Б. Зворono, под ред. О.П. Фролова. М.: Радио и связь, 1984. - 207 с.

9. Бахрах Л.Д., Галимов Г.К. Зеркальные сканирующие антенны. М.: Наука, 1981. - 302 с.
10. Гостев В.И., Гряник М.В., Худолий Д.А. Многофункциональные зеркальные антенны. К.: Изд. Радіоматор, 1999. - 317 с.
11. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны. Учебник для студентов радиотехнических специальностей вузов. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: Энергия, 1975. - 528с.
12. Методы измерения характеристик антенн СВЧ / под ред. Н.М. Цейтлина. М.: Радио и связь, 1985. - 368 с.
13. Карпенко А.П. Современные алгоритмы поисковой оптимизации. Алгоритмы, вдохновленные природой. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2014. - 446 с.

REFERENCES

1. Bankov S.E., Gribanov A.N., Kurushin A.A. Electrodynamic modeling antenna and UHF structures with FEKO. Moscow: OneBook, 2013. - 423 p.
2. Bankov S.E., Kurushin A.A. Elektrodinamika and UHF equipment for users of CAD systems. Moscow: Solon Press, 2008. - 240 p.
3. Bankov S.E., Kurushin A.A., Rozevig V.D. The analysis and optimization of three-dimensional UHF of structures with HFSS. Moscow: Solon Press, 2005. – 224 p.
4. Mittra R., Li S. Analytical methods of the waveguides theory. Moscow: World, 1974. - 328 p.
5. Computing methods in electrodynamics / trans. from eng., editorship of R. Mittra. Moscow: World, 1977. - 485 p.
6. Borovikov V.A., Kinber B.E. Geometrical theory of diffraction. Moscow: Communication, 1978. - 247 p.
7. Ayzenberg G.Z., Yampol V.G., Tereshin O.N. UHFs antennas / G.Z. Ayzenberg. In 2 ch. Ch.1. Moscow: Communication, 1977. - 384 p.
8. Wood P.Dzh. Analysis and design of reflection antennas / trans. from eng. of G.B. Zvorono, editorship of O.P. Frolov. Moscow: Radio and communication, 1984. - 207 p.
9. Bakhrakh L.D., Galimov G.K. The reflection scanning antennas. Moscow: Science, 1981. - 302 p.
10. Gostev V.I., Gryanik M.V., Hudoly D.A. Multifunction mirror antennas. Kiev: Radiomator, 1999. - 317 p.
11. Markov G.T., Sazonov D.M. Antennas. The textbook for students of radio engineering of higher education university. Moscow: Energy, 1975. - 528 p.
12. Methods of measurement of characteristics of UHFs antennas / editorship of N.M. Tseitlin. Moscow: Radio and communication, 1985. - 368 p.
13. Karpenko A.P. Modern algorithms of search optimization. The algorithms inspired by the nature. Moscow: Moscow high engineering university N.E. Bauman by name, 2014. - 446 p.

МЕТОД СИНТЕЗА РАЗРЕЖЕННОЙ ИЗЛУЧАЮЩЕЙ СИСТЕМЫ АФАР С ЗАДАННЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ ЗАПОЛНЕНИЯ НА ОСНОВЕ ГЕНЕТИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА

В. В. Задорожный, Л. И. Стрельченко, С. А. Стрельченко

ФГУП РНИИРС, Ростов-на-Дону, Россия

Аннотация. Предложен метод синтеза разреженной излучающей системы активной фазированной антенной решетки (АФАР) с заданным коэффициентом заполнения и минимальным уровнем боковых лепестков на основе генетического алгоритма поиска. Использование коэффициента заполнения позволяет контролировать величину коэффициента направленного действия (КНД) при синтезе разреженной излучающей системы АФАР.

Ключевые слова: антенная решетка, метод оптимизации, генетический алгоритм поиска.

THE METHOD OF THINNED ANTENNA ARRAY DESIGN USING GENETIC ALGORITHM WITH PREFIXED FILLING FACTOR

V.V. Zadorozhnyy, L. I. Strelchenko, S. A. Strelchenko

FSUE «RNIIRS», Rostov-on-Don, Russia

Abstract. The paper describes method of thinned antenna array design using genetic algorithm with prefixed filling factor. Usage of filling factor allow to control the gain of designed thinned antenna array.

Keywords: antenna array; side lobes; pattern; genetic algorithm.

1. Введение

Актуальными вопросами при проектировании АФАР являются задачи оптимизации их характеристик [1]. При этом одной из важнейших задач является снижение высокой стоимости АФАР, обусловленной размещением активных элементов - усилителей мощности и малошумящих усилителей в каждом приемопередающем канале. Возможным вариантом снижения стоимости является уменьшение числа активных каналов за счет применения разреженной излучающей системы.

В задачах оптимизации технических решений широко применяются эволюционные алгоритмы, в том числе генетический алгоритм поиска, что обусловлено присущим ему внутренним параллелизмом, при котором обрабатывается большое количество альтернативных решений, и возможностью включения в алгоритм необходимых пользователю решений [2]. Генетический алгоритм часто используется при синтезе разреженных АФАР для реализации минимального уровня боковых лепестков (УБЛ) [3 -6], однако при этом зачастую не рассматривается снижение КНД разреженной излучающей системы из-за уменьшения коэффициента использования поверхности.

В реальных устройствах с АФАР с эквидистантным расположением антенных элементов обычно применяют ряд мер для снижения УБЛ, одной из которых является использование спадающего амплитудного распределения, что вызывает снижение КНД

и увеличение ширины ДН ФАР [7]. Представляет практический интерес исследование возможности снижения стоимости АФАР за счет замены излучающей системы с эквидистантным расположением элементов и спадающим амплитудным распределением на разреженную излучающую систему той же площади с требуемыми КНД и УБЛ и уменьшенным числом активных каналов.

Цель работы.

Снижение количества активных каналов АФАР за счет использования разреженной излучающей системы при заданном коэффициенте заполнения и минимальном УБЛ.

Решаемые задачи.

1 Разработка метода синтеза разреженной излучающей системы АФАР с заданным коэффициентом заполнения по критерию минимизации УБЛ на основе генетического алгоритма.

2 Оценка экономического эффекта замены излучающей системы АФАР с эквидистантным расположением элементов и спадающим амплитудным распределением на разреженную излучающую систему.

2. Алгоритм оптимизации разреженной излучающей системы АФАР

Синтез излучающей системы АФАР производится с помощью генетического алгоритма поиска на основе подхода, описанного в [4, 5]. В этом случае хромосома содержит набор генов, которые представляют собой амплитудные коэффициенты антенных элементов излучающей системы АФАР.

Для линейной АФАР с количеством антенных элементов N_A хромосома является вектором с двоичным кодом из генов $a_1 ... a_i ... a_{N_\Gamma}$, где ген a_i равен 0 или 1 и показывает, установлен ли антенный элемент в позиции id_X, где $i = 1 ... N_\Gamma$ - номер позиции элемента в строке, d_X - шаг размещения антенных элементов. Для снижения времени расчета используется симметричная конфигурация излучающей системы, а синтез проводится для половины элементов, т.е. длина хромосомы N_Γ равна $N_A/2$. Для плоской прямоугольной АФАР с количеством антенных элементов N_A и M_A соответственно по горизонтали и вертикали хромосома представляет собой матрицу размером $N_\Gamma \times M_\Gamma$. В этом случае синтез проводится для четверти элементов, т.е. $N_\Gamma = N_A/2$, $M_\Gamma = M_A/2$.

Синтез выполняется путем оптимизации разреженной структуры антенных элементов по критерию минимума УБЛ ДН в зоне углов $\theta_{MIN} \le \theta \le \theta_{MAX}$, $\varphi_{MIN} \le \varphi \le \varphi_{MAX}$. ДН $f(\theta, \varphi)$ вычисляется с учетом всех элементов как

$$f(\theta,\varphi) = 4\sum_{n=1}^{N_\Gamma}\sum_{m=1}^{M_\Gamma} a_{mn} \cos\{k(m-1)d_X \sin\theta\cos\varphi\} \cos\{k(n-1)d_Y \sin\theta\sin\varphi\} \frac{F_{EL}(\theta,\varphi)}{F_M(\theta_0,\varphi_0)}, \quad (1)$$

где $F_M(\theta_0,\varphi_0)$ - максимум основного лепестка ДН, $F_{EL}(\theta,\varphi)$ - ДН единичного антенного элемента, $k=2\pi/\lambda$, λ - длина волны, θ,φ - угловые направления в сферической системе координат, $a_{mn}=1\vee 0$ - амплитудный вес *mn*-го антенного элемента АФАР, θ_{MIN}, θ_{MAX}, φ_{MIN}, φ_{MAX} - минимальное и максимальное угловые направления, в которых производится оптимизация, θ_0, φ_0 - угол отклонения луча АФАР.

3. Алгоритм генетического поиска

Генетический алгоритм поиска основан на эволюционном формировании ряда поколений популяций хромосом и отбора из них наилучших, или в терминах генетики - наиболее приспособленных по выживаемости, обеспечивающих формирование ДН с минимальным УБЛ. Каждое следующее поколение, кроме первого, формируется путем скрещивания хромосом родителей из предыдущей популяции. Введение изменений (мутаций) в гены родительских хромосом и скрещивание их между собой позволяет получить потомков с улучшенными свойствами [2].

Входными данными для алгоритма являются: размеры АФАР $M_A\times N_A$, коэффициент заполнения, функция выживаемости *Fitness* как сумма УБЛ по главным и дополнительным сечениям не отклоненной ДН АФАР по выражению (1); максимальное количество циклов жизни популяции *Np* (количество поколений). Алгоритм включает в себя следующие действия.

1. Генерировать начальную популяцию как множество хромосом X, $|X|=M_\Gamma\times N_\Gamma$. Рассчитать вектор выживаемости популяции X с использованием функции *Fitness*.

2. Сформировать промежуточную популяцию *Xn* из популяции X отбором по стратегии «турнир»: $M_\Gamma\times N_\Gamma-1$ раз случайным образом из исходной популяции X выбирать k хромосом, $k=2$, в популяцию *Xn* отобрать хромосому с наивысшим значением выживаемости.

3. Выполнить скрещивание (кроссоверинг) хромосом популяции *Xn*: $m\times n-1$ раз случайным образом выбрать пару хромосом-родителей, определить l точек обмена генетической информацией, $t_u\in\{1,M_\Gamma\times N_\Gamma\}, u=1...l, l=4$ на каждом интервале $\{t_i,t_{i+1}\}, i=1,3,...,\lfloor l/2\rfloor+1$ выполнить обмен генами и получить две новые хромосомы, одну из них с наибольшей выживаемостью перенести в новую популяцию X'.

4. Добавить в новую популяцию X' без отбора хромосому из X с наилучшей выживаемостью (стратегия «элитизма»).

5. Задать множество мутирующих хромосом $M\subset X'$ случайным образом при их максимальном количестве равном шестой части популяции. Для каждой хромосомы случайным образом определить до пяти позиций мутируемых генов. Выполнить мутацию как изменение значения гена на противоположное из множества $\{0,1\}$. Рассчитать вектор значений выживаемости популяции.

6. Проверить условие: если популяция X' сошлась к определенному решению или достигнуто максимальное количество циклов Np, решением является хромосома с наивысшей выживаемостью. Окончание работы алгоритма.

7. Иначе, если популяция X' не сошлась к определенному решению и не достигнуто Np, обозначаем $X = X'$ и переходим к шагу 2.

В общем случае применение генетических алгоритмов не гарантирует получения оптимального решения, что может произойти в случае, если решение соответствует локальному, а не глобальному минимуму [6]. Для улучшения сходимости, исключения локальных минимумов и возможности контроля КНД в предлагаемом методе синтеза разреженной излучающей системы применен ряд улучшений:

– введен минимально допустимый коэффициент заполнения разреженной излучающей системы, что дает возможность контроля величины КНД АФАР;

– введена возможность выполнять оценку УБЛ в нескольких сечениях объемной ДН АФАР, что обеспечивает увеличение достоверности результатов оптимизации;

– увеличена точность определения координат первого нуля ДН $\pm\theta_{MIN}$ или $\pm\varphi_{MIN}$ в анализируемом сечении ДН путем определения точки перегиба огибающей основного лепестка ДН, далее выполняется оптимизация УБЛ в заданном секторе направлений с максимальными значениями $\pm\theta_{MAX}$ и $\pm\varphi_{MAX}$, что обеспечивает увеличение достоверности оценки УБЛ для АФАР разного размера;

– увеличена вероятность заполнения излучателями центральной части АФАР, что обеспечивает снижение времени сходимости алгоритма;

– использовано несколько стратегий эволюционного развития: мутация хромосом выполняется с переменным количеством мутирующих генов; при формировании каждого нового поколения популяции использован многоточечный кроссоверинг; для отбора наиболее приспособленных хромосом применяется стратегия «турнир»; для сохранения лучшего в данной популяции решения применяется стратегия «элитизма».

Применение нескольких стратегий обеспечивает ускорение достижения глобального минимума и исключение недостоверных решений, соответствующих преждевременной сходимости к локальным минимумам.

4. Оценка параметров синтезированной АФАР

С помощью разработанного метода синтезирована излучающая система АФАР с размером 20х20 элементов, шаг расположения элементов $\lambda/2$, коэффициент заполнения равен $К_З$=0,8, т.е. вместо возможных 400 каналов используется 320 (рисунок 1). Темными квадратами обозначены места отсутствия активных каналов.

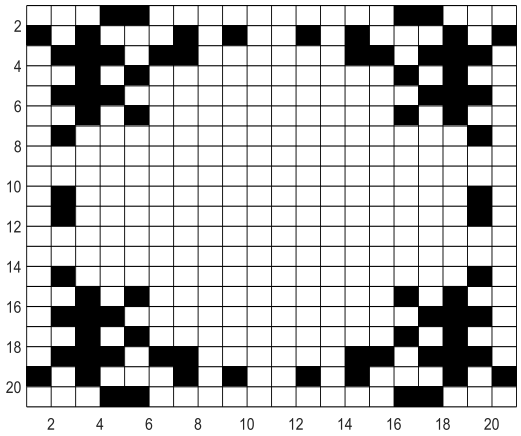
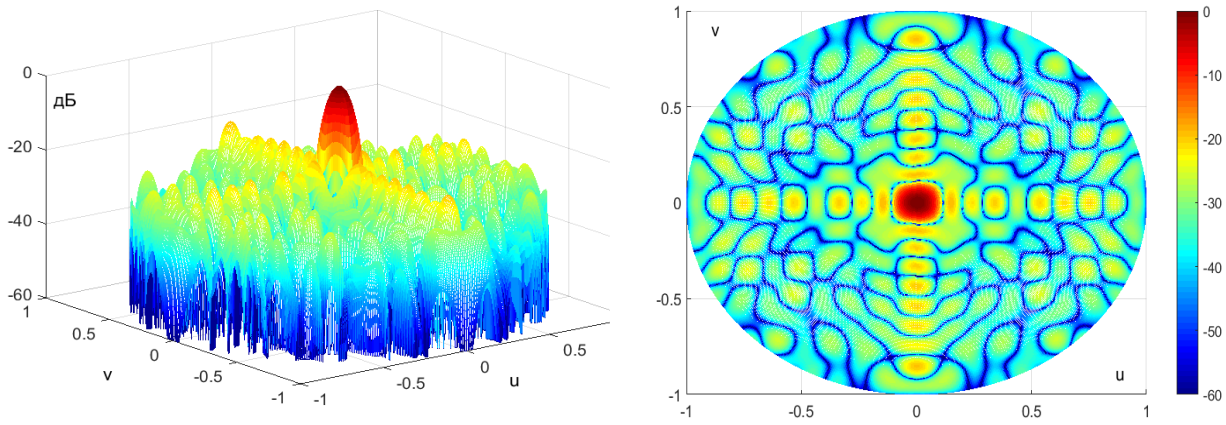


Рис.1. Синтезированная разреженная излучающая система 20х20
с коэффициентом заполнения 0,8

Объемная ДН полученной разреженной излучающей системы в координатах направляющих косинусов $v = \sin\theta\sin\varphi$, $u = \sin\theta\cos\varphi$ и ее сечения в главных плоскостях приведены на рисунках 2 и 3 соответственно. ДН АФАР рассчитаны без учета взаимного влияния антенных элементов и их направленности.



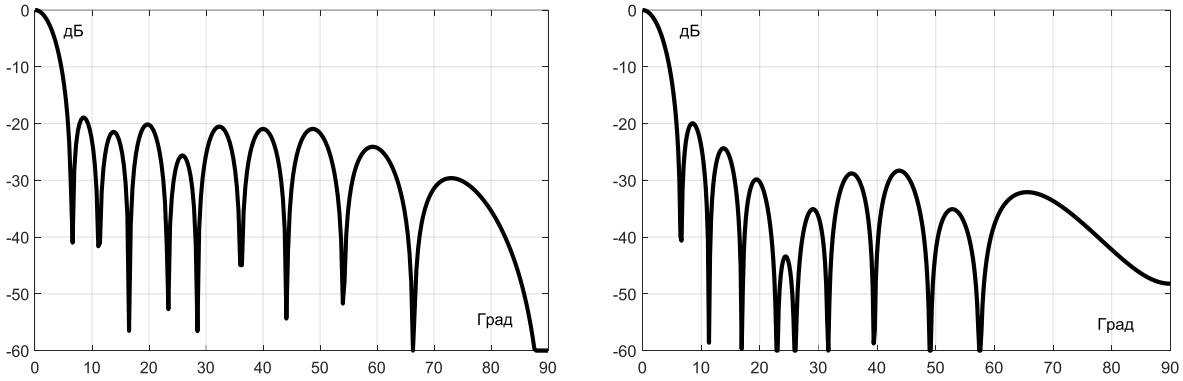
а) б)

Рис.2. Объемная ДН разреженной АФАР 20х20 элементов:
а) вид сбоку; б) вид сверху

Синтезированная разреженная излучающая система АФАР (рисунок 1) обеспечивает формирование ДН с УБЛ в главных сечениях не более –19 дБ и –20 дБ (рисунок 1), контроль промежуточных сечений ДН по объемной ДН (рисунок 2), показывает, что УБЛ в этих сечениях не превышают –22,8 дБ. Ширина главного лепестка ДН синтезированной конфигурации составляет 5,4° в обеих плоскостях, КНД равен 29,7 дБ.

У АФАР с эквидистантным расположением элементов такого же размера 20х20 и равноамплитудным распределением КНД равен 30,5 дБ, ширина ДН равна 5,34°, а УБЛ составляет –13,3 дБ. Для достижения УБЛ не более – 19 дБ необходимо

использовать спадающее амплитудное распределение, что приводит к увеличению ширины ДН в 1,13 раза до 6,03º и снижению КНД на 13% или на 0,58 дБ [7]. Следует отметить, что для реализации спадающего распределения в режиме передачи в прямоугольной решетке требуется использование усилителей мощности с регулировкой выходной мощности при сохранении коэффициента полезного действия (КПД), что усложняет и удорожает схему усилителя.



а) б)

Рис.3. Главные сечения ДН разреженной АФАР 20х20 элементов:
а) в горизонтальной плоскости; б) в вертикальной плоскости

Таким образом, синтезированная разреженная излучающая система АФАР с размером 20х20 с коэффициентом заполнения 0,8 обеспечивает при том же УБЛ уменьшение ширины основного лепестка ДН на 10,4% (с 6,03° до 5,4°) при снижении КНД на 0,22 дБ.

Стоимость приемопередающих каналов разреженной АФАР снижена на 20% за счет уменьшения их количества с 400 до 320 каналов (рисунок 1). При этом сниженный УБЛ обеспечивается в режиме передачи при использовании усилителей с одинаковой выходной мощностью.

Синтезированная с помощью разработанного метода разреженная излучающая система АФАР с размером 40х40 элементов (рисунок 4) обеспечивает формирование ДН с УБЛ в главных сечениях не более –19,5 дБ и –20,6 дБ (рис.5), УБЛ в других сечениях не превышают –28 дБ (рисунок 6). Ширина главного лепестка ДН составляет 2,8° в обеих плоскостях, КНД равен 35,7 дБ.

У АФАР с эквидистантным расположением элементов такого же размера 40х40 и равноамплитудным распределением КНД равен 36,8 дБ, ширина ДН равна 2,6°, а УБЛ составляет –13,3 дБ. Для достижения УБЛ не более –19 дБ необходимо использовать спадающее амплитудное распределение, что увеличивает ширину ДН в 1,13 раза до 2,94º, а КНД уменьшает на 13% или на 0,58 дБ [7], при этом в режиме передачи для снижения УБЛ требуется использование усилителей с регулировкой выходной мощности.

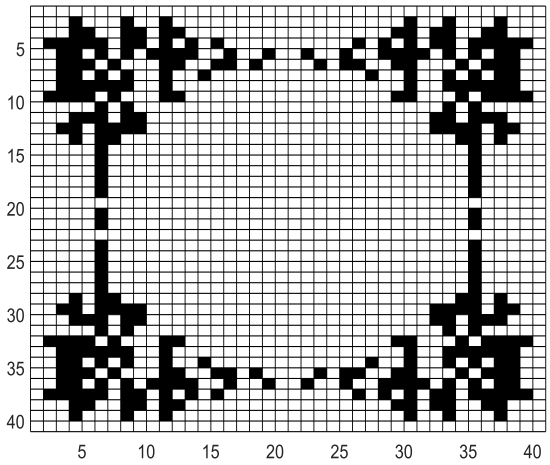
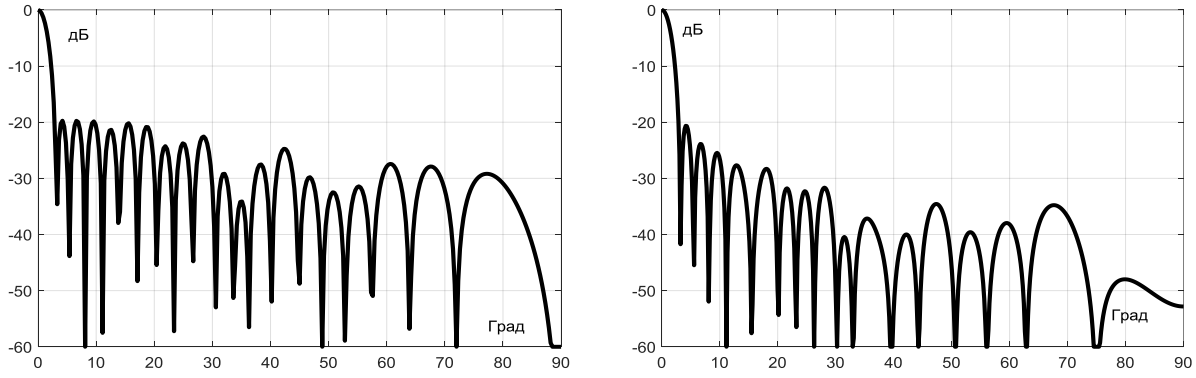


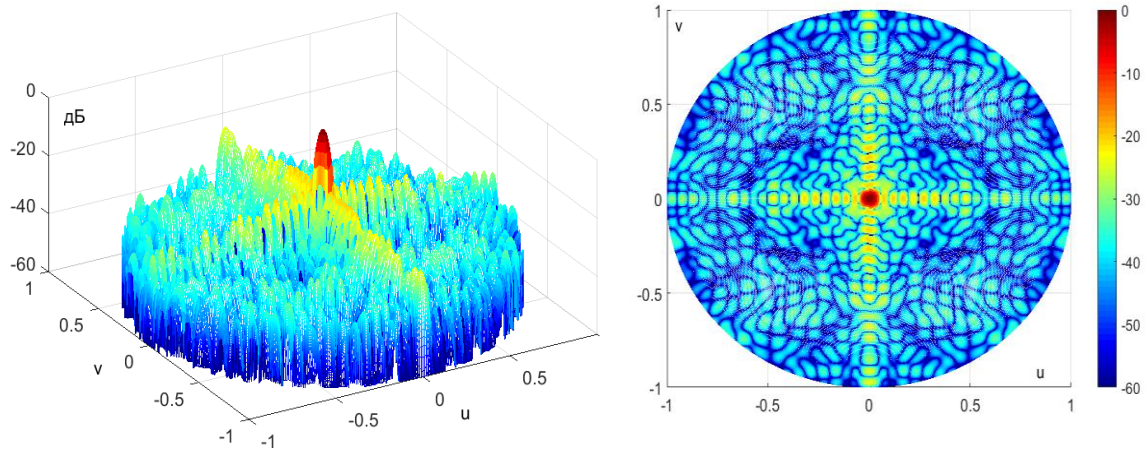
Рис.4. Синтезированная разреженная излучающая система с размером 40х40 с коэффициентом заполнения 0,8

Таким образом, синтезированная разреженная излучающая система АФАР с размером 40х40 с коэффициентом заполнения 0,8 обеспечивает более узкую на 4,8% (2,94° и 2,8°) ширину основного лепестка ДН при снижении КНД на 0,52 дБ. Стоимость разреженной ФАР в части стоимости приемопередающих каналов снижена на 20% за счет уменьшения числа каналов с 1600 до 1280 (рис.4), при этом сниженный УБЛ в режиме передачи реализуется при использовании усилителей с одинаковой выходной мощностью без необходимости ее регулировки.



а) б)

Рис.5. Главные сечения ДН разреженной АФАР с размером 40х40 элементов: а) по горизонтали; б) по вертикали



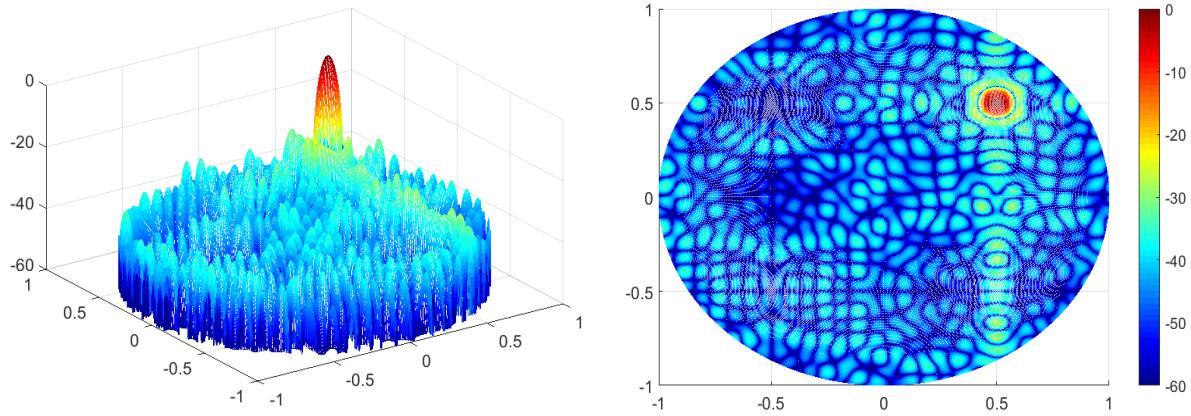
а) б)

Рис.6. Объемная ДН разреженной АФАР размером 40х40 элементов:
а) вид сбоку; б) вид сверху

Полученное снижение КНД в разреженной излучающей системе на 0,22 и 0,52 дБ для АФАР с размерами соответственно 20х20 и 40х40 элементов определяется принятым коэффициентом заполнения 0.8, что соответствует снижению числа активных каналов на 20%.

Проверка возможности сканирования для синтезированной излучающей системы показала, что одновременное сканирование по азимуту и углу места на ±45º не ухудшает УБЛ (рисунок 7).

При работе генетического алгоритма поиска качество полученной популяции на каждой итерации алгоритма характеризуется суммарной величиной УБЛ в заданных сечениях и секторе углов. Требуемое количество поколений в популяции для достижения решения растет при увеличении числа элементов АФАР. Так, если для квадратной АФАР с размером 20х20 элементов решение находится за 20 поколений, то для АФАР с размером 40х40 элементов требуется 60 поколений популяции (рисунок 8).



а) б)

Рис.7. Объемная ДН разреженной АФАР с размером 40х40 элементов при отклонении луча по θ и φ на 45º: а) вид сбоку; б) вид сверху

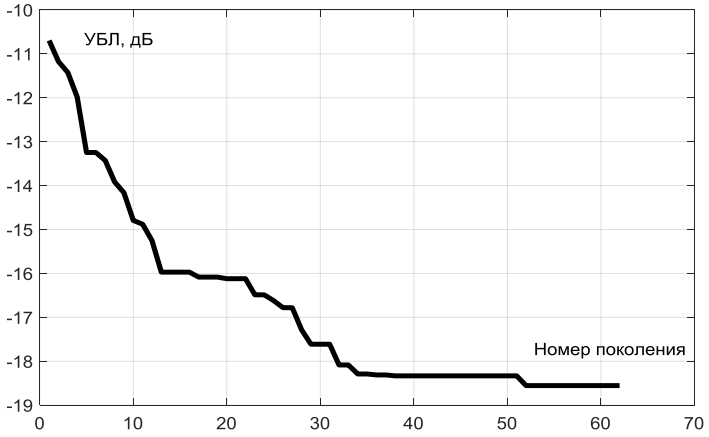


Рис.8. Сходимость предложенного метода для АФАР с размером 40х40 элементов.

5. Заключение

1.Разработанный метод синтеза разреженной излучающей системы АФАР с прямоугольной формой раскрыва и заданным коэффициентом заполнения на основе генетического алгоритма поиска обеспечивает минимизацию УБЛ в заданном секторе углов. Фиксация коэффициента заполнения при синтезе разреженной излучающей системы обеспечивает контроль ее КНД. С целью исключения локальных минимумов при синтезе и ускорения достижения глобального минимума в генетическом алгоритме поиска при формировании каждого нового поколения популяции использован многоточечный кроссоверинг, а количество мутирующих хромосом переменно и может достигать шестой части всей популяции. Для увеличения достоверности результатов анализ УБЛ выполняется по нескольким сечениям объемной ДН.

2. Замена излучающей системы АФАР с эквидистантным расположением элементов со спадающим распределением на разреженную излучающую систему, синтезированную с помощью предложенного метода, обеспечивает снижение количества активных каналов АФАР с размерами 20х20 и 40х40 элементов в части стоимости приемопередающих каналов на 20% при реализации более узкой на 10,4% и 4,8% ширины основного лепестка ДН, сохранении УБЛ и снижении КНД соответственно на 0,22 и 0,52 дБ. Экономический эффект соответствует снижению стоимости АФАР в части стоимости приемопередающих каналов на 20%.

Литература

1. Задорожный В.В., Ларин А.Ю., Оводов О.В., Христианов В.Д. Оптимизация приемных цифровых антенных решеток // Антенны. 2012. № 9. С.24-31.
2. Семенкин Е.С., Жукова М.Н. и др. Эволюционные методы моделирования и оптимизации сложных систем. СФУ. Красноярск. 2007.– 310 с.
3. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ . М.: Высшая школа. 1988.– 342 с.
4. Haupt R.L. Thinned Arrays Using Genetic Algorithms. // IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-42, no. 7, pp.993-999. July 1994.

5. Обуховец В.А., Мельников С.Ю. Генетический синтез линейных антенных решеток // Всероссийская конференция «Излучение и рассеяние ЭМВ». ИРЭМВ-2001. Таганрог. 2001. с.181- 182.
6. Королев А.Г., Маврычев Е.А. Синтез неэквидистантной ФАР с низким уровнем боковых лепестков с помощью генетического алгоритма // 17th Int. Conf. CriMiCo'2007. Sevastopol. 2007. pp. 388- 389
7. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток. / Под ред. Д.И. Воскресенского. М.: Радиотехника. 2012. 744 с.

REFERENCES

1. Zadorozhnyy V. V., Larin A. U., Ovodov O. V., Xristianov V.D. Optimization of receiver digital antenna array // Antenna, 2012, No. 9. - Pp. 24-31.
2. Semenkin E.S., Zhukova M.N. et al. Evolucionnye metody modelirovanya I optimizacii slozhnyh system. Krasnoyarsk. 2007. – 310 p.
3. Sazonov D.M. Antenny I usrtojstva SVCH. M. Visshaya shkola. 1988.–342 p.
4. Haupt R.L. Thinned Arrays Using Genetic Algorithms. // IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-42, no. 7, pp.993-999. July 1994.
5. Obuhovets V.A., Melnikov S.U. Geneticheskyi syntez linejnyh antennyh reshetok // Vserossiskaya konferenciya "Izluchenie I rasseynie EMV". Taganrog. 2001. Pp. 181 – 182.
6. Korolev A.G., Mavrychev E.A. Syntez neekvidistantnoy FAR s nizkim urovnem bokovyh lepestkov s pomosh'y geneticheskogo algoritma // 17th Int. Conf. CriMiCo'2007. Sevastopol. 2007. pp. 388- 389.
7. Microwave device and antenna. Design of phased antenna arrays / Pod red. D.I. Voskresenskogo. - M. : Radiotehnika, 2012. – 744 p.

МЕТОД СНИЖЕНИЯ ДИФРАКЦИОННЫХ ЛЕПЕСТКОВ В ПЛОСКОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКЕ С НЕЭКВИДИСТАНТНЫМ РАЗМЕЩЕНИЕМ ФАЗОВЫХ ЦЕНТРОВ ГРУПП ПОДРЕШЕТОК

С. Е. Мищенко, В. В. Задорожный

ФГУП РНИИРС, Ростов-на-Дону, Россия

Аннотация. Рассмотрена модель плоской приемной цифровой антенной решетки (ЦАР), состоящей из идентичных подрешеток. Предложен метод снижения уровня дифракционных лепестков (ДЛ) в ЦАР за счет объединения соседних подрешеток в группы при цифровом формировании диаграммы направленности (ДН) и изменении периодичности положений фазовых центров групп подрешеток ЦАР.

Ключевые слова: антенная решетка; подрешетка: дифракционные лепестки; диаграмма направленности; фазовый центр.

THE METHOD OF DECREASING GRATING LOBES IN PLANAR DIGITAL ANTENNA ARRAY WITH NONEQUIDISTANT SUBARRAY PHASE CENTERS

S. E. Mishchenko, V. V. Zadorozhnyy

FSUE «RNIIRS», Rostov-on-Don, Russia

Abstract. The paper describes model of flat digital antenna array (DAA) composed of identical modules. The method for grating lobe (GL) suppression in DAA due to irregular arrangement of subarrays phase centers with digital beam forming is suggested and researched.

Keywords: antenna array; subarray; grating lobes; pattern; phase center.

1. Введение

ЦАР с системой цифрового диаграммобразования (ЦДО) обладают рядом преимуществ перед антенными решетками с системой аналогового диаграммообразования. В частности, система ЦДО позволяет сформировать требуемое число приемных лучей с заданными характеристиками направленности, реализовать электронное сканирование [1]. Однако построение многоэлементных ЦАР с подключением активных каналов, включающих в себя малошумящий усилитель (МШУ), преобразователь. частоты (ПРЧ) и АЦП к каждому антенному элементу характеризуется высокой стоимостью из-за большого количества активных компонентов.

С целью снижения стоимости ЦАР используют объединение излучателей в синфазные антенные линейки с подключением к такой линейке одного активного канала. Это сопровождается увеличением шага расположения фазовых центров и снижением допустимого сектора сканирования ДН из-за уменьшения периода ДЛ.

Для снижения уровня ДЛ используют ряд методов, таких как нерегулярное расположение излучателей [2, 3], поворот и сдвиг подрешеток друг относительно друга [4], Применение методов нерегулярного расположения излучателей и размеров подрешеток снижает технологичность изготовления модульных ЦАР, поэтому эти

методы находят ограниченное применение. Более широкое применение имеют методы взаимного сдвига и поворота подрешеток.

Цель статьи – Снижение дифракционных лепестков в модульных ЦАР, в которых число активных каналов соответствует числу модулей.

Решаемые задачи.

1 Построение модели ЦАР с периодическими подрешетками и оценка параметров ДН при электронном сканировании.

2 Разработка метода снижения ДЛ в плоской приемной ЦАР на основе объединения идентичных подрешеток в апериодическую систему

3 Оценка возможности снижения уровня ДЛ.

2. Модель ЦАР из нескольких подрешеток

Рассмотрим приемную ЦАР, которая состоит из N приемных модулей (ПМ), в каждом из которых имеется m аналоговых каналов, включающих фазовращатель ФВР, выходные сигналы каналов суммируются в сумматоре Σ. Каждый аналоговый канал подключен к синфазной антенной линейке с m антенными элементами (АЭ). Выходные сигналы ПМ преобразуются по частоте в ПРЧ и подвергаются дискретизации в АЦП. Формирование ДН производится путем цифровой обработки отсчетов сигналов с выходов АЦП в системе ЦДО (рис.1). Антенные элементы в антенных линейках расположены с шагом d_x по горизонтали и d_y по вертикали.

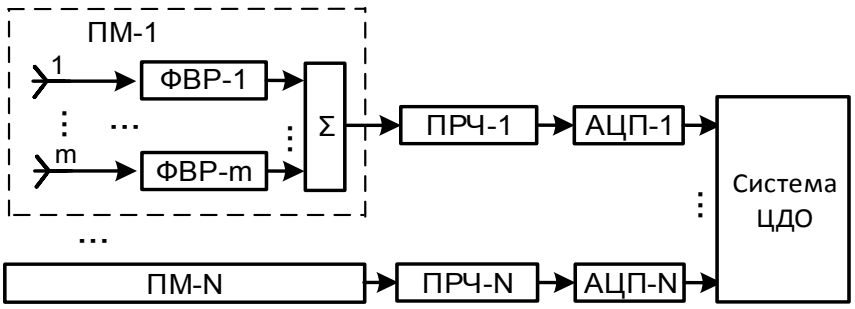


Рис. 1. Структурная схема ЦАР с аналоговыми синфазными подрешетками.

В отличие от антенной решетки с аналоговой системой диаграммообразования система ЦДО обеспечивает возможность одновременного формирования требуемого числа приемных лучей, отличающихся направлением в пределах ширины ДН подрешетки. Возможное число формируемых приемных лучей ограничено пропускной способностью системой ЦДО.

Представим ДН модуля ЦАР выражением

$$F_n(u,v) = f_0(u,v)\exp\left(ik\left(X_n u + Y_n v\right)\right)\times$$
$$\times\sum_{m=1}^{M}\exp\left(ikx_m\left(u-u_{0n}\right)\right)\exp\left(iky_m\left(v-v_{0n}\right)\right), \quad (1)$$

Здесь (X_n, Y_n) – координаты фазового центра n-го модуля; (u, v) – точка наблюдения в круге видимости; $f_0(u, v)$ – ДН отдельного АЭ; (u_{0n}, v_{0n}) – направление ориентации максимума n-ой подрешетки (модуля); (x_m, y_m) – координаты фазовых центров элементов подрешетки относительно фазового центра (X_n, Y_n) соответствующей подрешетки.

Обозначим

$$g(u, v, u_{0n}, v_{0n}) = f_0(u, v) \sum_{m=1}^{M} \exp\left(ikx_m (u - u_{0n})\right) \exp\left(iky_m (v - v_{0n})\right). \quad (2)$$

При этом ДН подрешетки можно представить в виде:

$$F_n(u, v) = g(u, v, u_{0n}, v_{0n}) \exp\left(ik(X_n u + Y_n v)\right). \quad (3)$$

Каждая подрешетка представляет собой антенну с фазовым центром в соответствующей точке (X_n, Y_n). В связи с этим ее ДН может быть представлена в виде произведения действительной функции $g(u, v, u_{0n}, v_{0n})$ с максимумом в направлении (u_{0n}, v_{0n}) и фазового множителя.

В общем случае, когда максимумы подрешеток не совпадают, суммарную ДН ЦАР можно представить в виде:

$$F(u, v) = \sum_{n=1}^{N} g(u, v, u_{0n}, v_{0n}) \exp\left(ik\left(X_n (u - u_0) + Y_n (v - v_0)\right)\right). \quad (4)$$

При суммировании разнонаправленных ДН подрешеток уровень результирующей ДН будет зависеть от того, с какими фазами будут суммироваться в разных направлениях основные и боковые лепестки различных подрешеток. Эти фазы зависят от положения каждой подрешетки в составе ЦАР. Если основные лепестки подрешеток не пересекаются, то норма результирующей амплитудной ДН может быть соизмерима с нормой отдельной подрешетки.

Рассмотрим частный случай, при котором

$$g(u, v, u_{0n}, v_{0n}) = g(u, v, u_{01}, v_{01}). \quad (5)$$

В этом случае действительные функции $g(u, v, u_{0n}, v_{0n})$, описывающие ДН подрешеток, совпадают и могут быть вынесены за знак суммы в выражении (4). В результате получим:

$$F(u, v) = g(u, v, u_{01}, v_{01}) \sum_{n=1}^{N} \exp\left(ik\left(X_n (u - u_0) + Y_n (v - v_0)\right)\right). \quad (6)$$

Выражение (6) соответствует ДН плоской антенной решетки с направленными элементами, шаг которой не удовлетворяет условиям отсутствия дифракционных максимумов. Направление максимума ДН подрешеток (u_{01}, v_{01}) устанавливается

фазовращателями ПМ, а направление суммарного луча (u_0, v_0) определяет система ЦДО.

