RLNC*2021

28 сентября – 30 сентября 2021 г.

Сборник трудов
XXVII Международной научно-технической конференции
«Радиолокация, навигация, связь»,
посвященной
60-летию полетов в космос Ю.А. Гагарина и Г.С. Титова.

Том 2

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
XXVII Международной научно-технической конференции,
посвященной 60-летию полетов в космос Ю.А. Гагарина и Г.С. Титова
(г. Воронеж, 28 сентября – 30 сентября 2021 г.)

Т о м 2

Воронеж
Издательский дом ВГУ
2021

УДК 621.37
ББК 32
Р15

Радиолокация, навигация, связь : сборник трудов XXVII Меж-
Р15 дународной научно-технической конференции, посвященной 60-летию полетов в космос Ю.А. Гагарина и Г.С. Титова (г. Воронеж, 29 сентября – 30 сентября 2021 г.) : в 4 т. / Воронежский государственный университет ; АО «Концерн “Созвездие”». – Воронеж : Издательский дом ВГУ, 2021.

ISBN 978-5-9273-3285-4

Т. 2. – 2021. – 439 с.
ISBN 978-5-9273-3287-8

В сборник вошли материалы XXVII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2021). 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

ISBN 978-5-9273-3287-8 (т. 2)
ISBN 978-5-9273-3285-4

© Воронежский государственный университет, 2021
© АО «Концерн “Созвездие”», 2021
© Оформление. Издательский дом ВГУ, 2021

СОДЕРЖАНИЕ

Том 1

Пленарные доклады

ЕДИНСТВО НАУКИ, ОБРАЗОВАНИЯ И ПРОМЫШЛЕННОСТИ ОСНОВА ИННОВАЦИОННОГО РАЗВИТИЯ ЭКОНОМИКИ
В. И. Борисов 1

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИЙ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА В АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОСВЯЗИ
М. Л. Артемов 7

ФРАКТАЛЬНО-СКЕЙЛИНГОВЫЙ МЕТОД, ДРОБНЫЕ ПРОИЗВОДНЫЕ И РАЗМЕРНОСТИ КАК ОСНОВА НОВЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ В РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ
А. А. Потапов 25

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

АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО КВАЗИРАДИОСИГНАЛА С НЕИЗВЕСТНЫМ ВРЕМЕНЕМ ПРИХОДА
О. Н. Завалишина, Ю. Э. Корчагин, К. В. Смусева, К. Д. Титов, Г. К. Усков 39

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТИ РАСПОЗНАВАНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ
И. Я. Львович, Я. Е. Львович, Ю. П. Преображенский, А. П. Преображенский, О. Н. Чопоров .. 49

АНАЛИЗ ДЕСТАБИЛИЗИРУЮЩИХ ФАКТОРОВ, ВЛИЯЮЩИХ НА ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ
В. В. Кулаков, О. М. Лепешкин, О. А. Остроумов, А. Д. Синюк 55

АНАЛИЗ РЕАЛИЗАЦИИ ПРОЦЕССНОГО ПОДХОДА В УПРАВЛЕНИИ СИСТЕМОЙ СВЯЗИ
М. В. Митрофанов, М. А. Остроумов, О. А. Остроумов, С. Н. Ракицкий, Н. В. Савищенко 62

АНАЛИЗ СИСТЕМ МОНИТОРИНГА МУЛЬТИСЕРВИСНОЙ СЕТИ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
А. Ю. Живодерников, М. И. Рафальская, А. Ю. Трофимов, Н. В. Трофимова..... 73

АНАЛИЗ СОВРЕМЕННЫХ ПРОЦЕССОРНЫХ УЯЗВИМОСТЕЙ
А. В. Веденеев, С. К. Виктор, И. Н. Малышева..... 80

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ РАСПРЕДЕЛЕННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ ПРИ НЕИДЕАЛЬНОМ КАНАЛЕ СВЯЗИ
Д. В. Ле, В. И. Парфенов 85

АСПЕКТЫ ПРАКТИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗАЦИИ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ В КОГЕРЕНТНОЙ СИСТЕМЕ РАДИОСВЯЗИ
А. Н. Асосков, И. Н. Малышева, Ю. А. Плахотнюк 94

ВЕРБАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ ПРОЦЕССА ЗАЩИТЫ FTP-СЕРВЕРА ОТ СЕТЕВОЙ РАЗВЕДКИ
Т. В. Лебедкина 98

ВОЗМОЖНОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ С НЕОРТОГОНАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ УПЛОТНЕНИЕМ ДЛЯ ВОЕННЫХ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ
А. В. Леньшин, А. Д. Музыченко 103

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ИНФОКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ВОЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ В УСЛОВИЯХ ИНФОРМАЦИОННОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ
О. А. Кудрявцев 114

ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ICMP-ТУННЕЛЯ, СРАВНЕНИЕ СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ И СТРУКТУРЫ ТРАФИКА
К. А. Батенков, В. Ю. Головачёв, О. В. Казаков, К. А. Климантов 125

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССА УСТАНОВЛЕНИЯ КАДРОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ МЕЖДУ АБОНЕНТСКИМИ СТАНЦИЯМИ В СИСТЕМЕ ДЕКАМЕТРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ
А. А. Парфентьев, В. А. Цимбал 131

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ВОССТАНОВЛЕНИЯ СИНХРОНИЗАЦИИ НА ОСНОВЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СВОЙСТВ СВЕРТОЧНЫХ КОДОВ И МОДИФИЦИРОВАННОГО АЛГОРИТМА ВИТЕРБИ
А. Б. Сизоненко, Ю. Ю. Синицын 138

МЕТОД ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ OFDM СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ РАДИОМОНИТОРИНГА
А. Н. Абакумов, И. В. Житков, Р. Р. Саниев 144

МЕТОДИКА КОНФИГУРИРОВАНИЯ ПОРТА I/O СОВРЕМЕННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ НА ПРИМЕРЕ GDM-78341
М. В. Хорошайлова, А. В. Чернышов 152

МОДЕЛЬ ДЛЯ ОЦЕНКИ ИНФОРМАЦИОННОЙ УСТОЙЧИВОСТИ ИКС КРИТИЧЕСКИХ ПРИЛОЖЕНИЙ
О. А. Кудрявцев 158

МОДЕЛЬНОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ЦЕЛЕВОЙ ФУНКЦИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ
О. А. Кудрявцев 168

МОДИФИКАЦИЯ МЕТОДА ФОРМИРОВАНИЯ МЯГКИХ РЕШЕНИЙ СИМВОЛОВ В ГАУССОВСКОМ КАНАЛЕ СВЯЗИ
С. В. Шахтанов 178

НОВЫЕ АСПЕКТЫ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ
Ю. С. Ионенков 186

ОДНОКАНАЛЬНЫЙ ОБНАРУЖИТЕЛЬ ШУМОПОДОБНОГО СИГНАЛА
И. И. Малышев, А. И. Мордовин, В. И. Шестопалов 195

ОПТИМИЗАЦИЯ ФОРМЫ ВИДЕОИМПУЛЬСА
А. В. Зюльков 205

ОРГАНИЗАЦИЯ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ТЕРМИНАЛЬНЫХ СТАНЦИЙ В РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СЕТИ
А. З. Пономарев, В. В. Самойлов 210

ОЦЕНКА ВЕРОЯТНОСТИ УПРЕЖДАЮЩЕГО ВЫПОЛНЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ЗАДАЧ СИСТЕМОЙ КОМПЛЕКСНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ МЕР ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ ТЕХНИЧЕСКИМ СРЕДСТВАМ РАЗВЕДКИ
Е. В. Кравцов, А. Ю. Кузьмин, А. В. Леньшин, И. А. Сидоренко 225

ОЦЕНКА РЕАЛИЗАЦИИ ВЕРОЯТНОСТИ ВЫПОЛНЕНИЯ ЦЕЛЕВОЙ ФУНКЦИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ В УСЛОВИЯХ ВНЕШНИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ
О. А. Кудрявцев 235

ПЕРЕДАЧА И ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ КАК ПРЕДМЕТ РАССМОТРЕНИЯ МЕЖДУНАРОДНОГО СОЮЗА ЭЛЕКТРОСВЯЗИ В РАЗРЕЗЕ КИБЕРБЕЗОПАСНОСТИ
И. А. Байгутлина, А. Ю. Замятин, П. А. Замятин 248

РАЗРАБОТКА SC И SCL ДЕКОДЕРОВ НА БАЗЕ FPGA ARTIX-7
А. О. Горюнов, Е. К. Карпухина, Н. Ю. Чилихин 258

СИСТЕМА КОНТРОЛЯ СОСТОЯНИЯ ЛОКОМОТИВНЫХ БРИГАД ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ БЕЗОПАСНОГО ДВИЖЕНИЯ НА ЖЕЛЕЗНОЙ ДОРОГЕ
Д. А. Кравчук, А. А. Панченко 266

ТЕХНОЛОГИЯ ФОРМИРОВАНИЯ ИНВАРИАНТНЫХ К СОСТОЯНИЮ СРЕДЫ ПРИЗНАКОВ ОБЪЕКТОВ НА ИХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ
Н. С. Береснев, В. Н. Поветко, К. В. Пядухова, П. С. Сенин 272

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ СТАТИСТИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ЗАГОРИЗОНТНОГО КАНАЛА СВЯЗИ СВЧ ДИАПАЗОНА
О. К. Каменцев, А. В. Киселев, Е. И. Рубцов 279

Секция 2. Распознавание и обработка изображений.

ВЫДЕЛЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ОБЪЕКТОВ НА СПЕКЛ-ИЗОБРАЖЕНИЯХ
В. Ю. Волков 289

ДЕТЕКТИРОВАНИЕ АППЛИКАТИВНЫХ ПОМЕХ НА ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ НА ОСНОВЕ НЕЙРОННО-СТАТИСТИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА
Д. Ю. Дронов, Е. А. Самойлин, К. Е. Скугоров, С. В. Татаринцев 298

ИНТЕЛЛЕКТУАЛИЗАЦИЯ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ ИЗ СОЦИАЛЬНЫХ СЕТЕЙ
М. С. Германчук, М. Г. Козлова, Л. И. Руденко 308

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ СЕГМЕНТАЦИИ
А. А. Васильченко, И. В. Керимов, М. Э. Магарамов 320

МЕТОДИКА СОЗДАНИЯ БАНКА ДАННЫХ ДАЛЬНОСТНО-ДОПЛЕРОВСКИХ ПОРТРЕТОВ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ С ЦЕЛЬЮ ОБУЧЕНИЯ НЕЙРОСЕТЕЙ
В. А. Кузнецов, Н. А. Меньших, С. О. Митичкин 327

ПЕРСПЕКТИВЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ НАБОРА ДАННЫХ, ПРЕДНАЗНАЧЕННОГО ДЛЯ ОБУЧЕНИЯ СВЕРТОЧНОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ
В. М. Брюханов, А. В. Бугурусланов, Е. С. Дмитриев, А. А. Жидков 336

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ГЛАВНЫХ КОМПОНЕНТ ДЛЯ УСКОРЕНИЯ ПРОЦЕССА РАСПОЗНАВАНИЯ ОБРАЗОВ
Н. А. Андриянов 344

ПРИМЕНЕНИЕ ОБОБЩЕННОГО МЕТОДА ПРОНИ ДЛЯ РЕШЕНИЯ УРАВНЕНИЙ УРЫСОНА
В. А. Белозуб, В. А. Лукьяненко 351

РАСПОЗНАВАНИЕ ОБЪЕКТОВ СВЕРТОЧНЫМИ НЕЙРОННЫМИ СЕТЯМИ
А. А. Васильченко, И. В. Керимов, А. С. Мельников 357

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

АНАЛИЗ ВАРИАНТОВ СНИЖЕНИЯ УРОВНЯ ПОБОЧНЫХ СПЕКТРАЛЬНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ СИНТЕЗАТОРОВ С ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКОЙ ЧАСТОТЫ
А. В. Леньшин, В. Н. Тихомиров, Е. В. Шаталов 362

АНАЛИЗ ПРОСТРАНСТВЕННОГО КОДИРОВАНИЯ СИГНАЛА И ОРТОГОНАЛЬНОГО ЧАСТОТНОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ ПРИ ПОСТРОЕНИИ БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЕЙ
Э. В. Аведян, И. А. Галкин, Д. А. Иванов 370

АНАЛИЗ СИСТЕМ МОНИТОРИНГА МУЛЬТИСЕРВИСНОЙ СЕТИ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
А. Ю. Живодерников, М. И. Рафальская, А. Ю. Трофимов, Н. В. Трофимова..... 375

БИОМЕТРИЧЕСКОЕ РАСПОЗНАНИЕ С ДВОЙНОЙ АУТЕНТИФИКАЦИЕЙ НА ОСНОВЕ КОМПЬЮТЕРНОГО ЗРЕНИЯ
Э. В. Аведян, Д. А. Иванов, В. Б. Сычужников..... 382

ИССЛЕДОВАНИЕ ОСОБЕННОСТЕЙ ПАРНЫХ СЕТЕЙ, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ В СТАНДАРТАХ IEEE 802.15.3D-2017 И IEEE 802.15.3E-2017
О. В. Бажанова, Е. Э. Головацкая, Ю. Г. Петров, В. А. Степкин, К. Д. Титов..... 387

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ ОСНОД В УСЛОВИЯХ СЛОЖНОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ОБСТАНОВКИ
А. А. Мухопадов, А. М. Танвель..... 400

К ВОПРОСУ ПОСТРОЕНИЯ ОБОБЩЁННОЙ МОДЕЛИ СЕТИ АБОНЕНТСКОГО ДОСТУПА
С. П. Гагарин..... 410

Том 2

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

МЕТОД ОБНАРУЖЕНИЯ АТАК, ТИПА SQL-INJECTION НА ОСНОВЕ АЛГОРИТМОВ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА
Э. В. Аведян, С. А. Багрецов, А. С. Фроленков..... 1

МЕТОДИКА ПОСТРОЕНИЯ СТРУКТУРНОГО РЕЗЕРВИРОВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ ПРОТИВНИКА
Н. Б. Ачкасов, А. С. Фроленков, К. В. Яцук..... 7

МЕТОДИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ОЦЕНКЕ УСТОЙЧИВОСТИ ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА В СЕТЯХ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ В УСЛОВИЯХ ДЕСТРУКТИВНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ
В. Е. Тоискин..... 21

ОБ АКТУАЛЬНОСТИ РАЗРАБОТКИ И ВНЕДРЕНИЯ КОМПЛЕКСА ТЕХНИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ ДЛЯ СРЕДСТВ И СИСТЕМ СПЕЦИАЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ
М. А. Белицкий, В. Н. Поветко..... 27

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНЫХ ЗНАЧЕНИЙ РЕГУЛИРУЕМЫХ ПАРАМЕТРОВ ВЫСОКОСКОРОСТНОГО ПРОТОКОЛА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ СТАНДАРТА MIL-STD-188-141B В ДВУХТОЧЕЧНОМ ПАКЕТНОМ КОРОТКОВОЛНОВОМ СОЕДИНЕНИИ
В. Б. Девятияров, П. К. Калач, Д. А. Киреев, М. Ю. Попов, Р. В. Попов..... 32