Очевидно, что такая система с двухэтапным управлением положениями максимума ДН подрешетки и ДН ЦАР будет иметь ограничения, накладываемые на сектор сканирования ЦАР и положение максимума подрешетки. Эти ограничения зависят от выбранных периодов размещения элементов в подрешетках и способов объединения подрешеток в общий раскрыв. В связи с этим оценим характеристики ДН приемной ЦАР X-диапазона, состоящей из N=63 ПМ, размещенных в узлах прямоугольной сетки 9x7.

Подрешетки ЦАР содержат по одному ПМ, фазовые центры подрешеток совпадают с фазовыми центрами ПМ и расположены эквидистантно вдоль каждой координаты с шагом D_x, D_y соответственно (рис. 2). Точками обозначены положения фазовых центров антенных элементов, а окружностями − положения фазовых центров подрешеток, прерывистой линией показаны границы отдельных ПМ.

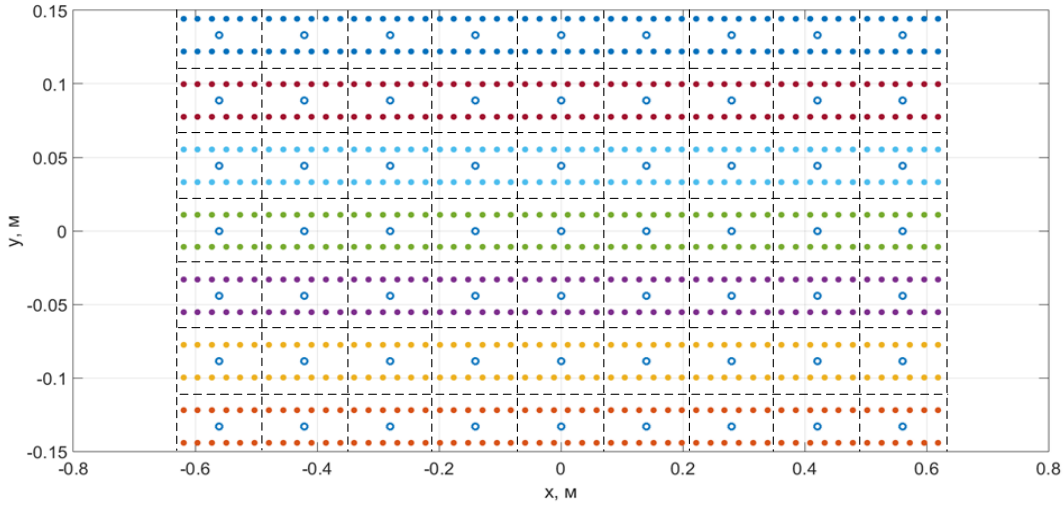


Рис. 2. Геометрия ЦАР и положения фазовых центров модулей

Для рассматриваемого варианта раскрыва ЦАР выражение (6) может быть переписано в виде:

$$F(u,v) = g(u,v,u_{01},v_{01}) \frac{\sin\left(0,5N_x kD_x (u-u_0)\right)}{\sin\left(0,5N_x kD_x (u-u_0)\right)} \frac{\sin\left(0,5N_y kD_y (v-v_0)\right)}{\sin\left(0,5N_y kD_y (v-v_0)\right)}, \quad (7)$$

где N_x=9; N_y=7;

$$g(u,v,u_{01},v_{01}) = \frac{\sin\left(3kd_x (u-u_{01})\right)}{\sin\left(3kd_x (u-u_{01})\right)} \frac{\sin\left(kd_y (v-v_{01})\right)}{\sin\left(kd_y (v-v_{01})\right)}. \quad (8)$$

Сечение суммарной ДН ЦАР и ДН отдельных подрешеток в горизонтальной плоскости случая совпадении подрешеток с ПМ приведено на рисунке 3. Максимум ДН подрешеток в горизонтальной плоскости установлен в направлении 15°. Сектор

допустимого сканирования суммарной ДН составляет $\pm\Delta\theta_{П}/3$ и $\pm\Delta\theta_{П}/1{,}8$ относительно максимума ДН подрешетки соответственно при уровне ДЛ, равном -12 и -10 дБ, где $\Delta\theta_{П}$ – ширина ДН одной подрешетки.

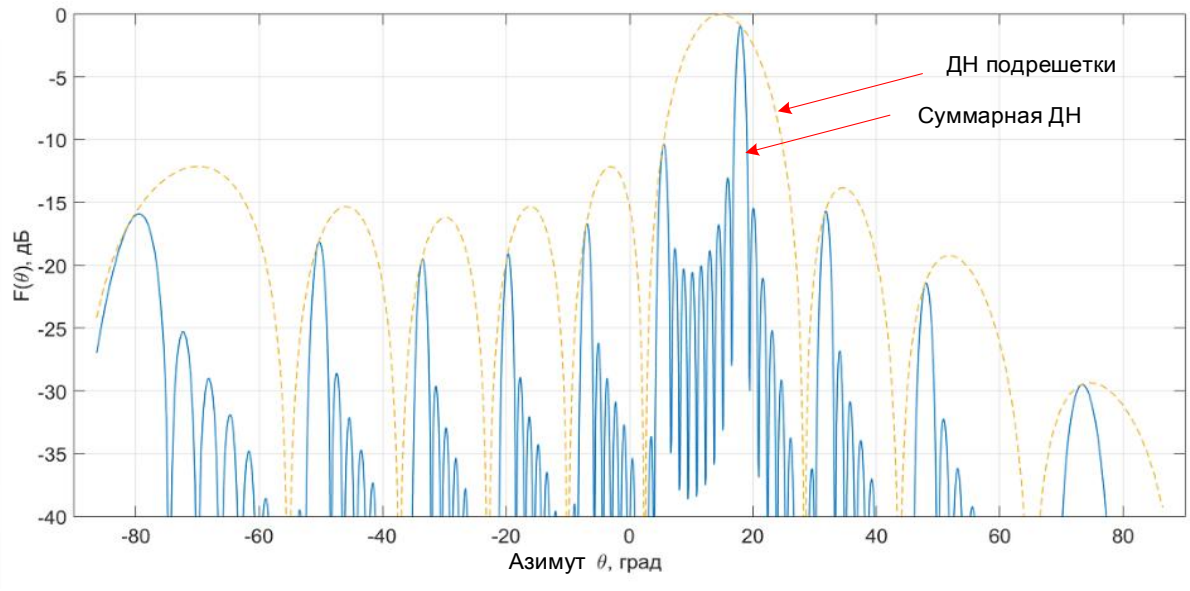


Рис. 3. Сечение ДН, формируемых отдельными подрешетками и суммарной ДН ЦАР при отклонении луча в горизонтальной плоскости

3. Обоснование метода ослабления ДЛ в плоской приемной ЦАР на основе объединения идентичных подрешеток в апериодическую систему

Снижение уровня ДЛ можно достигнуть с помощью применения нерегулярного расположения антенных элементов [2]. Однако для сохранения технологичности производства ЦАР необходимо иметь фиксированные размеры ПМ и шаг расположения антенных элементов.

Предлагаемый метод основан на смещении фазовых центров подрешеток при их объединении.

Рассмотрим две соседние подрешетки, которые реализуют способ ЦДО, описанный выше. В этом случае в каждой из подрешеток фазовращатели обеспечивают линейный набег фаз от излучателя к излучателю подрешетки таким образом, чтобы ориентация вектора нормали к плоскости фазового фронта подрешетки соответствовала направлению максимума ДН подрешетки. Чтобы объединить две подрешетки в одну необходимо таким образом установить фазовый набег в подрешетках, чтобы фазовый фронт объединенной антенны стал линейным. Это достигается тем, что к фазовому распределению одной подрешетки добавляется постоянный фазовый набег, а из второй подрешетки вычитается соответствующее значение.

Поскольку каждая подрешетка представляет собой прямоугольный раскрыв, то фазовые набеги в излучателях подрешетки вдоль каждого координатного направления можно рассматривать независимо. Пусть фазовый набег в двух соседних одинаковых подрешетках ЦАР по горизонтали определяется выражением

$$\psi_{x,s,m} = -kd_x\left(m - \frac{M_x+1}{2}\right)u_{01}, \qquad (9)$$

где s – номер подрешетки; $m = 1,2,...,M_x$; M_x – число элементов в подрешетке.

В этом случае фазовый набег между соседними излучателями равен

$$\Delta\psi = -kd_x u_{01}. \qquad (10)$$

Из выражения (9) следует, что фазовое расстояние между ближайшими элементами соседних подрешеток равен

$$\Delta\Psi_x = -kd_x u_{01}\left(M_x - \frac{M_x+1}{2} - 1 + \frac{M_x+1}{2}\right) = -kd_x u_{01}\left(M_x - 1\right). \qquad (11)$$

Очевидно, что фазовый набег между соседними элементами может существенно превышать 2π. Чтобы совместное распределение фаз в двух подрешетках стало линейным, необходимо в излучателях двух соседних подрешеток изменить фазовое запаздывание таким образом, что

$$\psi_{x,1,m} = -kd_x\left(m - \frac{M_x+1}{2}\right)u_{01} + kd_x u_{01}\frac{M_x-1}{2}; \qquad (12)$$

$$\psi_{x,2,m} = -kd_x\left(m - \frac{M_x+1}{2}\right)u_{01} - kd_x u_{01}\frac{M_x-1}{2}. \qquad (13)$$

При этом получим, что $\Delta\Psi_x = \Delta\psi$.

Фазовые задержки, добавленные в выражения (12) и (13), по сравнению с (9) невозможно реализовать при помощи фазовращателей, однако в системе с ЦДО выравнивание фазовых распределений в соседних подрешетках не составляет сложностей. В результате ДН двух соседних подрешеток будет соответствовать ДН антенны удвоенных электрических размеров, фазовый центр раскрыва которой расположен в центре раскрыва. Результатом смещения фазового центра двух подрешеток в плоском раскрыве является двукратное уменьшение минимального расстояния между фазовыми центрами подрешеток.

Отсюда следует, что объединение идентичных подрешеток ЦАР в группы со смещением фазового центра позволяет получить неэквидистантную АР без физического смещения антенных элементов.

Возможности формирования неэквидистантного раскрыва зависят от числа идентичных ПМ в составе плоской ЦАР. В качестве примера на рисунках 4 и 5 приведены возможные варианты неэквидистантных раскрывов, получаемых при различных объединениях соседних подрешеток.

Как видно из рисунков 4 и 5, объединение подрешеток приводит к фактическому сокращению числа активных каналов. Число фазовых центров, в которых необходимо задавать фазовый набег, соответствующий положению максимума (u_0, v_0) в системе ЦДО сократился с 63 до 51 для первого варианта раскрыва и до 47 – для второго.

В результате объединения подрешеток в группы ЦАР будет состоять из N' групп подрешеток. Каждая группа может иметь свою собственную ДН и собственное положение максимума ДН, описываемую функцией $g'_n\left(u,v,u_{0n},v_{0n}\right)$. Обозначим $\left(X'_n,Y'_n\right)-$ фазовые центры групп подрешеток. В результате суммарная ДН ЦАР с неэквидистантным размещением фазовых центров подрешеток может быть определена по формуле

$$F\left(u,v\right)=\sum_{n=1}^{N'}g'_n\left(u,v,u_{0n},v_{0n}\right)\exp\left(ik\left(X'_n\left(u-u_0\right)+Y'_n\left(v-v_0\right)\right)\right). \quad (14)$$

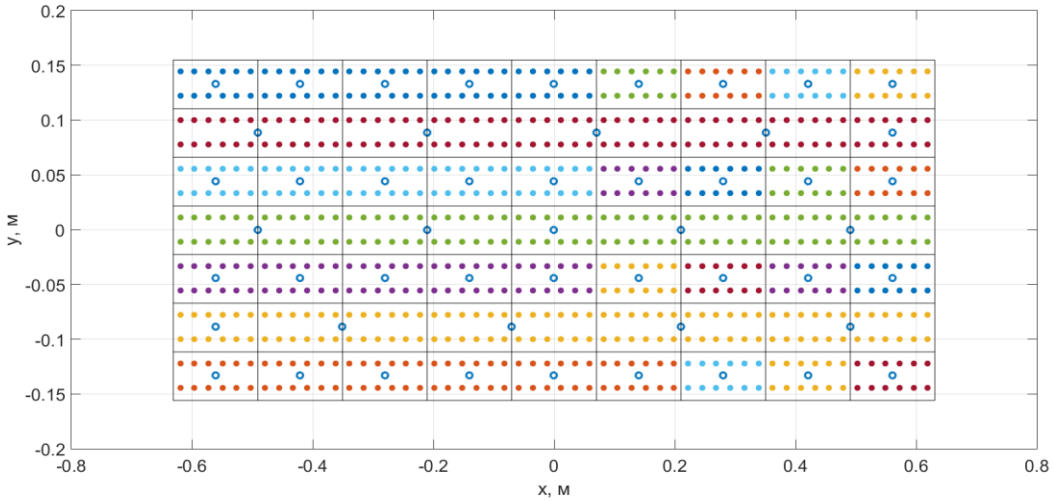


Рис. 4. Первый вариант неэквидистантного расположения фазовых центров подрешеток

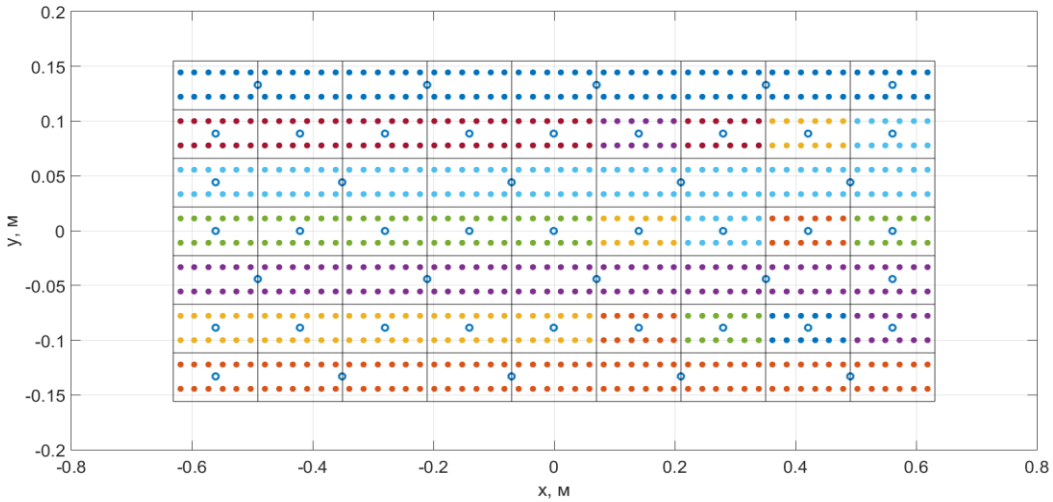


Рис. 5. Второй вариант неэквидистантного размещения фазовых центров подрешеток

Таким образом, предлагаемый метод ЦДО в плоских ЦАР из идентичных подрешеток состоит в том, чтобы разработать одну или несколько реализуемых структур размещения положений фазовых центров групп подрешеток при объединении подрешеток и задать фазовые подставки в объединяемых подрешетках,

обеспечивающие формирование плоского фазового фронта при сканировании в группе из подрешеток.

Следует отметить, что в процессе функционирования ЦАР могут использоваться различные структуры неэквидистантного размещения фазовых центров групп подрешеток с целью изменения структуры и уровня ДЛ в ДН при различных положениях луча.

4. Оценка возможности снижения уровня ДЛ

Оценим возможности ослабления ДЛ в ЦАР с неэквидистантным размещением фазовых центров групп подрешеток на примере вариантов группировки представленных на рисунках 4 и 5.

На рисунке 6 приведено сечение ДН подрешеток и ДН ЦАР в горизонтальной плоскости для предложенного варианта геометрии ЦАР. Поскольку подрешетки имеют разную ширину ДН, то ориентировать максимумы ДН подрешеток, размеры которых соответствуют одному (узкая подрешетка) или двум ПМ (широкая подрешетка), можно в разных направлениях, но смещение максимума широкой подрешетки следует выполнить не более чем на полуширину луча данной подрешетки относительно максимума ДН узкой подрешетки.

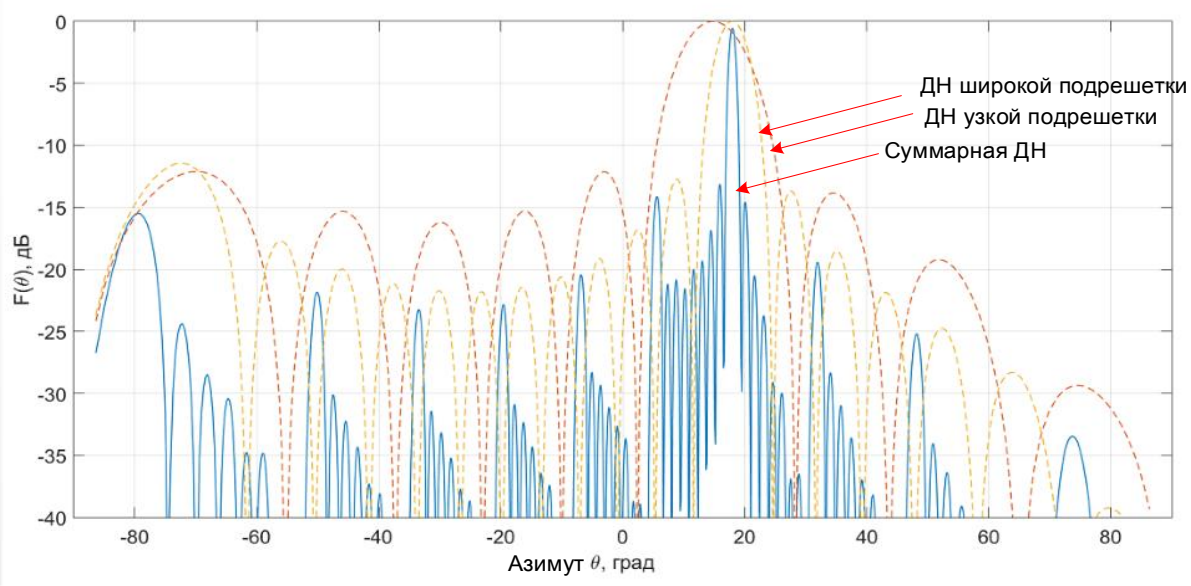


Рис. 6. Сечение ДН подрешеток и суммарная ДН АР с ЦДО и отклонении луча в горизонтальной плоскости для первого варианта размещения фазовых центров

Предложенный первый вариант расположения фазовых центров подрешеток (рис.4) обеспечивает снижение уровня ДЛ на 2 дБ до – 12 дБ при снижении количества подрешеток на 19% с 63 до 51.

При сохранении числа ПРЧ и АЦП равным числу ПМ объединение подрешеток выполняется в цифровом виде в системе ЦДО без изменения схемы соединений ПМ. Возможно снижение стоимости ЦАР за счет сокращения числа ПРЧ и АЦП по количеству подрешеток. В этом случае необходимо изменение схемы соединения ПМ и

включения дополнительных аналоговых сумматоров, объединяющих выходные сигналы ПМ из одной подрешетки.

Другой вариант объединения пар ПМ в подрешетки и расположение фазовых центров подрешеток приведен на рис. 5. Реализация этой схемы объединения обеспечивает снижение числа подрешеток на 25,3% с 63 до 47. При этом обеспечивается снижение уровня первого ДЛ до –16 дБ (рис. 7).

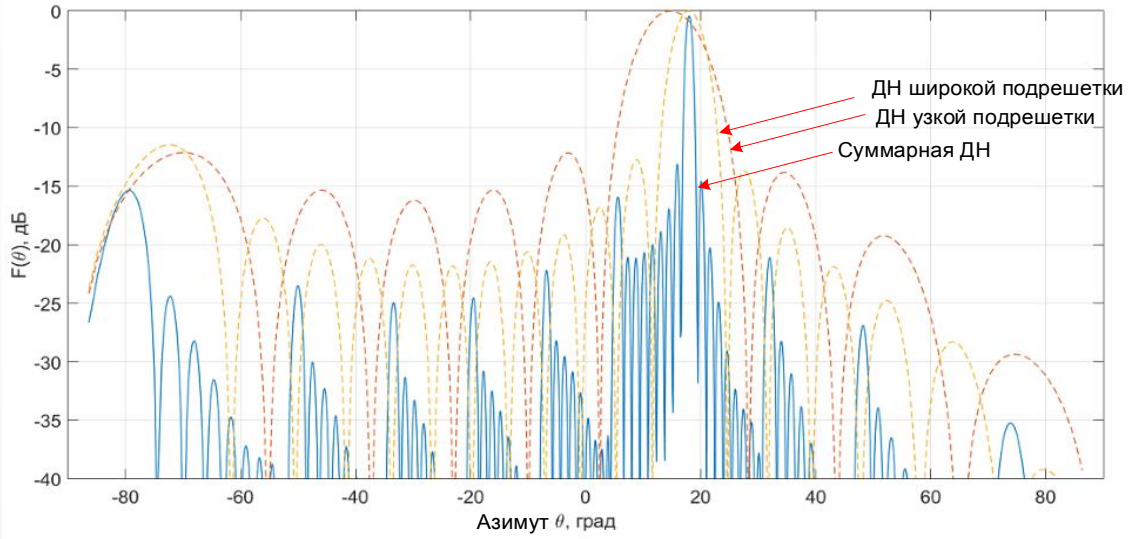


Рис. 7. Главные сечения ДН подрешеток и суммарная ДН АР с ЦДО и отклонении луча в горизонтальной плоскости для второго варианта размещения фазовых центров подрешеток

Отсюда следует, что предложенный метод позволяет снизить УБЛ в приемных ЦАР с ЦДО, изменять структуру боковых лепестков в зависимости от положения луча и складывающейся помеховой обстановки. Наилучшие результаты были получены при условии совпадении направлений фазирования ПМ и групп подрешеток с узкой ДН.

5. Заключение

1 На основе построенной модели показано, что ограничение сектора сканирования в приемной ЦАР при равенстве числа активных каналов числу модулей вызвано ростом ДЛ. Применение системы ЦДО в плоских приемных ЦАР с регулярными подрешетками позволяет формировать требуемое число лучей с разными направлениями в пределах ширины ДН используемых подрешеток $\Delta\theta_{П}$. Расчетные ДН показывают, что допустимый сектор сканирования суммарной ДН, формируемой цифровым способом, определяется размером подрешеток и составляет $\pm\Delta\theta_{П}/3$ и $\pm\Delta\theta_{П}/1{,}8$ относительно максимума ДН подрешетки соответственно при уровне дифракционных лепестков, равном -12 и -10 дБ.

2 Предложен метод снижения ДЛ в рассматриваемых ЦАР за счет объединения подрешеток в группы со смещением фазовых центров каждой группы подрешеток. Для реализации метода необходимо в излучателях подрешетки группы обеспечить фазовую подставку, выравнивающий фазовый фронт группы подрешеток. Наилучшие

результаты были получены при условии совпадении направлений фазирования ПМ и групп подрешеток с узкой ДН.

3 Проведенные оценки для двух вариантов объединения подрешеток в группы показали, что снижение уровня ДЛ при электронном сканировании суммарной ДН до уровня – 16 дБ возможно путем использования перемежающихся подрешеток с расстоянием между фазовыми центрами $3\ldots6\lambda$, при этом формирование размера подрешетки выполняется в цифровом виде в системе ЦДО.

Литература

1. Задорожный В.В., Ларин А.Ю., Оводов О.В., Христианов В.Д. Оптимизация приемных цифровых антенных решеток // Антенны. 2012. № 9. – С.24 – 31.
2. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток / Под ред. Д.И. Воскресенского. − М.: Радиотехника, 2012. – 744 с.
3. Андрианов В.И., Козлов К.В., Курочкин А.П., Цветкова М.А. Способ снижения уровня интерференционных боковых лепестков в плоской сканирующей разреженной антенной решетке // Радиотехника. 2013, № 1. – С. 97- 100.
4. Кривошеев Ю.В., Денисенко В.В., Шишлов А.В. Подавление интерференционных максимумов в апериодических фазированных антенных решетках, составленных из периодических подрешеток // Антенны. 2011, вып.2. – С. 28- 39.

References

1. Zadorozhnyy V. V., Larin A. U., Ovodov O. V., Xristianov V.D. Optimization of receiver digital antenna array // Antenna, 2012, No. 9. - Pp. 24-31.
2. Microwave device and antenna. Design of phased antenna arrays / Pod red. D.I. Voskresenskogo. - M. : Radiotehnika, 2012. – 744 p..
3. Andrianov V.I., Kozlov K.V., Kurochkin A.P., Tsvetkova M.A. A new method of the interferential lobes level reducing in the planar aperture scanning sparse antenna array // Radiotehnika. 2013, No. 1. – Pp. 97- 100.
4. Krivosheev Yu.V., Denisenko V.V., Shishlov A.V. Grating Lobes Suppression in Aperiodic Phased Array Antennas Composed of Periodic Subarrays // Antenna, 2011, No. 2.– Pp.28 – 39.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК РАССЕЯНИЯ РАДИОВОЛН НА ОБЪЕКТАХ В ВИДЕ УСЕЧЁННЫХ КОНУСОВ

А. А. Афонин, В. А. Тимофеев

Ярославский государственный университет им. П. Г. Демидова (ЯрГУ им. П. Г. Демидова), Ярославль, Россия

Аннотация. Представлены результаты численного моделирования рассеяния электромагнитных волн на усечённых конусах с разными видами оснований. Данные виды рассеивателей выбраны в качестве моделей составных частей лесной растительности. Расчеты были выполнены на основе метода дискретных источников. Проведен анализ угловых зависимостей поляризационных составляющих для различных поляризаций и углов падения излучения, соотношений геометрических размеров рассеивателей и длины волны падающего излучения.

Ключевые слова: рассеяние радиоволн, поляризация, растительность, однородный усечённый конус, однородный усечённый конус с закруглёнными основаниями, метод дискретных источников.

POLARIZATION CHARACTERISTIC MODELING OF RADIO WAVE SCATTERING BY TRUNCATED CONE OBJECTS

A. A. Afonin, V. A. Timofeev

P. G. Demidov Yaroslavl State University (YSU), Yaroslavl, Russia

Abstract. A numerical simulation of the electromagnetic wave scattering by truncated cones with different types of bases using has been carried out. These types of objects were selected as models of the forest environment components. The calculation has been executed by the method of discrete sources. The analysis of the angular dependences of the polarization components for different polarizations and angles of incidence of radiation, the ratios of the geometrical dimensions of the scatterers and the wavelength of the incident radiation has been performed.

Keywords: radiowave scattering, polarization, vegetation, homogeneous truncated cone, homogeneous truncated cone with rounded bases, method of discrete sources.

1. Введение

Последние десятилетия характеризуются быстрым внедрением разнообразных систем связи, локации и дистанционного зондирования, функционирующих на частотах выше 1 ГГц. Практический интерес, наблюдающийся в настоящее время к использованию таких диапазонов, не случаен. Это связано с перегруженностью диапазона метровых и отчасти дециметровых волн, а также известными перспективами, открывающимися при использовании более высоких частот. Проектирование таких систем невозможно без информации о влиянии среды распространения на параметры излучения. Поэтому с практической точки зрения проблема адекватного моделирования распространения радиоволн в реальных условиях является достаточно актуальной задачей.

Для моделирования взаимодействия электромагнитных волн с лесными массивами в настоящее время на практике используют плоскослоистые регулярные модели леса [1, 2], однако на частотах выше 1 ГГц проявляются эффекты объемного рассеяния [3], т.к. характерные размеры элементарных рассеивателей для рассматриваемого диапазона становятся соизмеримыми с длиной волны излучения. В этом случае изучение влияния среды распространения невозможно без учёта рассеяния излучения на отдельных элементах растительности. В настоящее время не существует точных аналитических методов описания дифракции радиоволн на таких сложных объектах, поэтому моделирование рассеивающих свойств может быть выполнено только с применением различных численных методов.

В работе представлены результаты расчёта угловых характеристик поляризационных компонент рассеянного поля для различных углов падения излучения на объекты, составляющие модели стволов деревьев и крупных веток. В качестве таких моделей рассмотрены усечённые конусы с плоскими и закруглёнными основаниями. Для более полного анализа поляризационных особенностей рассеяния при моделировании использованы две ортогональные поляризации падающего излучения. Численные расчеты выполнены на основе метода дискретных источников (МДИ) [4, 5].

2. Моделирование взаимодействия плоской электромагнитной волны с осесимметричными рассеивателями методом дискретных источников

Для учёта влияния реальных веток и стволов деревьев, составляющих растительную среду, необходимо выбрать оптимальную форму модельного рассеивателя. Сравнительный анализ, выполненный в [6, 7], показал, что такой формой является усечённый конус.

Геометрия задачи для её решения методом дискретных источников (МДИ) представлена на рисунке 1.

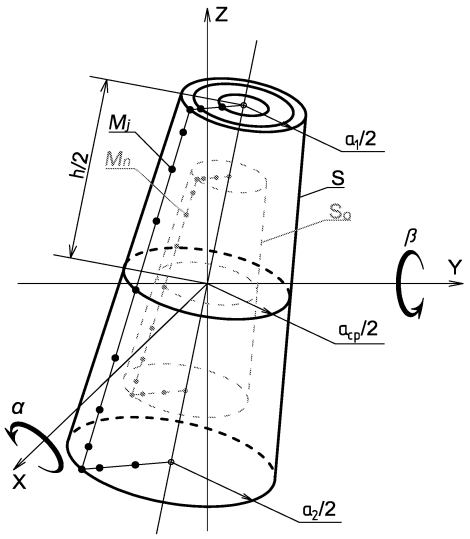


Рис. 1. Геометрия задачи для расчёта рассеяния с использованием МДИ.

Падающая волна имеет линейную поляризацию и распространяется в положительном направлении оси OY. Середина оси усечённого конуса совпадает с нулём системы координат.

Совокупность таких объектов с различными размерами и ориентацией в пространстве совместно с рассеивателями в виде тонких дисков или игл для листвы и хвои может рассматриваться в качестве модели дерева. В данной работе для исследования использованы два формы рассеивателей: усечённый конус с плоскими основаниями и усечённый конус с закруглёнными основаниями. Они представлены на рисунке 2.

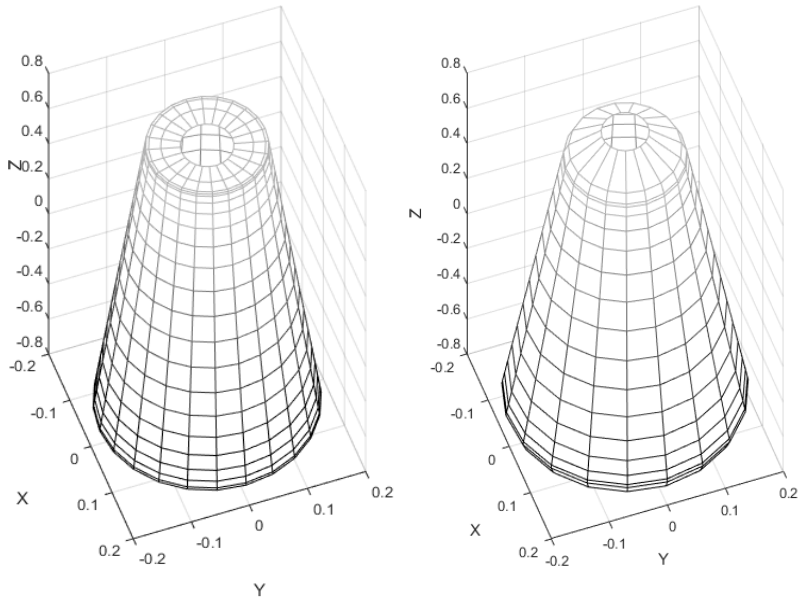


Рис. 2. Вид моделируемых рассеивателей с неравномерной сеткой точек коллокации.

В МДИ поля дискретных источников, находящиеся на вспомогательной поверхности, должны удовлетворять системе Максвелла, условию излучения и образовывать полную замкнутую функциональную систему на поверхности препятствия [4]. Существует множество схем размещения дискретных источников для удовлетворения этих требований. В данной работе, как и в [6, 7], вспомогательная поверхность S_0, служащая для размещения дискретных источников, выбиралась масштабным уменьшением поверхности рассеивателя с некоторым коэффициентом Km. Коэффициент масштабирования подбирался в ходе процедуры динамического контроля невязки. Обычно он принимал значения в диапазоне 0,6-0,97 при невязке, не превышающей 5%.

В ходе предыдущих этапов разработки и корректировки модели [6, 7] был выполнен анализ зависимости скорости вычислений задачи и значения невязки от количества дискретных источников, точек коллокации и схемы их расположения на вспомогательной поверхности S_0. Установлено, что наиболее оптимальным является неравномерное распределение точек с увеличением концентрации вблизи кромок.

3. Результаты моделирования

Моделирование поляризационных характеристик рассеяния в соответствии с поставленной в предыдущем разделе задачей были выполнены для двух значений длины волны падающего излучения. Значения комплексной диэлектрической проницаемости для каждой из них соответствовали данным для живой древесины [8, 9]. При этом для анализа были взяты две ортогональные поляризации падающего излучения.

На рисунке 3 представлены результаты расчётов дифференциального сечения рассеяния усечённого конуса с закруглёнными основаниями, геометрические размеры которого больше длины волны, для двух положений линейной поляризации падающего поля (параллельно оси OX и оси OZ). Вычисления выполнены для длины волны 3,1см и значения относительной диэлектрической проницаемости $\varepsilon = 28{,}04 - i\ 13{,}34$ из [8].

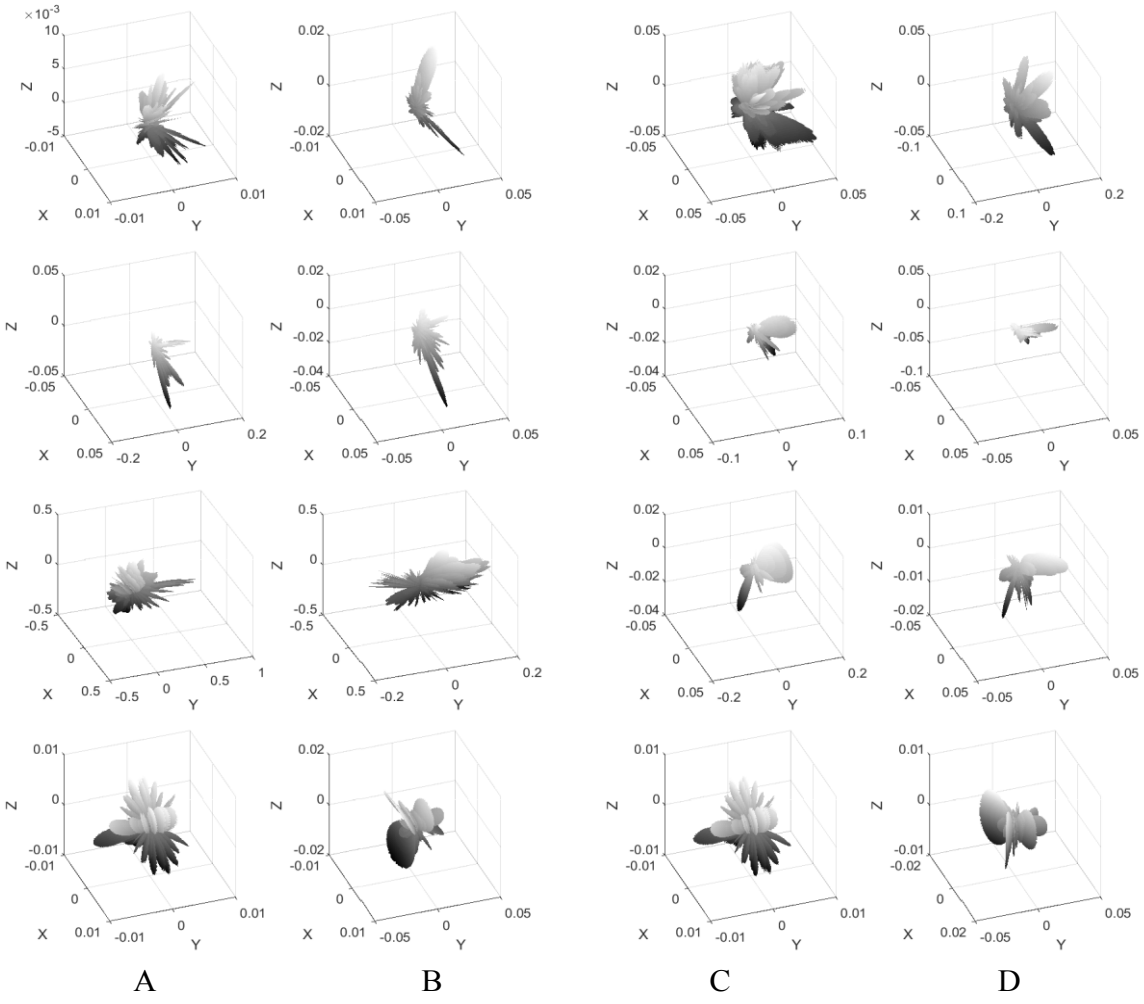


Рис. 3. Дифференциальное сечение рассеяния усечённого конуса с закруглёнными основаниями.
$\varepsilon = 28{,}04 - i\ 13{,}34$, $a_{ср}/\lambda=2$, $h/\lambda=100$.
Наклон конуса: $\beta = +\pi/6$, $\alpha = 0$, $\alpha = +\pi/6$, $\alpha = +\pi/3$, $\alpha = +\pi/2$ (сверху вниз).
A, B – поляризация падающего поля параллельна оси OX.
A – 3D сополярные компоненты. B – 3D кроссполярные компоненты.
C, D – поляризация падающего поля параллельна оси OZ.
C – 3D сополярные компоненты. D – 3D кроссполярные компоненты.

Как следует из приведенных зависимостей, наблюдается сильная изрезанность графиков. Характерна асимметрия составляющих для ненулевого угла наклона рассеивателя β.

На рисунке 4 представлены сечения сополярных и кроссполярных компонент плоскостями XOY (сплошная красная линия) и ZOY (пунктирная синяя линия) для ряда углов ориентации рассеивателя при поляризации падающего поля параллельно оси OX (столбцы A и B) и оси OZ (столбцы C и D).

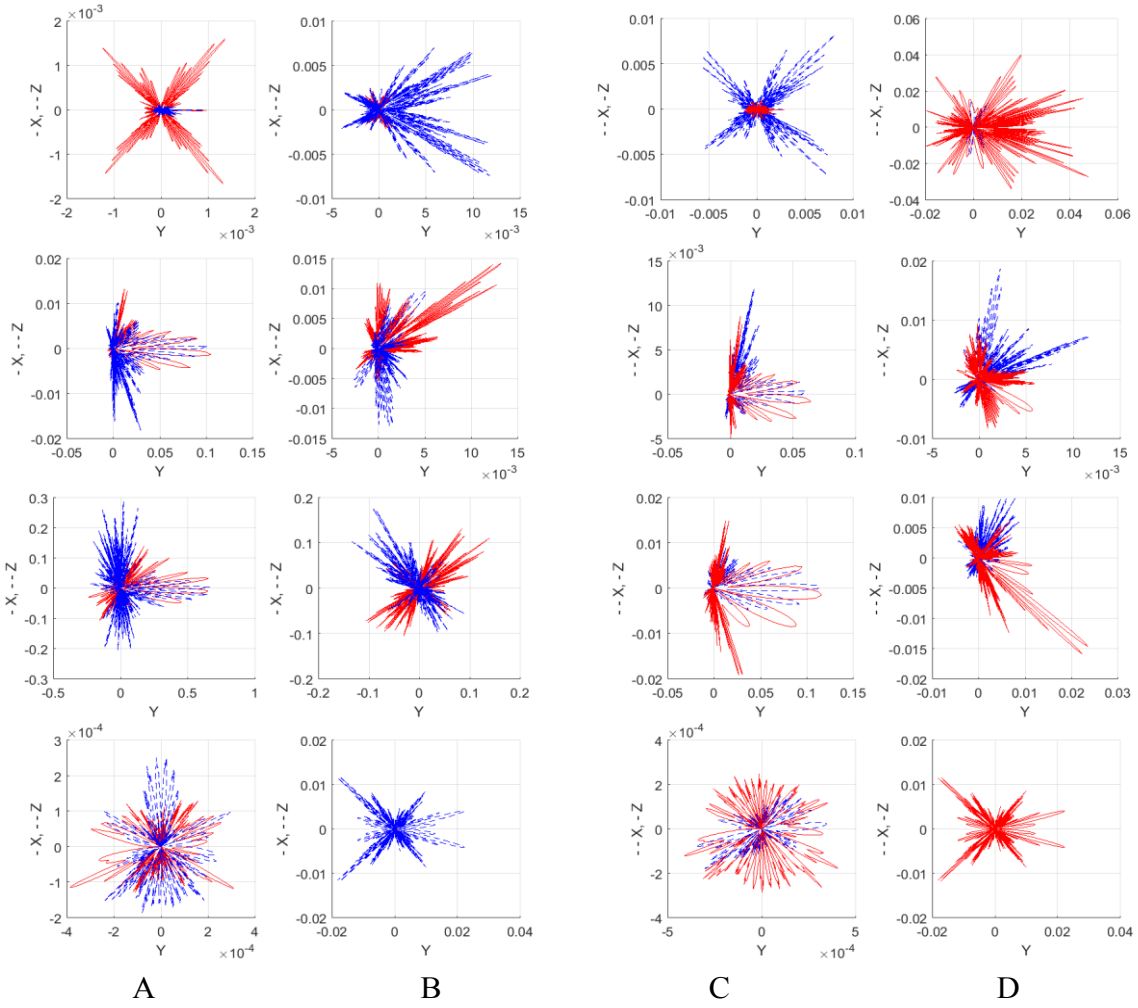


Рис. 4. Дифференциальное сечение рассеяния усечённого конуса с закруглёнными основаниями.
ε = 28,04 – *i* 13,34, $a_{ср}/\lambda$=2, h/λ=100.
Наклон конуса: β = + π/6, α = 0, α = + π/6, α = + π/3, α = + π/2 (сверху вниз).
A, B – поляризация падающего поля параллельна оси OX.
A – сечения сополярных компонент. B – сечения кроссполярных компонент.
C, D – поляризация падающего поля параллельна оси OZ.
C – сечения сополярных компонент. D – сечения кроссполярных компонент.