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ГИПЕРЭКСПОНЕНЦИАЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ МЕТОДОМ РЕКУРСИВНОГО ПОДБОРА
М. А. Буранова, В. Г. Карташевский 43

ОПРЕДЕЛЕНИЕ СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ДОВЕДЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ ПО ВЫСОКОСКОРОСТНОМУ КОРОТКОВОЛНОВОМУ ПРОТОКОЛУ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ СТАНДАРТА MIL-STD-188-141B
П. К. Калач, Д. А. Киреев, М. Ю. Попов, Р. В. Попов, О. Е. Слободсков 53

ОПТИМАЛЬНЫЙ НЕКОГЕРЕНТНЫЙ ПРИЕМНИК ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО СИГНАЛА
М. О. Лихоманов, А. Р. Рюмшин, Г. А. Сенюков, И. А. Сидоренко 68

ОСОБЕННОСТИ ОРГАНИЗАЦИИ СВЯЗИ И РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ АВИАЦИОННОГО ФОРМИРОВАНИЯ В УСЛОВИЯХ МАНЕВРЕННОГО БАЗИРОВАНИЯ
Е. П. Кайдаш, И. С. Назмутдинов 76

ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ КАНАЛОВ СВЯЗИ
Д. В. Пужкин, А. С. Щеголеватых 81

ПЕРСПЕКТИВНАЯ БАЗОВАЯ СТАНЦИЯ СОТОВОЙ СВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МОДИФИЦИРОВАННОЙ ЛИНЗЫ РОТМАНА
А. А. Болкунов, Л. А. Овчаренко, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, И. В. Попов, Ф. С. Сафонов, С. М. Федоров 90

ПОДХОД К СОВЕРШЕНСТВОВАНИЮ МАРШРУТИЗАЦИИ В ПАКЕТНЫХ СЕТЯХ СВЯЗИ ВОЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ
А. В. Писной 98

ПОДХОД К УПРАВЛЕНИЮ СИСТЕМОЙ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
Д. А. Иванов, В. Б. Сычужников, А. С. Фроленков 106

СОЗДАНИЕ НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ ТЕРМИНАЛЬНОГО ОБОРУДОВАНИЯ ДЛЯ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ ПО ПРОГРАММЕ «СФЕРА»
И. А. Байгутлина, А. Ю. Дыбля, П. А. Замятин, Е. Ф. Лядова 116

СОЗДАНИЕ ПЕРСПЕКТИВНОЙ СИСТЕМЫ ШИРОКОПОЛОСНОЙ СВЯЗИ ДЛЯ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ
А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля, Е. Ф. Лядова 130

СПОСОБ ЗАЩИТЫ ЭЛЕМЕНТОВ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ ОТ ТЕХНИЧЕСКОЙ КОМПЬЮТЕРНОЙ РАЗВЕДКИ
О. М. Лепешкин, А. С. Пермяков 143

СПОСОБ ОЦЕНКИ МАКСИМАЛЬНОЙ ДАЛЬНОСТИ СВЯЗИ МЕЖДУ ВОЗДУШНЫМИ СУДАМИ И РАДИОЦЕНТРАМИ
А. В. Кейстович, М. А. Кириллов 148

ХАРАКТЕРИСТИКИ РАСПРЕДЕЛЁННЫХ СЕТЕЙ СВЯЗИ С НАПРАВЛЕННЫМИ АНТЕННАМИ
Л. И. Аверина, А. Е. Лимарев, Д. Ю. Чаркин 158

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

ПРИМЕНЕНИЕ ОПТОАКУСТИЧЕСКОГО ЭФФЕКТА ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ КРОВИ
Д. А. Кравчук..... 171

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

АДАПТИВНЫЙ СПОСОБ И ЭФФЕКТИВНОСТЬ ДЛИТЕЛЬНОГО НАКОПЛЕНИЯ СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ ПРОТЯЖЕННОЙ ПО ДАЛЬНОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ЦЕЛИ
К. В. Ле..... 176

АЛГОРИТМ РАБОТЫ УГЛОВОГО ДИСКРИМИНАТОРА РАДИОЛОКАТОРА СОПРОВОЖДЕНИЯ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ КОМБИНИРОВАННОЙ ИМИТИРУЮЩЕЙ И МАСКИРУЮЩЕЙ ПОМЕХИ
И. В. Чигирь..... 196

АНАЛИЗ РАБОТЫ АЛГОРИТМОВ СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ НА ПРИМЕРЕ ROOT-MUSIC
Д. Ю. Мохорт, Д. А. Музафаров, Т. И. Тагаев..... 201

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМА СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ ESPRIT ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ РАЗРАШЕНИЯ ДВУХ САМОЛЕТОВ, РАЗНЕСЕННЫХ НА МАЛОЕ УГЛОВОЕ РАССТОЯНИЕ, В АЭРОПОРТУ
Д. Ю. Мохорт, Д. А. Музафаров, Т. И. Тагаев..... 206

ВЫБОР ЗНАЧЕНИЙ ЧАСТОТЫ ПОВТОРЕНИЯ ЗОНДИРУЮЩИХ ИМПУЛЬСОВ БОРТОВОГО РАДИОЛОКАТОРА, ОБЕСПЕЧИВАЮЩИХ РАСКРЫТИЕ «СЛЕПЫХ» ЗОН ПО ДАЛЬНОСТИ И СКОРОСТИ
М. В. Свинарский, А. С. Храменков, С. Н. Ярмолик..... 213

ГОЛОГРАФИЧЕСКИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СТАНЦИИ
М. С. Таратынко, И. А. Титов, В. О. Шатилов, А. В. Шляхов..... 220

ДАЛЬНОМЕР С НЕПРЕРЫВНЫМ ЛЧМ СИГНАЛОМ И КОНТУРОМ ФАПЧ В КАЧЕСТВЕ ИЗМЕРИТЕЛЯ
А. А. Монаков, А. А. Тарасенков..... 226

ДВУХДИАПАЗОННАЯ ИЗЛУЧАЮЩАЯ СИСТЕМА АФАР РАДИОЛОКАТОРА С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ ДЛЯ РАБОТЫ В X- И L-ДИАПАЗОНАХ ЧАСТОТ
В. В. Задорожный, Н. И. Чиков 236

ЗАКОНЫ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ ДЕЙСТВИЯ И НАКАПЛИВАЮЩАЯСЯ ВЕРОЯТНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ В УСЛОВИЯХ БЛИЖНЕГО ДЕЙСТВИЯ
В. М. Артюшенко, В. И. Воловач 241

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МНОГОДИАПАЗОННЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ НАЗЕМНЫХ ОБЪЕКТОВ
Е. А. Аликулов, В. А. Кузнецов, А. А. Потапов 251

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ЗАДАЧ ПЕЛЕНГАЦИИ НИЗКОЛЕТЯЩИХ ЦЕЛЕЙ АЛГОРИТМОМ СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ MUSIC
Н. А. Венедиктов, А. К. Ермаков, Н. В. Поваренкин 258

К ВОПРОСУ ОБ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ В ПРИЕМНОМ УСТРОЙСТВЕ РЛС ЗГО
И. А. Глинкин, А. А. Кашеваров, С. В. Литвинов 268

МЕТОДИКА ОПТИМИЗАЦИИ УРОВНЯ АВТОНОМНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ КОРАБЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА С БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ
С. А. Мочалов, А. В. Тихонов 276

МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ФИЛЬТР ГАРМОНИК
Д. А. Будаев, С. Н. Власенко, В. В. Задорожный, М. М. Мусаев 285

МОДЕЛЬ СЛЕДЯЩЕГО КОЛЬЦА РАДИОВЫСОТОМЕРА С НЕПРЕРЫВНЫМ СИГНАЛОМ
М. Ю. Нестеров 290

МОДИФИКАЦИЯ АЛГОРИТМА ОБЗОРА ЭХОЛОКАТОРА В ЗОНЕ ФРЕНЕЛЯ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ
Ю. В. Бакшеева 297

ОБ ОДНОМ АЛГОРИТМЕ РАСЧЕТА КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ ПРИ ОТРАЖЕНИИ РАДИОВОЛНЫ ОТ ИОНОСФЕРНОГО СЛОЯ В РАМКАХ МОДЕЛИ СФЕРИЧЕСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ ЗЕМЛИ
Н. Е. Гутерман, А. В. Данилова, М. Л. Минина 304

ОБОСНОВАНИЕ ТАКТИКО-ТЕХНИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ОБНАРУЖЕНИЯ НИЗКОЛЕТЯЩИХ ЦЕЛЕЙ
Д. Ю. Мохорт, Д. А. Музафаров, Т. И. Тагаев 312

ОТЛИЧИЯ В МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЯХ СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ НЕСУЩЕГО ВИНТА ВЕРТОЛЕТА В БИСТАТИЧЕСКОЙ И ОДНОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЯХ
А. В. Толмачёв 317

ОЦЕНКА КАЧЕСТВА ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ, ПОЛУЧЕННОГО КОГЕРЕНТНЫМ СЛОЖЕНИЕМ
А. А. Березин, А. В. Морозов, Д. А. Мусин, Д. В. Мутрисков 329

ПРИМЕНЕНИЕ КОМПЛЕКСНЫХ МЕТОДОВ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ ИОНОСФЕРЫ ДЛЯ СИСТЕМЫ ПОДСТРОЙКИ К ГЕОФИЗИЧЕСКИМ УСЛОВИЯМ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ЗАГОРИЗОНТНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ
С. В. Литвинов 333

РАЗНОСТНО-РАДИАЛЬНО-СКОРОСТНОЙ СПОСОБ КООРДИНАТОМЕТРИИ АБОНЕНТСКОГО ТЕРМИНАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РЕФЕРЕНЦ-ЭЛЛИПСОИДА
А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов 342

СИНТЕЗ АЛГОРИТМА МЕЖОБЗОРНОГО НАКОПЛЕНИЯ НА ФОНЕ НЕГАУССОВСКИХ КОРРЕЛИРОВАННЫХ ПОМЕХ
В. А. Белокуров 351

СПОСОБ СОПОСТАВЛЕНИЯ ТОЧНОСТИ ПАССИВНЫХ МНОГОПОЗИЦИОННЫХ РЛС РАЗЛИЧНОЙ КОНФИГУРАЦИИ
А. Г. Охрименко 357

СПОСОБЫ КОГЕРЕНТНОГО СЛОЖЕНИЯ ЛАЗЕРНЫХ ПУЧКОВ
А. А. Березин, А. В. Морозов, Д. А. Мусин, Д. В. Мутрисков 364

УЧЕБНЫЙ ЛАБОРАТОРНЫЙ СТЕНД ИССЛЕДОВАНИЯ АНТЕНН БЕСПРОВОДНОЙ ЗАРЯДКИ
А. В. Володько, Д. А. Рыбников, А. И. Сукачев, Е. А. Сукачева 369

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

ПОДХОДЫ К ЛОКАЦИИ ОБЪЕКТОВ В СИСТЕМЕ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ
В. К. Клочко 376

ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЙ ПОИСК ПОДВОДНОГО ОБЪЕКТА В УСЛОВИЯХ МЕШАЮЩЕГО СУДОХОДСТВА
В. Г. Арсентьев, Г. И. Криволапов 386

ГОЛОГРАФИЧЕСКАЯ СТРУКТУРА СТАЦИОНАРНОГО ИСТОЧНИКА ПРИ РАСПРОСТРАНЕНИИ ВНУТРЕННИХ ВОЛН ПЕРПЕНДИКУЛЯРНО АКУСТИЧЕСКОЙ ТРАССЕ
Е. С. Казначеева, В. М. Кузькин, С. А. Переселков, Д. Ю. Просовецкий, П. В. Рыбянец 402

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ ДАЛЬНЕЙ НАВИГАЦИИ
А. В. Коровин 410

Том 3

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

МАКСИМАЛЬНО ПРАВДОПОДОБНОЕ ОЦЕНИВАНИЕ УГЛОВОЙ ОРИЕНТАЦИИ ПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА ПО СИГНАЛАМ ГНСС, ПРИНИМАЕМЫХ МНОГОКАНАЛЬНЫМ РАДИОПРИЕМНИКОМ С АНТЕННОЙ СИСТЕМОЙ ПРОИЗВОЛЬНОЙ КОНФИГУРАЦИИ
А. Ю. Востров 1

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ИМИТИРУЮЩИЕ ПОМЕХИ В НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЕ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ
С. А. Истомин, П. Д. Коратаев, Ю. В. Кузменко, В. В. Неровный, П. С. Облов 18

О КОЛИЧЕСТВЕННОЙ МЕРЕ ИНФОРМАЦИИ В ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ
А. А. Васильченко, В. С. Марюхненко, Ю. Ф. Мухопад, В. М. Орловский 24

ОДНОПОЗИЦИОННОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДИСТАНЦИИ ДО ОБЪЕКТА В ПАССИВНОМ РЕЖИМЕ РАБОТЫ ЛОКАТОРА
Ю. В. Петров 34

ОПИСАНИЕ МОДЕЛИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТОЧНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИЕМНИКОВ СПУТНИКОВОЙ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ГЛОНАСС, РАБОТАЮЩЕЙ С СИГНАЛАМИ ПОДСИСТЕМЫ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО ДОПОЛНЕНИЯ
М. В. Авдеев, Н. В. Дубинин, Д. В. Шатов 39

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ В СИСТЕМЕ КОНТРОЛЯ РАДИОМАЯКОВ НАВИГАЦИОННО-ПОСАДОЧНОГО КОМПЛЕКСА
П. И. Костенко, И. А. Пилипенко, О. А. Сафарьян 46

ПРИМЕНЕНИЕ РАДИООПТИЧЕСКИХ ОТРАЖАТЕЛЕЙ-ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ В СУДОХОДСТВЕ
Е. Л. Шошин 53

ПРИМЕНЕНИЕ СИСТЕМ БЛИЖНЕЙ НАВИГАЦИИ VOR/DME ДЛЯ ОЦЕНКИ ТОЧНОСТИ АВТОМАТИЧЕСКОГО ЗАВИСИМОГО НАБЛЮДЕНИЯ НА ПРИМЕРЕ НОВОСИБИРСКОГО ЦЕНТРА ОВД
К. Г. Мордвинова, Е. А. Рубцов 63

РАЗРАБОТКА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ ГЕНЕРАТОРА СИГНАЛОВ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ
П. Д. Коратаев, Н. А. Неровная, В. В. Неровный, В. В. Цитиридис, С. А. Черкасов..... 74

СПОСОБ НАВИГАЦИИ ПО ВЕКТОРНОМУ ПОЛЮ СИЛ КОРИОЛИСА ЗЕМЛИ
В. А. Шульгин 81

СПОСОБЫ ПОСТРОЕНИЯ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ
М. В. Авдеев, Д. А. Беляев, Е. С. Глухов 88

СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КАНАЛА ОЦЕНКИ ДИСПЕРСИИ ПОМЕХИ ОБНАРУЖИТЕЛЯ МЕАНДРОВЫХ СИГНАЛОВ ГНСС
П. Д. Коратаев, В. В. Неровный, В. В. Филоненко 95

ФОРМИРОВАНИЕ ГОЛОГРАФИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЫ ДВИЖУЩЕГОСЯ ИСТОЧНИКА В ОКЕАНИЧЕСКОМ ВОЛНОВОДЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕРТИКАЛЬНОЙ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННЫ
Е. С. Казначеева, В. М. Кузькин, Ю. В. Матвиенко, С. А. Переселков, Д. Ю. Просовецкий..... 103

Секция 7. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы. Теория фракталов.