При сравнении графиков в последней строке (α = + π/2) рисунка 4 характерным представляется соответствие графиков сечений рассеянного поля со сменой поляризации падающего поля, т.к. в этих случаях рассеиватели принимают подобное положение относительно падающего поля в соответствующих поляризациях.

На рисунках 5 и 6 представлены результаты расчётов для рассеивателей той же геометрической формы и с теми же углами поворота в пространстве, но с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 20{,}12 - i\ 2{,}38$ и длине волны $\lambda = 12{,}24$см [9]. Для сопоставимости результатов размеры рассеивателей увеличены пропорционально изменению длины волны.

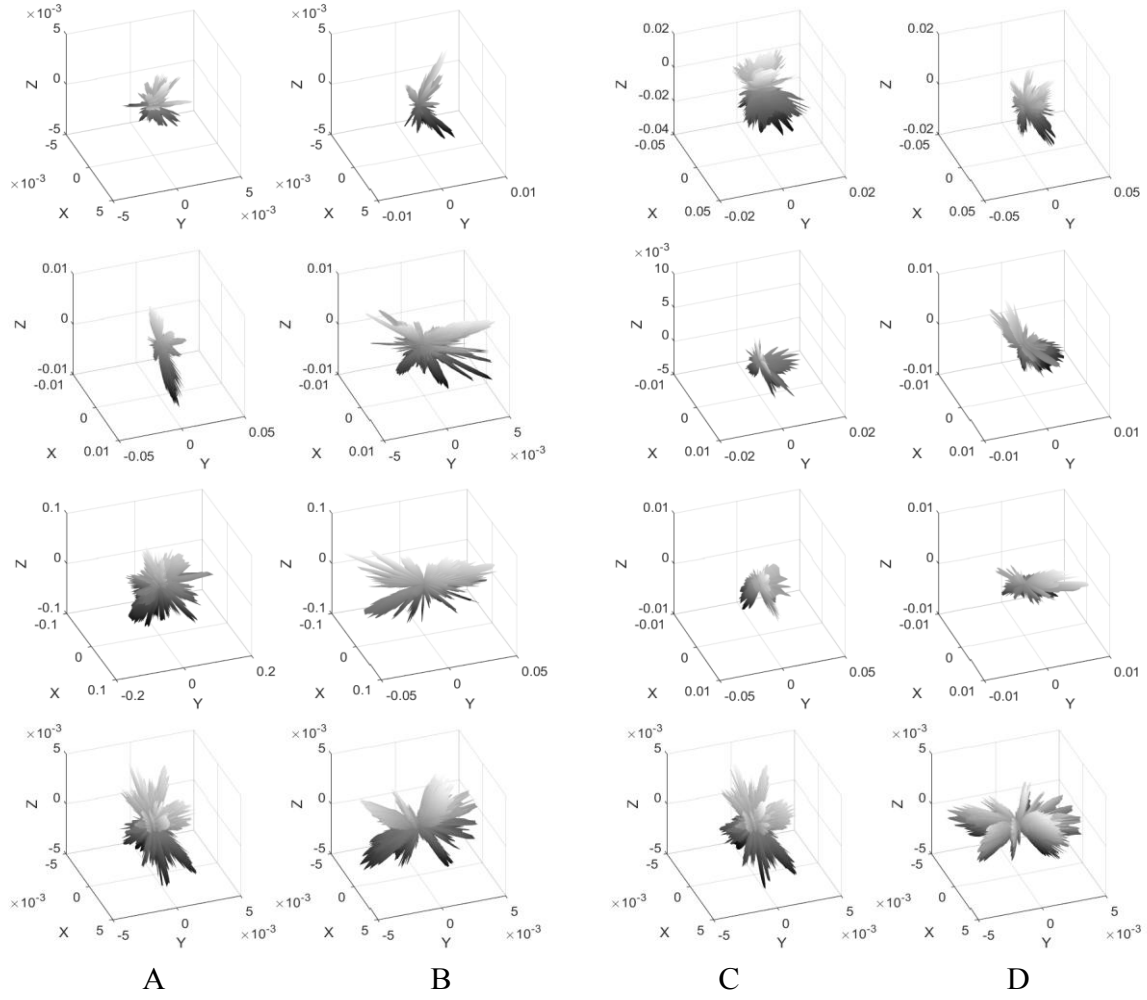


Рис. 5. Дифференциальное сечение рассеяния усечённого конуса с закруглёнными основаниями.
$\varepsilon = 20{,}12 - i\ 2{,}38$, $a_{ср}/\lambda=2$, $h/\lambda=100$.
Наклон конуса: $\beta = +\pi/6$, $\alpha = 0$, $\alpha = +\pi/6$, $\alpha = +\pi/3$, $\alpha = +\pi/2$ (сверху вниз).
A, B – поляризация падающего поля параллельна оси OX.
A – 3D сополярные компоненты. B – 3D кроссполярные компоненты.
C, D – поляризация падающего поля параллельна оси OZ.
C – 3D сополярные компоненты. D – 3D кроссполярные компоненты.

На рисунке 5, как и для предыдущего случая (рисунок 3), наблюдается практически симметричная картина рассеяния для кроссполярных компонент при $\alpha = +\pi/2$. Это обусловлено симметричным положением расеивателя относительно падающего поля при последовательных поворотах конуса на соответствующие углы.

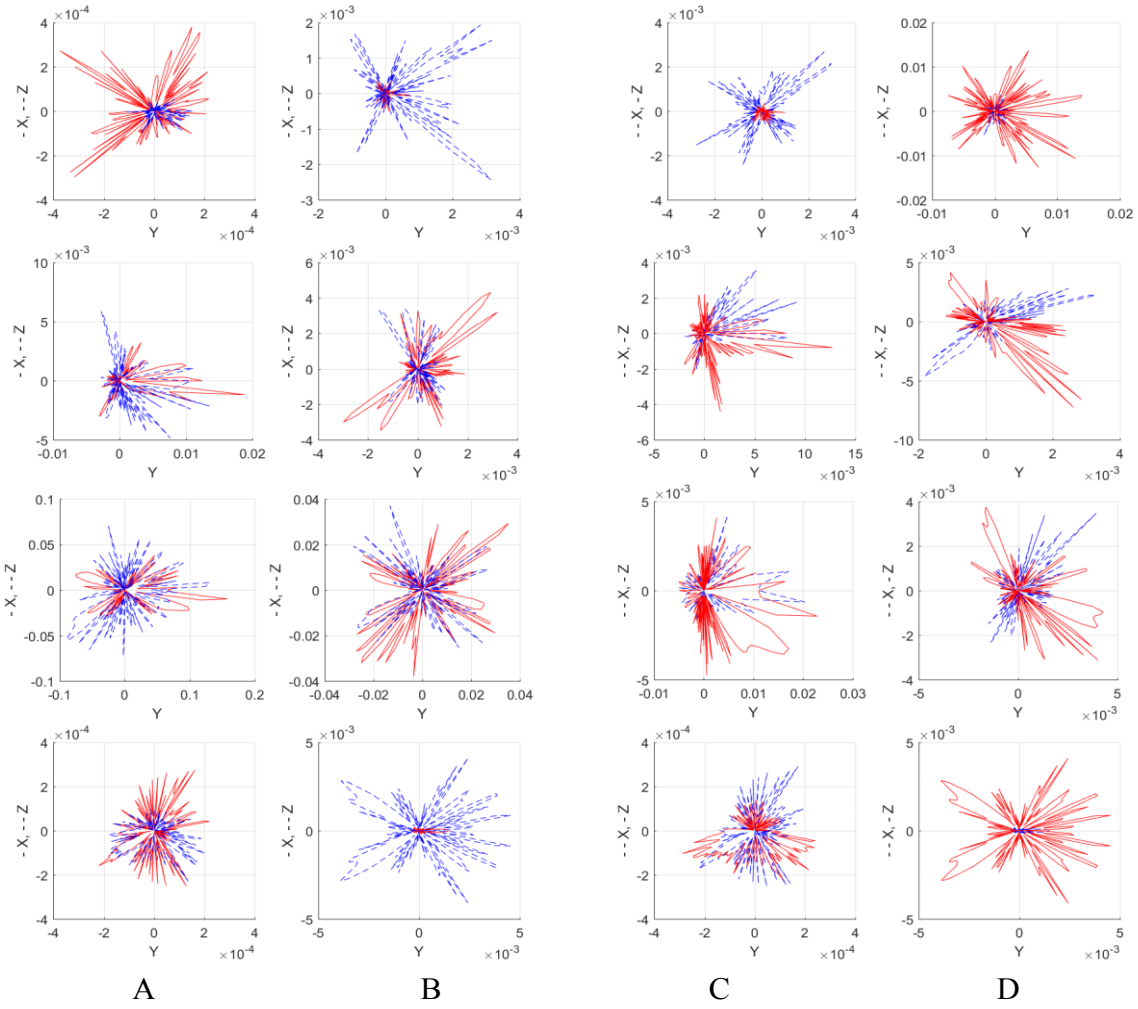


Рис. 6. Дифференциальное сечение рассеяния усечённого конуса с закруглёнными основаниями.
$\varepsilon = 20{,}12 - i\,2{,}38$, $a_{ср}/\lambda=2$, $h/\lambda=100$.
Наклон конуса: $\beta = +\pi/6$, $\alpha = 0$, $\alpha = +\pi/6$, $\alpha = +\pi/3$, $\alpha = +\pi/2$ (сверху вниз).
A, B – поляризация падающего поля параллельна оси OX.
A – сечения сополярных компонент. B – сечения кроссполярных компонент.
C, D – поляризация падающего поля параллельна оси OZ.
C – сечения сополярных компонент. D – сечения кроссполярных компонент.

Здесь также как и на рисунке 4 при повороте конуса на угол $\alpha = +\pi/2$ видны характерные соответствия графиков сечений рассеянного поля со сменой поляризации падающего поля на ортогональную (столбцы B и D нижней строки).

Далее рассмотрим другую модификацию рассеивателя. На рисунке 7 представлены результаты расчетов дифференциального сечения рассеяния усечённого конуса с плоскими основаниями, геометрические размеры которого больше длины волны, при поляризации падающего поля параллельной оси OX и OZ.

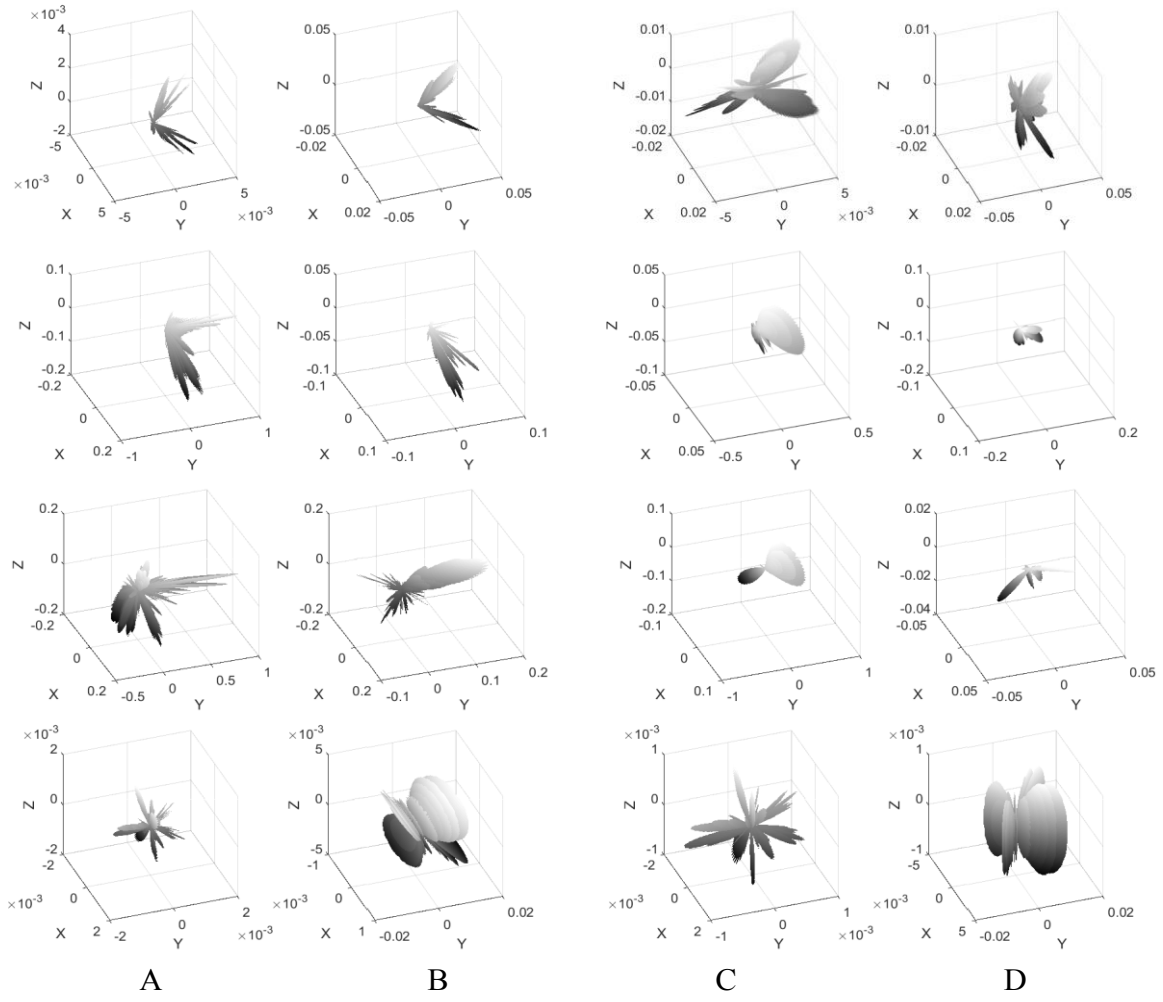


Рис. 7. Дифференциальное сечение рассеяния усечённого конуса с плоскими основаниями.
$\varepsilon = 28{,}04 - i\ 13{,}34$, $a_{ср}/\lambda=2$, $h/\lambda=100$.
Наклон конуса: $\beta = +\pi/6$, $\alpha = 0$, $\alpha = +\pi/6$, $\alpha = +\pi/3$, $\alpha = +\pi/2$ (сверху вниз).
A, B –поляризация падающего поля параллельна оси OX.
A – 3D сополярные компоненты. B – 3D кроссполярные компоненты.
C, D – поляризация падающего поля параллельна оси OZ.
C – 3D сополярные компоненты. D – 3D кроссполярные компоненты.

Как следует из приведенных зависимостей, наблюдается возрастание изрезанности диаграмм дифференциального сечения рассеяния по сравнению с результатами, полученными для усечённого конуса с закруглёнными основаниями. Это может быть связано с дополнительной дифракцией на гранях сопряжения плоскостей оснований с образующей усечённого конуса. Данный эффект наиболее явно виден из рассмотрения сечений плоскостями XOY и ZOY , приведённых на рисунке 8. Также можно наблюдать увеличение перепадов уровней рассеянного излучения.

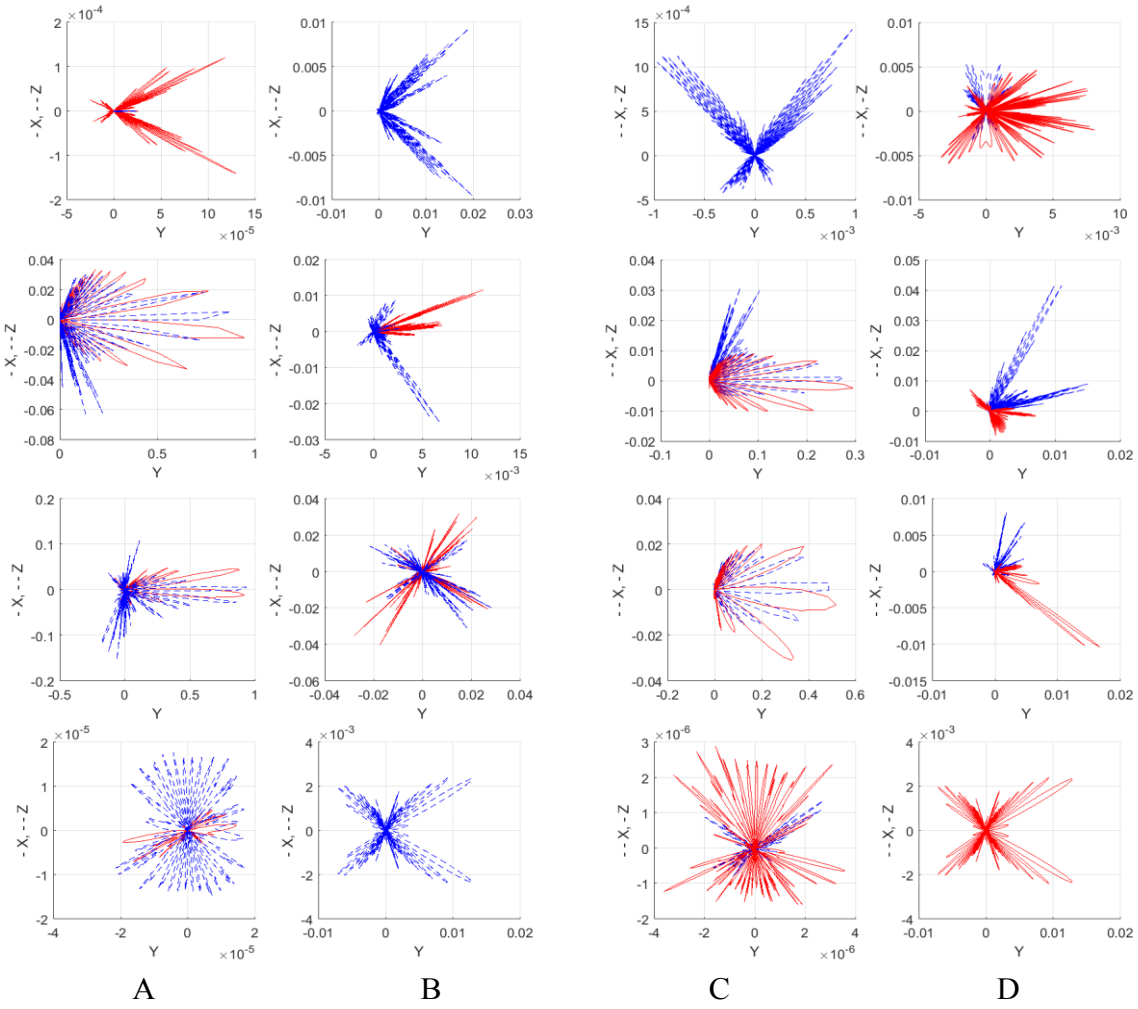


Рис. 8. Дифференциальное сечение рассеяния усечённого конуса с плоскими основаниями.
ε = 28,04 – *i* 13,34, $a_{ср}/\lambda$=2, h/λ=100.
Наклон конуса: β = + π/6, α = 0, α = + π/6, α = + π/3, α = + π/2 (сверху вниз).
A, B – поляризация падающего поля параллельна оси OX.
A – сечения сополярных компонент. B – сечения кроссполярных компонент.
C, D – поляризация падающего поля параллельна оси OZ.
C – сечения сополярных компонент. D – сечения кроссполярных компонент.

При сравнении рисунков 4 и 8 видно перераспределение рассеяния для усечённого конуса с плоскими основаниями в пользу боковых и даже задних лепестков, хотя направления самых широких лепестков диаграмм в целом сохраняется. Это подтверждает влияние формы оснований даже в случае, когда высота усечённого конуса гораздо больше диаметров оснований.

4. Заключение

Проведено сравнение и анализ результатов математического моделирования рассеяния электромагнитных волн на объектах в виде усечённых конусов с различной формой оснований. Получены и проанализированы угловые поляризационные характеристики рассеянного поля при различных соотношениях геометрических

параметров рассеивателей, длины падающей волны, электрических характеристиках, поляризации падающего поля. При этом наблюдается сложный характер поведения поляризационных составляющих рассеянного поля, сильная изрезанность графиков дифференциального сечения рассеяния.

Работа является частью продолжающегося исследования различных моделей рассеивателей, представляющих собой составные части реальных деревьев. При этом в данной работе уделено внимание особенностям рассеяния при разной поляризации падающего поля. Такое исследование необходимо для рационального составления библиотеки угловых характеристик рассеянного поля различных объектов наиболее подходящих форм при моделировании прохождения электромагнитной волны через растительность.

5. Благодарности

Авторы благодарны NVIDIA Corporation за предоставленный в дар GPU TITAN X, который был использован для ускорения вычислений.

The TITAN X GPU used for the numerical calculations this research was donated by the NVIDIA Corporation.

Литература

1. Доржиев Б.Ч., Плетнев В.И., Хомяк Е.М. Погонное ослабление метровых волн, распространяющихся в лесной среде. // Распространение электромагнитных волн: сб. статей. – Улан-Удэ, 1987, С.87-103.
2. Багдасарян Е.А., Тимофеев В.А. Анализ напряженности электромагнитного поля, образованного двухлучевым механизмом распространения волны, за пологом растительного слоя. // Телекоммуникации. 2006, №1, 35-39.
3. Чухланцев А.А., Шутко А.М., Головачев С.П. Ослабление электромагнитных волн растительными покровами. / Радиотехника и электроника, 2003, т.48, №11, с. 1285-1311.
4. Ерёмин Ю.А., Свешников А.Г. Метод дискретных источников в задачах рассеяния электромагнитных волн. // Успехи современной радиоэлектроники. 2003. № 10. с. 3.
5. Ерёмин Ю.А., Свешников А.Г. Анализ методом дискретных источников дифракции электромагнитных волн на трехмерных рассеивателях. // Журнал вычислительной математики и математической физики. 1999. Т.39. № 12. С.2050–2063.
6. Афонин А.А., Тимофеев В.А. Моделирование угловых характеристик рассеяния радиоволн на составных цилиндрических объектах. // Труды XXII Международной научно-технической конференции "Радиолокация, навигация, связь". Воронеж. 2016. Т.2. С.715-722.
7. Афонин А.А., Тимофеев В.А. Анализ численного моделирования рассеяния радиоволн на составном цилиндре и усечённом конусе. // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. 2017. N9. URL: http://jre.cplire.ru/jre/sep17/1/text.pdf
8. Ulaby F.T., El-Rayes M.A. Microwave dielectric spectrum of vegetation – Part II: Dual dispersion model / IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol. GE-25, No. 5, pp. 550-557, Sept. 1987.
9. Калинкевич А.А., Крылова М.С., Масюк В.М., Каковкина А.Ю., Хромец Е.А. Об опыте измерения диэлектрической проницаемости «живой» древесины / III Всероссийская конференция «Сверхширокополосные сигналы в радиолокации и связи», г. Муром, 26.06-01.07.2010г. (электронный сборник трудов), стр. 169-174.

References

1. Dorzhiev B.Ch., Pletnev V.I., Khomyak E.M. Weak attenuation of meter waves propagating in the forest environment. Rasprostranenie elektromagnitnykh voln: sbornik statei [Propagation of electromagnetic waves: a collection of articles]. – Ulan-Ude, 1987, pp.87-103.

2. Bagdasaryan E.A., Timofeev V.A. Analysis of the intensity of the electromagnetic field formed by the two-beam mechanism of wave propagation, behind the canopy of the vegetation layer. Telekommunikatsii - Telecommunications. 2006, No.1, pp.35-39.
3. Chukhlantsev A.A., Shutko A.M., Golovachev S.P. Attenuation of Electromagnetic Waves by Vegetation Canopies. Radiotekhnika i elektronika - Journal of Communications Technology and Electronics, 2003, v.48, No.11, pp.1285-1311.
4. Eremin Yu.A., Sveshnikov A.G. The method of discrete sources in problems of scattering of electromagnetic waves. // Uspekhi sovremennoi radioelektroniki - Telecommunications and Radio Engineering, 2003, No. 10, p. 3.
5. Eremin Yu.A., Sveshnikov A.G. Analysis by the method of discrete sources of diffraction of electromagnetic waves on three-dimensional scatterers // Zhurnal vychislitel'noi matematiki i matematicheskoi fiziki - Computational Mathematics and Mathematical Physics, 1999, 39:12, pp. 1967–1980.
6. Afonin A.A. Timofeev V.A. Modeling angular characteristics of microwave scattering on a composite cylindrical objects. Trudy XXII mezhdunarodnoi nauchno-tekhnicheskoi konferentsii "Radiolokatsiya, navigatsiya, svyaz' " [Proceedings of the XXII International Scientific and Technical Conference "Radiolocation, Navigation, Communication" (RLNC*2016)]. Voronezh. 2016. v.2. pp.715-722.
7. Afonin A.A. Timofeev V.A. Analysis of numerical simulation of radio wave scattering on a composite cylinder and the truncated cone. Zhurnal Radioelektroniki - Journal of Radio Electronics, 2017, No. 8. Available at http://jre.cplire.ru/jre/sep17/1/text.pdf (In Russian)
8. Ulaby F.T., El-Rayes M.A. Microwave dielectric spectrum of vegetation – Part II: Dual dispersion model / IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol. GE-25, No. 5, pp. 550-557, Sept. 1987.
9. Kalinkevich A.A., Krylova M.S., Masyuk V.M., Kakovkina A.YU., Hromec E.A. About the experience of measuring the dielectric constant of «living» wood. III Vserossijskaya konferenciya «Sverhshirokopolosnye signaly v radiolokacii i svyazi»: ehlektronnyj sbornik trudov [III All-Russian Conference «Ultra-wideband signals in radar and communication»: electronic collection of works]. – Murom, 26.06-01.07.2010, pp.169-174.

НАКЛОННОЕ ЗОНДИРОВАНИЕ ИОНОСФЕРЫ В УСЛОВИЯХ МАГНИТНОЙ АКТИВНОСТИ В СЕНТЯБРЕ 2017 Г.

В.П. Урядов, Ф.И. Выборнов, А.В. Першин

НИРФИ ННГУ им. Н.И. Лобачевского, г. Нижний Новгород, Россия

Аннотация. Представлены результаты экспериментальных исследований вариаций параметров ионосферного КВ канала во время магнитной активности в сентябре 2017 г. по данным наклонного ЛЧМ-зондирования. Установлено, что отрицательная фаза магнитной бури привела к сильной деградации ионосферного канала и длительному отсутствию приема КВ-сигналов на субавроральной трассе. Наблюдалось снижение 1FMHЧ на 2-3 МГц по сравнению с невозмущенными условиями. Показано, что во время магнитной бури на субавроральной трассе условия распространения через спорадический слой *Es* были существенно лучше, чем распространение *F*-модой через верхнюю ионосферу.

Ключевые слова: ионосфера; геомагнитная активность; наклонное ЛЧМ-зондирование; КВ-сигналы; субавроральная трасса.

OBLIQUE SOUNDING OF THE IONOSPHERE IN CONDITIONS OF MAGNETIC ACTIVITY IN SEPTEMBER 2017

V.P. Uryadov, F.I. Vybornov, A.V. Pershin

Radiophysical Research Institute UNN, Nizhny Novgorod, Russia

Abstract. The results of experimental studies of variations in the parameters of the ionospheric HF channel during magnetic activity in September 2017 according to oblique chirp sounding are presented. It has been established that the negative phase of the magnetic storm led to a strong degradation of the ionospheric channel and the prolonged absence of reception of HF signals on the sub-auroral path. There was a decrease in 1FMOF by 2-3 MHz compared with undisturbed conditions. It is shown that during a magnetic storm on a subauroral path the propagation conditions through the sporadic layer *Es* were significantly better than those propagated by the *F* mode through the upper ionosphere.

Keywords: ionosphere; geomagnetic activity; oblique chirp sounding; HF signals; subauroral path.

1. Введение

Ионосферные возмущения, вызванные магнитной бурей, приводят к изменению регулярного распределения электронной концентрации, росту поглощения, усилению ионосферных неоднородностей, появлению аномальных сигналов. Всё это, вместе с изменением уровня помех, отрицательно влияет на работу радиоэлектронных систем различного назначения. В этой связи значительный научный и практический интерес представляет проведение исследований распространения КВ-сигналов в различных гелиогеофизических условиях. В докладе представлены результаты исследования воздействия на ионосферный канал слабой магнитной бури и серии магнитосферных суббурь, имевших место 14-17 сентября 2017 г.

2. Описание эксперимента и гелиогеофизические условия наблюдений

Сентябрь 2017г. интересен с точки зрения влияния солнечной и магнитной активности на распространение КВ-сигналов. Часть материала по событиям сильной магнитной бури, имевшей место 7-8 сентября, направлена на конференцию в Апатиты [1].

В настоящем докладе речь идет об особенностях распространения КВ-сигналов в условиях умеренной магнитной активности в период с 14 по 17 сентября.

Наблюдения проводились на субавроральной трассе Ловозеро (Мурманская обл., 68°N, 35°E) - Васильсурск (Нижегородская обл., 56.1°N,46.1°E) и среднеширотной трассе Горьковская (Ленинградская обл., 60.27°N, 29.38°E) - Васильсурск.

На рис. 1 показана гелиогеофизическая обстановка во время проведения эксперимента [2,3]. В период с 11 по 17 сентября поток протонов на 10 МэВ и 100 МэВ на геосинхронной орбите превышал их пороговые значения, как ответ на рентгеновскую вспышку X8, имевшей место 10 сентября. 14 сентября была слабая магнитная буря с Dstmin = -34 нтл (см. рис. 1а). Наблюдались вариации межпланетного магнитного поля (ММП) по величине и ориентации, южная компонента Bz достигла максимальной отрицательной величины -18 нТл (см. рис. 1б), а скорость солнечного ветра 15-17 сентября достигла максимума около 775 км/с [3]. В этот период наблюдалась серия магнитосферных суббурь, авроральный индекс AE достигал значений ~600 – 900 нТл (см. рис. 1в). Во время магнитной активности 15 и 16 сентября максимальные значения индекса Kp принимали значения 5-6.

3. Результаты наблюдений

На рис.2, 3 для трасс Ловозеро – Васильсурск и Горьковская – Васильсурск показан временной ход 1FMHЧ и 1FHHЧ для спокойных условий (пунктир, данные усреднены для 03, 23 и 24 сентября) и периода магнитной активности с 14 по 17 сентября (сплошные линии), когда наблюдалось возмущение ионосферы. Как видно из рис. 2, на субавроральной трассе наблюдались существенные вариации временного хода основных параметров ионосферного КВ канала по сравнению со спокойными условиями, в первую очередь, следует отметить существенное снижение 1FMHЧ на 2-3 МГц. Мы полагаем, что этот эффект связан с отрицательной фазой магнитной бури, начавшейся в 13 UT 14.09 (см. рис.1а), развитием серии магнитосферных суббурь 14-17 сентября (см. рис.1б), усилением аврорального электроджета и ростом поглощения. Отрицательная фаза магнитной бури обусловлена изменениями в термосферной циркуляции и молекулярном составе на высотах *F*-области из-за нагрева термосферы во время геомагнитных возмущений [4].

Отсутствие сигнала с 15 UT 14.09 и практически до 12 UT 15.09, и с 15 UT 15.09 до 7 UT 16.09, и с 16 UT 16.09 до 5 UT 17.09 хорошо коррелирует с сильным поглощением радиоволн в эти периоды по данным риометров в Финляндии [5], обусловленным дополнительной ионизацией в нижней ионосфере при высыпании заряженных частиц из магнитосферы, когда с ростом магнитной активности зона аврорального поглощения смещается на более низкие широты. При этом, первая половина субавроральной трассы

проходит через область интенсивного поглощения в интервале широт, соответствующим широтам от Соданкюля (67.4°N, 26.6°E) до Оулу (65.0°N, 25.47°E). Как видно из рис.2 развитие магнитосферных суббурь привело к сильной деградации ионосферного КВ канала, вплоть до блэкаута на длительных временных интервалах и существенному сужению диапазона частот прохождения радиоволн Δf = 1FMHЧ – 1FHHЧ.

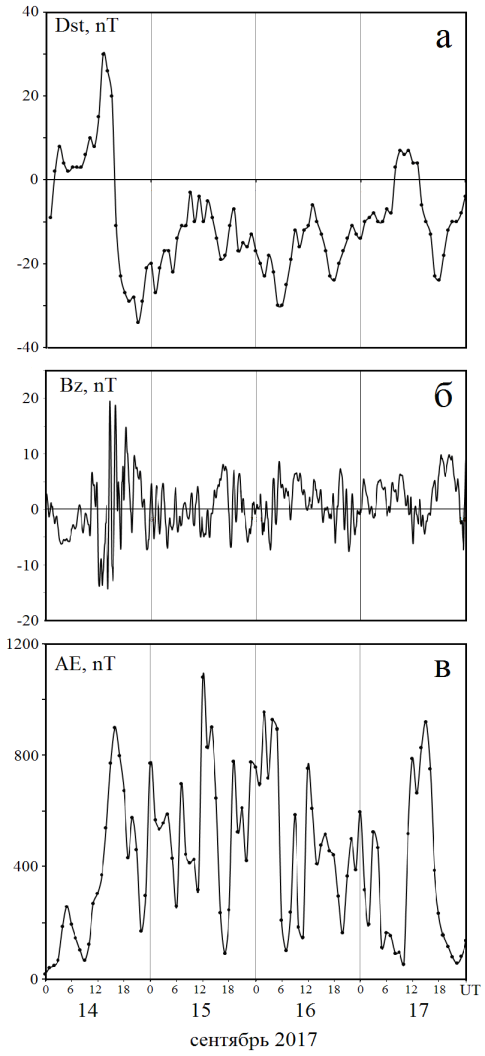


Рис.1. Гелиогеофизическая обстановка 14-17.09.2017 г. а) – Dst индекс, б) – Bz-компонента ММП, в) – авроральный индекс AE

В отличие от субавроральной трассы, на среднеширотной трассе Горьковская – Васильсурск КВ-сигналы, распространяющиеся через *F*-область, в основном, принимались, но имел место эффект отрицательной фазы магнитной бури (см. рис. 3). Наиболее ярко он проявился 15 и 16 сентября, когда произошло заметное уменьшение 1FMHЧ на 1-2 МГц по сравнению с невозмущенными условиями, а диапазон частот прохождения Δf сузился с 3-4 МГц до 1-2 МГц.

В этот период значения 1FHHЧ практически не изменились по сравнению со спокойными условиями. Таким образом, на среднеширотной трассе влияние умеренной магнитной активности 14-17 сентября проявилось только в верхней ионосфере посредством отрицательной фазы магнитной бури.

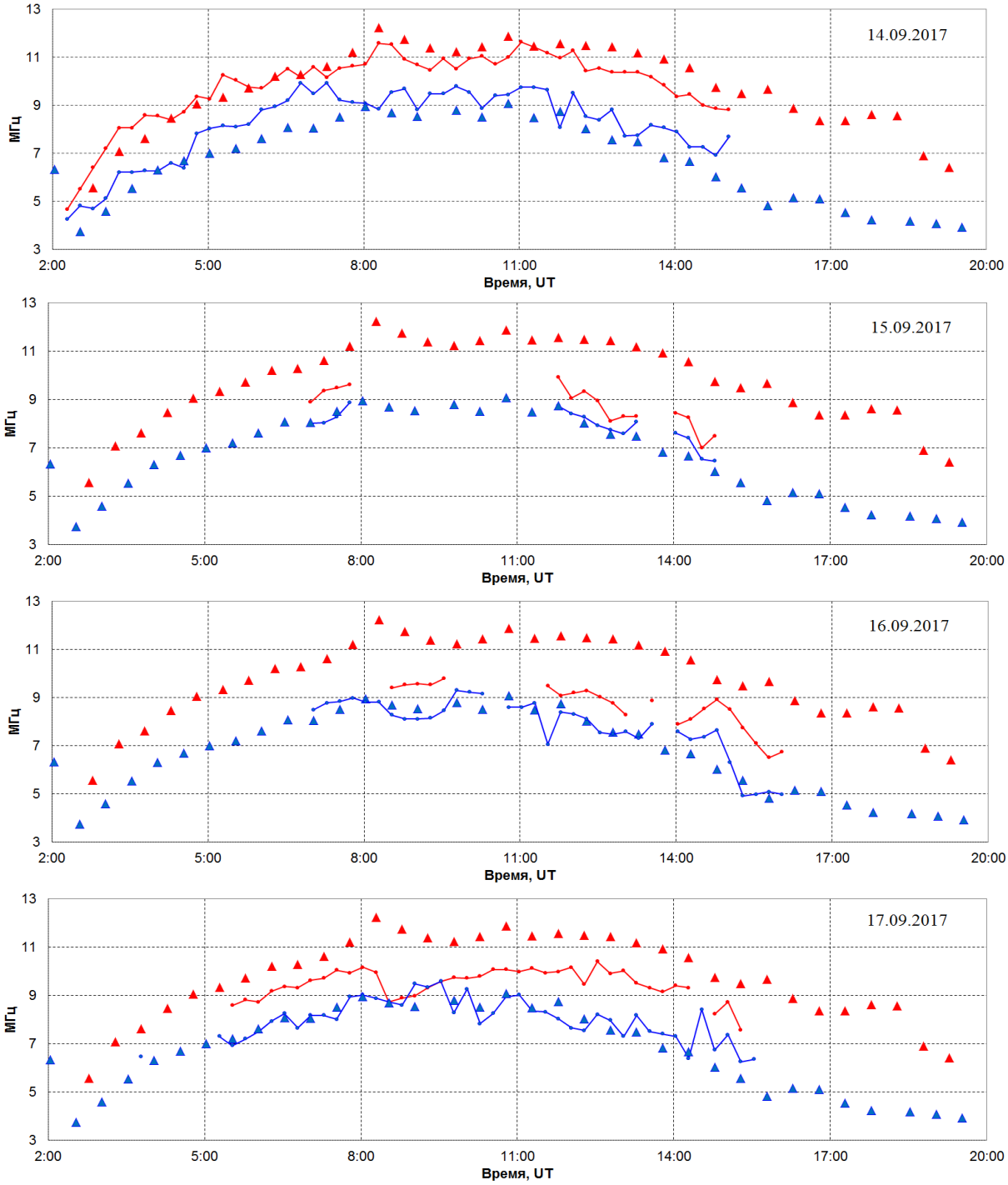


Рис.2. Временной ход 1FMHЧ (красный) и 1FHHЧ (синий) для возмущенных (сплошные линии) и спокойных (треугольники) дней на субавроральной трассе Ловозеро – Васильсурск.

С пространственно-временной изменчивостью высыпания заряженных частиц из магнитосферы связано существование спорадических слоев в *E*-области полярной ионосферы, оказывающих существенное влияние на распространение радиоволн на авроральных и субавроральных трассах.

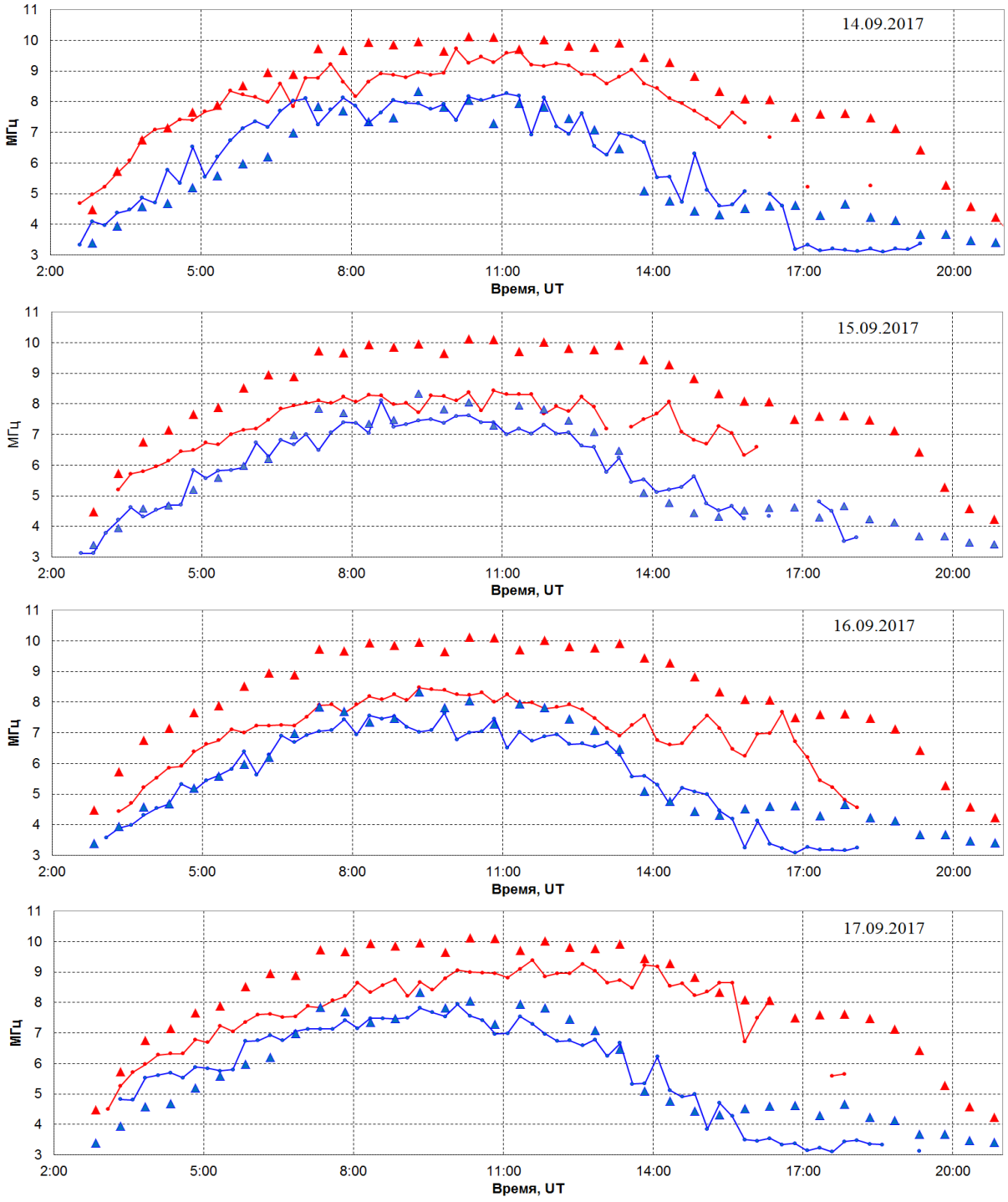


Рис.3. Временной ход 1FMHЧ (красный) и 1FHHЧ (синий) для возмущенных (сплошные линии) и спокойных (треугольники) дней на среднеширотной трассе Горьковская – Васильсурск.

На рис. 4 показан временной ход максимальной (МНЧ) и наименьшей (ННЧ) наблюдаемых частот моды *Es* на субавроральной трассе Ловозеро – Васильсурск для периода активной фазы магнитной бури 14–17 сентября 2017г.

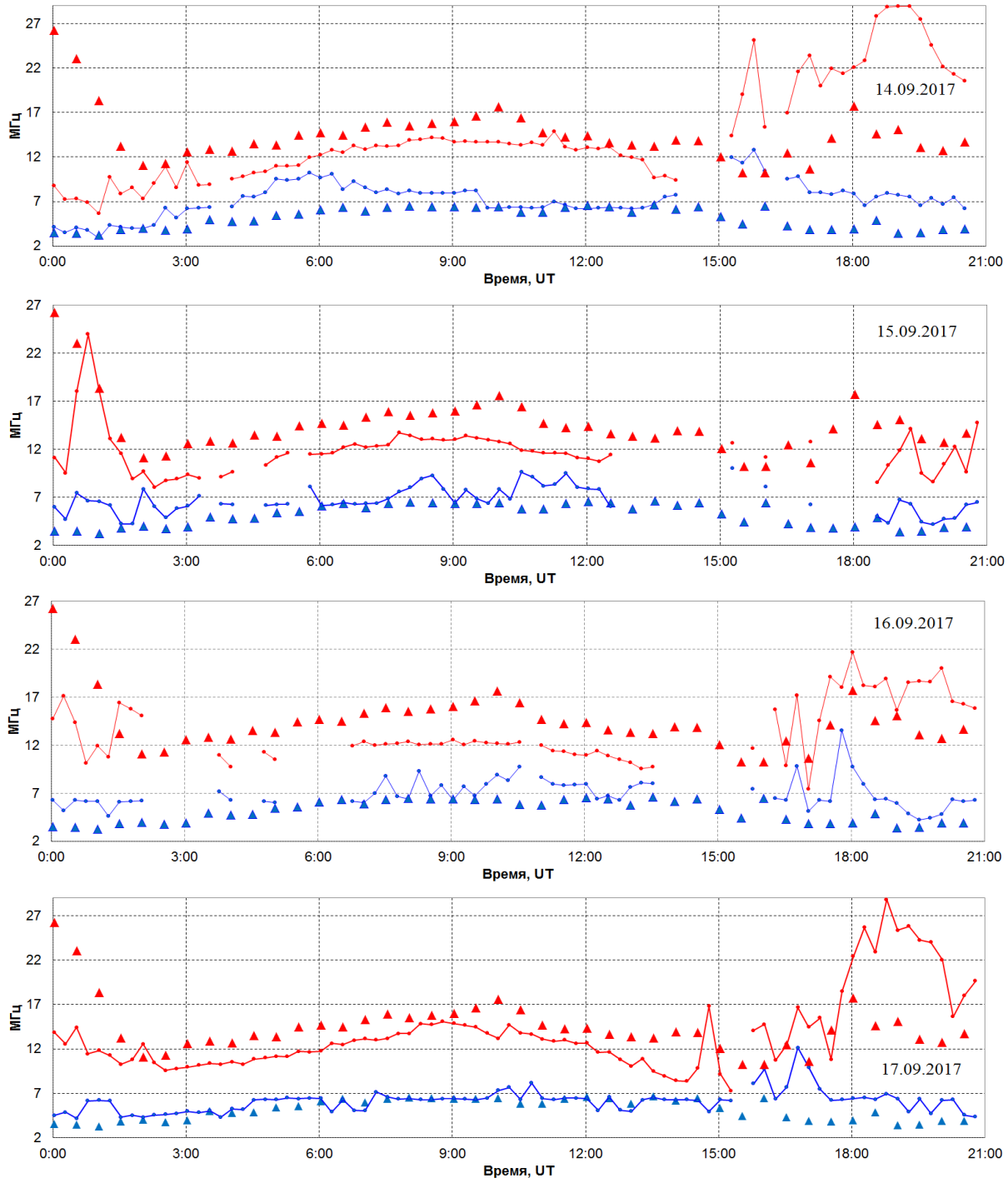


Рис.4. Временной ход E*s*МНЧ (красный) и E*s*ННЧ (синий) для возмущенных (сплошные линии) и спокойных (треугольники) дней на субавроральной трассе Ловозеро – Васильсурск.

В период магнитосферных суббурь развивается интенсивный спорадический слой *Es*, при этом наблюдается рост EsМНЧ, что особенно проявилось в вечернее время с 15

до 20 UT 14 и 17 сентября, когда увеличение EsМНЧ по сравнению с невозмущенными условиями достигало значений ~7-13 МГц.

Как видно из сравнения рис. 3 и рис. 4, в отличие от распространения через *F*-область, при распространении через слой *Es* КВ-сигналы, в основном, принимались. Приема сигналов не было только 15 и 16 сентября примерно с 2-3 до 6-7 UT и с 13-14 до 17-19 UT. 17 сентября сигнал принимался в течение всего времени наблюдений, при этом с 18 до 20 UT наблюдался резкий рост EsМНЧ.

Таким образом, во время магнитной бури и серии магнитосферных суббурь, условия распространения КВ-сигналов на субавроральной трассе с отражением от спорадического слоя *Es* существенно лучше, чем распространение *F*-модой через верхнюю ионосферу.

4. Выводы

Отрицательная фаза магнитной бури 14-17 сентября и сопровождающее её усиление поглощения радиоволн оказали негативное влияние на ионосферный КВ канал как на субавроральной, так и на среднеширотной трассах. На субавроральной трассе Ловозеро – Васильсурск при распространении через *F*-область имел место длительный блэкаут, на среднеширотной трассе произошло уменьшение 1FМНЧ и сокращение диапазона частот прохождения Δf = 1FМНЧ − 1FННЧ на 1-2 МГц по сравнению с невозмущенными условиями. С другой стороны, при образовании сильных спорадических слоёв *Es* во время магнитной бури распространение через слой Es оставалось возможным в течение длительного времени. При этом на субавроральной трассе диапазон частот прохождения через спорадический слой *Es* на 5÷13 МГц превышал диапазон частот прохождения сигналов в невозмущённой ионосфере.

5. Благодарности

Авторы благодарят всех сотрудников, обеспечивавших работу ЛЧМ передатчиков, благодарят сервисную службу World Data Center for Geomagnetism, Kyoto (Japan) за возможность получения данных по индексам Dst, AE и сервисную службу Space Weather Prediction Center (USA) за возможность получения данных GOES Satellite X-ray и данных ACE по параметрам солнечного ветра и межпланетного магнитного поля и сервисную службу Sodankyla Geophysical Observatory (Finland) за возможность получения данных сети риометров по поглощению радиоволн.

Работа выполнена при финансовой поддержке базовой части Госзадания Минобрнауки РФ (шифр 3.7939.2017/8.9).

Литература

1. Урядов В.П., Выборнов Ф.И., Першин А.В. Влияние солнечной и магнитной активности на ионосферный КВ канал по данным наклонного зондирования в сентябре 2017 г. // 42 Annual Seminar «Physics Auroral Phenomena». Apatity, 11-15 March 2019.
2. World Data Center for Geomagnetism, wdc.kugi.kyoto-u.ac.jp, 06.02.2019 г
3. Space Weather Prediction Center (SWPC), www.swpc.noaa.gov, 06.02.2019 г.
4. Данилов А.Д. Реакция области F на геомагнитные возмущения // Гелиогеофизические исследования, 2013, Вып. 5. С. 1-33.

5. Sodankylä Geophysical Observatory, www.sgo.fi, 06.02.2019 г.

REFERENCES

1. Uryadov V.P., Vybornov F.I., Pershin A.V. Influence of solar and magnetic activity on ionospheric HF channel according to oblique sounding in September 2017. // 42 Annual Seminar «Physics Auroral Phenomena». Apatity, 11-15 March 2019.
2. World Data Center for Geomagnetism, wdc.kugi.kyoto-u.ac.jp, 06.02.2019 г.
3. Space Weather Prediction Center (SWPC), www.swpc.noaa.gov, 06.02.2019 г.
4. Danilov A.D. Reaction of the F-region to geomagnetic disturbances // Geliogeophysical researches, 2013, Issue 5. Pp. 1-33.
5. Sodankylä Geophysical Observatory, www.sgo.fi, 06.02.2019 г.

НЕЙРОСЕТЕВОЙ ПОДХОД К РЕШЕНИЮ ЗАДАЧ КОНСТРУКТИВНОГО СИНТЕЗА АФАР

С.Е. Мищенко, В.В. Шацкий, Д.Ю. Елисеев, А.В. Литвинов, А.А. Безуглов

ФНПЦ «Ростовский научно-исследовательский институт радиосвязи», Ростов-на-Дону, Россия

Аннотация. Предложен нейросетевой подход к решению задач конструктивного синтеза передающих АФАР, состоящих из одного или нескольких номиналов усилителей и ограниченными диапазонами регулировки коэффициентов передачи. Обоснована структура нейронной сети, состоящая из классифицирующей нейронной сети и нескольких аппроксмирующих нейронных сетей. Предложен алгоритм обучения нейронной сети с предварительной настройкой классифицирующей части. Приведены примеры решения задач конструктивного синтеза, с различными показателями качества обучения нейронной сети.

Ключевые слова: конструктивный синтез антенн; активная фазированная антенная решетка; нейронная сеть; генетический алгоритм.

NEURAL NETWORK APPROACH TO THE SOLUTION OF CONSTRUCTIVE SYNTHESIS PROBLEMS OF ACTIVE PHASED ANTENNA ARRAYS

S. E. Mishchenko, V. V. Shatskij, D. Yu. Eliseev, A.V. Litvinov, A.A. Bezuglov

FSPC “Rostov research institute of radiocommunications”, Rostov-on-Don, Russia

Abstract. The proposed neural network approach to the solution of problems of constructive synthesis of the transmitting active phased antenna arrays. The considered antennas are composed of amplifiers with one or more nominal values and narrow ranges of transfer coefficients. The structure of a neural network consisting of a classifying neural network and several approximating neural networks is substantiated. The algorithm of neural network training with preliminary setting of the classifying part is proposed. Examples of solving problems of constructive synthesis, with different indicators of the quality of neural network training are given.

Keywords: constructive synthesis of antennas; active phased array antenna; neural network; genetic algorithm.

1. Введение

В теории синтеза антенн обычно рассматривают задачи выбора амплитудно-фазового распределения (АФР) при заданных геометрии раскрыва, требованиях к характеристикам направленности и ограничениях на область допустимых решений. Однако на практике часто возникают задачи конструктивного синтеза, связанные с определением оптимальных в смысле выбранного критерия АФР и конфигурации раскрыва. В монографии [1] авторы указывали, что решение задач конструктивного синтеза антенн включает в себя несколько этапов. На первом этапе генерируют возможные конфигурации раскрывов. На втором для каждого из них решают задачу амплитудно-фазового или фазового синтеза, а затем выбирают наилучшее решение. Такой подход означает, что выбор конфигурации раскрыва предлагается осуществлять методом полного перебора возможных вариантов, при этом для каждого из них

необходимо решать задачи амплитудно-фазового синтеза. В последнее время с развитием активных фазированных антенных решеток (АФАР) сложность задач конструктивного синтеза только возросла. В этом случае кроме геометрии раскрыва необходимо уметь определять расположение усилителей СВЧ заданных номиналов на его поверхности при ограничениях на динамический диапазон регулировки усилителей. Если следовать известному подходу к решению задач конструктивного синтеза антенн, то возникает необходимость в формировании дополнительных этапов решения, на которых найденное АФР сначала преобразуют в дискретное распределение мощности путем округления, а затем с учетом динамических диапазонов регулировки усилителей корректируют коэффициенты передачи усилителей. Несложно увидеть, что существующий подход из преодоления нескольких последовательных этапов не способен привести к решению, которое можно считать оптимальным. В связи этим развитие методов конструктивного синтеза антенн следует вести в направлении создания методов, которые способны объединить несколько последовательных этапов в одноэтапный алгоритм. Один из возможных подходов развития существующего аппарата конструктивного синтеза антенн состоит в применении нейронных сетей (НС). Это обусловлено тем, что НС позволяют осуществлять декомпозицию множества входных данных на несколько классов, а также решать аппроксимационные задачи.

Цель работы состоит в создании нейросетевого подхода к решению задач конструктивного синтеза АФАР.

Решаемые задачи

1 Обоснование структуры нейронной сети (НС) для решения задач конструктивного синтеза антенн.

2 Разработка алгоритма обучения НС для решения задач конструктивного синтеза.

3 Проверка работоспособности нейросетевого подхода к решению задач конструктивного синтеза АФАР.

2. Обоснование структуры нейронной сети

Рассмотрим задачу конструктивного синтеза плоской синфазной АФАР в следующей постановке.

Пусть задана координатная сетка из M точек $\left(x_m, y_m\right)$ ($m = 1,2,...,M$).

Предположим, что во все M точек помещены излучатели, которые составляют гипотетическую M-элементную АФАР, ДН которой описывается векторным выражением

$$F\left(\theta,\varphi\right) = \mathbf{A}^T\mathbf{C}\mathbf{f}\left(\theta,\varphi\right), \qquad (1)$$

где $\mathbf{A} = \left(A_m\right)$ – вектор амплитуд возбуждения излучателей, фазовые центры которых размещены в точках $\left(x_m, y_m\right)$ ($m = 1,2,...,M$); $\mathbf{C}$ – матрица коэффициентов взаимной связи излучателей; $\mathbf{f}\left(\theta,\varphi\right) = \left(f_m\left(\theta,\varphi\right)\right)$ – вектор-функция, элементами которой являются комплексные функции, описывающие ДН излучателей АФАР; T – символ транспонирования.

Требуется из области допустимых решений выбрать такие вектор амплитуд возбуждения излучателей $\mathbf{A}_0$ и матрицу $\mathbf{C}_0$, которые обеспечивают наилучшее качество АФАР, оцениваемое при помощи показателя $Q(\mathbf{A},\mathbf{C}) \geq 0$, в смысле критерия

$$Q(\mathbf{A}_0,\mathbf{C}_0) = \min_{\substack{\mathbf{A}\in\mathbf{D}_A \\ \mathbf{C}\in\mathbf{D}_C}} Q(\mathbf{A},\mathbf{C}). \qquad (2)$$

Здесь $\mathbf{D}_A, \mathbf{D}_C$ – области допустимых решений для векторов $\mathbf{A}$ и $\mathbf{C}$.

Области допустимых решений $\mathbf{D}_A, \mathbf{D}_C$ будем формировать исходя из следующего.

Во-первых, если в точке с координатами (x_m, y_m) излучатель отсутствует, то в m-ых строке и столбце матрицы $\mathbf{C}$ все элементы должны быть равны нулю.

Во-вторых, если в точке (x_m, y_m) излучатель является пассивным элементом, то $C_{m,m} = 0$.

В-третьих, для активного элемента АФАР с номером m диагональный элемент $C_{m,m} = 1$, а остальные элементы в m-ых строке и столбце матрицы $\mathbf{C}$ определяются при наличии этих элементов в составе АФАР коэффициентами взаимной связи, рассчитанными для M-элементной АФАР.

В четвертых, амплитуда возбуждения активного m-канала определяется по формуле

$$A(x_m, y_m) = a_{k_m} + (\Delta_{k_m} - 1)\, c_{k_m}(x_m, y_m), \qquad (3)$$

где a_k и Δ_k – амплитуда и динамический диапазон регулировки коэффициента передачи усилителя k-го номинала ($k = 1,2,...,K$); k_m – номер номинала усилителя в точке с координатами (x_m, y_m); $c_k(x_m, y_m) \in [0,1]$ – значение параметра, определяющего коэффициент передачи m-го усилителя.

Анализ сформулированных правил позволяет заключить, что каждый излучатель АФАР может находиться в одном из $K+2$ дискретных состояний, для K из которых необходимо найти значения $c_k(x_m, y_m)$.

Это позволяет представить решение задачи конструктивного синтеза в виде отклика НС с двумя входами, на которые поступают сигналы, пропорциональные значениям координатных пар (x_m, y_m). Число выходов НС должно быть равно $2K+2$, из которых сигналы $K+2$ определяют дискретные состояния излучателей, а остальные K – значения функций $c_k(x, y)$, используемые в выражении (3).

Данная НС состоит из классифицирующей части и K независимых аппроксимирующих частей.

Для решения задач аппроксимации функций хорошо зарекомендовали себя полносвязные нейронные сети со смещением. Выходной сигнал такой НС можно представить выражением:

$$c_k\left(x,y\right)=g\left(\mathbf{w}_2^{(ap,k)}s\left(\mathbf{w}_1^{(ap,k)}g\left(\mathbf{w}_0^{(ap,k)}\mathbf{u}^{(ap)}\left(x,y\right)\right)+\mathbf{b}_1^{(ap,k)}\right)+b_2^{(ap,k)}\right), \quad (4)$$

где $\mathbf{u}^{(ap)}\left(x,y\right)$ – нормированный вектор входных сигналов, содержащий N_0 компонентов; $\mathbf{w}_i^{(ap,k)}$ – матрицы коэффициентов взаимной связи размерностей $N_1\times N_0$ при $i=0$, $N_2\times N_1$ при $i=1$ и $1\times N_2$ – при $i=2$; индекс $i=0$ и параметр N_1 соответствуют слою инициализации и числу нейронов в слое инициализации, аналогично $i=1$ и N_2 – скрытому слою и числу нейронов скрытого слоя; $i=2$ обозначает выходной слой НС, в котором один выход; $\mathbf{b}_1^{(ap,k)}$ – коэффициенты смещения скрытого слоя, их число соответствует числу нейронов скрытого слоя, т.е. N_1; $b_2^{(ap,k)}$ – коэффициент смещения для выходного слоя НС; $g\left(x\right)$ – функция активации НС.

В качестве компонентов вектора нормированных входных сигналов НС рассмотрим следующие:

$$u_1^{(ap)}\left(x,y\right)=\cos\left(\pi\frac{x}{L_x}\right);\ u_2^{(ap)}\left(x,y\right)=\cos\left(\pi\frac{y}{L_y}\right); \quad (5)$$

$$u_3^{(ap)}\left(x,y\right)=\sin\left(\pi\frac{|y|}{L_y}\right);\ u_4^{(ap)}\left(x,y\right)=\sin\left(\pi\frac{|y|}{L_y}\right); \quad (6)$$

$$u_5^{(ap)}\left(x,y\right)=\cos\left(\pi\frac{x}{L_x}\right)\sin\left(\pi\frac{|y|}{L_y}\right); \quad (7)$$

$$u_6^{(ap)}\left(x,y\right)=\cos\left(\pi\frac{y}{L_y}\right)\sin\left(\pi\frac{|x|}{L_x}\right);\ u_7^{(ap)}\left(x,y\right)=1. \quad (8)$$

Здесь L_x, L_y – предельные размеры искомого раскрыва вдоль координатных направлений.

Функции $|x|$ внесены в выражения (6)-(8) с учетом того, что искомый раскрыв и распределение номиналов усилителей должно обладать симметрией относительно геометрического центра антенны. Область значений всех входных сигналов заключена в области $[0,1]$. Вид функций (5)-(8) выбран таким образом, чтобы НС позволяла реализовать распределение вида

$$A\left(x_m,y_m\right)=\sum_{n=0}^{N}\cos^n\left(\pi\frac{x_m}{L_x}\right)\cos^n\left(\pi\frac{y_m}{L_y}\right). \quad (9)$$

Можно убедиться в том, что для НС с функцией активации

$$g(x)=\frac{1}{1+e^{-x}} \tag{10}$$

нейроны способны выполнять операции возведения в степень, что вытекает из известной формулы [2]:

$$\sum_{n=0}^{\infty}x^{n}=\frac{1}{1-x}\ \text{при}\ |x|<1. \tag{11}$$

Сигнал $u_7^{(ap)}(x,y)=1$ введен для того, чтобы в слое инициализации не добавлять коэффициенты смещения $\mathbf{b}_0^{(ap,k)}$. Фактически эти коэффициенты составляют один из столбцов матрицы $\mathbf{w}_0^{(ap,k)}$.

Классификаторы, реализуемые при помощи НС, могут иметь различную структуру. Чтобы алгоритм обучения классифицирующей НС был подобен алгоритму аппроксимирующей части НС, было решено использовать при реализации классификатора НС со смещением с несколькими выходами. В этом случае выходной сигнал классификатора может быть представлен соотношением вида

$$\mathbf{Y}(x,y)=g\left(\mathbf{w}_2^{(cl)}s\left(\mathbf{w}_1^{(cl)}g\left(\mathbf{w}_0^{(cl)}\mathbf{u}^{(cl)}(x,y)\right)+\mathbf{b}_1^{(cl)}\right)+\mathbf{b}_2^{(cl)}\right). \tag{12}$$

В отличие от выражения (4) векторы выходных сигналов $\mathbf{Y}$ и смещения $\mathbf{b}_2^{(cl)}$ содержат $K+2$ элементов. Размерность матрицы коэффициентов $\mathbf{w}_2^{(cl)}$ составляет $K+2\times N'_2$. Число входных сигналов N'_0, образующих вектор $\mathbf{u}^{(cl)}(x,y)$, не обязательно совпадает с числом N_0 составляющих вектора $\mathbf{u}^{(ap)}(x,y)$. В частности, при реализации предлагаемой НС вектор $\mathbf{u}^{(cl)}(x,y)$ составили три сигнала (т.е. $N'_0=3$):

$$u_1^{(cl)}(x,y)=\frac{|x|}{L_x};\ u_2^{(cl)}(x,y)=\frac{|y|}{L_y};\ u_3^{(cl)}(x,y)=1. \tag{13}$$

Такое представление входных сигналов для классификатора было выбрано для того, чтобы реализовать простой алгоритм предварительной настройки классифицирующей части НС, о котором речь пойдет ниже.

Обозначим также N'_1 и N'_2 – число нейронов слоя инициализации и скрытого слоя классифицирующей части нейронной сети соответственно.

С учетом введенных обозначений предлагаемая НС функционирует следующим образом. На ее вход поступают сигналы, амплитуда которых соответствует значениям координат m-го канала. Далее осуществляется нормировка входных сигналов в соответствии с выражениями (5)-(8) и (13). В результате формируются векторы $\mathbf{u}^{(ap)}(x_m,y_m)$ и $\mathbf{u}^{(cl)}(x_m,y_m)$. После формирования выходных сигналов НС

осуществляется формирование коэффициента передачи канала и определяется его статус в составе АФАР (отсутствует, пассивный элемент или активный элемент).

Предлагаемая структура НС является достаточно общей для решения различных задач конструктивного синтеза. Например, на вход классифицирующей части НС может поступать координатная сетка соответствующая фазовым центрам модулей АФАР, что позволит реализовать конструктивный синтез модульной антенны. В случае синтеза антенн с непрерывным раскрывом можно определять положение точки питания, а распределение токов вдоль раскрыва рассматривать как возбуждение пассивных элементарных площадок или исключать часть площадок из раскрыва, путем коррекции матрицы $\mathbf{C}$. При решении задач синтеза пассивных антенных решеток число выходов классификатора равно трем, так как пассивная ФАР соответствует АФАР с одним номиналом усилителя и с широким динамическим диапазоном регулировки этого номинала.

3. Алгоритм обучения НС

Качество решения задачи конструктивного синтеза определяет соответствие коэффициентов НС сформулированным требованиям к антенне. В связи с этим рассмотрим алгоритм обучения НС, структура которой предложена выше.

Как указывалось ранее, структура вектора нормированных входных сигналов классифицирующей части НС была выбрана с учетом упрощения алгоритма ее предварительной настройки.

Подавляющее число используемых на практике амплитудных распределений спадают к краям раскрыва. В связи с этим предварительная настройка НС состояла в том, чтобы установить предварительное распределение номиналов усилителей в раскрыве вдоль концентрических окружностей. При использовании входных сигналов вида (13) получим, что для формирования радиуса окружности точки раскрыва (x, y), к которой относится m-ый элемент АФАР, можно использовать выражение

$$r(x,y)=\sqrt{\left(u_1^{(cl)}(x,y)\right)^2+\left(u_2^{(cl)}(x,y)\right)^2}\,. \qquad (14)$$

В результате несложно получить тестовый сигнал, в соответствии с которым идеальный выходной сигнал классификатора можно представить в виде

$$\mathbf{Y}_0(x,y)=\begin{cases}(1,0,...,0)^T, & r(x,y)<r_0;\\ (0,1,0,...,0)^T, & r_0\le r(x,y)<r_1;\\ \quad ... & \quad ...\\ (0,0,...,0,1)^T, & r_{K-1}\le r(x,y)<r_K.\end{cases} \qquad (15)$$

Отсюда следует, что НС с выходным сигналом, описываемым выражением (12), может быть настроена при помощи случайной последовательности тестовых сигналов в соответствии с алгоритмом обратного распространения ошибки по критерию минимума

среднеквадратического отклонения выходного сигнала классификатора от идеального [3].

После предварительной настройки классифицирующей части НС необходимо перейти к обучению всей НС. Для решения данной задачи воспользуемся генетическим алгоритмом с ограниченным набором тестирования. Данный подход к алгоритму обучения НС был предложен в монографии [4]. Его идея состоит в том, что параллельный подбор всех коэффициентов НС может привести к стагнации алгоритма обучения вследствие большой размерности задачи. Чтобы избежать этого, число обучаемых связей НС ограничивается. К ним применяется стандартный генетический алгоритм. После этого набор обучаемых коэффициентов меняется и снова реализуется генетический алгоритм обучения. Выполнения последовательности циклов частичного обучения НС позволяет монотонно приближаться к искомому решению задачи.

Реализация данного подхода состоит в выполнении следующей последовательности действий.

1 На этапе инициализации задают параметры генетического алгоритма (N_p – длина популяции, N_r – длина родительского множества; N_h – длина хромосомы, p_r вероятность скрещивания; p_{mut} – вероятность мутации; T – предельное число поколений). Кроме того определяют число эпох обучения T_e.

2 Далее открывают цикл по эпохам обучения. Данный цикл начинают с составления списка номеров индексов матриц и векторов, входящих в выражения (4) и (12). Следует отметить, что при составлении списка важно учитывать, что выходные коэффициенты НС отвечают за ее грубую настройку, а входные позволяют реализовать более точную подстройку. В связи с этим необходимо контролировать распределение вероятности попадания в список как выходных, так и входных коэффициентов НС и менять эти распределения в случае необходимости.

Если эпоха обучения является первой, то начальные популяции для коэффициентов НС, попавших в составленный список составляют при помощи датчика случайных чисел, распределенных по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием. В остальных случаях для формирования новой популяции используется датчик случайных чисел, распределенных по нормальному закону, но в качестве математического ожидания используют значения коэффициентов, которые соответствовали наилучшему текущему набору коэффициентов НС. После этого открывают еще один цикл по числу поколений популяции.

3 Цикл по числу поколений популяции содержит стандартные процедуры, присущие генетическому алгоритму. Эти процедуры включают процедуры: оценки качества популяции, выбора родительского множества, скрещивания и мутации, а также проверки условий выхода из цикла по поколениям популяции. В качестве условий выхода могут рассматриваться достижением предельного числа поколений в популяции, а также отсутствие изменений в составе родительского множества на протяжении нескольких поколений.

4 По окончании цикла по числу поколений фиксируется наилучший текущий набор коэффициентов НС, проверяется выполнение условий выхода из итерационного процесса, т.е. достижение предельного числа эпох обучения НС. Если это условие не выполнено, то осуществляется переход к п.2, где формируется новый список испытуемых коэффициентов НС и формируются новые популяции коэффициентов.

В качестве решения задачи рассматривается набор коэффициентов НС, обладающий наилучшим качеством в смысле критерия (2) после окончания всех эпох обучения.

4. Оценка работоспособности метода

Рассмотрим наиболее наглядный пример реализации предлагаемого метода, в котором наилучшее решение является очевидным.

Рассмотрим АФАР, в которой все каналы являются активными, а матрица $\mathbf{C}$ является единичной. В состав АФАР входят усилители трех номиналов, которым соответствуют векторы:

$\mathbf{a} = \begin{pmatrix} 1 & 0,5 & 0,25 \end{pmatrix}$ и $\mathbf{\Delta} = \begin{pmatrix} 0,5 & 0,25 & 0,05 \end{pmatrix}$.

Была выбрана координатная сетка с шагом $0,5\lambda$, содержащая $M = 64 \times 64$ элементов.

Пусть сначала требованиям к характеристикам направленности АФАР соответствует непрерывное амплитудное распределение вида

$$\widehat{A}_m = \left(0.1 + 0.9\cos\left(\frac{\pi x_m}{L_x}\right)\right)\left(0.1 + 0.9\cos^2\left(\frac{\pi y_m}{L_y}\right)\right). \qquad (16)$$

Распределение вида (16) приведено на рис. 1.

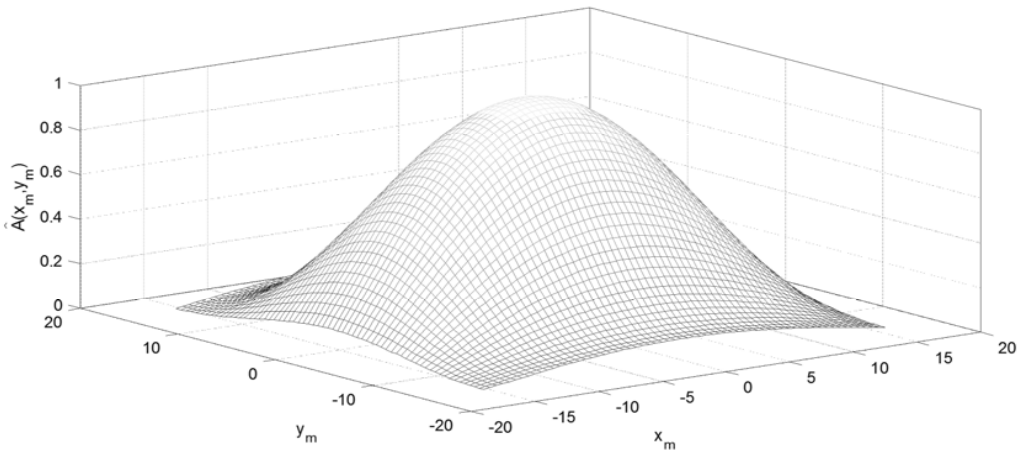


Рис. 1. Заданное амплитудное распределение

Требуется найти такое АФР $\mathbf{A}_0$, которое обеспечивает минимальное среднеквадратическое отклонение

$$Q(\mathbf{A}) = \frac{1}{M}\sum_{m=1}^{M}\left(\hat{\mathbf{A}} - \mathbf{A}\right)^2 . \qquad (17)$$

Выбор показателя (17) обусловлен тем, что решение такой задачи можно получить и без использования НС. Это позволяет оценить корректность и качество обучения НС.

Для решения задачи была выбрана НС, состоящая из классифицирующей НС, которая содержит 4 выхода и трех аппроксимирующих НС по одному выходу на каждую. Число нейронов в слоях инициализации составляло $N'_1 = 50$, $N_1 = 30$, $N'_2 = 100$ и $N_2 = 100$.

Предварительное обучение классифицирующей НС было выполнено при помощи случайной последовательности из 10000 тестовых сигналов. В результате амплитудное распределение, формируемое при помощи НС и соотношения (3), имело вид, показанный на рис. 2. Амплитудное распределение, полученное после 50-ти эпох обучения, приведено на рис. 3.

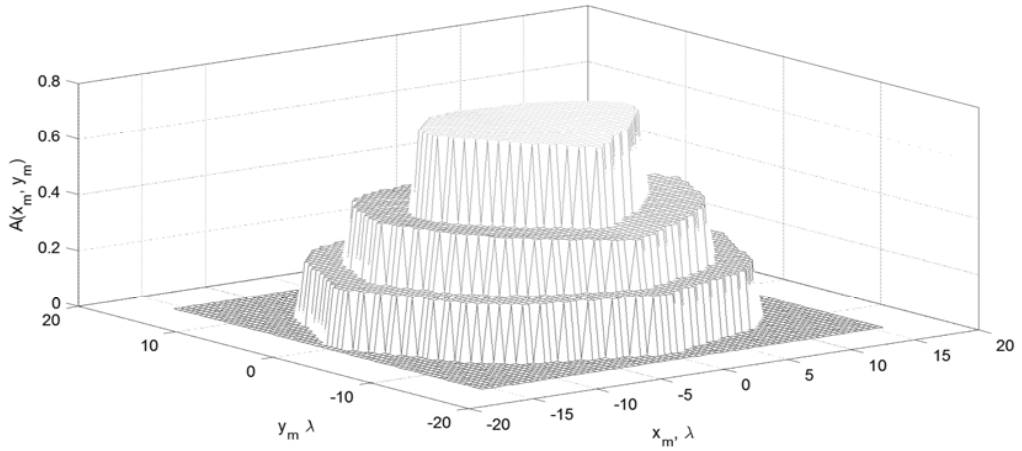


Рис. 2. Исходное амплитудное распределение на выходе НС

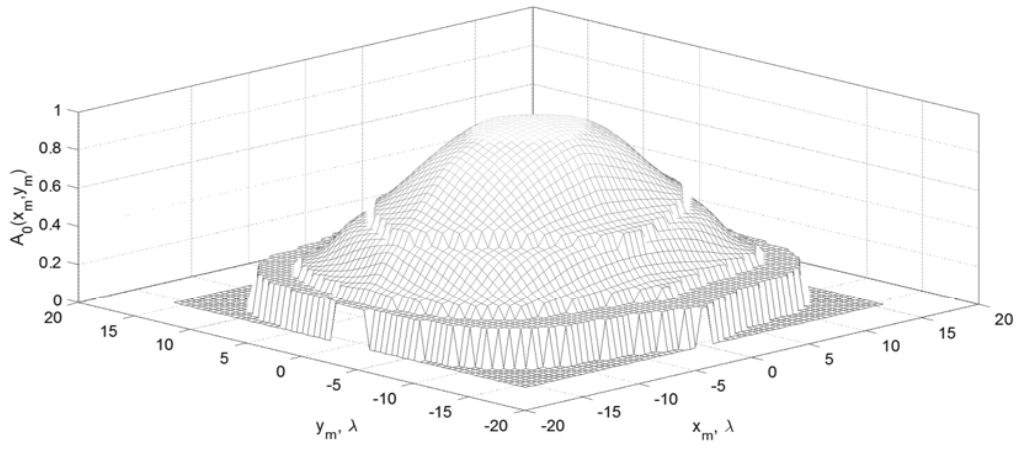


Рис. 3. Синтезированное амплитудное распределение

В качестве второго примера рассмотрим решение задачи конструктивного синтеза АФАР, в котором предъявляются следующие требования.

Во-первых, число активных элементов АФАР должно быть приблизительно равно 1000.

Во-вторых, мощность излучения АФАР не должна быть меньше 500 Вт (будем счиатать, что самый мощный номинал усилителя равен 1 Вт).

В-третьих, уровень боковых лепестков не должен превышать -30 дБ.

Поставим в соответствие каждому из требований частную целевую функцию, которая обращается в ноль при достижении заданного требования. В этом случае

$$q_1(\mathbf{A}) = \frac{1}{M^2}\left(1000 - \sum_{m=1}^{M} \operatorname{sign}(A_m)\right)^2; \tag{18}$$

$$q_2(\mathbf{A}) = \frac{1}{2M^2}\left(\sum_{m=1}^{M} {A_m}^2 - 500\right)^2 \left(\operatorname{sign}\left(\sum_{m=1}^{M} {A_m}^2 - 500\right) - 1\right); \tag{19}$$

$$q_3(\mathbf{A}) = 0{,}5\left(\operatorname{sign}\left(S(\mathbf{A}) + 30\right) + 1\right)\frac{\left(S(\mathbf{A}) + 30\right)^2}{400}. \tag{20}$$

Здесь $S(\mathbf{A})$ – уровень боковых лепестков АФАР, выраженный в децибеллах, функция

$$\operatorname{sign}(x) = \begin{cases} 1, & x > 0; \\ 0, & x = 0; \\ -1, & x < 0. \end{cases} \tag{21}$$

Будем считать, что уровень боковых лепестков ДН АФАР оценивается в угловом секторе, превышающем 10^o относительно нормали к раскрыву АФАР.

Обобщенный показатель $Q(\mathbf{A})$ представим в виде суммы частных показателей (18)-(20)

$$Q(\mathbf{A}) = 0{,}1q_1(\mathbf{A}) + 0.6q_2(\mathbf{A}) + 0{,}3q_3(\mathbf{A}). \tag{22}$$

В результате обучения НС после 50-ти эпох обучения была синтезирована АФАР, содержащая 1224 излучателя, мощность АФАР составила 441 Вт, а УБЛ – -27дБ.

Результирующее амплитудное распределение приведено на рис. 4, а на рис. 5 приведена объемная ДН АФАР.