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ РЛС ПРИ НАЛИЧИИ ШУМОВЫХ ПОМЕХ
Н. Н. Ахмад, П. А. Трифонов 113

АНАЛИТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ВОЛНОВОДНОЙ ЛИНИИ ДЛЯ ОЦЕНКИ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ
А. М. Бобрешов, А. А. Кононов, Ю. Э. Корчагин, К. В. Смусева, Г. К. Усков 125

ВЛИЯНИЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УЗКОПОЛОСНЫХ СИСТЕМ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ
Н. Н. Ахмад, П. А. Трифонов 132

К 70-ЛЕТИЮ СО ДНЯ РОЖДЕНИЯ А. А. ПОТАПОВА
Оргкомитет конференции «Радиолокация, навигация, связь» 141

ПРИНЦИПЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ХАОТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ В СИСТЕМЕ «УМНЫЙ ДОМ»
А. М. Бобрешов, А. С. Величкина..... 148

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

АЛГОРИТМ РАБОТЫ УНИВЕРСАЛЬНОГО АНТЕННОГО СОГЛАСУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА РАСПРЕДЕЛЕННОГО ТИПА
И. Ю. Хлопушин, А. А. Цветнов 155

АНТЕННАЯ СИСТЕМА ДЛЯ АППАРАТУРЫ НАВЕДЕНИЯ РАКЕТ И ПОДКАЛИБЕРНЫХ СНАРЯДОВ НА ОСНОВЕ АНТЕНН ВИВАЛЬДИ
А. В. Негробов, В. В. Негробов, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин 161

ВЛИЯНИЕ ПЕРКОЛЯЦИОННОГО ПЕРЕХОДА НА ОТРАЖАЮЩИЕ И ПОГЛОЩАЮЩИЕ СВОЙСТВА ТОНКИХ ПЛЕНОК АЛЮМИНИЯ В СВЧ ДИАПАЗОНЕ
С. П. Арсеничев, А. С. Мазинов, В. Б. Орленсон, И. Ш. Фитаев 171

ВЛИЯНИЕ ШИРИНЫ ЗАЗОРА НА ВХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ТОНКОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВИБРАТОРА
Д. С. Клюев, А. М. Нещерет, Ю. В. Соколова 178

ВОЗМОЖНОСТЬ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ОПТИЧЕСКИХ КЛЮЧЕЙ В ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫХ АНТЕННАХ
С. В. Малюкова 181

ВЫЧИСЛЕНИЕ КРАЕВОЙ ВОЛНЫ ПРИ ВОЗБУЖДЕНИИ ИДЕАЛЬНО-ПРОВОДЯЩЕГО КЛИНА НИТЬЮ ТОКА
В. В. Ахияров 186

ВЫЧИСЛЕНИЕ МНОЖИТЕЛЯ ОСЛАБЛЕНИЯ ВБЛИЗИ ЗЕМЛИ С УЧЕТОМ ТРОПОСФЕРНОГО РАССЕЯНИЯ
В. В. Ахияров 193

ИЗЛУЧАЮЩИЕ СТРУКТУРЫ С ПОДЛОЖКАМИ ИЗ ПЛАНАРНОГО КИРАЛЬНОГО МЕТАМАТЕРИАЛА НА ОСНОВЕ S-ЭЛЕМЕНТОВ И ГАММАДИОНОВ
А. М. Нещерет 200

ИЗЛУЧЕНИЕ КРУГЛОГО ВОЛНОВОДА ЧЕРЕЗ НЕОДНОРОДНУЮ ТЕПЛОЗАЩИТУ
И. В. Мажник, В. Ф. Михайлов 205

ИЗМЕРЕНИЕ АПЕРТУРНЫХ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ АНТЕНН В ЗОНЕ БЛИЖНЕГО ИЗЛУЧЕННОГО ПОЛЯ
Ю. Е. Седельников, Т. Р. Шагвалиев 213

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АКТИВНОГО МЕТАМАТЕРИАЛА В РОЛИ ВОЛНОВОДНОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ
Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, С. М. Федоров 219

ИССЛЕДОВАНИЕ ВИБРАТОРНОЙ АНТЕННЫ С ЕМКОСТНОЙ ВСТАВКОЙ
А. М. Бобрешов, Д. П. Кондратьев, С. Е. Нескородов, Г. К. Усков 228

ИССЛЕДОВАНИЕ И МОДЕЛИРОВАНИЕ ЦИФРОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК С НАПРАВЛЕННЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ ПО АЗИМУТУ И УГЛУ МЕСТА В УСЛОВИЯХ МНОГОЛУЧЕВОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ ОВЧ-СИГНАЛОВ
Ю. Б. Нечаев, И. В. Пешков 233

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ПЛОСКОЙ ЩЕЛЕВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ НА П-ВОЛНОВОДАХ С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ЗАПОЛНЕНИЕМ
Г. Ф. Заргано, А. О. Пелевин 241

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ТЕМ-РУПОРНЫХ АНТЕНН ПРИ РАЗЛИЧНЫХ РАЗМЕРАХ АПЕРТУРЫ
А. М. Бобрешов, А. И. Пикус, Н. С. Сбитнев, К. В. Смусева, Г. К. Усков 249

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИ МАЛОЙ АНТЕННЫ УКВ ДИАПАЗОНА, В СОСТАВЕ КОТОРОЙ ИСПОЛЬЗУЕТСЯ ФЕРРИТ
В. В. Блинов, В. И. Николаев, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин 254

ИССЛЕДОВАНИЯ НЕКОТОРЫХ СВОЙСТВ ЭКРАНОВ ИЗ МЕТАМАТЕРИАЛА В ЦЕЛЯХ УВЕЛИЧЕНИЯ РАЗВЯЗКИ МЕЖДУ ВИБРАТОРАМИ
М. А. Бузова, А. Д. Красильников, Н. А. Носов, А. В. Шляхов 261

КОМБИНИРОВАННЫЙ МЕТОД ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ФИЛЬТРАЦИИ СИГНАЛОВ В МНОГОКАНАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВАХ РАДИОСВЯЗИ
А. Ю. Лафицкий, А. И. Поздняков 264

МЕТОД МАТРИЧНОГО СИНТЕЗА ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С КОМПЕНСАЦИОННЫМ КАНАЛОМ
А. В. Литвинов, С. Е. Мищенко, А. С. Помысов, А. К. Цымбалистова, В. Н. Шацкий 276

МЕТОД МНОГОКРИТЕРИАЛЬНОГО СИНТЕЗА ПЛОСКОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ПО АМПЛИТУДНЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЯМ В ЭКВИВАЛЕНТНЫХ ЛИНЕЙНЫХ АНТЕННАХ
В. Н. Атрохов, А. В. Литвинов, С. Е. Мищенко, В. В. Шацкий 287

МЕТОД МУЛЬТИФОКУСИРОВКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ
Д. А. Веденькин, А. Р. Сагдиева 299