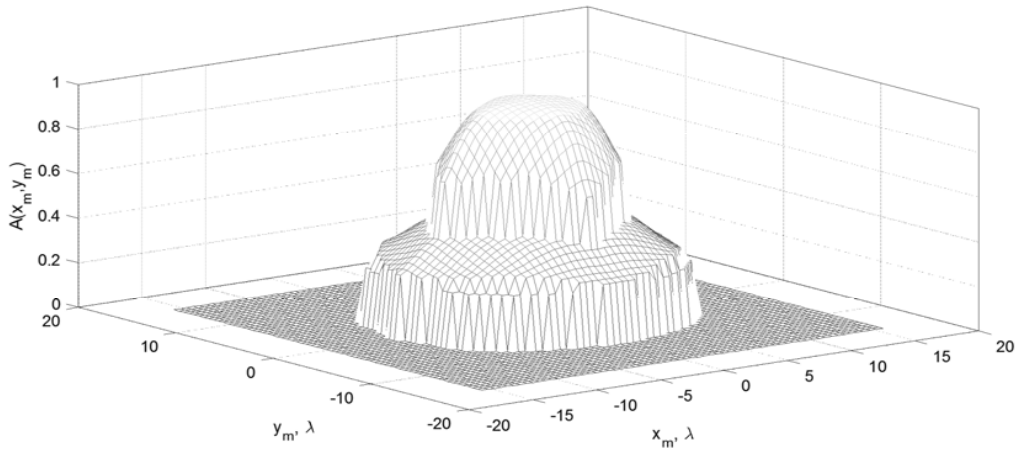


Рис. 4. Амплитудное распределение АФАР

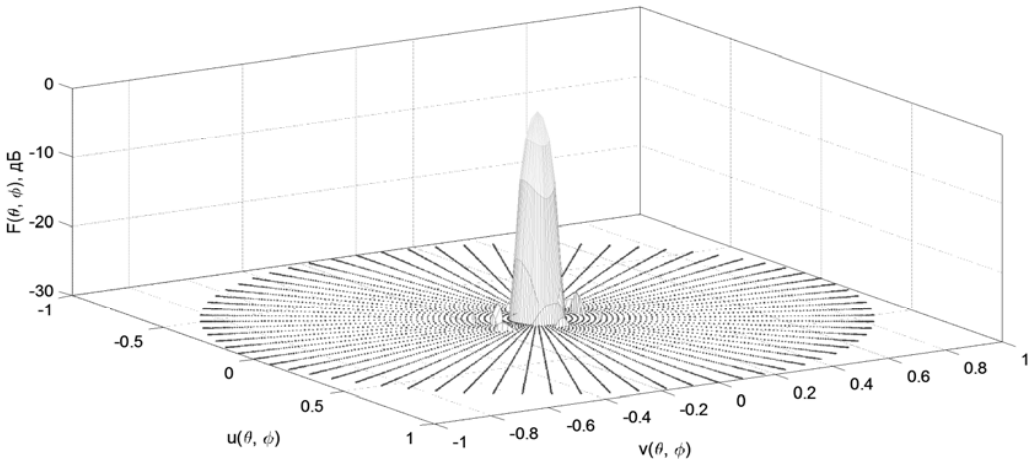


Рис. 5. Синтезированная ДН

Анализ полученных результатов показал, что решение сформулированной задачи соответствует компромиссному решению для сформулированных требований. В ходе решения оказалось, что для формирования амплитудного распределения достаточно использовать два номинала усилителей 1 и 0,5 Вт.

5. Заключение

1. Предложен нейросетевой подход к решению задач конструктивного синтеза АФАР, основанный на использовании НС, состоящей из классифицирующей части, выходные сигналы которой определяют дискретные состояния элементов АФАР, а также нескольких аппроксимирующих частей. Обоснован выбор входных сигналов для построения НС и сформулированы правила формирования амплитудного распределения АФАР на основе входных сигналов НС. Для реализации НС предложено использовать полносвязные НС со смещением.

2. Разработан алгоритм обучения НС, основанный на предварительной настройке классифицирующей части НС по алгоритму обратного распространения ошибки и все НС по генетическому алгоритму с ограничением обучаемых коэффициентов.

3. Эффективность предложенного метода проиллюстрирована на примерах решения задач аппроксимации заданного амплитудного распределения и конструктивного синтеза АФАР по требованиям к уровню боковых лепестков, иощности излучения и при ограничении на число активных каналов.

Литература

1. Войтович Н.Н., Каценеленбаум Б.З., Коршунова Е.Н. и др. Электродинамика антенн с полупрозрачными поверхностями: методы конструктивного синтеза / Под ред. Б.З. Каценеленбаума и А.Н. Сивова. М.: Наука Гл. ред. физ.-мат. лит., 1989. – 176 с.
2. Прудников А.П., Брычков Ю.А., Маричев О.И. Интегралы и ряды. М.: Наука Гл. ред. физ.-мат. лит., 1981, Т.1 – 800 с.
3. Оссовский С. Нейронные сети для обработки информации. – М.: Финансы и статистика, 2002 – 344с.
4. Назаров А.В., Лоскутов А.И. Нейросетевые алгоритмы прогнозирования и оптимизации систем. − Спб.: Наука и техника, 2003. – 384с.

References

1. Voitovich N. N., Katsenelenbaum B. Z., Korshunova, E. N. etc. Electrodynamics of antennas with translucent surfaces: methods of constructive synthesis / ed. by B. Z. Katsenelenbaum and A. N. Sivov. M.: Nauka, Gl. red. fiz.-mat. lit., 1989. - 176 p.
2. Prudnikov A. P., Brychkov Y. A., Marichev O. I., Integrals and series. M.: Nauka, Gl. red. fiz.-mat. lit., 1981, Vol. 1-800 p.
3. Ossovsky S. Neural networks for information processing. - Moscow: Finance and statistics, 2002-344 p.
4. Nazarov, V. I. Loskutov, A. I. Neural network algorithms of forecasting and optimization of systems. − SPb.: Science and technology, 2003. – 384 p.

НЕКОТОРЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ПРИ РАСПРОСТРАНЕНИИ ПОЛЯРИЗОВАННОГО СИГНАЛА ЧЕРЕЗ МАГНИТОАКТИВНЫЕ СРЕДЫ

В.К. Маршаков[1], А.Д. Кононов[2], А.А. Кононов[2]

[1]Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия
[2]Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. При функционировании информационных систем связи, управления и локации особые требования предъявляются к эффективности и помехоустойчивости радиотехнических устройств. В работе рассмотрены возможности повышения эффективности и качества информационного взаимодействия, использующего магнитоактивную среду как канал радиоуправления. С учетом влияния деполяризующих свойств ионосферного канала передачи информации исследуется зависимость статистических характеристик энергетического выигрыша – одного из важнейших параметров эффективности информационных систем связи и управления – от состояния магнитоактивной среды распространения и поляризационных характеристик приемно-передающих антенн. Приведены практические рекомендации по повышению достоверности передачи информации через гиротропные среды.

Ключевые слова: эффективность, статистические характеристики, помехоустойчивость, выигрыш, магнитоактивная среда, деполяризация.

SOME EFFICIENCY CHARACTERISTICS OF INFORMATION TRANSFER AT DISTRIBUTION OF A POLARIZED SIGNAL THROUGH MAGNETOACTIVE MEDIUM

V.K. Marshakov[1], A.D. Kononov[2], A.A. Kononov[2]

[1]Voronezh state university (VSU), Voronezh, Russia, mvk@phys.vsu.ru
[2]Voronezh state technical university (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. At operation of information systems of communication, control and location some special requirements are presented to effectiveness and noise immunity of the radio engineering devices, and without their execution it is impossible to guarantee a high level of reliability of the accepted messages and commands. This article surveys the possibilities of increasing effectiveness and quality of information interaction using magnetoactive medium as the channel of radio control. In view of influence of depolarization properties of the ionospheric transmission channel of the information, the dependency of statistical performances of power advantage - one of major parameters of effectiveness of information systems of communication and control - on a state of magnetoactive medium of distribution and polarization performances of the receiving - transmitting antenna is examined. The practical guidelines on increasing accuracy of transmission of information through gyrotropic mediums are given.

Keywords: effectiveness, statistical performances, noise immunity, advantage, magnetoactive medium, depolarization.

1. Введение

Вопросы передачи и обработки цифровой информации представляют значительный интерес для широкого круга специалистов в области IT-технологий, автоматики и телемеханики, управления и радиосвязи. Информационные технологии

здесь должны быть направлены на выявление того, как должен работать тот или иной элемент системы связи и каким требованиям должны удовлетворять устройства и методы, используемые для передачи информации в реальных радиоканалах. Особое внимание должно быть уделено изучению методов передачи цифровой информации, вопросам повышения помехоустойчивости и повышения достоверности с учетом влияния среды распространения, помех и искажений. Для решения перечисленных задач применяются специальные методы кодирования и виды модуляции, обеспечивающие максимальную помехоустойчивость [1–4].

2. Исходные положения

Известно, что канал ионосферного распространения радиоволн можно рассматривать как линейную систему с переменными параметрами [5], причем флуктуации параметров всех радиоканалов являются случайными функциями времени, таким образом, свойства каналов могут быть определены только с использованием статистических методов. Представляет интерес изучение связей выходных эффектов канала передачи информации со свойствами среды распространения и статистическими характеристиками информационного сигнала.

Передача сообщений и команд управления через случайно флуктуирующие магнитоактивные среды сопровождается трансформацией поляризационной структуры информационного сигнала, что приводит к рассогласованию по поляризации поля приемной антенны и падающего поля. Возникают поляризационные замирания (в частности, эффект вращения поляризационного эллипса – эффект Фарадея). Целесообразно исследование влияния степени возникающего рассогласования на эффективность различных методов передачи информации.

3. Критерии эффективности систем связи и управления

Одним из наиболее характерных критериев, указывающих на качество применяемых системы связи и управления, является β-эффективность, определяющий параметр которой характеризует использование мощности полезного сигнала [4-6] и определяется следующим образом

$$\beta = \frac{C}{\left(\frac{P}{\sigma^2}\right)},$$

где C – скорость передачи информации;

P – средняя мощность сигнала на входе приемника;

σ^2 – удельная мощность (интенсивность) помехи на входе приемника.

Поделив знаменатель на ширину спектра сигнала $П_0$, получим отношение средних мощностей сигнала и помехи на входе приемника $Q_{ВЧ}$

$$Q_{ВЧ} = \frac{P}{\sigma^2 \cdot П_0}.$$

Теперь коэффициент β можно представить в виде

$$\beta = \frac{C}{Q_{ВЧ} \cdot П_0} = \frac{C \cdot B}{П_0 \cdot Q_{НЧ}} \ ,$$

где $Q_{НЧ}$ – отношение средних мощностей сигнала и помехи на выходе приемника, а коэффициент В – так называемый выигрыш системы

$$B = \frac{Q_{НЧ}}{Q_{ВЧ}}, \qquad (1)$$

позволяет оценивать достоинства различных способов передачи сообщений по критерию β-эффективности.

4. Распространение информационного сигнала в магнитоактивной среде

Для изотропных сред распространения величина В изучена с достаточной полнотой [4–8]. Распространение сигнала в гиротропной среде сопровождается ярко выраженной деполяризацией исходного излучения (эффекты Фарадея, Коттон-Мутона и пр.) и при аддитивной добавке неполяризованного шума величина $Q_{ВЧ}$ подвержена поляризационным федингам. При статистической неоднородности и периодической нестационарности характеристик магнитоактивной среды, важнейшей из которых является интегральная электронная концентрация (которая в свою очередь зависит от времени года, суток, периода солнечной активности, географического положения, магнитного поля Земли и т.п.), выигрыш В носит вероятностный характер. В связи с этим важным является определение статистических характеристик выигрыша В в зависимости от вероятностного распределения положения вектора электрической напряженности электромагнитной волны, прошедшей магнитоактивную среду распространения. Учитывая, что рассмотрение поляризационных эффектов в линейных ортонормированных базисах является наиболее наглядным и позволяет выяснить потенциальные возможности обработки принимаемого сигнала, определим сначала величины выигрыша В при распространении линейно-поляризованного сигнала в магнитоактивной среде со случайно изменяющимися параметрами. При квазипродольном распространении сигнала в гиротропной среде угол поворота плоскости поляризации излучаемого сигнала определяется разностью набегов фаз нормальных волн.

При прохождении в ионосфере некоторого расстояния обыкновенная и необыкновенная волны поворачиваются на различные углы, в результате чего между ними возникает фазовый сдвиг, который приводит к повороту плоскости поляризации суммарной волны. Если излучатель движется (например, при установке передатчика на спутнике) наблюдается непрерывное вращение плоскости поляризации, и сигнал, принятый линейно-поляризованной антенной, испытывает поляризационные замирания.

Применим к анализу сигналов некоторые представления векторного пространства. Любой вектор можно выразить в виде суммы его составляющих по взаимно перпендикулярным ортам, если они образуют полную систему координат.

Пусть в ионосферный канал распространения излучается, в общем случае, эллиптически поляризованная волна, пространственно-временное состояние вектора напряженности поля которой может быть представлено матрицей [9–11]

$$\dot{E}_{И} = \begin{bmatrix} \cos\varphi\cos\theta + j\sin\varphi\sin\theta \\ \cos\varphi\sin\theta - j\sin\varphi\cos\theta \end{bmatrix} \cdot \dot{E}, \qquad (2)$$

где θ – угол ориентации поляризационного эллипса исходного излучения $\dot{E} = E_0 e^{j(\omega_0 t + \psi_0)}$, E_0 – амплитуда, а ω_0 и ψ_0 – частота и фаза колебания, несущего полезное сообщение; φ – угол эллиптичности – угол между главной (большой) полуосью эллипса поляризации и диагональю прямоугольника, описанного вокруг поляризационного эллипса так, что его стороны параллельны большой и малой осям эллипса. Этот угол равен половине угла между диагоналями описанного прямоугольника и находится в границах $-\frac{\pi}{4} \le \varphi \le \frac{\pi}{4}$. Знак угла эллиптичности учитывает направление вращения вектора поля (отрицательный знак φ соответствует левому направлению вращения вектора напряженности электрического поля, положительный – правому); $\varphi = 0$ – описывает линейно поляризованную волну и вращения плоскости поляризации нет.

Информационное множество в зависимости от способа передачи информации (АМ, ЧМ, ФМ . . .) имеет отображения

$$f_1 : \{S\} \rightarrow \{E_0\}; \qquad f_2 : \{S\} \rightarrow \{\omega_0\}; \qquad f_3 : \{S\} \rightarrow \{\psi_0\} \quad \text{и т.д.}$$

Не умаляя общности рассуждений, рассмотрим излучение колебания с углом ориентации $\theta = 0$, что означает излучение горизонтально ориентированной волны произвольной поляризации, и для анализа трансформации поляризационной структуры электромагнитной волны используется ортогонально линейный базис ее представления, направление оси X которого совпадает с положением большой оси эллипса поляризации излучаемого колебания. Теперь (2) перепишется в виде [10, 11]

$$\dot{E}_{И} = \begin{bmatrix} \cos\varphi \\ -j\sin\varphi \end{bmatrix} \cdot \dot{E}. \qquad (3)$$

В ортогонально-линейном базисе магнитоактивная среда распространения характеризуется матрицей пропускания [5, 11]

$$\dot{П} = \frac{h}{2}\begin{bmatrix} e^{j\varphi_1} + re^{j\varphi_2} & j(re^{j\varphi_2} - e^{j\varphi_1}) \\ j(re^{j\varphi_1} - e^{j\varphi_2}) & re^{j\varphi_1} + e^{j\varphi_2} \end{bmatrix}, \qquad (4)$$

где φ_1, φ_2 – набеги фаз необыкновенной и обыкновенной нормальных волн, распространяющихся в гиротропной среде; $r = r_1 = \frac{1}{|r_2|}$, $r_{1,2} = \frac{E_{Y_{1,2}}}{E_{X_{1,2}}}$ – отношение компонент нормальных волн в ортогонально-линейном базисе представления поля волны; $h = \sqrt{\frac{2}{1+r^2}}$ - нормирующий множитель, обеспечивающий энергетический баланс волновых уравнений в среде распространения.

Прохождение излучаемой электромагнитной волны в гиротропной среде описывается матричным уравнением

$$\dot{E}_P = \dot{\Pi} \cdot \dot{E}_И . \qquad (5)$$

Рассмотрим прием сигнала, прошедшего анизотропную среду, на ортогональные линейно-поляризованные антенны, пространственно совпадающие с ортами поляризационного базиса исходного излучения. С учетом (5) выходные эффекты ортогональных антенн представляются [10, 11]

$$e_1(t) = E_0 \frac{h}{2} \mathrm{Re}\left\{\left[(e^{j\varphi_1} + re^{j\varphi_2})\cos\varphi + (re^{j\varphi_2} - e^{j\varphi_1})\sin\varphi\right]\right\} + \hat{n}(t),$$

$$e_2(t) = E_0 \frac{h}{2} \mathrm{Re}\left\{\left[j(re^{j\varphi_1} - e^{j\varphi_2})\cos\varphi - j(re^{j\varphi_1} + e^{j\varphi_2})\sin\varphi\right]\right\} + \hat{n}(t), \qquad (6)$$

где $\hat{n}(t)$ - центрированная неполяризованная стационарная помеха, имеющая каноническое разложение вида

$$\sum_{n=0}^{\infty} (U_n \cos n\omega_0 t + V_n \sin n\omega_0 t), \qquad (7)$$

в котором U_n и V_n – некоррелированные случайные величины с математическими ожиданиями, равными нулю, и дисперсиями, одинаковыми для каждой пары случайных величин U_n, V_n с одним и тем же индексом n.

При заданных характеристиках идеального приемника, флуктуационной помехи на его входе и мощности сигнала, несущего передаваемое сообщение {S}, предельный выигрыш системы передачи информации (1) определяется величиной искажения модулирующего сообщения на выходе идеального приемника [4]. Для определения продуктов искажения и выигрыша в рассматриваемом случае воспользуемся методом нулевого отклонения [4]. Для сигнала, прошедшего гиротропную среду распространения, нормированный выигрыш для соответствующих ортогональных антенн представляется выражением

$$B_{1,2}^{H} = \frac{1}{(1+r^2)}[1 + r^2(1 + \sin 2\varphi) \pm 2r\cos 2\varphi \cdot \cos 2\Phi - \sin 2\varphi], \qquad (8)$$

где $B_{1,2}^{H} = \dfrac{B_{1,2}}{B_{ПРЕД}}$; B_1, B_2 – собственно выигрыши, определяемые по выходам ортогональных приемных антенн с учетом анизотропии канала, $B_{ПРЕД}$ – предельная величина выигрыша без учета поляризационных федингов, то есть в отсутствие анизотропной среды, индексы 1, 2 соответствуют приему сигнала на антенны с совпадающей и кроссовой поляризациями; $2\Phi = \varphi_2 - \varphi_1$ – угол поворота эллипса поляризации двумерного сигнала за счет деполяризующих свойств среды (эффект Фарадея).

Пусть статистические неоднородности среды распространения приводят к вероятностному распределению удвоенного угла ориентации плоскости поляризации 2Ф, и величины r, характеризующих анизотропию канала. Наблюдения показывают, что ионосфера подвержена быстрым изменениям, в ней непрерывно происходят сгущения и

разрежения плотности ионизации, нерегулярные как во времени, так и от точки к точке [5, 9]. Помимо этого, под действием ветров вся неоднородная структура ионосферы перемещается. Причина образования неоднородностей в ионосфере пока однозначно не установлена. Можно предположить, что основной причиной является турбулентное движение ионизированного газа. Фазовые добавки $\Delta\varphi_1$ и $\Delta\varphi_2$ определяются суммарным числом электронов в столбе ионизированного газа по траектории распространения волны и для их статистического описания ввиду большого числа независимых факторов, вызывающих эти флуктуации, в первом приближении можно воспользоваться нормальным законом распределения вероятностей.

5. Расчет статистических характеристик выигрыша с учетом анизотропии канала

Рассмотрим статистические характеристики, задавшись нормальным распределением для параметра r с математическим ожиданием m_r и дисперсией D_r и нормально-намотанным распределением случайного угла Ф с круговым средним значением m_Φ и дисперсией D_Φ [12]. Для таких распределений случайных величин r и Ф первые два момента случайной величины $B_{1,2}^H$ имеют вид

$$M[B_{1,2}^H] = (B_{1,2}^H)_{m_\Phi, m_r} + \frac{1}{2}[(\frac{\partial^2 B_{1,2}^H}{\partial r^2})_{m_\Phi, m_r} \cdot D_r + (\frac{\partial^2 B_{1,2}^H}{\partial \Phi^2})_{m_\Phi, m_r} \cdot D_\Phi], \quad (9)$$

$$D[B_{1,2}^H] = (\frac{\partial B_{1,2}^H}{\partial r})^2_{m_\Phi m_r} \cdot D_r + (\frac{\partial B_{1,2}^H}{\partial \Phi})^2_{m_\Phi, m_r} \cdot D_\Phi + \frac{1}{2}[(\frac{\partial^2 B_{1,2}^H}{\partial r^2})^2_{m_\Phi, m_r} \cdot D_r^2 + (\frac{\partial^2 B_{1,2}^H}{\partial \Phi^2})^2_{m_\Phi, m_r} \cdot D_\Phi^2] + (\frac{\partial^2 B_{1,2}^H}{\partial r \partial \Phi})^2_{m_\Phi, m_r} \cdot D_r D_\Phi. \quad (10)$$

Значения соответствующих частных производных, входящих в выражения (9), (10), приведены в таблице .

Расчетные соотношения достаточно сложны для анализа и неудобны в инженерной практике.

Примем следующие упрощающие предположения:

– распространение квазипродольное. Для высоких частот (например, 100-1000МГц) это выполняется для значений углов α от 0^0 до 82^0 – $89^0 55'$ с точностью до 5% (α – угол между волновым вектором и направлением земного магнитного поля);

– рабочая частота $f >> f_0$ и $f >> f_H$, где f_0 – плазменная частота в ионосфере; f_H – гиромагнитная частота электронов в ионосфере;

– рефракция в ионосфере отсутствует, и траектории распространения обеих нормальных волн совпадают.

При выполнении этих достаточно естественных условий искажение формы эллипса незначительно и r близко к единице, что позволяет существенно упростить полученные выражения. Так формула (8) принимает вид

$$B_{1,2}^H = \frac{1}{2}(1 \pm \cos 2\varphi \cdot \cos \Phi), \quad (11)$$

Где « + » - соответствует выигрышу, получаемому в совпадающем по поляризации канале, « – » - в ортогонально-поляризованной антенне. График соответствующей зависимости при различных ориентациях поля излучения приведен на рисунке 1. На этом рисунке сплошная кривая соответствует величинам выигрыша в совпадающем по поляризации канале, штриховая линия показывает выигрыш при приеме на ортогональную антенну.

Таблица. Вычисление частных производных

Частная производная	Значение частной производной
$(\frac{\partial B_{1,2}^H}{\partial r})_{m_\Phi, m_r}$	$\frac{1}{1+m_r}\{(m_r \pm \cos 2\varphi \cdot \cos m_\Phi) -$ $-\frac{m_r}{1+m_r}[1+m_r^2(1+\sin 2\varphi) \pm 2m_r \cos 2\varphi \cos m_\Phi - \sin 2\varphi]\}$
$(\frac{\partial B_{1,2}^H}{\partial \Phi})_{m_r, m_\Phi}$	$\pm\frac{m_r}{1+m_r^2}\cos 2\varphi \sin m_\Phi$
$(\frac{\partial^2 B_{1,2}^H}{\partial \Phi^2})_{m_r, m_\Phi}$	$\pm\frac{m_r}{1+m_r}\cos 2\varphi \cos m_\Phi$
$(\frac{\partial^2 B_{1,2}^H}{\partial r^2})_{m_r, m_\Phi}$	$\frac{1}{1+m_r^2}\{1-\frac{m_r}{1+m_r^2}[2m_r(1+\sin 2\varphi) \pm 2\cos 2\varphi \cos m_\Phi] -$ $-\frac{1}{(1+m_r^2)^2}[1+(\pm 2m_r \pm 6m_r^3 \mp 4m_r^4)\cdot$ $\cdot \cos 2\varphi \cos m_\Phi - (2m_r^2 - 2m_r^3 - 3m_r^4 + 2m_r^5 + 1)\sin 2\varphi + 4m_r^2 - 2m_r^3 + 3m_r^4 - 2m_r^5]\}$
$(\frac{\partial^2 B_{1,2}^H}{\partial r \partial \Phi})_{m_r, m_\Phi}$	$\frac{\pm(1+m_r^2) \pm 2m_r^2}{(1+m_r^2)^2}\cos 2\varphi \sin m_\Phi$

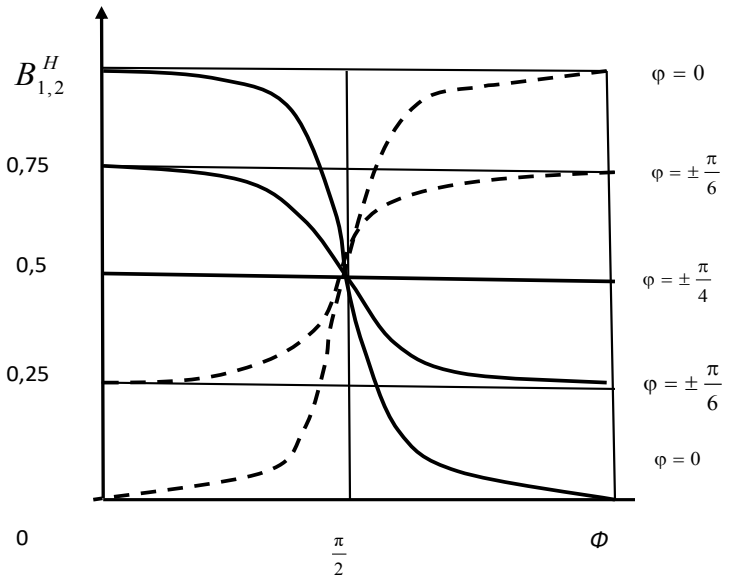


Рис.1. Зависимость выигрыша $B_{1,2}^H$ от набега фаз нормальных волн в ионосферном радиоканале

График фактически иллюстрирует распределение мощности полезного сигнала между приемными ортогональными антеннами двухканальной поляризационно-фазовой системы. Так при φ = -π/4 (коэффициент эллиптичности в этом случае равен -1) происходит излучение циркулярно поляризованной волны с левым, а при φ = π/4 – правым направлением вращения плоскости поляризации. Циркулярно поляризованная волна не испытывает при квазипродольном распространении в магнитоактивной среде существенного изменения формы поляризационного эллипса за счет эффекта Фарадея и может быть представлена в виде двух ортогонально-линейных компонент со сдвигом фаз, равным – π/2 при левом вращении вектора поля и π/2 для правовращающей компоненты.

Таким образом, в этом случае мощность полезного сигнала делится между ортогонально-линейными каналами поровну, то есть $B_1^H = B_2^H = \frac{1}{2}$. В общем случае для эллиптически поляризованной электромагнитной волны мощность полезного сигнала распределяется в ортогональных каналах в определенных пропорциях. Если условия связи таковы, что Ф близко к нулю, то при излучении горизонтально ориентированных колебаний основная энергия полезного сигнала принимается совпадающим каналом ($B_1^H = B_X^H$, сплошная линия). При Ф, приближающемся к π, поляризационный эллипс ортогонализируется и энергия полезного сигнала выделяется преимущественно на согласованной нагрузке ортогональной по поляризации антенны. Таким образом, соответствующей обработкой (коммутацией антенн с помощью высокотехнологичных микропроцессорных схем) можно избежать поляризационных замираний в ионосферном канале передачи информации.

Для ориентировочной оценки статистических характеристик выигрыша при квазипродольном распространении формулы (9), (10) существенно упрощаются. Так, формула (9) перепишется в виде

$$M[B_{1,2}^H] = \frac{1}{2} \mp \frac{1}{2}\cos 2\varphi(\cos(\Phi + \cos m_\Phi \cdot D_\Phi) \pm \frac{1}{2} D_\Phi \qquad (12)$$

На рисунке 2 приведены графические зависимости среднего значения $M\left[B_{1,2}^H\right]$ от статистических характеристик m_Φ и D_Φ для некоторых значений угла эллиптичности φ и дисперсии угла ориентации поляризационного эллипса D, где сплошная линия определяет математическое ожидание выигрыша в совпадающей, а штриховая линия – в перекрестной ортогонально поляризованной антенне. Коммутацией антенн с помощью быстродействующих IT-устройств, а также изменением поляризационной структуры поля излучаемой волны и здесь можно управлять, добиваясь высоких значений математического ожидания выигрыша, достаточных для уверенной передачи информации через гиротропную среду.

Формула (10) в условиях квазипродольного распространения приводится к виду

$$D[B_{1,2}^H] = \frac{1}{4}\cos^2 2\varphi \cdot D_\Phi(\sin^2 m_\Phi + D_\Phi^2 \cos^2 m_\Phi), \qquad (13)$$

а соответствующие графические зависимости дисперсии выигрыша от статистических характеристик ионосферного канала и управляемых параметров поляризации приведены на рисунке 3.

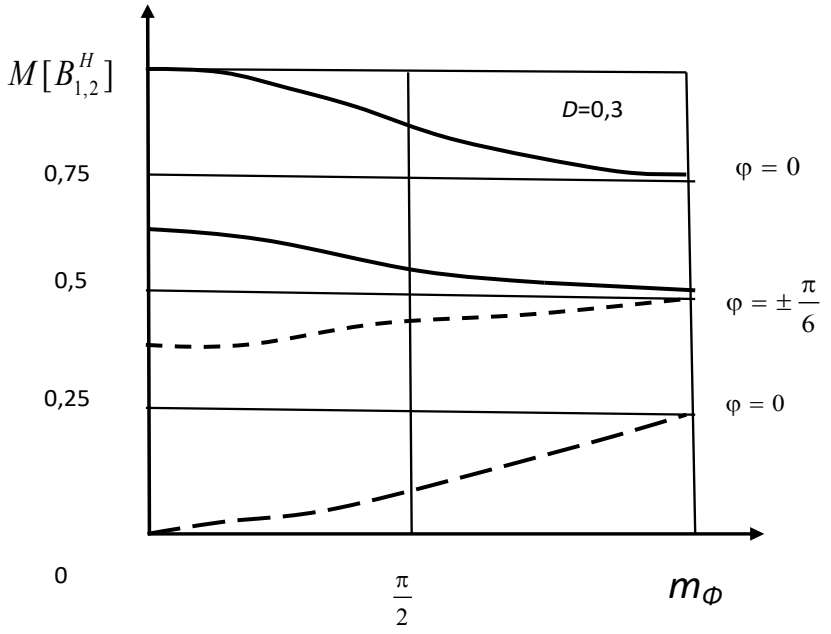


Рис.2. Математическое ожидание выигрыша $B_{1,2}^{H}$ для ортогональных антенн линейной поляризации

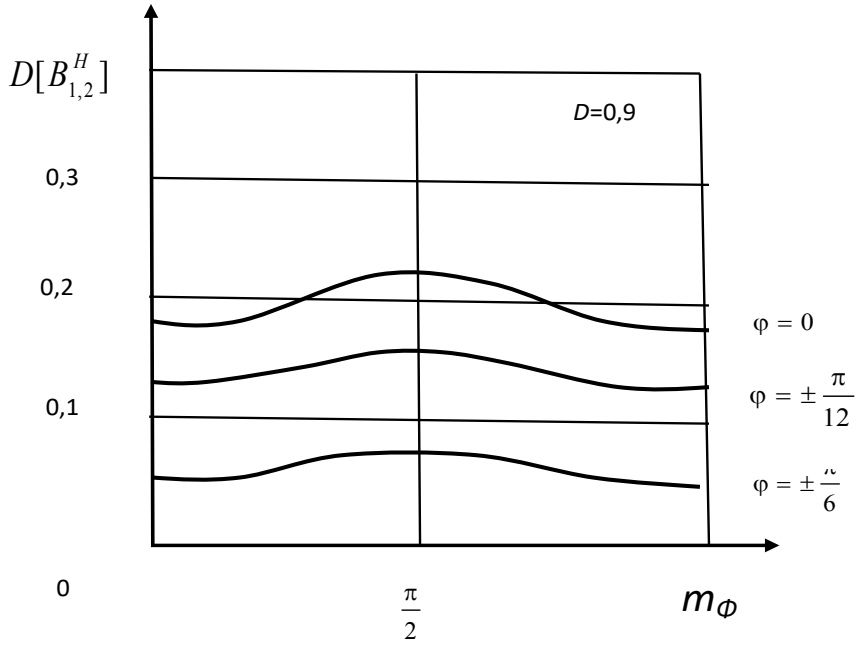


Рис.3. Зависимость дисперсии выигрыша системы передачи информации от состояния магнитоактивной среды распространения и поляризации излучаемого сигнала

Отметим, что при излучении двумерных сигналов, поляризация которых близка к круговой, в условиях квазапродольного распространения при r, бдизком к единице,

дисперсия выигрыша уменьшается и стремится к нулю, что улучшает помехозащищенность системы передачи информации и позволяет рекомендовать использование циркулярно-поляризованных волн для повышения эффективности систем связи и управления при работе в гиротропной среде распространения.

6. Обсуждение результатов

Анализ полученных результатов показывает, что при относительно малых флуктуациях параметров среды (малые значения m_Φ и D_Φ) предпочтительным является прием приходящего колебания на совпадающую по поляризации антенну. Однако необходимо учитывать, что фарадеевское вращение поляризационного эллипса приходящей волны существенно меняет условия приема, то есть для обеспечения необходимого качества обработки информации приемная система должна осуществлять адаптивное слежение и перестройку поляризационной структуры антенны таким образом, чтобы ее параметры поляризации совпадали бы с наиболее вероятными значениями этих параметров в принимаемом колебании.

Для гиротропного канала со значительными флуктуациями параметров (большие значения m_Φ на рис.2) изменение среднего значения $M[B_{1,2}^H]$ менее критично к вращению поляризационного эллипса при распространении в магнитоактивной среде.

В любом случае при решении задачи оптимизации приема сигнала, прошедшего гиротропный канал, необходимо учитывать влияние статистических свойств среды распространения и условий связи. Из рис.3 видно, что наибольший разброс величина выигрыша $B_{1,2}^H$ претерпевает в интервале наиболее вероятной поляризационной ортогональности падающего поля и приемной антенны.

Полученные результаты позволяют констатировать:

– в условиях квазипродольного распространения в ионосферном канале дисперсия выигрыша уменьшается и помехозащищенность информационной системы повышается при использовании двумерных сигналов, поляризация которых близка к круговой;

– для обеспечения необходимого качества обработки информации приемная система должна осуществлять адаптивное слежение и перестройку поляризационной структуры антенны таким образом, чтобы ее параметры поляризации совпадали бы с наиболее вероятными значениями этих параметров в принимаемом колебании;

– коммутацией антенн с помощью быстродействующих микропроцессорных устройств, а также изменением поляризационной структуры излучателя можно управлять, добиваясь высоких значений математического ожидания выигрыша для уверенной и достоверной передачи сообщений через магнитоактивную среду.

7. Заключение

Полученные результаты могут оказаться полезными при решении вопросов, связанных с использованием и оптимизацией шумоподобной поляризационной модуляции, с точки зрения повышения энергетических показателей качества (например,

β-эффективность и др.) связи и управления, использующих гиротропные каналы распространения.

Таким образом, эффективность системы передачи информации для заданного состояния анизотропной среды распространения и существующей помеховой ситуации в радиоканале может быть оптимизирована излучением и приемом двумерных сигналов с рассчитанными поляризационными параметрами и характеристиками.

Литература

1. Кононов А.Д., Авдеев Ю.В., Кононов А.А. Алгоритм формирования сигналов управления в системах следящего дистанционного управления землеройно-транспортными машинами // Изв. вузов. Строительство. – 2010. – № 1. – С. 81 – 86.
2. Авдеев Ю.В., Кононов А.Д., Кононов А.А., Аникин В.Н. К вопросу исследования радиоволнового канала системы дистанционного управления землеройно-транспортными машинами // Изв. вузов. Строительство.– 2010. – № 10. – С. 86 – 92.
3. Кононов А.Д., Кононов А.А. Разработка алгоритма определения координат и сигнала рассогласования в задаче автоматического управления мобильными объектами в дорожном строительстве // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Системный анализ и информационные технологии. – Воронеж. – 2014. – № 1. – С. 84 – 89.
4. Смирнов В.А. Приближенные методы расчета искажений в системах передачи информации. М.: Связь, 1975. – 432с.
5. Маршаков В.К., Кононов А.Д. Использование информативных возможностей двумерного сигнала для оценки магнитоактивного состояния ионосферного канала // Сб. докладов XVII Международной конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж. – 2011. –Т.2. - С. 1110 – 1117.
6. Авдеев Ю.В., Кононов А.Д., Кононов А.А., Варданян Н.А., Аникин В.Н. Экспериментальное исследование радиоволнового канала системы дистанционного управления землеройно-транспортными машинами // Изв. ВУЗов. Строительство. – 2013. – № 6. – С. 52 – 56.
7. Кононов А.Д., Кононов А.А. Исследование возможностей создания координирующего программного устройства для реализации алгоритмов автоматического управления движением мобильных объектов // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Системный анализ и информационные технологии. – Воронеж. – 2015. – № 1. – С. 9 – 13.
8. Авдеев Ю.В., Кононов А.Д., Кононов А.А., Варданян Н.А. Устройство цифровой обработки выходных сигналов координатомерной системы для дистанционного управления землеройно-транспортными машинами // Изв. вузов. Строительство. – 2011. – № 10. – С. 74 – 79.
9. Кононов А.Д., Кононов А.А., Иванов С.А. К вопросу оптимизации информационных систем передачи команд управления через анизотропные среды // Информационные технологии в строительных, социальных и экономических системах –№.1-2 (11-12). – 2018. – С. 29 – 34.
10. Поздняк С.И., Мелитицкий В.А. Введение в статистическую теорию поляризации радиоволн. М.: Сов. Радио, 1974. – 480с.
11. Кононов А.Д., Кононов А.А., Готовцева А.Е. К вопросу о влиянии рассогласования по поляризации информационного сигнала и характеристик антенн в магнитоактивном канале распространения на эффективность систем связи и управления // Информационные технологии в строительных, социальных и экономических системах – 2018. – № 1-2 (11-12). – С. 66 – 69.
12. К. Мардиа. Статистический анализ угловых наблюдений. М.: Наука, 1978. – 270с.

References

1. Kononov, A. D. Algorithm of forming control signals in systems of tracking remote controlling motorgraders, scrapers and bulldozers / Kononov A. D., Avdeev Yu. V., Kononov A. A. // News of Higher Educational Institutions. Construction, 2010, No. 1. – Pp. 81-86.

2. Avdeev, Yu. V. To the problem of research of radiowave channel of the system of remote controlling motorgraders, scrapers and bulldozers / Avdeev Yu. V., Kononov A. D., Kononov A. A., Anikin V. N. // News of Higher Educational Institutions. Construction, 2010, No. 10. – Pp. 88-92.
3. Kononov, A. D. Development of the algorithm of definition of coordinates and error signal in the problem of automatic controlling mobile objects in road building / Kononov A. D., Kononov A. A. // The Bulletin of the Voronezh state university. A series: The systems analysis and information techniques, 2014, No. 1. – Pp. 84-89.
4. Smirnov, V. A. Approximated methods of computation of contortions in the information transmission systems. M.: Communication, 1975. – 432 p.
5. Marshakov, V. K. Usage of informative possibilities of a bivariate signal for estimation magnetoactive state of the ionospheric channel / Marshakov V. K., Kononov, A. D. // The collection of the reports of XVII International conference of Radiolocation, Navigation, Communication, 2011, Vol. 2, Pp. 1110-1117.
6. Avdeev, Yu. V. Experimental research of the radiowave channel of the system of remote controlling motorgraders, scrapers and bulldozers / Avdeev Yu. V., Kononov A. D., Kononov A. A., Vardanyan N. A., Anikin V. N. // News of Higher Educational Institutions. Construction, 2013, No. 6. – Pp. 52-56.
7. Kononov, A. D. Research of possibilities of creating a coordinating timing unit for embodying algorithms of automatic controlling movement of mobile objects / Kononov A. D., Kononov A. A. // The Bulletin of the Voronezh state university. A series: The systems analysis and information techniques, 2015, No. 1. – Pp. 9-13.
8. Avdeev, Yu. V. The structure of numeral handling of output signals of a coordinate-measuring system for remote controlling motorgraders, scrapers and bulldozers / Avdeev Yu. V., Kononov A. D., Kononov A. A., Vardanyan N. A. // News of Higher Educational Institutions. Construction, 2011, No. 10. – Pp. 74-79.
9. Kononov, A. D. To the problem of optimization of information systems of transmission of control commands through anisotropic medium / Kononov A. D., Kononov A. A., Ivanov S. A. // Information techniques in building, social and economical systems, 2018, No. 1-2(11-12). – Pp. 29-34.
10. Pozdnyak, S. I., Melititskiy, V. A. Introduction to the statistical theory of radiowaves polarization. M.: Sov. Radio, 1974. – 480 p.
11. Kononov, A. D. To the problem on influence of the mismatch on polarization of the information signal and performances of antennas in the magnetoactive channel of distribution on effectiveness of communication and control systems / Kononov A. D., Kononov A. A., Gotovtseva A. E. // Information techniques in building, social and economical systems, 2018, No. 1-2(11-12). – Pp. 66-69.
12. Mardia, K. The statistical analysis of angular observations. M.: Science, 1978. – 270 p.

ОГРАНИЧЕНИЯ НА ЭНЕРГИЮ ИЗЛУЧЕНИЯ В АНТЕННЕ МОЩНОГО СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНОГО ГЕНЕРАТОРА В РЕЖИМЕ ФОРМИРОВАНИЯ ИМПУЛЬСНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ

А. А. Волков[1], П. А. Трифонов[2]

[1]Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (ВУНЦ ВВС «ВВА»), Воронеж, Россия
[2]Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. На основе импульсного критерия пробоя получено выражение предельной энергии, излучаемой круглой поверхностной антенной. Проведён расчёт и даны характеристики зависимостей предельной энергии излучения от длительности импульса в различных режимах работы генератора.

Ключевые слова: энергия излучения, сверхвысокочастотный генератор, пробой воздуха.

LIMITATIONS ON THE RADIATION ENERGY IN THE ANTENNA OF HIGH-POWER MICROWAVE GENERATOR IN THE MODE OF FORMATION OF A PULSE SEQUENCE

A. A. Volkov[1], P. A. Trifonov[2]

[1]Military Educational-Research Centre of Air Force «Air Force Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin» (MERC AF «AFA»), Voronezh, Russia
[2]Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. An expression of the limiting energy emitted by a circular surface antenna is obtained on the basis of the pulse breakdown criterion. The calculation was performed and the characteristics of the dependences of the limiting radiation energy on the pulse duration in various operating modes of the generator were given.

Keywords: radiation energy, microwave generator, air breakdown.

1. Введение

При задании требований к параметрам мощных сверхвысокочастотных (СВЧ) генераторов (виркаторов, черенковских генераторов, релятивистских магнетронов и др. [1]) возникает необходимость учёта явления пробоя атмосферного воздуха в излучающей антенне. Электрический пробой представляет собой естественный фактор, существенно снижающий эффективность излучения и тем самым ограничивающий энергию излучения. Учёт пробойных явлений особенно важен в задачах электромагнитного поражения радиоэлектронной аппаратуры, где потенциальные возможности СВЧ генераторов определяются мощностью и энергией излучаемого электромагнитного поля (ЭМП) [2].

Вывод электромагнитной энергии мощных СВЧ генераторов в атмосферу производится, как правило, через диэлектрическое окно в корпусе прибора, разделяющее вакуумные тракты генератора (рабочую камеру или волноводы) и воздушное пространство. При излучении мощного ЭМП вблизи поверхности окна со стороны атмосферы может возникнуть безэлектродный СВЧ пробой воздуха [3,4].

Для недопущения пробоя воздуха при выводе СВЧ излучения в атмосферу, необходимо поддерживать уровень напряжённости электрического поля в излучающем окне ниже критического значения. Окна для вывода электромагнитной энергии мощных СВЧ генераторов представляют собой поверхностные антенны (открытый конец волновода или рупор) [5]. Максимальный уровень напряжённости электрического поля на излучающей поверхности антенн указанного типа зависит от вида распределения поля, а также от энергии и длительности импульса, формируемого СВЧ генератором. Критическое значение напряжённости электрического поля (пробойный уровень по амплитуде) определяется параметрами воздушной среды и временными параметрами последовательности импульсов СВЧ излучения [6,7]. Следовательно, для заданных вида распределения поля по апертуре и её размеров обеспечить излучение ЭМП без пробоя воздуха можно путём подбора энергетических и временных параметров последовательности СВЧ импульсов. Для решения этой задачи необходимо знать закономерность, связывающую предельно допустимую энергию импульсов СВЧ излучения в антенне с длительностью, периодом повторения и количеством излучаемых импульсов.

В печати имеются работы, касающиеся вопросов пробоя воздуха при излучении импульсного СВЧ ЭМП [3,4,6-10]. В этих работах, в частности, приводятся результаты эксперимента, а также методики расчета пробойных уровней напряженности поля для случаев одиночного и повторного импульсных воздействий. При этом закономерности, связывающие предельно допустимую энергию СВЧ генераторов, при которой происходит пробой воздуха в антенне, с временными параметрами последовательности излучаемых импульсов ЭМП, в известной литературе отсутствуют.

Цель работы – определение зависимости предельно допустимой энергии ЭМП в антенне СВЧ генератора, при которой возможно излучение без пробоя воздуха, от длительности, периода повторения и количества формируемых импульсов.

2. Оценка предельно допустимой энергии СВЧ импульсов в апертуре антенны

Под критерием безэлектродного СВЧ пробоя газа принято понимать условие, при котором плотность электронов достигает уровня образования непрозрачной электронной плазмы, называемого критическим. Этот критерий положен в основу метода определения пробойных значений импульсных СВЧ полей и выражается равенством [3,4]:

$$n = n_{\text{кр}} \tag{1}$$

где n – плотность электронов в газе; $n_{\text{кр}}$ – критическая плотность электронной плазмы.

Поведение электронной плотности однозначно определяется напряженностью электрического поля, наложенного на газ [3,4]. Поэтому критерию (1) можно сопоставить условие пробоя, выраженное в напряжённостях электрического поля:

$$E_{\text{а max}} = E_{\text{пр имп}}, \tag{2}$$

где $E_{\text{a max}}$ – наибольшее значение напряжённости электрического поля в излучающем окне (апертуре антенны); $E_{\text{пр имп}}$ – импульсный пробойный уровень напряженности электрического поля.

Величина $E_{\text{a max}}$ зависит от мощности генератора, вида распределения поля по излучающей апертуре и формы апертуры. Окна для вывода энергии мощных СВЧ генераторов чаще всего имеют круглую форму, поэтому ниже будет рассматриваться круглая апертура. Также будет считаться, что возбуждающее поле в апертуре синфазно и обладает аксиальной симметрией. Схема апертуры показана на рисунке 1, где обозначено: R – радиус апертуры; ρ – расстояние от центра апертуры до излучающего элемента dS.

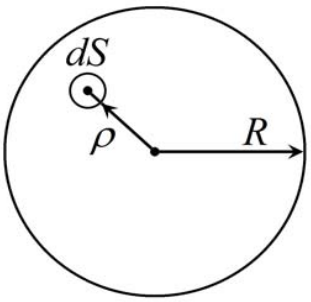


Рис. 1. Схема излучающей апертуры

Закон распределения поля на круглых апертурах в условиях принятых допущений удобно аппроксимировать зависимостью типа [11]:

$$E_S = E_{\text{a max}}\left(1-\rho^2/R^2\right)^m, \tag{3}$$

где E_S – распределение возбуждающего поля по апертуре; $m = 0,1,2,...$ – показатель степени аппроксимации.

Энергия СВЧ импульса W в апертуре связана с распределением (3) выражением [11]:

$$W = P\tau = \frac{\tau}{2Z_0}\int E_S^2 dS, \tag{4}$$

где P – средняя мощность СВЧ импульса; τ – длительность импульса; $Z_0 = 120\pi$ Ом – волновое сопротивление свободного пространства.

Вычисление интеграла (4) по рассматриваемой поверхности с учётом (3) даёт:

$$W = \frac{\pi\tau E_{\text{a max}}^2 R^2}{2\left(2m+1\right)Z_0}. \tag{5}$$

Зависимость импульсного пробойного уровня напряженности электрического поля от временных параметров импульсной последовательности для воздуха в нормальных атмосферных условиях определена в [7] и имеет вид:

$$E_{\text{пр имп}} = \begin{cases} \dfrac{E_{\text{пр ст}}}{1 - b\ln\left(1 + \dfrac{\ln\gamma}{N\nu_a\tau}\right)}, & T - \tau \le \Delta T_N, \\ \dfrac{E_{\text{пр ст}}}{1 - b\ln\left(1 + \dfrac{\ln\gamma}{\nu_a\tau} + \dfrac{1}{\nu_a\tau}\ln\left(\dfrac{e^{\nu_\beta(T-\tau)} - 1}{e^{\nu_\beta(T-\tau)} + 1}\right)\right)}, & T - \tau > \Delta T_N, \end{cases} \tag{6}$$

где N, T – количество и период повторения импульсов; $E_{\text{пр ст}}$ – статический пробойный уровень; ν_a – частота прилипания электронов; $\nu_\beta = 2\beta\nu_a n_0/\nu_d$ – интенсивность спада электронной плотности до уровня фона; n_0 – концентрация электронов фона; ν_d – частота отлипания электронов; β – коэффициент рекомбинации электронов и ионов; $b = 0{,}108$ – безразмерный коэффициент; $\gamma = n_{\text{кр}}/n_0$ – отношение критической плотности электронной плазмы $n_{\text{кр}}$ к плотности фоновых электронов n_0; ΔT_N – максимальный межимпульсный интервал, при котором пробойный уровень ещё зависит от количества импульсов:

$$\Delta T_N = \frac{1}{\nu_\beta}\ln\left(\frac{\gamma^{(N-1)/N} + 1}{\gamma^{(N-1)/N} - 1}\right). \tag{7}$$

Подстановка (2) и (6) в (5) позволяет получить выражение предельно допустимой энергии СВЧ импульсов в излучающей апертуре:

$$W_{\text{пр}} = \frac{\pi\tau R^2 E_{\text{пр ст}}^2}{2(2m+1)Z_0} \begin{cases} \left(1 - b\ln\left(1 + \dfrac{\ln\gamma}{N\nu_a\tau}\right)\right)^{-2}, & T - \tau \le \Delta T_N, \\ \left(1 - b\ln\left(1 + \dfrac{\ln\gamma}{\nu_a\tau} + \dfrac{1}{\nu_a\tau}\ln\left(\dfrac{e^{\nu_\beta(T-\tau)} - 1}{e^{\nu_\beta(T-\tau)} + 1}\right)\right)\right)^{-2}, & T - \tau > \Delta T_N. \end{cases} \tag{8}$$

3. Результаты расчета предельно допустимой энергии СВЧ импульсов в апертуре антенны

Расчёт проведён для частоты несущей 10 ГГц и исходных данных, соответствующих нормальным атмосферным условиям [6]: $\nu_a = 7.6\cdot10^7$ с$^{-1}$; $\nu_\beta = 2\cdot10^{-3}$ с$^{-1}$; $n_{\text{кр}} = 10^{12}$ см$^{-3}$; $n_0 = 10^3$ см$^{-3}$. Значение статического пробойного уровня для выбранной частоты несущей равно [10]: $E_{\text{ст}} = 32$ кВ/см. Радиус апертуры принят равным $R = 0{,}3$ м. Рассматривались режимы формирования импульсных последовательностей, состоящих из 100 импульсов с периодами повторения 1 с, 20 мс и 1 мс (соответственно, с частотами повторения 1 Гц, 50 Гц и 1 кГц). Указанные режимы являются типовыми для релятивистских СВЧ генераторов.

При $N = 100$ предельный межимпульсный интервал (7) составляет $\Delta T_N \approx 6$ мкс. Длительности импульсов релятивистских СВЧ генераторов, как правило, не превосходят 1 мкс. В этом случае излучаемая энергия ограничивается величиной:

$$W_{\text{пр}} = \frac{\pi\tau R^2 E^2_{\text{пр ст}}}{2(2m+1)Z_0}\left(1 - b\ln\left(1 + \frac{1}{\nu_a \tau}\ln\left(\gamma\frac{\mathrm{e}^{\nu_\beta T} - 1}{\mathrm{e}^{\nu_\beta T} + |1}\right)\right)\right)^{-2}. \qquad (9)$$

На рисунке 2 показаны графики зависимостей предельно допустимой энергии в антенне СВЧ генератора от длительности импульса для разных значений периода их повторения при равномерном ($m = 0$) распределении поля по излучающей поверхности. На рисунке 3 показаны графики тех же зависимостей при квадратично спадающей от середины апертуры к ее краям амплитуде возбуждающего поля ($m = 1$).

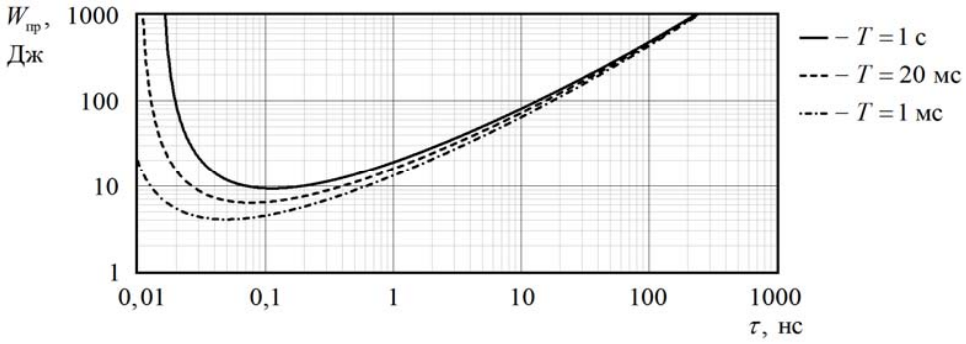


Рис. 2. Зависимость предельно допустимой энергии от длительности импульса в антенне с равномерным распределением амплитуды возбуждающего поля

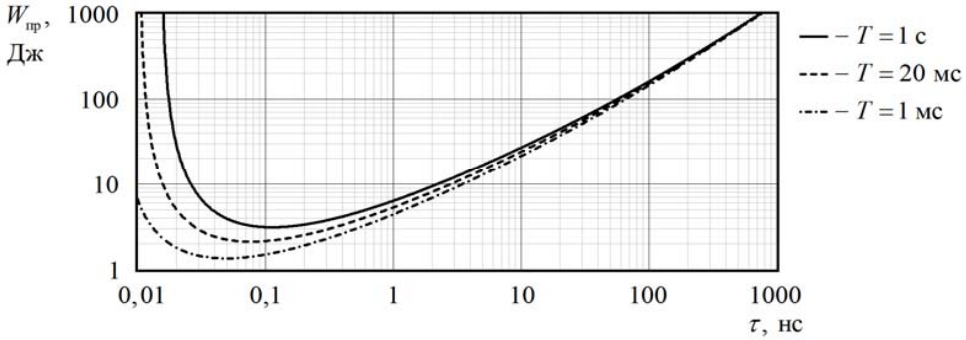


Рис. 3. Зависимость предельно допустимой энергии от длительности импульса в антенне с квадратично спадающем распределением амплитуды возбуждающего поля

Из графиков на рисунках 2 и 3 видно, что антенна с равномерным распределением поля по апертуре при прочих равных условиях в 3 и более раза электрически прочнее по излучаемой энергии, чем антенна с квадратичным законом спада амплитуды от центра к краям апертуры. При одинаковой длительности импульсов наибольшая предельно допустимая энергия излучения достигается в режиме с наибольшим периодом повторения. При увеличении длительности импульсов зависимость предельной энергии от периода повторения ослабевает. В пикосекундном диапазоне предельная энергия имеет минимум по длительности импульсов. При уменьшении периода повторения точка минимума смещается в область более коротких длительностей, а минимальная

предельная энергия уменьшается. Рост предельно допустимой энергии излучения при уменьшении длительности в пикосекундном диапазоне связан, по-видимому, с тем, что свободные электроны под действием поля не успевают ионизировать достаточное количество молекул атмосферных газов. Минимум предельно допустимой энергии на представленных графиках определяет наихудшие длительности импульсов для заданной антенны по критерию энергетической эффективности. Для рассматриваемых периодов повторения длительности импульсов в точке минимума составляют десятки пикосекунд.

4. Заключение

Таким образом, получено выражение предельно допустимой энергии излучения, обусловленной пробоем воздуха в антенне СВЧ генератора с круглой апертурой. Выражение учитывает количество, длительность и период повторения импульсов в формируемой последовательности. Проведён расчёт зависимостей предельно допустимой энергии в антенне СВЧ генератора от длительности импульсов для разных режимов генерации и видов распределения поля по апертуре антенны. Установлено, что при прочих равных условиях генератор, в антенне которого поле распределено равномерно, обеспечивает наибольшую энергию излучения. Предельно допустимая энергия в антенне СВЧ генератора имеет минимум по длительности импульса. Минимальная предельно допустимая энергия снижается при уменьшении периода повторения, при этом точка минимума смещается в область коротких длительностей.

Литература

1. Диденко А. Н. СВЧ-энергетика: Теория и практика. М.: Наука, 2003. – 446 с.
2. Добыкин В. Д., Куприянов А. И., Пономарёв В. Г., Шустов Л. Н.. Радиоэлектронная борьба. Силовое поражение радиоэлектронных систем. М.: Вузовская книга, 2007. – 468 с.
3. Мак-Доналд А. Сверхвысокочастотный пробой в газах. М.: Мир, 1969. – 212 с.
4. Райзер Ю. П. Основы физики газоразрядных процессов. М.: Наука, 1980. – 416 с.
5. Драбкин А. Л., Зузенко В. Л., Кислов А. Г. Антенно-фидерные устройства. М.: Советское радио, 1974. – 320 с.
6. Зарин А. С., Кузовников А. А., Шибков В. М. Свободно локализованный СВЧ-разряд в воздухе. М.: Нефть и газ, 1996. – 204 с.
7. Волков А. А., Трифонов П. А. Учёт времени повторения и числа импульсов при оценке пробойных уровней поля в антенных системах сверхвысокочастотных генераторов. // Вестник ВГУ. Серия: Физика. Математика, 2014, №1. – С. 15–21.
8. Гуревич А. В. Ионизированный слой в газе (атмосфере). // Успехи физических наук, 1980, Т. 132, №4. – С. 685–690.
9. Александров А. Ф. Ионизация воздуха в околокритическом электрическом поле. / Александров А. Ф., Бычков В. Л., Грачев Л. П., Есаков И. И., Ломтева А. Ю. // Журнал технической физики, 2006, Т. 76, № 3. – С. 38–43.
10. Барашенков В. С. Пробой воздуха в нарастающем СВЧ поле. / Барашенков В. С., Грачев Л. П., Есаков И. И., Костенко Б. Ф., Ходатаев В. К., Юрьев М. З. // Журнал технической физики, 2000, Т. 70, №10. – С. 34–39.
11. Шифрин Я. С. Антенны. Харьков: ВИРТА, 1976. – 408 с.

References

1. Didenco A. N. Microwave power engineering: Theory and practice. M.: Nauka, 2003. – 446 p.
2. Dobykin V. D., Kupriyanov A. I., Ponomarev V. G. Shustov L. N. Radio- electronic fight. Power defeat of radio-electronic systems. M.: Vuzovskaya kniga, 2007. – 468 p.

3. Mac-Donald A. Superhigh-frequency breakdown in gases. M.: Mir, 1969. – 212 p.
4. Raizer U. P. Bases of physics of gas-discharge processes. M.: Nauka, 1980. – 416 p.
5. Drabkin A. L., Zuzenko V. L., Kislov A. G. Antenno-feeding devices. M.: Sovetskoe radio, 1974. – 320 p.
6. Zarin A. S., Kuzovnikov A. A., Shibkov V. M. Freely localised microwave category in. M.: Neft' i Gaz, 1996. – 204 p.
7. Volkov A. A., Trifonov P. A. The accounting of time of repetition and number of impulses at an assessment the breakdown of levels of a field in antenna systems the microwave of generator. // Proceedings of Voronezh State University. Series: Physics. Mathematics, 2014, No. 1. – Pp. 15 – 21.
8. Gurevich A. V. The ionised layer in gas (atmosphere) // Advances in Physical Sciences, 1980, vol. 132, No. 4. – Pp.685 – 690.
9. Aleksandrov A. F. Air ionisation in nearby critical electric field. / Aleksandrov A. F., Bychkov V. L., Grachev L. P., Esakov I. I., Lomteva A. U. // Technical Physics Journal, 2006, vol. 76, No. 3. – Pp. 38 – 43.
10. Barashenkov V. S. Air breakdown in an accruing microwave field. / Barashenkov V. S., Grachev L. P., Esakov I. I., Kostenko B. F., Hodataev V. K., Ur'ev M. Z. // Technical Physics Journal, 2000, vol. 70, No. 10. – Pp. 34 – 39.
11. Shifrin Ya. S. Aerials. Khar'kov: VIRTA, 1976. – 408 p.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ АНТЕНН

И. Н. Медведев

Федеральное государственное бюджетное учреждение «Главный научный метрологический центр» Министерства обороны Российской Федерации (ФГБУ «ГНМЦ» Минобороны России), г. Мытищи, Российская Федерация

Аннотация. Рассмотрен метод измерений поляризационных характеристик измерительных антенн в диапазоне частот от 0,5 до 37,5 ГГц.

Ключевые слова: антенна; поляризация.

DETERMINATION OF POLARIZATION CHARACTERISTICS OF MEASURING ANTENNAS

I. N. Medvedev

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

Abstract. The method of measuring the polarization characteristics of antennas in the frequency range from 0,5 to 37,5 GHz.

Keywords: antenna; polarization.

1. Введение

В настоящее время требования к измерению поляризационных характеристик антенн предъявляются повсеместно: в системах связи с поляризационным уплотнением каналов (одновременная передача радиосигналов с одной несущей частотой, но с различными поляризациями), измерительных антеннах, радиолокационных измерительных комплексах (и прием и передача сигналов осуществляются одновременно на горизонтальной и вертикальной поляризациях).

Поляризация антенны – это направленность вектора электрической составляющей электромагнитной волны в пространстве. Различают горизонтальную, вертикальную и круговую поляризации антенн.

2. Метод измерений поляризации антенн

Электрическое поле антенны определяется формулой:

$$\overline{\mathrm{E}} = \frac{\omega\mu}{4\pi i}\frac{e^{-ikR}}{R}\left[F_\theta \bar{e}_\theta + F_\varphi \bar{e}_\varphi\right], \quad (1)$$

где F_θ - функция, характеризующая изменения составляющих векторов E_θ и H_φ;

F_φ - функция, характеризующая изменения составляющих векторов E_φ и H_θ.

Предположим, что в выбранном направлении $F_\varphi = 0$. Это значит, что в этом направлении электрическое поле поляризовано линейно, причем с течением времени вектор $\overline{\mathrm{E}}$ изменяется вдоль вектора $\bar{\mathrm{e}}_\theta$. Если в другом направлении $F_\theta = 0$, то поле снова линейно поляризовано, но уже в направлении вектора $\bar{\mathrm{e}}_\varphi$. В том случае, когда во всех направлениях поле антенны линейно поляризовано, можно сказать, что поле антенны обладает линейной поляризацией [1].

В том случае, когда в некотором направлении $F_\varphi \neq 0$ и $F_\theta \neq 0$, причем $(argF_\theta - argF_\varphi) = \pm\frac{\pi}{2}$, то в этом направлении поле поляризовано по эллипсу, оси которого направлены по векторам $\bar{e}_\theta$ и $\bar{e}_\varphi$. Конец вектора $\overline{E}$ с течением времени будет скользить по эллипсу, вращаясь против часовой стрелки, если $(argF_\theta - argF_\varphi) = \frac{\pi}{2}$, и по часовой стрелке, если $(argF_\theta - argF_\varphi) = -\frac{\pi}{2}$, смотря против направления распространения волны.

При других значениях разности $(argF_\theta - argF_\varphi)$, не кратных целому числу $\frac{\pi}{2}$, поле снова будет поляризовано по эллипсу, но оси эллипса не будут направлены по векторам $\bar{e}_\theta$ и $\bar{e}_\varphi$. Антенну, поле которой поляризовано по эллипсу, можно назвать антенной с эллиптической поляризацией поля.

Для характеристики поля, поляризованного по эллипсу, вводятся два параметра:

- коэффициент эллиптичности m, равный отношению малой полуоси эллипса к большой;

- угол ϑ между одной из осей эллипса и вектором $\bar{e}_\theta$ или $\bar{e}_\varphi$.

Частным случаем эллиптической поляризации является круговая поляризация, когда m=1. Конец вектора $\overline{E}$ при m=1 скользит по окружности, вращаясь в левую или правую сторону. При таком свойстве поля антенна называется антенной с круговой поляризацией поля.

В связи с тем, что идеальных линейно поляризованных антенн не существует в принципе (когда коэффициент эллиптичности m равен 0), необходимо определять и учитывать их поляризационные характеристики. На рисунке 1 представлена зависимость погрешности измерений коэффициента усиления линейно поляризованных антенн в зависимости от значения коэффициента эллиптичности m.

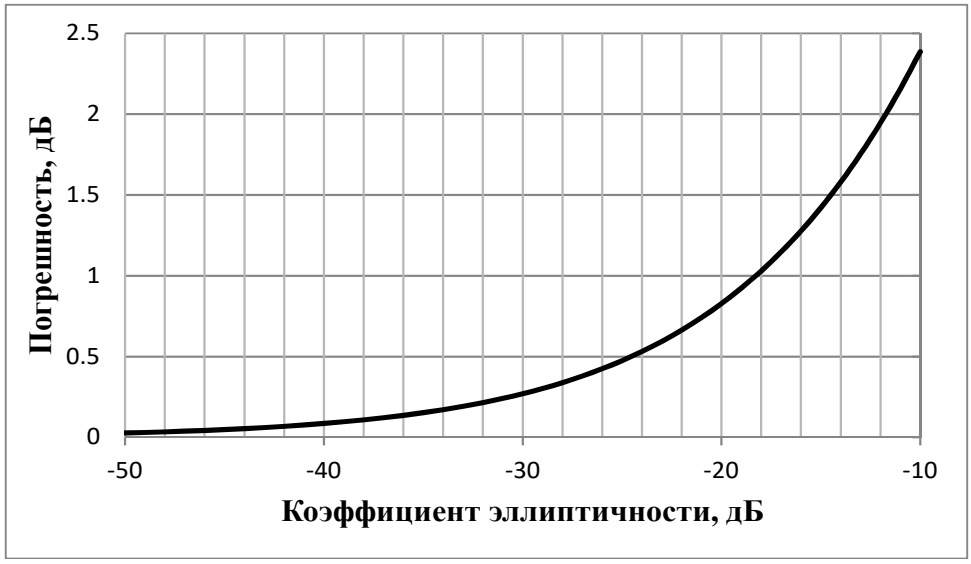


Рис. 1. Зависимость погрешности измерений коэффициента усиления линейно поляризованных антенн в зависимости от значения коэффициента эллиптичности m

В настоящее время метод измерений поляризационных характеристик измерительных антенн в диапазоне частот от 1 до 42 ГГц регламентирован требованиями [2]. В соответствии с его требованиями определение коэффициента поляризации в главном направлении поля излучения антенн осуществляется следующим образом. Необходимо собрать стенд, состоящий из приемной и передающей частей (рисунок 2).

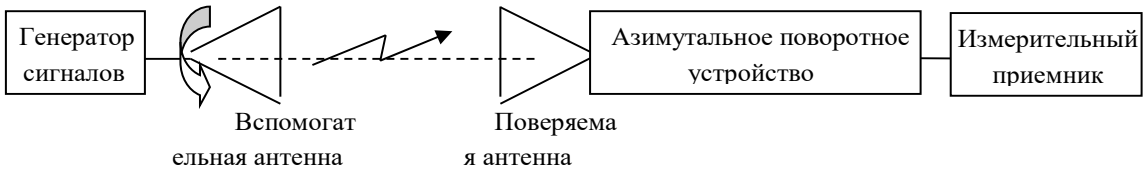


Рис. 2. Схема измерений.

Передающая часть состоит из генератора сигналов и вспомогательной антенны, приемная часть состоит из поверяемой антенны, азимутального поворотного устройства и измерительного приемника. Для проведения измерений необходимо совместить электрическую ось поверяемой антенны с направлением на вспомогательную антенну (настроить антенны по максимумам их диаграмм направленности).

Вращением вспомогательной антенны вокруг ее геометрической оси провести три измерения сигналов на выходе поверяемой антенны, фиксируя каждый раз значения большой оси поляризационного эллипса E_{imax} и малой оси поляризационного эллипса E_{imin} (рисунок 3). Рассчитать средний коэффициент поляризации КП по формуле:

$$К_П = 20lg(\frac{1}{3}\sum_{i=1}^{3}\frac{E_{imax}}{E_{imin}}). \quad (2)$$

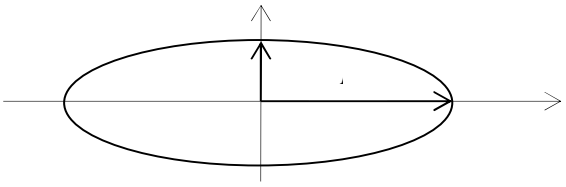


Рис. 3.

3. Заключение

Описанный метод в современных условиях имеет ряд недостатков:

1. Не заданы требования к значению коэффициента поляризации образцовой антенны;

2. Не заданы требования по соотношению коэффициента поляризации образцовой и поверяемой антенн.

В связи с отсутствием средств измерений, позволяющих определить коэффициент поляризации антенн, необходимо разработать методику воспроизведения и передачи коэффициента поляризации антенн.

Литература

1. Корбанский И.Н. Антенны. Москва: Типография ВВИА имени профессора Н.Е. Жуковского, 1966. – 411 с.
2. Государственная система обеспечения единства измерений. Антенны и комплексы аппаратуры измерительные. Методы и средства поверки. ГОСТ 8.463-82, Москва, 1982. – 8 с.

References

1. Korbanskiy, I.N. Antennas. Moscow: Tipografiya MAEA the name of professor N.E. Zhukovskogo, 1966. – 411 p.
2. State system of ensuring uniformity of measurements. Antennas and measuring equipment complexes. Methods and means of verification. GOST 8.463-82, Moscow, 1982. – 8 p.

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ АНТЕННЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ РАДИОСТАНЦИЙ МЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

И.Ю. Хлопушин[1], А.А. Цветнов[1]

[1]АО «НПП«Полет», г. Нижний Новгород, РФ

Аннотация. Доклад посвящен актуальной в настоящее время теме разработки быстродействующих антенных согласующих устройств для использования в радиостанциях метрового диапазона. Приведены особенности построения, структурная схема, формулы для расчета элементов согласования широкополосных согласующих устройств. Также приведены основные преимущества и недостатки таких устройств.

Ключевые слова: антенна; антенное согласующее устройство; быстродействие.

FEATURES OF CONSTRUCTION OF HIGH-SPEED ANTENNA COUPLERS FOR RADIO METER RANGE

I. Y. Khlopushin[1], A. A. Tsvetnov[1]

[1]JSC «NPP«Polyot», Nizhny Novgorod, Russia

Abstract. The report is devoted to the current topic of development of high-speed antenna couplers for use in radio stations of the meter range. Features of construction, the block diagram, formulas for calculation of elements of coordination of broadband antenna couplers are resulted. The main advantages and disadvantages of such devices are also given.

Keywords: antenna; antenna coupler; high-speed.

1. Введение

В настоящее время в бортовой радиосвязи широко используется диапазон от 30 до 100 МГц. Для этого диапазона в АО «НПП «Полет» (г. Нижний Новгород) разработаны и эксплуатируются ряд широкополосных антенн:

- фюзеляжные – «Банкер-286» с наименьшей эффективностью излучения минус 24,5 дБ на частоте 30МГц и обеспечивающие дальность радиосвязи по линии «борт-земля» не менее 45 км (при использовании радиостанции с выходной мощностью 30-50 Вт);

- килевые – «Банкер-8ТМ» с наименьшей эффективностью излучения минус 20 дБ на частоте 30 МГц, «Банкер-10В» с наименьшей эффективностью излучения минус 19 дБ на этой же частоте и обеспечивающие дальность радиосвязи по линии «борт-земля» не менее 70 км (при использовании радиостанции с выходной мощностью 30-50 Вт).

У этих антенн, вследствие малой электрической высоты (отношение геометрического размера по высоте к максимальной длине волны рабочего диапазона), для обеспечения согласования с питающим фидером с КСВ не хуже 2,5 применены поглотители мощности (резисторы), что приводит к недостаточной эффективности излучения и дальности радиосвязи на нижних частотах рабочего диапазона.

2. Основная часть

С целью увеличения дальности радиосвязи на нижних рабочих частотах на предприятии в 2010 г. разработан широкополосный вариант исполнения антенны «Банккер-286» с увеличенной эффективностью излучения (минус 16,5 дБ на частоте 30 МГц). В результате установки этой антенны на борт вертолета Ми-8 дальность связи по линии «борт-земля» на нижней частоте диапазона в режиме ФРЧ увеличилась до 115 км, в режиме ППРЧ – до 80 км, при мощности радиостанции 30 Вт. Отмеченный результат достигнут при сохранении высоты антенны за счет дополнительной установки на верхнюю кромку антенны горизонтального металлического диска диаметром 405 мм. Использовать такую антенну для установки на самолет, у которого скорость 500 км/ч и более, практически невозможно.

Для дальнейшего увеличения дальности радиосвязи в широкополосном варианте необходимо существенно увеличивать вертикальный или горизонтальный размеры антенны (или и то и другое вместе). Это приводит к отклонению от круговой диаграммы направленности в горизонтальной плоскости для области верхних частот рабочего диапазона. Существенное увеличение высоты фюзеляжных антенн для вертолетов и скоростных самолетов невозможно.

Применение перестраиваемой по частоте фюзеляжной антенны диапазона 30-100 МГц с встроенным широкополосным согласующим устройством (ШСУ), без увеличения размеров антенны (особенно высоты), вследствие более высокого КПД, приведет к решению проблем повышения дальности радиосвязи, особенно для вертолетов и скоростных самолетов.

ШСУ состоит из нескольких поддиапазонных неперестраиваемых широкополосных согласующих контуров (ШСК), коммутируемых только на входе и выходе (рис.1) [1]. Режим ППРЧ реализуется при перестройках по частоте в пределах каждого поддиапазона. КСВ в пределах каждого поддиапазона не хуже 2,0.

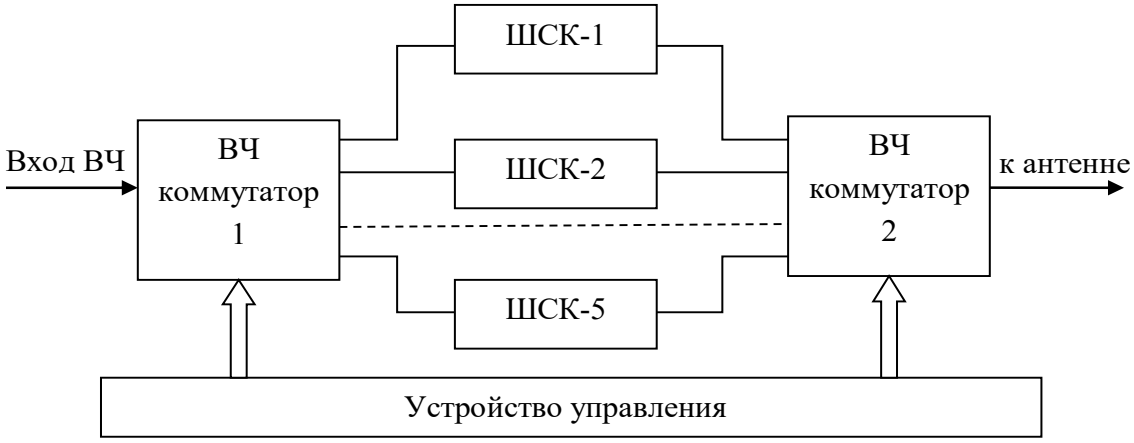


Рис. 1. Структурная схема ШСУ.

Такая бортовая фюзеляжная перестраиваемая антенна с встроенным ШСУ предназначена для совместной работы с МВ радиостанциями при установке на

вертолеты и дозвуковые самолеты и обеспечения радиосвязи повышенной дальности по линиям «борт-борт» и «борт-земля» в режиме ППРЧ.

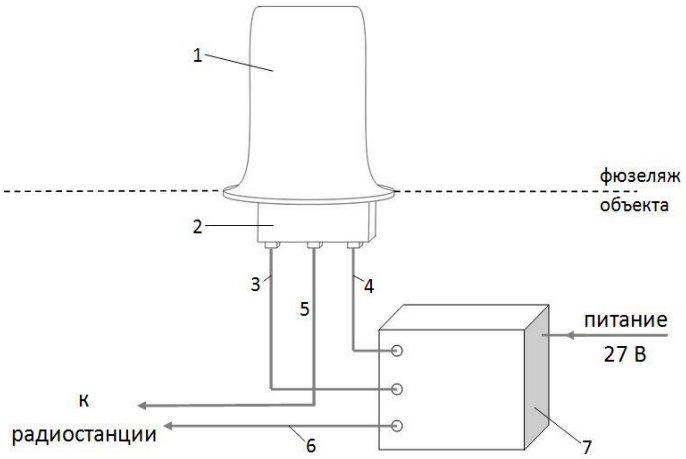


Рис. 2. Эскиз внешнего вида МВ антенны

На рисунке 2 обозначены: 1 – Антенный вибратор; 2 – ШСУ; 3 – Низковольтный НЧ кабель для управления ШСУ; 4 – Высоковольтный НЧ кабель для управления ШСУ; 5 – ВЧ кабель, соединяющий радиостанцию с ШСУ; 6 – НЧ кабель, соединяющий радиостанцию с устройством управления ШСУ; 7 – Устройство управления ШСУ.

На вертолеты антенна устанавливается на верхнюю часть балки или на нижнюю часть фюзеляжа. На дозвуковые самолеты – на верхнюю или нижнюю часть фюзеляжа.

В таблице 1 и рисунке 3 приведены параметры импеданса антенны МВ1 диапазона.

Таблица 1.

Частота, МГц	Активная составляющая, R, Ом	Реактивная составляющая, X, Ом
30	2,26	-247,4
35	2,16	-209,1
40	1,98	-180,7
45	1,65	-158,5
50	1,62	-140,5
55	1,11	-107,0
60	1,34	-95,6
65	1,62	-85,7
70	1,83	-76,8
75	2,0	-68,8
80	2,16	-61,4
85	2,45	-54,6
90	2,71	-48,2
95	3,07	-42,3
100	3,61	-36,6

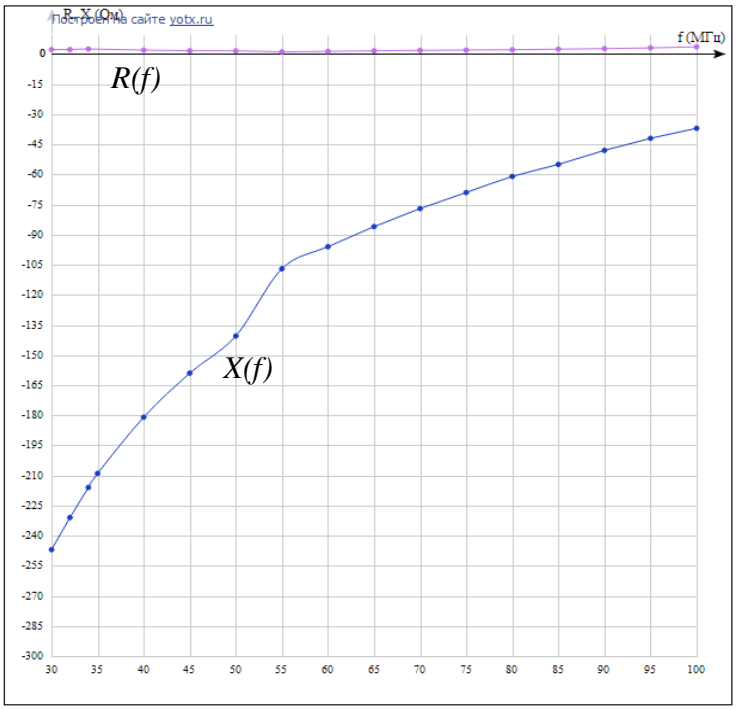


Рис. 3. Графики *X(f)* и *R(f)*.

Из анализа приведенных параметров антенны следует, что антенна «емкостного» типа.

При достаточно большой добротности антенны (Q ≥10) элементы ШСУ не зависят от активного сопротивления нагрузки (антенны), а определяются только ее реактивностью и полосой согласования. Это важное свойство ШСУ значительно расширяет возможности его использования.

Преимущества ШСУ:

- простота в управлении, реализации, отработке на объектах;
- высокое быстродействие, реализация режима ППРЧ, высокая надежность.

Недостатки ШСУ:

- жесткие требования к стабильности параметров импеданса антенн;
- невозможность работы на антенны различных типов.