МЕТОДИКА РАСЧЁТА КАЛИБРОВОЧНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ КОЛЬЦЕВОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ И АДАПТАЦИЯ ИЗДЕЛИЯ К ТЕХНИЧЕСКОМУ СОСТОЯНИЮ В УСЛОВИЯХ ЭКСПЛУАТАЦИИ
Е. В. Аверина, Н. О. Левенков, Ж. В. Шапошникова 304

МЕТОДИКА РАСЧЁТА ОСЛАБЛЕНИЯ НАПРЯЖЁННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ В ПРОТЯЖЁННОМ ЭКРАНИРОВАННОМ ТОННЕЛЕ
А. Л. Бузов, Ю. И. Кольчугин, А. Д. Красильников, А. И. Моторко 312

МИНИМИЗАЦИЯ ЭПР САМОЛЕТА В ГОРИЗОНТАЛЬНОЙ ПЛОСКОСТИ ЗА СЧЕТ ИЗМЕНЕНИЯ УГЛА НАКЛОНА ВЕРТИКАЛЬНЫХ СТАБИЛИЗАТОРОВ
Е. А. Ищенко, С. М. Фёдоров 317

О ВОЗМОЖНОСТИ ВОССТАНОВЛЕНИЯ СВЕРХКОРОТКОГО РАДИОИМПУЛЬСА, ДЕФОРМИРОВАННОГО ПРИ ПРОХОЖДЕНИИ МЕЖПЛАНЕТНОЙ ТРАССЫ
Г. М. Стрелков, Ю. С. Худышев 327

О ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАИЯ ПРОГРАММЫ HFSS ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ ВЫПУСКНОЙ САМОЛЕТНОЙ АНТЕННЫ
Т. В. Митрофанова, В. А. Фролова 335

ОЦЕНКА ПРЕДЕЛЬНО ДОПУСТИМЫХ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В АНТЕННЕ МОЩНОГО СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНОГО ГЕНЕРАТОРА ПРИ ИЗЛУЧЕНИИ ИМПУЛЬСОВ С РАЗЛИЧНЫМИ ЗАКОНАМИ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ
А. А. Волков 339

ОЦЕНКА ЧИСЛА ФРАГМЕНТОВ УПРАВЛЯЕМОГО ПАССИВНОГО ЭЛЕМЕНТА ДЛЯ АНТЕННЫХ УСТРОЙСТВ С ПЕРЕКЛЮЧАЕМОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ
А. С. Ряховский, Н. А. Синицын 347

ПОВЫШЕНИЕ СКРЫТНОСТИ РАДИОСВЯЗИ В VHF ДИАПАЗОНЕ ПОСРЕДСТВОМ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПЛАЗМЕННЫХ АНТЕНН
И. А. Баранников, Е. А. Ищенко, С. М. Федоров 352

ПОДЗЕМНАЯ РЕЗОНАТОРНО-ЩЕЛЕВАЯ АНТЕННА УЛЬТРАКОРОТКОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН
А. В. Иванов, В. И. Николаев, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин 359

ПОЛНОАЗИМУТАЛЬНАЯ АНТЕННА НА ОСНОВЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЛИНЗЫ
Д. С. Алиев, А. В. Иванов, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Е. С. Чесноков 367

ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ РАСЧЕТОВ ОПТИМАЛЬНОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ ДЛЯ КВ РАДИОЛИНИЙ С УЧЕТОМ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ ИОНОСФЕРЫ
Ф. Х. Киеу, В. Д. Нгуен, Ж. М. Нгуен 373

ПРОДОЛЬНЫЕ ВОЛНЫ В РАДИОСВЯЗИ
Б. М. Попов 380

РАСПРОСТРАНЕНИЕ ПРЯМОУГОЛЬНОГО РАДИОИМПУЛЬСА С НЕСУЩЕЙ, ОПИСЫВАЕМОЙ ТЕНТ-ОТОБРАЖЕНИЕМ, В РЕЗОНАНСНО-ПОГЛОЩАЮЩЕЙ ГАЗОВОЙ СРЕДЕ
В. В. Лепехин, Г. М. Стрелков 388

РАСЧЕТ МОНОХРОМАТИЧЕСКОГО ПОЛЯ АПЕРТУРНОЙ АНТЕННЫ В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ
В. Е. Копытин, Н. А. Лысенко, С. П. Скулкин, Г. К. Усков..... 398

РЕКОНФИГУРИРУЕМЫЙ РЕФЛЕКТОР НА ОСНОВЕ АКТИВНОГО МЕТАМАТЕРИАЛА
Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, С. М. Федоров..... 406

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ДИФРАКЦИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ НА РАМОЧНОЙ ИЗЛУЧАЮЩЕЙ СТРУКТУРЕ
С. А. Коршунов 412

СКАНИРУЮЩИЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ ДЛЯ РЕТРАНСЛЯТОРОВ СВЯЗИ НА ВЫСОКОПОДНЯТЫХ АЭРОСТАТНЫХ ПЛАТФОРМАХ
Д. Ю. Крюков, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, И. В. Попов, В. И. Штефан 416

Том 4

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

СОВМЕСТНОЕ ПРИМЕНЕНИЕ АНАЛИТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ И ПАКЕТОВ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ КОМПЛЕКСОВ
А. В. Богословский, Д. Н. Борисов, С. Н. Разиньков, О. Э. Разинькова 1

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ РАСЧЁТА РАССЕЯНИЯ РАДИОВОЛН НА ВОДЯНЫХ СФЕРОИДАХ
А. А. Афонин, В. А. Тимофеев 13

ТОЧНОСТЬ ОДНОПОЗИЦИОННОГО МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ НА КВ ТРАССАХ БОЛЬШОЙ ПРОТЯЖЕННОСТИ
Р. К. Борлаков, Г. Г. Вертоградов 20

УМЕНЬШЕНИЕ ГАБАРИТНЫХ РАЗМЕРОВ ПОДЗЕМНОЙ АНТЕННЫ ЗА СЧЕТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МЕТАМАТЕРИАЛЬНОЙ ПОДЛОЖКИ
А. В. Иванов, В. И. Николаев, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин..... 34

ХАРАКТЕРИСТИКИ БЫСТРОРАЗВЕРТЫВАЕМЫХ АНТЕНН ДКМВ ДИАПАЗОНА С УЧЕТОМ ПАРАМЕТРОВ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ
П. И. Бондарь, А. В. Карлов, М. А. Минкин, К. И. Пестовский..... 45

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ДИСТАНЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЕМ МОБИЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ
А. Д. Кононов, А. А. Кононов, В. К. Маршаков 51

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕШЕТОК ВИБРАТОРОВ ДЛЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ КОМПЛЕКСОВ
А. В. Богословский, С. Н. Разиньков, Ю. В. Сторожук, А. В. Тимошенко 61

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ НА ОСНОВЕ ПОДВЕСНОЙ СИСТЕМЫ ПАРАШЮТА ПРИ ЕЕ ВОЗБУЖДЕНИИ ВИДЕОИМПУЛЬСАМИ
А. А. Волков, П. А. Трифонов 68

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

ВЛИЯНИЕ КОРРЕЛИРОВАННЫХ АДДИТИВНЫХ НЕГАУССОВСКИХ ПОМЕХ НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА
В. М. Артюшенко, В. И. Воловач 76

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ КВАЗИПРАВДОПОДОБНОГО АЛГОРИТМА ОБНАРУЖЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО КВАЗИРАДИОСИГНАЛА
Е. Э. Головацкая, Ю. Э. Корчагин, К. Д. Титов 86