Элементы ШСК рассчитываются по ниже приведенным формулам, приведенным в [2].

Например, для ШСК 4 порядка:

$$\left.\begin{array}{c} C_2 = \dfrac{g_2}{R_a \Delta\omega} \qquad L_3 = R_a \dfrac{g_3}{\Delta\omega} \qquad C_4 = \dfrac{g_4}{R_a \Delta\omega} \\ C_1 L_a = C_2 L_2 = C_3 L_3 = C_4 L_4 = \dfrac{1}{\omega_2 \omega_1} \end{array}\right\} \quad (1)$$

где g_2, g_3, g_4 – элементы НЧ – прототипа, взятые из приложений в [3];

$\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ – рабочая полоса частот ШСУ;

R_a – активная составляющая импеданса антенны,

L_a – индуктивная составляющая импеданса антенны.

Отметим, что значение $\mathbf{R_a}$ берется на среднегеометрической частоте рабочей полосы частот $(w=(\omega_1 \cdot \omega_2)^{1/2})$.

Устройство управления предназначено для автоматического выбора и коммутации нужного ШСК в зависимости от частоты входного сигнала в соответствии с алгоритмом работы ШСУ. Функции выполняются либо при взаимодействии аппаратных средств с программным обеспечением (ввод-вывод информации, тест встроенного контроля и др.), либо программным обеспечением – контроль входной информации, формирование выходной информации, реализация алгоритма работы ШСУ. Программное обеспечение обрабатывает информацию о частоте и видах работы, принимаемую от радиостанции в словах по интерфейсу RS-485. Дискретность значений частоты 100 Гц.

3. Заключение

Рассмотрены основные особенности построения быстродействующих антенных согласующих устройств МВ диапазона. Одним из простых и надежных способов повышения быстродействия в радиостанциях МВ диапазона является применение в качестве устройства согласования широкополосного согласующего устройства, встроенного в корпус антенны, которое состоит из набора коммутируемых поддиапазонных неперестраиваемых широкополосных согласующих контуров.

Литература

1. Хлопушин И. Ю. О разработке быстродействующих антенных согласующих устройств для радиостанций с режимом ППРЧ. // XXIV Международная научно-техническая конференция «Радиолокация. Навигация. Связь» - Воронеж, 2018, Т. 4, - с. 179-182.
2. Алексеев О. В., Головков А. А., Дмитриев А. Я., и др. Проектирование радиопередающих устройств с применением ЭВМ: учебное пособие для вузов. Под ред. Алексеева О. В. М.: Радио и связь, 1987. - 392 с.
3. Фано Р. Теоретические ограничения полосы согласования произвольных импедансов. М.: Сов. радио, 1965. - 68 с.

References

1. Khlopushin I. U. The development of high-speed antenna couplers for radios with FHSS mode.// XXIV international scientific-technical conference «Radar. Navigation. Communication» - Voronezh, 2018, Vol. 4. – Pp. 179-182.
2. Alekseev O. V., Golovkov A. A., Dmitriev A. Y. and others. Designing radio transmitting devices with the use of computers: Textbook manual for universities. Ed. Alekseeva O.V. M.: Radio and communications, 1987, - 392 p.
3. Fano R. Theoretical limitations of the matching band for arbitrary inpedances. M.: Sov. radio, 1965. – 68 p.

ОЦЕНКА МЕТОДА РАСЧЁТА ИПХ ДЛЯ АНАЛИЗА ИМПУЛЬСНОГО ПОЛЯ КРУГЛОЙ ПЛОСКОЙ АПЕРТУРЫ

Н. А. Лысенко[1], А. М. Бобрешов[1], В. Е. Копытин[1], Г. К. Усков[1], Н. С. Скулкина[2], С. П. Скулкин[3], Н. И. Кащеев[3]

[1] ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет» (ФГБОУ ВО «ВГУ»), Воронеж, Россия
[2] ФГАОУ ВО «Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского» (ННГУ), г. Нижний Новгород, Россия
[3] Национальный исследовательский университет Высшая школа экономики (НИУ ВШЭ), Россия, г. Нижний Новгород, Россия

Аннотация. Авторами представлен анализ метода аналитического расчёта излучения сверхширокополосных импульсных сигналов круглой апертурой с использованием переходных импульсных характеристик. Выполнено численное электродинамическое моделирование методом FIT. Сравнены результаты аналитически рассчитанных сигналов с результатами моделирования и была определена средняя ошибка между методами для различных соотношений размеров апертуры и пространственной длительности излучаемого сигнала. Введён критерий сходимости методов, предложено условие применимости аналитического метода.

Ключевые слова: антенны СШП, распространение радиоволн, ближняя и дальняя зоны антенны, импульсная характеристика, аналитический метод, численный расчёт полей.

ASSESSMENT OF THE PULSE CHARACTERISTIC CALCULATION METHOD FOR CIRCULAR PLANE APERTURE TRANSIENT FIELD ANALYSIS

N. A. Lysenko[1], A. M. Bobreshov[1], V. E. Kopytin[1], G. K. Uskov[1], N. S. Skulkina[2], S. P. Skulkin[3], N. I. Kasheev[3]

[1] Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia
[2] Lobachevsky State University of Nizhni Novgorod (UNN), Nizhny Novgorod, Russia
[3] National Research University Higher School of Economics, Nizhny Novgorod, Russia

Abstract. In this paper analysis of the analytical method radiating UWB signals using pulse characteristics, based on the physical optics, is presented. Comparison between signal calculation and FIT electrodynamic modelling is performed. Using comparison results the mean error between theoretical and computational methods for different ratio of an aperture size and signal spatial duration is determined. Criteria of the methods matching is introduced, as well as boundary condition of analytical method applying.

Keywords: UWB antennas, propagation of radio waves, near and far zones of the antenna, impulse response, analytical method, field calculation.

1. Введение

Стремительное развитие электроники порождает необходимость применения сверхширокополосных (СШП) сигналов в системах связи и радиолокации, что происходит из-за высоких требований к скорости передачи данных и разрешающей способности [1]. Для работы таких радиосистем нередко применяются антенны с высоким коэффициентом усиления, в качестве которых могут использоваться зеркальные антенны. Эти виды антенн широко освещены в литературе при возбуждении

узкополосными сигналами, однако, для СШП импульсов требуются методы анализа во временной области. В этом случае анализ электромагнитных (ЭМ) полей может быть проведён аналитическим методом, предложенным в работах [2 - 5], который позволяет производить расчёты в полупространстве перед апертурой антенны. Импульсное поле представляется в виде импульсно-переходных характеристик (ИПХ) на выходе малых и больших зондовых антенн. Аналитические вычисления [2, 3] основаны на методе физической оптики и позволяют получить результаты, представленные в обратных тригонометрических функциях для ИПХ во всех точках наблюдения полупространства перед апертурой. В физическом смысле ИПХ – поле антенны, при условии, что каждая элементарная единица площади апертуры излучает δ-импульс в нулевой момент времени. Тогда совокупность частотных диаграмм направленности можно определить преобразованием Фурье от ИПХ.

Большинство важнейших характеристик антенны возможно рассчитать, применяя предложенный метод анализа временных полей. Однако, метод получения ИПХ [2, 3] обладает рядом ограничений, поскольку основан на физической теории дифракции, таких как ограничение на отношение размера апертуры (L) к длине волны (λ): $L >> \lambda_{max}$. В случае СШП импульса это означает, что пространственный размер сигнала (произведение длительности τ на скорость света в среде c) должен быть существенно меньше размера апертуры.

Работа посвящена оценке области применения аналитического метода расчёта импульсного поля [3] зеркальной антенны в приближении круглой плоской апертуры. Для этого было проведено сопоставление теоретически полученных результатов с результатами численного моделирования во временной области методом FIT [6]. Анализ полученных результатов позволил определить область применения теории.

2. Электродинамическая численная модель

Разработанная электродинамическая численная модель представлена на Рис. 1. Апертурой являлась круглая бесконечно тонкая пластина из идеального проводника, в направлении которой распространялся плоский волновой фронт. В процессе отражения от проводящей пластины, исследовались процессы вторичного излучения и излучение волны границей этой пластины. При рассмотрении бесконечно малого участка края пластины элементарный излучатель можно с высокой точностью аппроксимировать электрическим диполем, наклонённым на тот же угол, что и касательная к круглой пластине в этой точке.

В работе были выбраны следующие параметры модели (Рис.1): радиус круглой проводящей пластины $R = 0.5$ метров, расстояние до границы расчётной области от ближайшего края по осям x и y – 0.1 метра, расстояние до границы расчётной области за пластиной по оси z – 0.1 метра, от пластины до плоского волнового порта $L = 1.5$ метра. Расчётный объём модели составил 1.6x1.2x1.2 м^3. Со стороны положительного направления оси z на границе счётного объёма был размещён плосковолновой порт, формирующий внутри счётного объёма плоскую линейно поляризованную вдоль оси y

волну. Время, начиная с которого производился анализ полей на всех зондах, $L/c = 5$ наносекунд. Общее время моделирования было ограничено 14 наносекундами.

Для анализа результатов использовалось соотношение, аналогичное $L/\lambda >> 1$, и варьировался один из этих параметров – длина волны λ, которая в случае СШП сигналов может быть заменена на пространственную длительность исходного импульса $c\tau$, определяющую полосу частот. Исходя из требований физической реализуемости, плоский волновой фронт возбуждался дифференцируемым на всём промежутке времени СШП сигналом, спектр которого был ограничен нижней $f_{min} = 1$ МГц и верхней f_{max} от 100 МГц до 15 ГГц частотами. Таким образом, ширина спектра возбуждающего импульсного сигнала варьировалась от 99 МГц до 14.999 ГГц. Три из одиннадцати импульсов, используемых в численном эксперименте, представлены на рисунке 2.

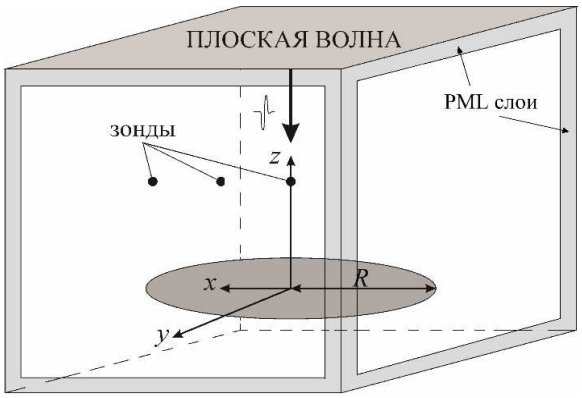


Рис. 1. Геометрия модели для численного моделирования плоской апертуры.

В соответствии с теорией, предложенной в работах [2, 3], были расставлены зонды электрического поля в плоскости $z = R$ и находящиеся на расстоянии от оси симметрии $\rho = 0; R/2; R; 2R$. На границах счётного объёма были заданы идеально поглощающие слои (Perfect Matched Layers – PML) [6]. Необходимо отметить, что корректное определение PML крайне важно для данной задачи моделирования, поскольку определяет переотражения внутри расчётного объёма от границ. При моделировании были применены PML с коэффициентом отражения 0,0001.

Для моделирования процессов использовался метод FIT (finite integrated technique) во временной области [7]. FIT представляет из себя пространственную дискретную систему численного решения ЭМ задач, применяя уравнения Максвелла, во временной и частотной областях. Для каждой выбранной верхней частоты была установлена кубическая сетка разбиения счётного объёма не менее 800 миллионов ячеек на весь объём. Это позволило добиться одинаковых параметров дискретизации в представлении откликов поля на зондах.

3. Расчёт полей аналитическим и численным методами

В работе [8] подробно описан метод получения сигналов аналитическим методом и численным решением уравнений Максвелла. Пространственно-временная зависимость электрического поля $E(t,r)$ в точке с координатой, определяемой радиус-вектором r

связана с традиционной частотной (совокупной диаграммой направленности) преобразованием Фурье:

$$\vec{E}(t,\vec{r}) = \int \vec{E}(\omega,\vec{r}) \cdot e^{j\omega t} d\omega .$$

Тогда временная зависимость излучённого сигнала *S(t,r)* в этой точке для поляризации, характеризуемой ортом *e*, можно получить из свёртки по времени:

$$S_e(t,\vec{r}) = \vec{e}E_a(t,\vec{r}) \otimes S_0(t),$$

где $S_0(t)$ – импульс, запитывающий антенну. Соответственно, $E_a(t,r)$ является передаточной функцией антенны во временной области или первообразной от импульсной характеристики. Для круглой плоской апертуры при равномерном распределении мощности по поверхности в ближней зоне зависимость *E(t,r)* можно записать в виде:

$$E(t,\rho,z) = \frac{z}{ct}\begin{cases} 0, & 0 < ct < z; \\ 0, & z < ct < \sqrt{z^2 + (a-\rho)^2}, \rho > a; \\ 1, & z < ct < \sqrt{z^2 + (a-\rho)^2}, \rho < a; \\ \varphi/2\pi, & \sqrt{z^2 + (a-\rho)^2} < ct < \sqrt{z^2 + (a+\rho)^2} \\ 0, & ct > \sqrt{z^2 + (a+\rho)^2} \end{cases}$$

где *z* – расстояние до точки наблюдения от апертуры, *ct* – расстояние от центра апертуры, $\rho = \sqrt{x^2 + y^2}$ – расстояние от точки до центральной оси апертуры, $\varphi = arccos(\rho^2 + b^2 - a^2 \,/\, 2\rho b)$ – угол на апертуре [2]. Сомножитель *z/ct* в формуле представляет собой поляризационный множитель, в данном случае принимаемый равным диаграмме направленности элемента тока (или элементарного диполя) по одной из координат. Он справедлив для тока на идеальной проводящей поверхности.

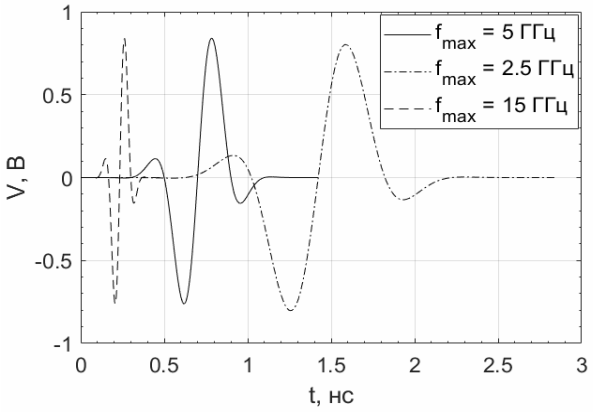


Рис. 2. Сигналы, используемые для возбуждения плоского волнового фронта.

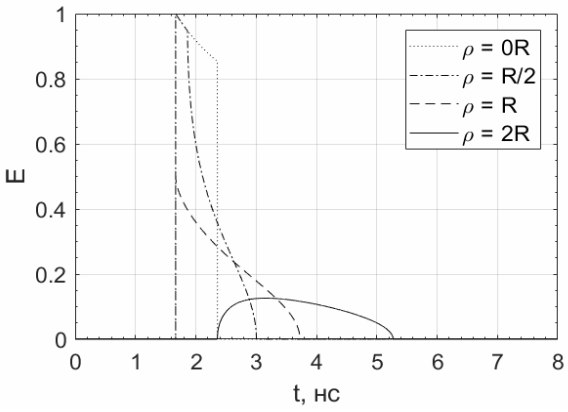


Рис. 3. Первообразные ИПХ для разных ρ.

Зафиксировав расстояние до апертуры $z = R$, можно вычислить временные зависимости импульсных полей с использованием аналитического метода для различных $\rho = 0, R/2, R, 2R$ (рис.3). При рассмотрении первообразной ИПХ в пределах прожекторного луча ($\rho < R$), передний фронт зависимости, связанный с излучением

плоской апертуры, практически не изменяется, в то время как длительность заднего фронта, связанного с границей апертуры, резко сокращается с приближением к оси симметрии. За пределами прожекторного луча ($\rho > R$) длительность переднего фронта растёт по мере удаления от оси симметрии [2-3].

При вычислении ЭМ поля аналитическим методом за входной сигнал принимался один из возбуждающих сигналов численного моделирования (рис. 2). На рис. 4 представлены зависимости электрической составляющей поля, полученные путём свёртки теоретической ИПХ и входного импульса (отмечены пунктирными линиями) одновременно с импульсами, рассчитанными численными методами моделирования (отмечены сплошными линиями) для различных расстояний от оси апертуры при $z = R$. Из рисунков видно, что все полученные отклики демонстрируют хорошее согласование теории и численной модели, а основные расхождения проявляются с ростом ρ. Данные неточности объясняются тем, что излучение, связанное с границей раздела апертуры по мере удаления от оси симметрии преувеличивается при расчёте теоретическим методом.

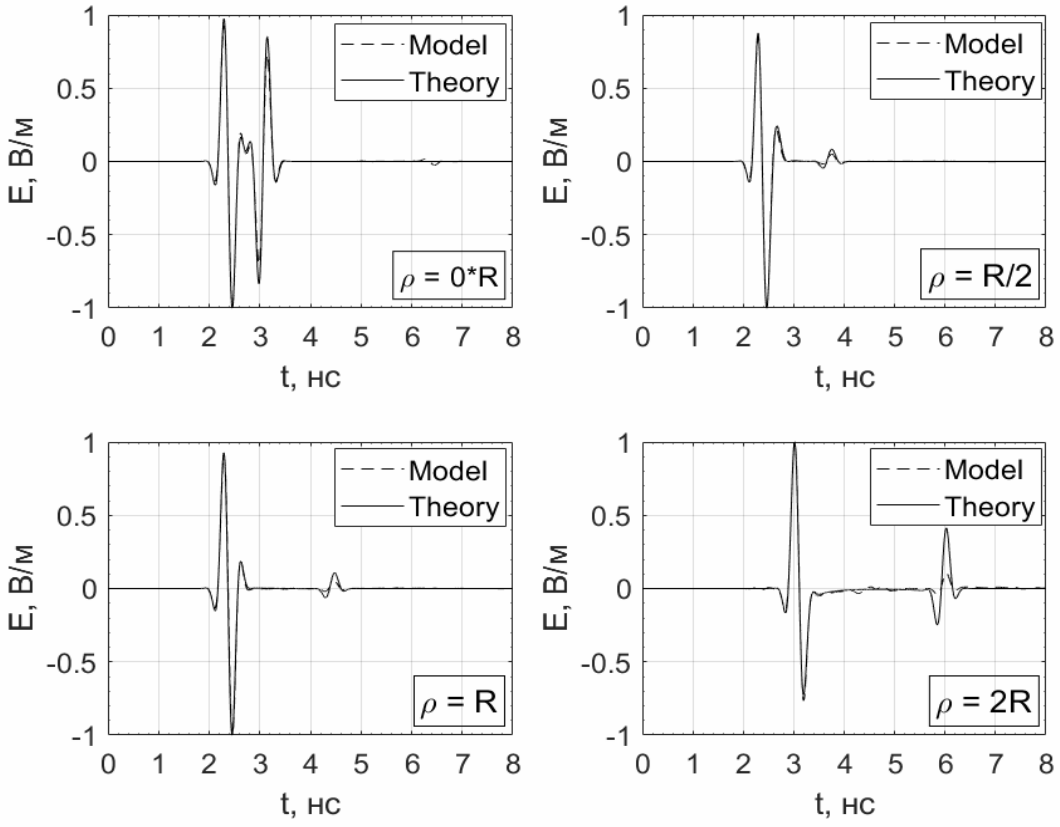


Рис. 4. Переотражённые импульсы, рассчитанные при помощи теоретического метода (сплошные линии) и моделирования (пунктирные линии) для разных значений ρ.

4. Определение условия применимости метода

Для определения границы применимости аналитического метода была рассчитана средняя ошибка между теоретически и численно полученными откликами

электрического поля для различных возбуждающих сигналов в точках пространства $z = R$; $\rho = 0, R/2, R, 2R$:

$$\varepsilon = \frac{\int_0^T \left| S_{\mathrm{mod}}(t) - S_{theory}(t) \right| dt}{T},$$

где $S_{\mathrm{mod}\,el}(t)$ – отклик электрической компоненты поля, рассчитанный численным методом, а $S_{theor}(t)$ – теоретическим, T – длительность отклика. Значение ошибки ε рассчитывалось в дискретном виде. Для каждой из 11 реализаций полей количество точек дискретизации составило 10^3.

Аналогичные вычисления свёртки и средней ошибки были проведены для каждого из сигналов, характеризуемого пространственной длительностью τ. Все реализации, как теоретические свёртки, так и полученные численным методом были нормированы на максимальную величину, поэтому можно говорить, что величина ε показывает среднюю ошибку в долях от максимальной амплитуды сигнала в этой точке. Таким образом, после вычисления средних ошибок ε для всех отношений $R/c\tau$; точность аналитического метода увеличивается с ростом отношения $R/c\tau$ [8]. Ввиду этого, интересующий порог применимости будет лежать вблизи нуля графика $\varepsilon = \varepsilon(R/c\tau)$, поэтому на рисунке 5 представлены зависимости средней ошибки ε между теоретическим методом и численным моделированием от отношения $c\tau/R$ для четырёх точек наблюдения ρ. В таком виде классическое условие применимости метода можно записать в виде $c\tau/R<<1$.

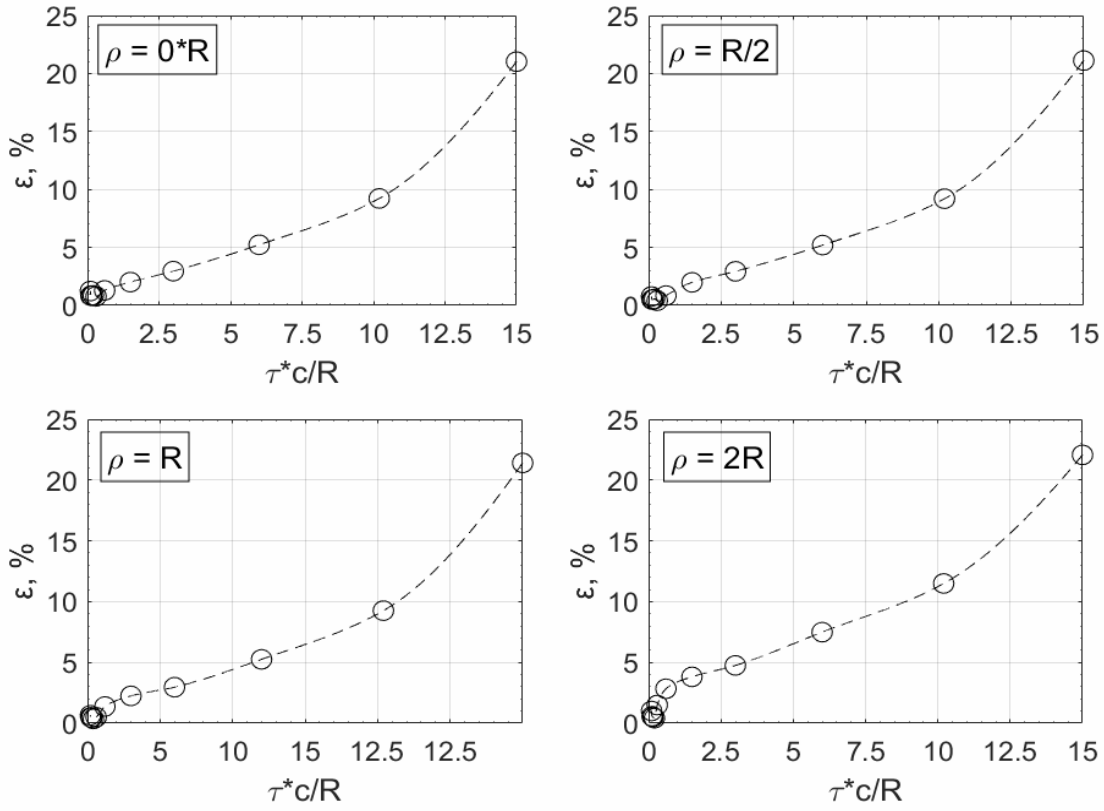


Рис. 5. Зависимость средних ошибок ε от соотношения τ/R для разных ρ.

В качестве критерия применимости аналитического метода предложено установить максимальный порог средней ошибки в 1%, менее которого метод аналитического построения ИПХ даёт точные результаты. Из рисунка 5 можно определить, что из этой области точных решений выпадают пять наибольших значений τ. Шестое значение $\tau = 1$ нс, соответствующее $f_{max} = 2.5$ ГГц, лежит на пороге установленных значений $\varepsilon < 1\%$. Эта пространственная длительность сигнала соответствует области с размером $c\tau = 0.3$ метра. Таким образом, границу области применимости теоретического метода справедливо будет записать в виде $2\tau c < R$, что гарантировано обеспечивает совпадение результатов теоретической оценки излучения плоской апертуры с численным моделированием в пределах 1%. При этом на аналитический метод расчёта накладывается менее строгое условие, чем в работах [2-3].

5. Заключение

В работе проведён анализ метода аналитического расчёта СШП сигналов, излучённых круглой плоской апертурой, с использованием импульсных переходных характеристик и его сравнение с электродинамическим моделированием методом FIT. По результатам сравнения определена средняя ошибка между теоретическим и численным методами для различных соотношений размеров апертуры и пространственной длительности излучаемого сигнала. Ведён критерий максимальной средней ошибки между методами в 1% и сделан вывод, что в качестве условия применимости аналитического метода может быть использовано $2\tau c/R < 1$.

6. Благодарности

Работа выполнена в рамках гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских учёных – докторов наук (проект МД-6872.2018.9).

Литература

1. Baum C. E., Farr E. G. “Impulse radiating antennas”, in Ultra-Wideband/Short-Pulse Electromagnetics, H. L. Bertoni, C. E. Baum, and L. B. Felsen, Eds., Plenum Press, New York, NY, USA, pp. 139-147, 1993.
2. Горюнова С.В., Дрожилкин С.В., Жаворонков В.Н., Пономарев Д.Н., Семенова Л.Р., Скулкин С.П., Турчин В.И. Времяимпульсный метод измерения характеристик антенн в ближней зоне. // Изв.вузов. Радиофизика. - 1989. - Т. 32, № 1. - С. 73-83.
3. Skulkin S. P., Turchin V. I. Transient field calculation of aperture antennas, – IEEE Trans. Antennas Propag., vol. AP-47, pp. 929-932. May 1999.
4. Skulkin S. P. Transient Field Calculation of Aperture Antennas for Various Field Distributions Over the Aperture / S. P. Skulkin, V. I. Turchin, N. I. Kascheev, D. M. Ponomarev // IEEE Antennas and Propagation Wireless Letters, vol. 16, pp. 2295-2298, 2017.
5. Skulkin S. P. “Transient fields of rectangular aperture antennas,” in Ultra-Wideband, Short-Pulse Electromagnetics, Carl E. Baum, Lawrence Carin, Alexander P. Stone, Eds., Plenum, vol. 3, pp. 57-63, 1997.
6. Davidson D.B. Computational Electromagnetics for RF and Microwave Engineering. Cambridge: Cambridge Univ. Press, – 2005.
7. T. Weiland, A Discretization Method for the Solution of Maxwell's Equations for Six-Component Fields, Electronics and Communications AEUE, vol. 31, no. 3, pp. 116–120, 1977.

8. Импульсное поле круглой плоской апертуры / Лысенко Н.А., Бобрешов А.М., Усков Г.К., Скулкин С.П., Кащеев Н.И. // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2018. – Т. 21. – № 3. – С. 43-49.

REFERENCES

1. Baum C. E., Farr E. G. “Impulse radiating antennas”, in Ultra-Wideband/Short-Pulse Electromagnetics, H. L. Bertoni, C. E. Baum, and L. B. Felsen, Eds., Plenum Press, New York, NY, USA, pp. 139-147, 1993.
2. Gopjunova S.V., Dpozhilkin S.V., Zhavoponkov V.N., Ponomapev D.N., Semenova L.R., Skulkin S.P., Tupchin V.I. Vpemjaimpul'snyj metod izmepenija hapaktepistik antenn v blizhnej zone. // Izv.vuzov. Radiofizika. - 1989. - V. 32, N 1. - S. 73-83.
3. Skulkin S. P., Turchin V. I. Transient field calculation of aperture antennas, – IEEE Trans. Antennas Propag., vol. AP-47, pp. 929-932. May 1999.
4. Skulkin S. P. Transient Field Calculation of Aperture Antennas for Various Field Distributions Over the Aperture / S. P. Skulkin, V. I. Turchin, N. I. Kascheev, D. M. Ponomarev // IEEE Antennas and Propagation Wireless Letters, vol. 16, pp. 2295-2298, 2017.
5. Skulkin S. P. “Transient fields of rectangular aperture antennas,” in Ultra-Wideband, Short-Pulse Electromagnetics, Carl E. Baum, Lawrence Carin, Alexander P. Stone, Eds., Plenum, vol. 3, pp. 57-63, 1997.
6. Davidson D.B. Computational Electromagnetics for RF and Microwave Engineering. Cambridge: Cambridge Univ. Press, – 2005.
7. T. Weiland, A Discretization Method for the Solution of Maxwell's Equations for Six-Component Fields, Electronics and Communications AEUE, vol. 31, no. 3, pp. 116–120, 1977.
8. Impul'snoe pole krugloj ploskoj apertury / Lysenko N.A., Bobreshov A.M., Uskov G.K., Skulkin S.P., Kashheev N.I. // Fizika volnovyh processov i radiotehnicheskie sistemy. – 2018. – V. 21. – N 3. – P. 43-49.

ОЦЕНКА НАВОДИМОГО В НАГРУЗКЕ ВИБРАТОРА НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ ПРИЕМЕ ВИДЕОИМПУЛЬСОВ

А. П. Алимов, А. А. Волков, Р. В. Антипенский

ВУНЦ ВВС «ВВА имени проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г. Воронеж), Россия

Аннотация. Дана оценка напряжения наводок в нагрузке вибратора при приеме одиночного видеоимпульса. Проведены расчеты временных зависимостей напряжения для разных значений длинны вибратора, угла прихода волны, длительности и формы видеоимпульса.

Ключевые слова: видеоимпульс, напряжение наводок.

EVALUATION OF VOLATOR VIBRATOR BROADLY LOADED BY VIDEO IMPULSE RECEPTION

A.P. Alimov, A. A.Volkov, R. V. Antipensky

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

Abstract. In this paper, interference voltage in dipole antenna load when receiving a single video pulse has been estimated. Time dependencies of voltage on different values of dipole antenna length, angle of arrival, as well as video pulse duration and shape have been calculated.

Keywords: video pulse, interference voltage.

1. Введение

В настоящее время большое внимание уделяется вопросам воздействия мощных импульсных электромагнитных полей (ЭМП) на радиоэлектронную аппаратуру, что обусловлено необходимостью решения ряда задач прикладного характера, к которым, в частности, относятся задачи радиоэлектронного подавления в широкой полосе частот и электромагнитного поражения радиоприемных устройств (РПУ). При решении задач для формирования ЭМП могут найти применение генераторы видеоимпульсов различных типов [1-3], в связи с чем вопросы оценки уровней стойкости РПУ к видеоимпульсному излучению актуальны.

Основным каналом проникновения ЭМП в РПУ является антенно-фидерный тракт, а электромагнитная стойкость устройства в целом определяется входным полупроводниковым прибором – смесительным диодом или транзистором усилителя радиочастоты [4, 5]. Поэтому для оценки уровней стойкости РПУ к деструктивному ЭМП необходимо знать амплитуду и длительность импульса напряжения (или тока), наведенного на входном полупроводниковом приборе.

В случае узкополосных полей для определения наводимых в нагрузке приемной антенны напряжений и токов широко используется частотный метод анализа [6]. При этом, для антенн с выраженным многорезонансным характером, таких как вибраторные антенны, как правило учитывается только первый резонанс [7].

Видеоимпульсное излучение не имеет несущего колебания и обладает очень широким частотным спектром. Моделирование приема ЭМП такого типа вибраторной

антенной целесообразно проводить во временной области без ограничений на отношение длины вибратора и пространственной протяженности импульса.

Цель работы – разработка модели и оценка наводимого в нагрузке вибраторной антенны напряжения при приеме видеоимпульсов.

2. Модель приема видеоимпульса вибраторной антенной

Геометрия задачи показана на рис. 1, где обозначено: $\vec{E}$ – вектор напряженности электрического поля падающей волны; $\vec{E}_\tau$ – тангенциальная составляющая вектора $\vec{E}$; θ – угол падения ЭМП; L – длина вибратора; $Z_н$ – сопротивление нагрузки; X – ось координат элементов вибратора.

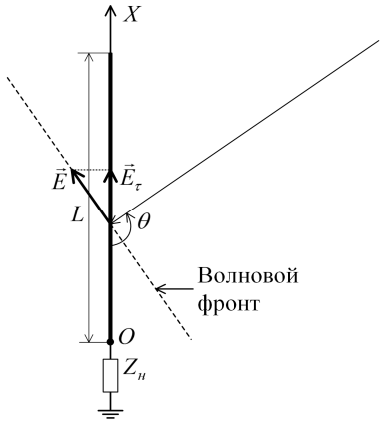


Рис. 1. Прием вибраторной антенной электрического поля падающей волны

При решении задачи приняты следующие допущения:

- вибратор находится в свободном пространстве;
- омические потери в вибраторе отсутствуют;
- для вибратора применимо тонкопроволочное приближение;
- потери на излучение не зависят от частоты;
- фронт падающей волны плоский.

В каждой точке вибратора, до которой дошел фронт волны, возникает электрическое поле $\vec{E}_\tau$, которое на элементе длины вызывает электрический ток и разность потенциалов. Они, в свою очередь, распространяться по вибратору в виде бегущих волн.

В настоящее время разные методы расчета наводимых токов и напряжений в проводниках внешним ЭМП обзор которых дан в [8]. Наиболее оптимальным по вычислительным затратам, точности и удобству использования является метод линии передачи. В рамках этого метода пространственно-временные распределения тока $i(x,t)$ и напряжения $u(x,t)$ описываются системой телеграфных уравнений:

$$\begin{cases} -\dfrac{\partial u(x,t)}{\partial x} = ri(x,t) + \dfrac{Z_0}{c}\dfrac{\partial i(x,t)}{\partial t} - E_\tau(x,t), \\ -\dfrac{\partial i(x,t)}{\partial x} = gu(x,t) + \dfrac{1}{cZ_0}\dfrac{\partial u(x,t)}{\partial t}, \end{cases} \tag{1}$$

с граничными условиями:

$$\begin{cases} Z_н i(0,t) + u(0,t) = 0, \\ i(L,t) = 0, \end{cases} \tag{2}$$

где c – скорость распространения ЭМП; $Z_0 = 120\left(\ln\left(L/d\right) - 1\right)$ – волновое сопротивление вибратора [9]; d – диаметр вибратора; $r = \alpha\, Z_0 / c$ – сопротивление потерь на излучение; $g = \alpha / \left(Z_0 c\right)$ – проводимость потерь на излучение; $\alpha \simeq 36,5 / \left(LZ_0\right)$ – коэффициент потерь на излучение [8]; $E_\tau(x,t)$ – пространственно-временное распределение тангенциального поля в вибраторе.

Так как волновой фронт плоский, то:

$$E_\tau(x,t) = \sin\theta E\left(t - \frac{x}{c}\cos\theta\right), \tag{3}$$

где $E(t)$ – временная зависимость напряженности электрического поля падающей волны.

Напряжение в нагрузке вибратора $Z_н$ равно:

$$u_н(t) = Z_н i(0,t). \tag{4}$$

Решение системы (1) с граничными условиями (2) методом преобразования Лапласа для согласованного режима $\left(Z_н = Z_0\right)$ приводит к формуле:

$$u(t,\theta) = \frac{\sin\theta}{2}\left(u_E(t,\theta) - e^{-\alpha\frac{L}{c}}\left(u_E\left(t - \frac{2L}{c}\cos^2\frac{\theta}{2}, \theta\right) + u_E\left(t - \frac{2L}{c}\cos^2\frac{\theta}{2}, \pi - \theta\right)\right) + e^{-2\alpha\frac{L}{c}}u_E\left(t - \frac{2L}{c}, \pi - \theta\right)\right), \tag{5}$$

где

$$u_E(t,\theta) = \frac{c}{1+\cos\theta}\int_0^t s(t-\xi)e^{-\frac{\alpha\xi}{1+\cos\theta}}d\xi \tag{6}$$

3. Результаты расчета напряжения, наводимого в согласованной нагрузке при приеме видеоимпульса

Для описания принимаемого ЭМП взяты модели импульсов с гауссовой формой огибающей вида:

$$E(t) = E_0 \sin\left(\frac{2\pi t}{T}\right)\exp\left(-\frac{1}{2}\left(t - \frac{T}{n}\right)^2 \Big/ \left(\frac{T}{n}\right)^2\right), \tag{7}$$

где E_0 – максимальное значение напряженности поля в точке приема; T – параметр, определяющий длительность импульса, n – параметр, определяющий количество колебаний в импульсе.

На рис. 2 представлены формы видеоимпульсов при различных значениях параметра n.

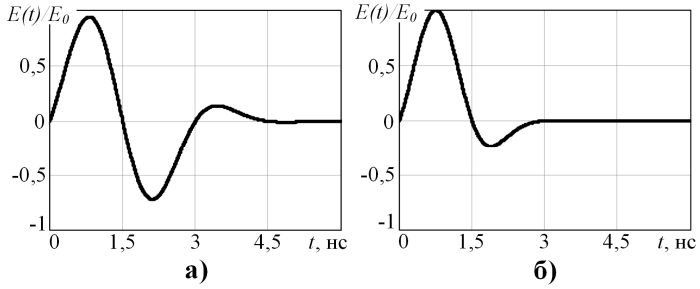


Рис. 2. Модели видеоимпульсов при $T = 3$ нс и: а) $n = 2,5$; б) $n = 4$

Проведен расчет напряжения, наводимого в нагрузке вибратора с длиной $L = 3$ м и диаметром $d = 2$ см биполярным импульсом (рис. 2а). На рисунках 3–6 показаны графики нормированных временных зависимостей напряжения в согласованной нагрузке вибратора $u_н(t)/(E_0 L)$, соответственно для длительностей $T = 3$ нс, 10 нс, 30 нс и 100 нс при различных углах падения ЭМП на антенну.

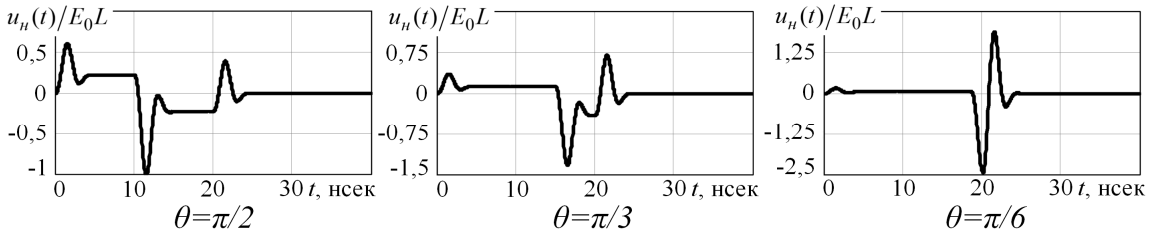


Рис. 3. Зависимости напряжения наводимого в нагрузке вибратора от угла падения ЭМП биполярного импульса с длительностью $T = 3$ нс

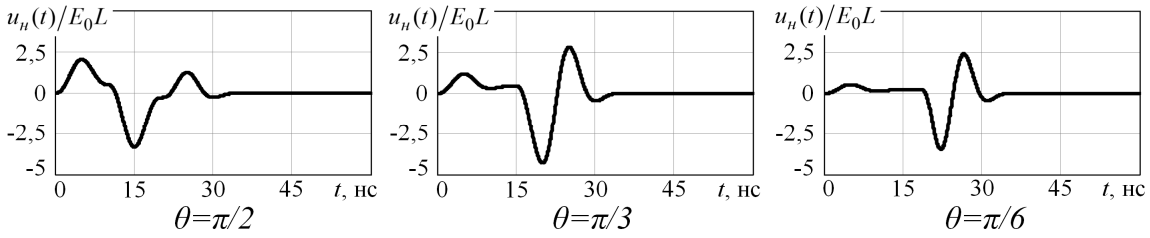


Рис. 4. Зависимости напряжения наводимого в нагрузке вибратора от угла падения ЭМП биполярного импульса с длительностью $T = 10$ нс

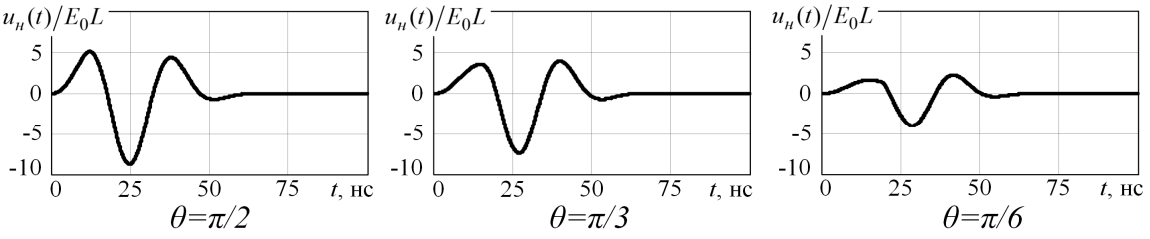


Рис. 5. Зависимости напряжения наводимого в нагрузке вибратора от угла падения ЭМП биполярного импульса с длительностью $T = 30$ нс

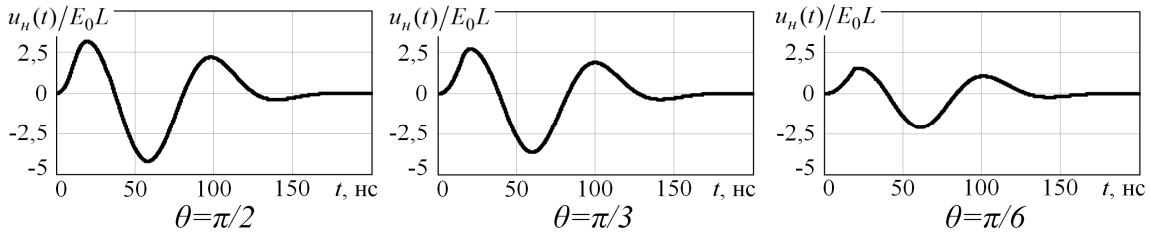


Рис. 6. Зависимости напряжения наводимого в нагрузке вибратора от угла падения ЭМП биполярного импульса с длительностью $T = 100$ нс

Из представленных графиков видно, что форма временной зависимости напряжения в нагрузке вибратора зависит от направления прихода ЭМП и от длительности принимаемого видеоимпульса. Причем, угловая зависимость формы наводимого напряжения в нагрузке наблюдается при приеме видеоимпульса с длительностью $T \le L/c$. Наибольший уровень наводок наблюдается при длительности импульса $20 \le T \le 40$ нс и угле прихода ЭМП $\theta = \pi/2$.

4. Заключение

Таким образом, на основе теории линии передачи получено выражение напряжения в согласованной нагрузке вибратора при приеме видеоимпульса произвольной формы. Проведен расчет временных зависимостей напряжения при приеме биполярного видеоимпульса с заданными параметрами. Установлено, что форма наводимого напряжения в нагрузке при приеме видеоимпульса зависит от угла падения фронта волны на вибратор, а наибольший уровень наводок наблюдается при длительности импульса $2L/c \le T \le 4L/c$.

Литература

1. Белоконь И. Н., Гончаров А. Н., Иванов Е. В., Кудряшов А. С. Анализ технологий генерации мощного импульсного радиочастотного излучения и перспективы их развития // Технологии ЭМС, 2010, №1. – С. 49-65.
2. Месяц Г. А. Импульсная энергетика и электроника. М.: Наука, 2004. – 704 с.
3. Рукин С. Н. Генераторы мощных наносекундных импульсов с полупроводниковыми прерывателями тока (обзор) // Приборы и техника эксперимента, 1999, №4. – С. 5-36.
4. Ланов В. В., Саркисьян А. П. Некоторые аспекты проблемы создания СВЧ средств функционального поражения // Зарубежная радиоэлектроника, 1993, №11. – С. 3-10.
5. Добыкин В. Д., Куприянов А. И., Пономарев В. Г., Шустов Л. Н. Радиоэлектронная борьба. Силовое поражение радиоэлектронных систем / под ред. А. И. Куприянова. М.: Вузовская книга, 2007. – 468 с.
6. Марков Г. Т., Сазонов Д. М. Антенны. М.: Энергия, 1975. – 528 с.
7. Кравченко В. И., Болотов Е. А., Летунова Н. И. Радиоэлектронные средства и мощные электромагнитные помехи. М.: Радио и связь, 1987. – 256 с.
8. Мырова Л. О., Челиженко А. З. Обеспечение стойкости аппаратуры связи к ионизирующим и электромагнитным излучениям. М.: Радио и связь, 1988. – 296 с.
9. Щелкунов С. А., Фрис Г. Т. Антенны (Теория и практика). М.: Советское радио, 1955. – 604 с.

REFERENCES

1. Belokon I. N., Goncharov A. N., Ivanov E. V., Kudryashov A. S. Analysis of technologies for generating high-power pulsed radio-frequency radiation and the prospects for their development // Technologies EMS, 2010, №1. - pp. 49-65.
2. Month G.A. Pulse Power and Electronics. M.: Science, 2004. - 704 p.
3. Rukin S. N. Generators of powerful nanosecond pulses with semiconductor current interrupters (review) // Instruments and Experimental Technique, 1999, No. 4. - p. 5-36.
4. Lanov V.V., Sarkisyan A.P. Some aspects of the problem of creating microwave means of functional damage // Foreign Radioelectronics, 1993, No. 11. - p. 3-10.
5. Dobykin V.D., Kupriyanov A.I., Ponomarev V.G., Shustov L.N. Radio electronic warfare. Power defeat of electronic systems / ed. A.I. Kupriyanov. M.: University book, 2007. - 468 p.
6. Markov G. T., Sazonov D. M. Antennas. M.: Energy, 1975. - 528 p.
7. Kravchenko. I., Bolotov. A., LetunovN. I. Radio electronic means and powerful electromagnetic interference. M .: Radio and communication, 1987. - 256 p.
8. Myrova L. O., Chelizhenko A.Z. Ensuring the resistance of communication equipment to ionizing and electromagnetic radiation. M .: Radio communication, 1988. - 296 p.
9. Schelkunov S. A., Fris G. T. Antennas (Theory and Practice). M.: Sovetskoye Radio, 1955. - 604 p.

ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ПЕЛЕНГАЦИИ ПО АЗИМУТУ ИЛИ УГЛУ МЕСТА ПЛОСКИМИ АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ НЕСИММЕТРИЧНОЙ ФОРМЫ

Ю. Б. Нечаев[1], И. В. Пешков[2]

[1]Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия
[2]Елецкий государственный университет им. И.А.Бунина (ЕГУ), Елец, Россия

Аннотация. В работе рассматриваются плоские антенные решетки, такие как симметричной, а также несимметричной формы для несовместной оценки координат одиночного сигнала по азимуту или углу места. Рассмотрены кольцевые, дугообразоные и L-образные антенные решетки. Каждая антенная решетка состоит из одинакового числа всенаправленных антенных элементов, равных 24, дистанция между которыми составляет половину длины волны. Вычислены границы Крамера-Рао для различных ситуаций, в т.ч. расположения сигналов по азимуту и углу места. Получены точные общие аналитические выражения нижней границы Крамера-Рао для каждой конкретной антенной решетки, которые дают очевидное понимание о точности определения координат той или иной конфигурацией.

Ключевые слова: радиопеленгация, граница Крамера-Рао, MUSIC, метод максимального правдоподобия.

ESTIMATION OF RADIO DIRECTION-FINDING ON THE AZIMUTH OR ELEVATION OF PLANAR ANTENNA ARRAYS OF THE NONSYMMETRIC FORM

Yu. B. Nechaev[1], I. V. Peshkov[2]

[1]Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia
[2] Yelets State University after I.A.Bunin (YelSU), Yelets, Russia

Abstract. The paper deals with planar antenna arrays, such as circular, octagonal, hexagonal and rectangular, for the task of direction-finding on azimuth and elevation angles. The boundaries of the Cramer-Rao are calculated for different situations, including the location of signals in azimuth and elevation planes, and signal-to-noise ratios. Each antenna array consists of the same number of omni-directional antenna elements equal to 24, the distance between which is half the wavelength. The exact general expressions of the Cramer-Rao lower bound for each specific antenna array are obtained, which analytically show an idea of the accuracy of direction finding of one or another configuration.

Keywords: direction-finding, Cramer-Rao bound, MUSIC, maximum likelihood method.

1. Введение

Оценка угловых координат источников излучения нашло широчайшее применение в таких задачах, как радиолокация, гидролокация и беспроводная связь [1]. Конфигурации антенных решеток (АР), которые были исследованы и использованы для оценки координат в азимутальной плоскости, касались в основном только равномерных линейных конфигураций. В таких задачах, которые требуют как азимутальной, так и угломестных оценок направления, как правило, используются плоские антенные решетки [2]. В настоящее время статьи, посвященные сравнительному изучению

характеристик оценок направления прихода радиоволн со сверхразрешением, включая нижнюю границу Крамера-Рао (ГКР), часто касаются только одного или двух типов антенных решеток [3]. Поэтому получение оптимальной формы антенной решетки очень важно, поскольку позволяет получать оценки координат источников радиоизлучения с наибольшей точностью.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

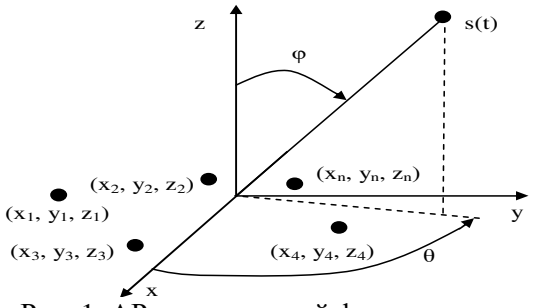


Рис. 1. АР произвольной формы.

Рис. 1. показывает решетку из N элементов, произвольно распределенных в плоскости xy. Рассмотрим узкополосный сигнал $s(t)$ с угловыми координатами: θ связана с азимутальной и φ с вертикальной плоскостями. Сигнал выражается как [4]

$$\tilde{s}(t) = u(t)\cos(\omega_0 + v(t)), \tag{1}$$

где $u(t)$ и $v(t)$ – медленно изменяющиеся функции времени. Поскольку сигнал узкополосный, то задержка τ_i вызывает сдвиг фазы $\xi_i = -\tau_i\omega_0$, т.е.

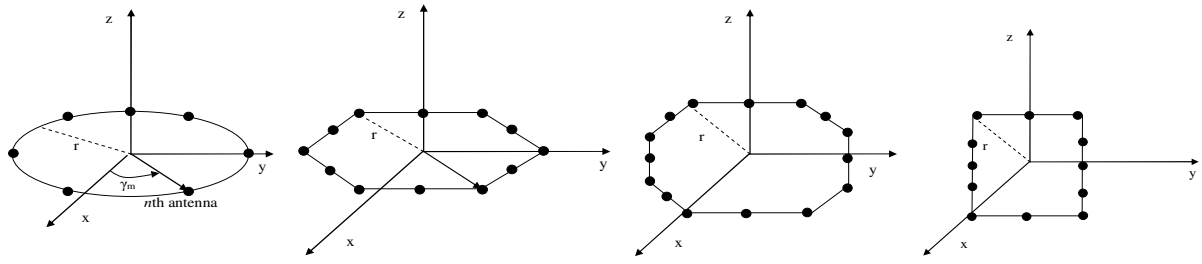
$$s(t-\tau) = s(t)e^{j\xi_i} = s(t)e^{-j\tau_i\omega_0} \tag{2}$$

$$\xi_i = \frac{\omega_0}{c}\left[x_i\sin\varphi\cos\theta + y_i\sin\varphi\cos\theta + z_i\cos\varphi\right] \tag{3}$$

где λ – длина волны. И теперь, если сигналы на АЭ обозначить как $\boldsymbol{x}_1$, $\boldsymbol{x}_2$, …, $\boldsymbol{x}_N$, то в векторной форме они будут выглядеть как:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{a}(\omega,\theta,\lambda)s(t) = \begin{bmatrix} e^{j\mathbf{k}\mathbf{r}_1^T} & e^{j\mathbf{k}\mathbf{r}_2^T} & \cdots & e^{j\mathbf{k}\mathbf{r}_N^T} \end{bmatrix} s(t) \tag{4}$$

где $\mathbf{k} = \frac{2\pi}{\lambda}\left(k_x, k_y, k_z\right) = \left(\sin\varphi\cos\theta, \sin\varphi\cos\theta, \cos\varphi\right)$ - волновое число, $\mathbf{r}_n^T = (x_n, y_n, z_n)^T$ - радиус-вектор к n-му АЭ.



а) б) в) г)

Рис. 2. Схематическое изображение а) кольцевой, б) восьмигранной, в) шестигранной, г) четырехгранной АР.

Геометрия квадратных, шестиугольных, восьмиугольных и круглых симметричных планарных антенных решеток показана на рис. 2. При анализе точного

уравнения ГКР на основе плоской антенной решетки было обнаружено, что принимаемое напряжение является основным фактором для всего расчета ГКР [5]. Из-за ограничения длины этой статьи, только уравнения напряжений приемных квадратной, шестиугольной и круглой плоских антенных решеток перечислены далее. Напряжение квадратной приемной антенной решетки составляет:

$$a_{mn}^{sq}(\phi,\theta) = \exp\{ jk[(n-1)d_x k_x + (m-1)d_y k_y]\} \tag{5}$$

где $1 \le n \le N_x$, $1 \le m \le N_y$, Nx и Ny – количество антенных элементов вдоль осей X и Y, dx и dy – межэлементное расстояние по осям X и Y.

Элементы направляющего вектора кольцевой антенной решетки определяются:

$$a_n^{circ}(\phi,\theta) = \exp\{ j[-kr\cos(\theta - \frac{2\pi n}{N})\sin(\phi)]\} \tag{6}$$

где r - радиус антенной решетки, $n = 1 \ldots N$, $k = 2\pi / \lambda$.

Схемы шестиугольных и восьмиугольных решеток приведены на рис. 2 б-в и напряжения на их выходах, полученные из (4), записываются как:

$$a_{mn}^{hex}(\phi,\theta) = \exp\{ jk[\left(n - \frac{N_x - |m| - 1}{2} \right) d_x k_x + \frac{\sqrt{3}}{2} m d_y k_y]\} \tag{7}$$

$$a_{mn}^{oct}(\phi,\theta) = \exp\{ jk[\left(n - \frac{N_x - |m| - 1}{2} \right) d_x k_x + \frac{\sqrt{2}}{2} m d_y k_y]\} \tag{8}$$

где $m = -\frac{N_x - 1}{2}, -\frac{N_x - 1}{2} + 1, \ldots, \frac{N_x - 1}{2}$, $n = 0,1,\ldots, N_x - |m| - 1$. Все уравнения напряжений на выходах АР получены после решения и упрощения $\mathbf{kr}_n^T$ в (4) с учетом положения каждого антенного элемента.

3. Граница Крамера-Рао для 2D радиопеленгации

Ковариационная матрица ошибок оценок (в нашем случае это координаты по азимуту и углу места), которая вычисляется согласно ГКР, определяется посредством матриц производных $\mathbf{D}_\theta$ и $\mathbf{D}_\varphi$ через следующие выражения:

$$\mathbf{D}_{\theta,\varphi} = \left[\left. \frac{\partial \mathbf{a}(\theta_1,\varphi_1)}{\partial \eta} \right|_{\eta=\theta_1,\varphi_1}, \ldots, \left. \frac{\partial \mathbf{a}(\theta_d,\varphi_d)}{\partial \eta} \right|_{\eta=\theta_d,\varphi_d} \right] \tag{9}$$

Таким образом, ковариационная матрица ошибок совместных оценок пеленгов в плоскости азимута и угла места может быть записана:

$$\mathbf{B}_{STO} = \frac{\sigma^2}{2N} \Re\left[Tr\left\{ \begin{bmatrix} \Lambda_1 & \Lambda_2 \\ \Lambda_3 & \Lambda_4 \end{bmatrix} \circ \begin{bmatrix} \Xi & \Xi \\ \Xi & \Xi \end{bmatrix}^T \right\} \right]^{-1}, \tag{10}$$

где $\mathbf{\Lambda}_1 = \mathbf{D}_\theta^H \mathbf{P}_A^\perp \mathbf{D}_\theta$, $\mathbf{\Lambda}_2 = \mathbf{D}_\theta^H \mathbf{P}_A^\perp \mathbf{D}_\varphi$, $\mathbf{\Lambda}_3 = \mathbf{D}_\varphi^H \mathbf{P}_A^\perp \mathbf{D}_\theta$, $\mathbf{\Lambda}_4 = \mathbf{D}_\varphi^H \mathbf{P}_A^\perp \mathbf{D}_\varphi$, $\mathbf{\Xi} = \mathbf{S}\mathbf{A}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{A}\mathbf{S}$.

Как видно из уравнения (10), матрицы $\mathbf{\Lambda}_i$ должны быть определены посредством записи частных производных направляющих векторов произвольной антенной решетки (3-4) от θ и φ:

$$\frac{\partial \mathbf{a}(\theta_m, \varphi_m)}{\partial \eta} = \frac{\partial e^{j\mathbf{k}_1\mathbf{R}^T}}{\partial \eta} = \frac{\partial j\mathbf{k}_1\mathbf{R}^T}{\partial \eta} e^{j\mathbf{k}_1\mathbf{R}^T} \tag{11}$$

Сначала мы определяем производную экспоненциальной части по азимуту для *k*-го сигнала на *n*-м элементе антенны:

$$\frac{\partial e^{j\psi}}{\partial \theta_k} = \frac{\partial j\psi}{\partial \theta_k} e^{j\psi} = \frac{\partial j \frac{2\pi}{\lambda}\left(x_n k_x + y_n k_y + z_n k_z\right)}{\partial \theta_k} e^{j\left(\frac{2\pi}{\lambda}\left(x_n k_x + y_n k_y + z_n k_z\right)\right)} =$$

$$j\left(\frac{2\pi}{\lambda}\left(-x_n \sin\theta sin\varphi + y_n \cos\theta \sin\varphi\right)\right) e^{j\left(\frac{2\pi}{\lambda}\left(x_n cos\theta sin\varphi + y_n \sin\theta sin\varphi + z_n \cos\varphi\right)\right)} \tag{12}$$

Далее необходимо определить выражения для производных экспоненциальной части по углу места пространственной координаты для *k*-го сигнала на *n*-м антенном элементе:

$$\frac{\partial e^{j\psi}}{\partial \varphi_k} = \frac{\partial j\psi}{\partial \varphi_k} e^{j\psi} = \frac{\partial j \frac{2\pi}{\lambda}\left(x_n k_x + y_n k_y + z_n k_z\right)}{\partial \varphi_k} e^{j\left(\frac{2\pi}{\lambda}\left(x_n k_x + y_n k_y + z_n k_z\right)\right)} =$$

$$j\left(\frac{2\pi}{\lambda}\left(x_n cos\theta \cos\varphi + y_n \sin\theta \cos\varphi - z_n sin\theta\right)\right) e^{j\left(\frac{2\pi}{\lambda}\left(x_n cos\theta sin\varphi + y_n \sin\theta sin\varphi + z_n \cos\theta\right)\right)} \tag{13}$$

Затем можно записать нижнюю границу Крамера-Рао для несовместной оценки азимута или угла места:

$$\begin{bmatrix} \mathrm{var}(\theta_1, \varphi_1) & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & \mathrm{var}(\theta_M, \varphi_M) \end{bmatrix} = \frac{\sigma^2}{2N} \Re\left[\left(\mathbf{D}_{\theta,\varphi}^H \mathbf{P}_A^{\perp} \mathbf{D}_{\theta,\varphi}\right) \circ \Xi\right]^{-1} \tag{14}$$

Как видим, уравнение (14) довольно сложно и здесь мы рассмотрим случай с одним источником. Тогда после упрощения (14) ГКР для несовместной оценки θ или φ одного источника сигнала может быть выражена следующим образом:

$$\mathrm{var}(\varphi, \theta) = \frac{\sigma^2}{2K} \Re\left[\left(\frac{\partial \mathbf{a}^H}{\partial \eta}\left(\mathbf{I} - \mathbf{a}\left(\mathbf{a}^H\mathbf{a}\right)^{-1}\mathbf{a}^H\right)\frac{\partial \mathbf{a}}{\partial \eta}\right) \circ \Xi\right]^{-1} \tag{15}$$

Формулу (15) можно переписать более компактно следующим образом при условии, что $\Xi \approx P_S$ [5]:

$$\mathrm{var}(\varphi, \theta) = \frac{\sigma^2}{2KP_s} \frac{1}{AR}\left(\frac{\lambda}{2\pi}\right)^2 \tag{16}$$

Далее принимаем следующие обозначения $a_i a_i^H = 1$ и $a_i' = \frac{\partial j\xi_i}{\partial \theta}$. После этого член *AR* внутри выражения (16) можно записать в виде:

$$AR = 1/\left(\frac{\lambda}{2\pi}\right)^2 \left[\left(\mathbf{k}'\mathbf{r}_1\right)^H \mathbf{k}' \quad \ldots \quad \left(\mathbf{k}'\mathbf{r}_N\right)^H \mathbf{k}'\right] \cdot \begin{bmatrix} \frac{N-1}{N} & -\frac{1}{N} & \cdots & -\frac{1}{N} \\ -\frac{1}{N} & \frac{N-1}{N} & \cdots & -\frac{1}{N} \\ & \cdots & & \\ -\frac{1}{N} & -\frac{1}{N} & \cdots & \frac{N-1}{N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{r}_1 \\ \ldots \\ \mathbf{r}_N \end{bmatrix} \quad (17)$$

Как мы видим, функция *AR* зависит только от конфигурации антенной решетки. Поэтому нижняя граница Крамера-Рао обратно пропорциональна члену *AR*. Для снижения отклонения оценок пеленгации по азимуту и / или углу места как можно ниже, *AR* должно быть как можно больше.

4. Исследование плоских антенных решеток симметричной формы

В данной главе выполняется сравнительная статистическая оценка плоских антенных решеток, в частности кольцевой, восьмиугольной, шестиугольной и квадратной, на основе границы Крамера-Рао (14), а также метода MUSIC. Данные антенные конфигурации состоят из 24 элементов, межэлементное расстояние составляет 0.5λ (половина длина волны). Количество отсчетов усреднения пространственной корреляционной матрицы составляет 100, число итераций 500, ОСШ = 5 дБ. Сигнал и шум являются некоррелированными гауссовскими процессами. Будет выполнена оценка среднеквадратичного отклонения пеленгов по азимуту и углу места. Рассмотрим случай, когда имеется один источник сигнала, пространственная координата по азимуту будет изменяться от 0° до 180°, угол места φ = 45°. В другом случае угломестная координата будет изменяться в диапазоне от 1° до 89° при фиксированном значении азимута 1°.

Однако, во-первых, необходимо определить точные аналитические выражения *AR* для рассматриваемых типов антенных решеток, используя формулы (16, 18). Далее рассматриваются несколько симметричных плоских антенных решеток, с помощью которых можно определять координаты по азимуту и углам места.

Итак, для прямоугольной антенной решетки:

$$AR_\theta^{sq} = 146\left(\frac{\lambda}{2}\sin\theta sin\varphi\right)^2 + 146\left(\frac{\lambda}{2}cos\theta sin\varphi\right)^2 \quad (18)$$

$$AR_\varphi^{sq} = 146\left(\frac{\lambda}{2}\cos\theta\cos\varphi\right)^2 + 146\left(\frac{\lambda}{2}\sin\theta\cos\varphi\right)^2 \quad (19)$$

где AR_θ и AR_φ - функции *AR* в азимутальной и угломестной плоскостях соответственно. Поскольку в этой статье рассматриваются только плоские антенные решетки, координаты z_n принимаются равными нулю.

Для шестиугольной антенной решетки:

$$AR_\theta^{hex} = 162\left(\frac{\lambda}{2}\sin\theta sin\varphi\right)^2 + 162\left(\frac{\lambda}{2}cos\theta sin\varphi\right)^2 \quad (20)$$

$$AR_\varphi^{hex} = 162\left(\frac{\lambda}{2}\cos\theta\cos\varphi\right)^2 + 162\left(\frac{\lambda}{2}\sin\theta\cos\varphi\right)^2 \quad (21)$$

Для восьмиугольной антенной решетки:

$$AR_{\theta}^{oct} = 168.4\left(\frac{\lambda}{2}\sin\theta sin\varphi\right)^2 + 168.4\left(\frac{\lambda}{2}cos\theta sin\varphi\right)^2 \quad (22)$$

$$AR_{\varphi}^{oct} = 168.4\left(\frac{\lambda}{2}\cos\theta\cos\varphi\right)^2 + 168.4\left(\frac{\lambda}{2}\sin\theta\cos\varphi\right)^2 \quad (23)$$

Для кольцевой антенной решетки:

$$AR_{\theta}^{circ} = 176\left(\frac{\lambda}{2}\sin\theta sin\varphi\right)^2 + 176\left(\frac{\lambda}{2}cos\theta sin\varphi\right)^2 \quad (24)$$

$$AR_{\varphi}^{circ} = 176\left(\frac{\lambda}{2}\cos\theta\cos\varphi\right)^2 + 176\left(\frac{\lambda}{2}\sin\theta\cos\varphi\right)^2 \quad (25)$$

Таким образом, можно провести сравнение параметров *AR* для заданных решеток:

$$AR_{\varphi,\theta}^{sq} < AR_{\varphi,\theta}^{hex} < AR_{\varphi,\theta}^{oct} < AR_{\varphi,\theta}^{circ} \quad (26)$$

и следовательно

$$CRLB_{\varphi,\theta}^{sq} > CRLB_{\varphi,\theta}^{hex} > CRLB_{\varphi,\theta}^{oct} > CRLB_{\varphi,\theta}^{circ} \quad (27)$$

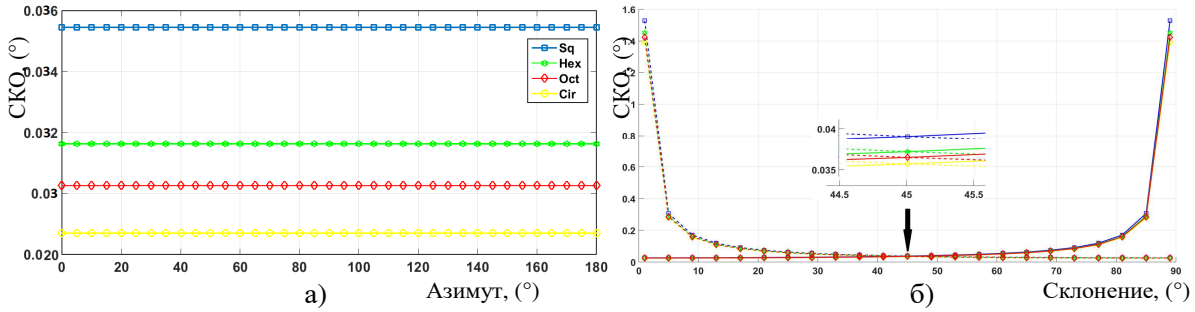


Рис. 3. ГКР для случая одного сигнала а) θ=0°-180°, φ=45°, b) θ=1°, φ=1°-89°.

Из рисунка 3 видно, что лучшей антенной решеткой для пеленгации является кольцевая. Геометрия антенны с наихудшей точностью является квадратной для оценки одного сигнала. Однако разница не очевидна, только 0,01°. Кроме того, из уравнения (27) видно, что согласно аналитическому выражению ГКР конкретных конфигураций решеток полученные результаты довольно малы для случая одного сигнала. Кроме того, распределение оценки ошибок является равномерным, потому что решетки симметричны.

Далее проведем проверку статистических измерений методом MUSIC. Выполняется оценка СКО пеленгов по азимуту и углу места от их истинных значений в составе симметричных антенных решеток, которые показаны на рис. 2. На рис. 4 приведены графики среднеквадратического отклнения пеленгов по азимуту (рис. 4а), а также по угул места (рис. 4б). При этом оценка является несовместной, т.е. другими словами, осуществляется пеленгация со сверхразрешением только в одной плоскости по отдельности, отношение сигнал-шум составляет 0 дБ, число отсчетов усреднения матрицы составляет 100, число итераций повторения для каждого эксперимента – 500.

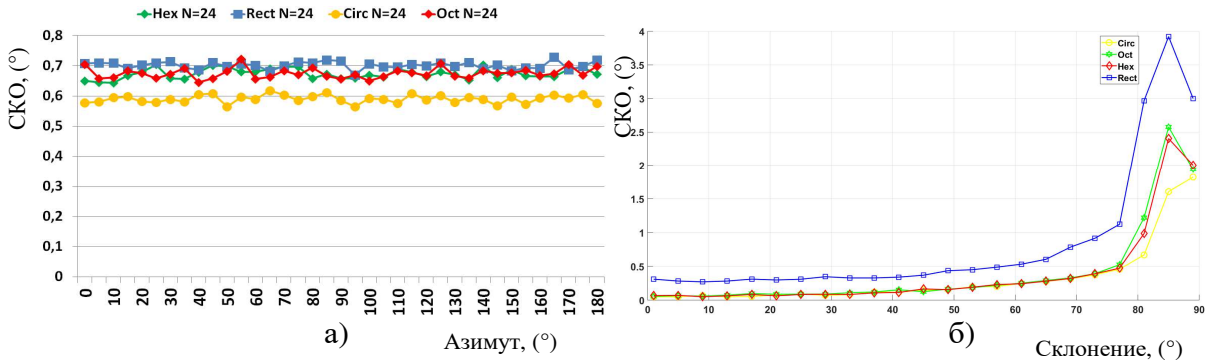


Рис. 4. СКО метода MUSIC для симметричных АР: а) θ=0°-180°, φ=45°, б) θ=1°, φ=1°-89° для одного сигнала.

Оценки решеток не зависят от местоположения одного сигнала по азимуту, поскольку форма расположения антенных элементов симметрична. В случае одного сигнала СКО оценки MUSIC через кольцевую решетку немного меньше, чем у других. Это соответствует результатам ГКР (18-27). Точность оценок пеленгов в угломестном случае в значительной степени определяется углом места источника. Наилучшая точность может быть достигнута, если источник сигнала близок к φ = 45 °. Кроме того, из графиков на рис. 4 видно, что нет очевидной разницы между рассматриваемыми симметричными антенными решетками, но кольцевая антенная решетка может обеспечить меньше ошибок при определении направления. Следующий параграф посвящен исследованию антенных решеток асимметричной формы, которые, как будет показано ниже, смогут улучшить точность определения направления.

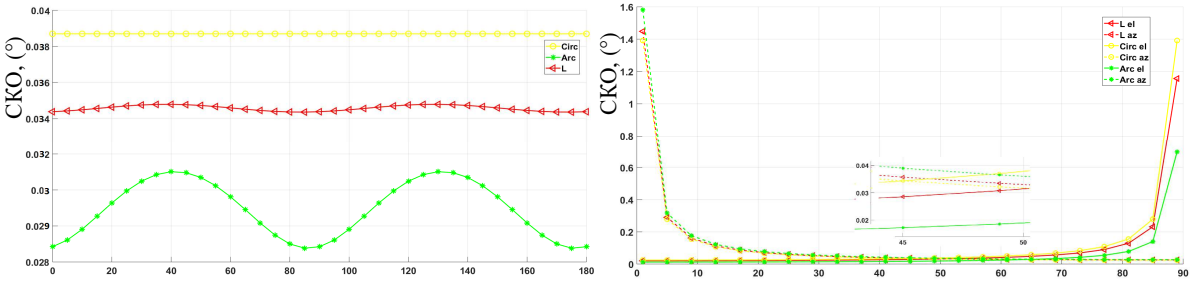
5. Исследование плоских антенных решеток несимметричной формы

Рис. 5. Схема а) дуго- и б) L-образных решеток.

Известно, что L-образные решетки (рис. 5б), а также дуговые (рис. 5а) [6-7] могут дать лучшие характеристики по точности оценок координат источников излучения, чем кольцевые АР (рис. 2а) для случая одного сигнала. Рассматриваемые ассиметричные формы антенных решеток, изображенные на рис. 5, состоят из 24 всенапрвленных элементов, межэлементное расстояние составляет половину длины волны, угол между двумя сторонами L-образной АР равен $\varphi_0 = 45°$, радиус дугообразной решетки по сравнению со стандартной кольцевой удваивается при использовании выражения (6). Будет использоваться следующее уравнение направляющего вектора для L-образной антенной решетки [8]:

$$a_n^L(\phi,\theta)=\begin{cases} e^{jnk_x d_x}, n=0\div\dfrac{N}{2}-1 \\ e^{j(n\text{-}N/2)kd_x\sin\phi\cos(\theta-\varphi_0)}, n=\dfrac{N}{2}\div N-1 \end{cases} \quad (28)$$

Рассмотрим сценарий с одним источником, как в примере выше и вычислим ГКР соответствующих ассиметричных АР.



а) Азимут, (°) б) Склонение, (°)

Рис. 6. ГКР для несимметричных АР а) θ=0°-180°, φ=45°, б) θ=1°, φ=1°-89° для одного сигнала.

Из рисунка 6 видно, что наилучшей антенной решеткой для оценки по азимуту или углу места является дугообразная геометрия.

Получим точные уравнения члена *AR* для расчета ГКР через рассмотренные несимметричные антенные решетки и сравним их с выражением для кольцевой *AR* (24-25). Затем после упрощения выражения (17) для решетки в форме дуги функцию *AR* можно записать в виде:

$$AR_\theta^{arc}=702\left(\frac{\lambda}{2}\sin\theta sin\varphi\right)^2+135\left(\frac{\lambda}{2}cos\theta sin\varphi\right)^2-76\left(\frac{\lambda}{2}sin\varphi\right)^2\sin\theta cos\theta \quad (29)$$

$$AR_\varphi^{arc}=702\left(\frac{\lambda}{2}\cos\theta\cos\varphi\right)^2+135\left(\frac{\lambda}{2}\sin\theta\cos\varphi\right)^2-76\left(\frac{\lambda}{2}\cos\varphi\right)^2\cos\theta sin\theta \quad (30)$$

Уравнение (17) для L-образной решетки становится:

$$AR_\theta^{L}=219\left(\frac{\lambda}{2}\sin\theta sin\varphi\right)^2+198\left(\frac{\lambda}{2}cos\theta sin\varphi\right)^2+93\left(\frac{\lambda}{2}sin\varphi\right)^2\sin\theta cos\theta \quad (31)$$

$$AR_\varphi^{L}=219\left(\frac{\lambda}{2}\cos\theta\cos\varphi\right)^2+198\left(\frac{\lambda}{2}\sin\theta\cos\varphi\right)^2+93\left(\frac{\lambda}{2}\cos\varphi\right)^2\cos\theta sin\theta \quad (32)$$

Как видно из выражений (29-32), переменная *AR* для решетки в форме дуги больше, чем другие. А именно:

$$AR_{\varphi,\theta}^{arc} > AR_{\varphi,\theta}^{circ} \quad (33)$$

и следовательно

$$CRB_{\varphi,\theta}^{arc} < CRB_{\varphi,\theta}^{circ} \quad (34)$$

Тогда оказывается, что точность оценки координат источников излучения через решетки в форме дуги лучше, чем у стандартной кольцевой АР. Однако в плоскости

азимутального сканирования происходит некоторое скачкообразное изменение. Хотя для всего диапазона сканирования ошибок меньше, чем у кольцевой АР.

Далее проведем проверку статистических измерений методом MUSIC. Выполняется оценка СКО пеленгов по азимуту и углу места от их истинных значений.

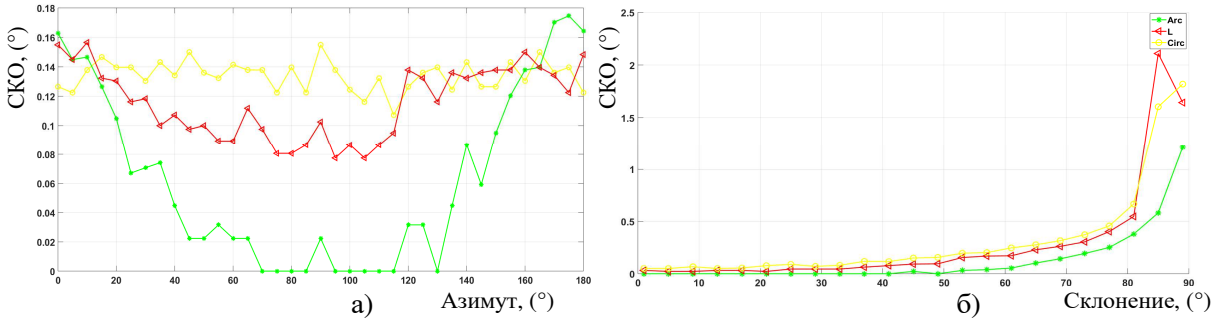


Рис. 7. СКО метода MUSIC для несимметричных АР: а) θ=0°-180°, φ=45°, б) θ=1°, φ=1°-89° для одного сигнала.

Как видно из рис. 7, эти решетки зависят от местоположения одного сигнала по азимуту, поскольку форма расположения антенных элементов является несимметричной. В случае одного сигнала СКО оценок MUSIC посредством дугообразной решетки меньше, чем у других АР. Это соответствует результатам аналитических выражений ГКР (29-34).

6. Заключение

Выполнена адаптация выражения нижней границы Крамера-Рао для задачи трехмерного определения направления источников сигналов плоскими антенными решетками со всенаправленными излучателями. Оценено влияние азимутальных и угловых координат источников радиоизлучения на точность радиопеленгации. Также были получены точные выражения нижней границы Крамера-Рао для оценки дисперсии несовместных оценок координат испочников сигналов с использованием плоских антенных решеток симметричной и несимметричной формы. Данные уравнения справедливы для частного случая приема одного сигнала. Аналитические выражения и экспериментальное моделирование подтверждают, что кольцевые антенные решетки являются лучшими для оценки угловых координат одного источника сигнала среди решеток симметричной формы. Если рассматривается произвольная геометрия как, например, L- или дугообразные решётки, то для повышения точности оценок пеленгов можно использовать несимметричный вид антенн.

Литература

1. Tuncer, T., Friedlander, B. Classical and Modern Direction-of-Arrival Estimation , Academic Press,2009,456p.
2. Godara, L. C. “Applications of antenna arrays to mobile communications,” Proceedings of the IEEE, Vol.85, No.8, 1195-1245, 1997.
3. Nechaev, Yu. B., Peshkov, I. V. (2016) Evaluating Cramer-Rao Bound for 2D direction-finding via planar antenna arrays. Visn. NTUU KPI, Ser. Radioteh. radioaparatobuduv., no. 67, pp. 12-17. (in Russian)

4. Chan, A.Y.J., Litva, J. MUSIC and ML techniques on two-dimensional DOA estimation with uniform circular array. IEE Proceedings, Vol.142, Iss.3, pp.105–114.
5. Moriya, H. etc Novel 3-D Array Configuration based on CRLB Formulation for High-Resolution DOA Estimation. Proceedings of ISAP 2012, Nagoya, Japan, pp.1140–1143.
6. Gazzah, Houcem and Jean Pierre Delmas. "On isotropic circular arrays of anisotropic sensors." 2015 IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology (ISSPIT) (2015): 95-99.
7. Gazzah, Houcem. "Optimum Antenna Arrays for Isotropic Direction Finding." IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems 47 (2011): 1482-1489.
8. DinhThang, VU et al. "A Cramér Rao bounds based analysis of 3 D antenna array geometries made from ULA branches." (2011).

REFERENCES

1. Tuncer, T., Friedlander, B. Classical and Modern Direction-of-Arrival Estimation , Academic Press,2009,456p.
2. Godara, L. C. "Applications of antenna arrays to mobile communications," Proceedings of the IEEE, Vol.85, No.8, 1195-1245, 1997.
3. Nechaev, Yu. B., Peshkov, I. V. (2016) Evaluating Cramer-Rao Bound for 2D direction-finding via planar antenna arrays. Visn. NTUU KPI, Ser. Radioteh. radioaparatobuduv., no. 67, pp. 12-17. (in Russian)
4. Chan, A.Y.J., Litva, J. MUSIC and ML techniques on two-dimensional DOA estimation with uniform circular array. IEE Proceedings, Vol.142, Iss.3, pp.105–114.
5. Moriya, H. etc Novel 3-D Array Configuration based on CRLB Formulation for High-Resolution DOA Estimation. Proceedings of ISAP 2012, Nagoya, Japan, pp.1140–1143.
6. Gazzah, Houcem and Jean Pierre Delmas. "On isotropic circular arrays of anisotropic sensors." 2015 IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology (ISSPIT) (2015): 95-99.
7. Gazzah, Houcem. "Optimum Antenna Arrays for Isotropic Direction Finding." IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems 47 (2011): 1482-1489.
8. DinhThang, VU et al. "A Cramér Rao bounds based analysis of 3 D antenna array geometries made from ULA branches." (2011).

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 4

Издано в авторской редакции

Подписано в печать 05.04.2019. Формат 60×84/16.
Усл. п. л. 27,0. Тираж 120. Заказ 241

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