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЕРОЯТНОСТЕЙ СИМВОЛЬНЫХ ОШИБОК ПРИЕМА 8-PSK СИГНАЛОВ ПРИ НАЛИЧИИ ПОМЕХ С ФАЗОВОЙ И КВАДРАТУРНОЙ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ
А. В. Крисилов, В. В. Машин 102

ПАССИВНЫЕ СРЕДСТВА ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ ОТ УТЕЧКИ ПО КАНАЛУ ПОБОЧНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ НА ОСНОВЕ РАДИОПОГЛОЩАЮЩИХ МАТЕРИАЛОВ
С. А. Вызулин, Д. А. Каликинцева 107

ПОДХОД К ОЦЕНКЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ СРЕДСТВАМ СИСТЕМ ОПОЗНАВАНИЯ
В. В. Лебедев, А. В. Леньшин 115

ПОСТРОЕНИЕ РАСПРЕДЕЛЁННОЙ СИСТЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЫ В УСЛОВИЯХ РАЗВЁРТЫВАНИЯ НОВЫХ НИЗКООРБИТАЛЬНЫХ СПУТНИКОВЫХ ГРУППИРОВОК
А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля, П. А. Замятин, Е. Ф. Лядова 124

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ДВУХ ПОДХОДОВ К ФИЛЬТРАЦИИ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА
Э. А. Кирсанов 134

ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫЕ ПОВЕРХНОСТИ. ИХ РАЗВИТИЕ В БУДУЩЕМ
Ю. Е. Седельников, Д. Е. Шаронов 140

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

ВАКУУМ-ПЛОТНОЕ ОКНО ВЫВОДА ЭНЕРГИИ СВЧ НА ОСНОВЕ СТУПЕНЧАТОГО КРУГЛОГО ВОЛНОВОДА
Б. М. Кац, К. А. Саяпин 145

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ ДЛЯ СЖАТИЯ ПИКОСЕКУНДНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ
А. М. Бобрешов, А. С. Жабин, А. Д. Рязанцев, В. А. Степкин, К. Д. Титов, Г. К. Усков 150

К ОБЕСПЕЧЕНИЮ НЕПРЕРЫВНОСТИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ БОРТОВОЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ
Э. С. Назарова, М. В. Родин 158

КОНЦЕПЦИЯ ПОСТРОЕНИЯ ПЕРСПЕКТИВНОГО АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА АВИАЦИОННОГО ВИРТУАЛЬНОГО ЭЛЕКТРОННОГО ПОЛИГОНА
А. Р. Бестугин, И. А. Киршина, В. П. Рачков, А. Д. Филин 164

МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННОГО ОПТИЧЕСКОГО СПЕКТРА
А. М. Бобрешов, А. Г. Кошелев, Е. В. Лаптиёв, А. Ю. Харина 178

МЕТОДИКА РАСЧЕТА И ОПТИМИЗАЦИИ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ПОТЕРЬ В МАГНИТНЫХ КОМПОНЕНТАХ
Н. Ю. Веретенников, А. А. Моисеенко 185

НЕПЛАНАРНЫЕ СВЧ БРЭГГОВСКИЕ СТРУКТУРЫ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ТВЕРДЫХ МАТЕРИАЛОВ И ЖИДКИХ СРЕД
Т. М. Ишкаев, А. Р. Насыбуллин, Р. В. Фархутдинов 194

ОБНАРУЖЕНИЕ И АНАЛИЗ СЕТЕЙ BLUETOOTH
А. Б. Токарев, И. С. Фаустов 199

ОПТИМИЗАЦИЯ ИТЕРАЦИЙ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО ЦИКЛА ВОССТАНОВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ЭКСПЕРИМЕНАТАЛЬНОГО ОБРАЗЦА МАТЕРИАЛА
К. М. Зейде 207

ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ АВТОГЕНЕРАТОРОВ-ДАТЧИКОВ С ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ОБЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ И ВКЛЮЧЁННЫМИ ПОСЛЕ НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТИ КОМПЛЕКСНЫМИ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКАМИ
В. А. Головков 214

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ СВЯЗИ
С. В. Рудый, А. Д. Старченко, В. В. Харченко, Д. В. Харченко 225

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ВКЛЮЧЁННЫХ ПЕРЕД НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТЬЮ КОМПЛЕКСНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МОДУЛЯТОРОВ С ОБЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ
В. А. Головков 232

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ВКЛЮЧЁННЫХ ПЕРЕД НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТЬЮ РЕАКТИВНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ПО КРИТЕРИЮ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЗАДАННЫХ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ И ДЕМОДУЛЯТОРОВ С ОБЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ
А. А. Головков, В. А. Головков 244

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ВКЛЮЧЁННЫХ ПЕРЕД НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТЬЮ РЕЗИСТИВНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ПО КРИТЕРИЮ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЗАДАННЫХ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ И ДЕМОДУЛЯТОРОВ С ОБЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ
А. А. Головков, В. А. Головков 252

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ВКЛЮЧЁННЫХ ПОСЛЕ НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТИ КОМПЛЕКСНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МОДУЛЯТОРОВ С ОБЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ
В. А. Головков 265

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ВКЛЮЧЁННЫХ ПОСЛЕ НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТИ РЕАКТИВНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ПО КРИТЕРИЮ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЗАДАННЫХ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ И ДЕМОДУЛЯТОРОВ С ОБЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ
А. А. Головков, В. А. Головков 277

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ВКЛЮЧЁННЫХ ПОСЛЕ НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТИ РЕЗИСТИВНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ПО КРИТЕРИЮ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЗАДАННЫХ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ И ДЕМОДУЛЯТОРОВ С ОБЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ
А. А. Головков, В. А. Головков 288

ПОВЫШЕНИЕ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ В КАНАЛАХ РАДИОТЕЛЕМЕТРИИ
А. А. Васильченко, И. В. Керимов, Д. А. Ковальков, В. С. Коротков 301

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ВЫСОТОМЕРА МАЛЫХ ВЫСОТ С ДВОЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ
А. Ф. Васильев, В. Д. Захарченко 307

РАЗРАБОТКА МОДУЛЕЙ КАЛИБРОВКИ КОМПЛЕКСА ОЦЕНКИ ВЛИЯНИЯ ЭМП НА ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА
Д. В. Васильченко, Д. А. Пухов, М. А. Ромащенко, И. В. Свиридова, А. В. Суворин 314

СПОСОБЫ ЭНЕРГООБЕСПЕЧЕНИЕ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ РОБОТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ
С. В. Власенков, И. С. Коренев 320

СТРОБОСКОПИЧЕСКАЯ ОБРАБОТКА ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ФАЗОВОЙ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ОПОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ
О. В. Пак 327

ТИПЫ КОННЕКТОРОВ И МЕТОД СОГЛАСОВАНИЯ КОАКСИАЛЬНО-ПОЛОСКОВОГО ПЕРЕХОДА
О. Т. Драк 336

Секция 11. Радиотехнический мониторинг Земли.

СОВРЕМЕННЫЕ ПОДХОДЫ К ОБРАБОТКЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В ПОДПОВЕРХНОСТНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ
А. А. Петроченко, К. Н. Чугай 344

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

КЛАССИФИКАЦИЯ ДВИГАТЕЛЬНОЙ АКТИВНОСТИ ЧЕЛОВЕКА НА ОСНОВЕ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ
А. Н. Голубинский, М. Н. Данильченко, А. Б. Муравник, Н. М. Рябков 349

МЕТОДИКА СИНТЕЗА КОМПЛЕКСА СПЕЦИАЛЬНОЙ ТЕХНИКИ НА ОСНОВЕ ТЕНЗОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ОБРАЗЦОВ СПЕЦИАЛЬНОЙ ТЕХНИКИ К ВИДУ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СХЕМ
К. В. Никульшин, М. В. Павловский, А. С. Рыжков 357

МЕТОДИКА СОСТАВЛЕНИЯ ГОДОВОГО ПЛАНА ЭКСПЛУАТАЦИИ И РЕМОНТА ОБРАЗЦОВ СПЕЦИАЛЬНОЙ ТЕХНИКИ
М. Д. Михайлов, К. В. Никульшин, М. В. Павловский 375

МОДЕЛЬ ОПТИМАЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КАНАЛЬНОГО РЕСУРСА ИНФОРМАЦИОННЫХ НАПРАВЛЕНИЙ В ИНФОКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ
В. О. Ключников, П. В. Лебедев, С. М. Одоевский 389

О ТЕХНОЛОГИЯХ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА В КОГНИТИВНОМ РАДИО
М. А. Белицкий, А. Б. Муравник, В. Н. Поветко, К. В. Пядухова, П. С. Сенин 394

ОСОБЕННОСТИ АРХИТЕКТУР СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ СОВРЕМЕННЫХ МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ СЕТЕЙ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
В. С. Артамонов, А. Н. Буренин..... 400

ПРОБЛЕМНЫЕ ВОПРОСЫ РАЗМЕЩЕНИЯ БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ В ЗАДАЧАХ ЧАСТОТНО-ТЕРРИТОРИАЛЬНОГО ПЛАНИРОВАНИЯ СЕТЕЙ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ
Е. Н. Зуев..... 407

МЕТОД ОБНАРУЖЕНИЯ АТАК, ТИПА SQL-INJECTION НА ОСНОВЕ АЛГОРИТМОВ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА

А.С. Фроленков [1], Э.В, Аведян[1], С.А. Багрецов[2]

[1]Филиал Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» в г. Челябинске (ФВУНЦ ВВС «ВВА» в г. Челябинске) Челябинск, Россия

[2]Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного (ВАС им. Буденного) Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. Авторами предложена система обучения искусственных нейронных сетей для осуществления обнаружения признаков компьютерных атак вида SQL-Injection на информационно-коммуникационные системы в реальном времени на основе метода логической регрессии.

Ключевые слова: искусственная нейронная сеть, SQL-Injection, система защиты, информационная безопасность, информационно-телекоммуникационная сеть.

A METHOD FOR DETECTING ATTACKS, SUCH AS SQL-INJECTION BASED ON ARTIFICIAL INTELLIGENCE ALGORITHMS

A.S. Frolenkov[1], A.V. Avedyan[1], S.A. Bagrecov[2]

[1]Branch of the Military Training and Research Center of the Air Force "Air Force Academy named after Professor N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin" in Chelyabinsk (FVUNTS of the Air Force " VVA " in Chelyabinsk) Chelyabinsk, Russia

[2]Military Academy of Communications named after Marshal of the Soviet Union S. M. Budyonny (VAS named after Budennogo), Saint-Petersburg, Russia

Abstract. The authors propose a training system for artificial neural networks for detecting signs of SQL-Injection computer attacks on information and communication systems in real time based on the logical regression method..

Keywords: artificial neural network, SQL-Injection, security system, information security, information and telecommunications network.

1. Введение

Мы живем в веке информационных технологий и нам приходиться иметь дело с огромным массивом информации. Ежегодно генерируется 2,5 квинтиллиона байт данных. Человечество не способно воспользоваться подавляющей частью этой информации. Данные лежат за пределами возможностей стандартных аналитических методов, не говоря уже о нарастающем числе компьютерных атак, зачастую остающихся незамеченными.

2. Основная часть

Несмотря на то, что государственные, финансовые, медицинские учреждения и промышленные компании в большей степени страдают от хакерских атак, им подвергаются абсолютно все отрасли нашей жизни.

На рисунке 1, компанией Positive Technologies, представлен обзор тактик и техник таргетированных атак на государственные сектора в России за 2019 год.

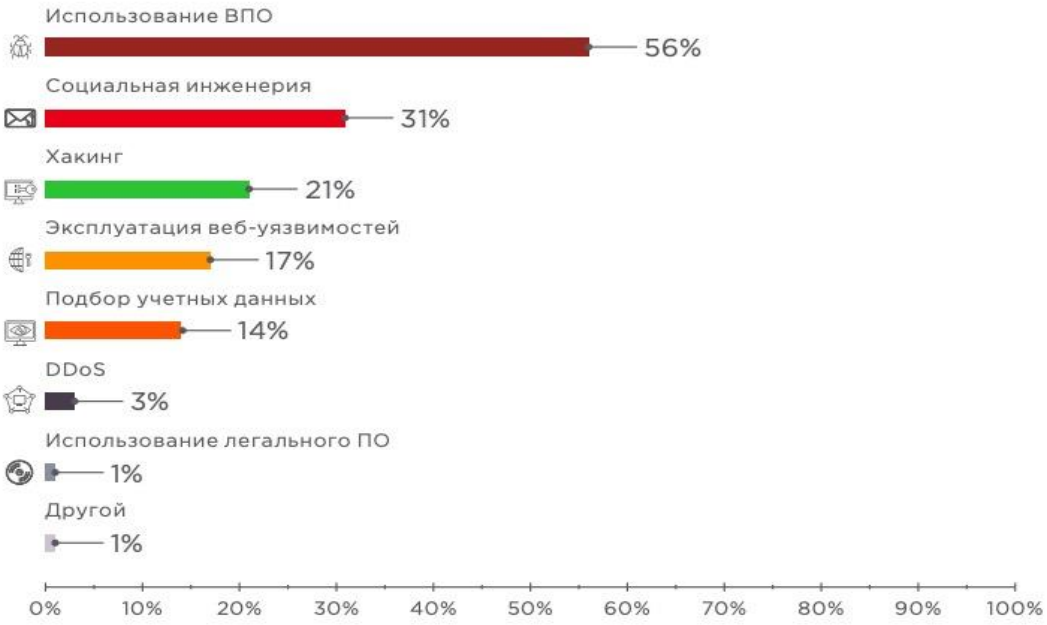


Рис. 1. APT-атаки на госучреждения в России

Как видно из рисунка 1, к преобладающему числу методов проникновения относят использование вредоносного программного обеспечения, социальную инженерию, хакинг, эксплуатацию web-уязвимостей а также подбор учетных данных.

Как правило, сценарий «нарушителя с привилегиями пользователя на локальном узле» вытекает из сценария «внешнего нарушителя» и несет за собой полный контроль над системой злоумышленником.

В случае если взломом занимается группа профессионалов, оба сценария кибератак сложно выявить традиционными сигнатурными методами, тем самым довольно редко можно избежать разрушительных последствий и чудовищных убытков на стороне атакуемого.

В настоящее время существуют перспективные методы, благодаря которым можно обучить компьютеры обрабатывать большие объемы данных и находить скрытые угрозы в информационной безопасности.

В 1943 г. Уоррен Маккалок и Уолтер Питтс опубликовали концепцию упрощенной клетки головного мозга (рисунок 2).

Питтс и Маккалок описали такую клетку в виде простого логического элемента с бинарными входами и назвали ее нейронным персептроном. Как проиллюстрировано на рисунке 5, входные сигналы поступают в дендриты, затем интегрируются в клеточное тело, и если накопленный сигнал превышает порог, то генерируется выходной сигнал, который аксоном передается к следующей клетке.

В работе «Персептрон, воспринимающий и распознающий автомат» 1957 г. Фрэнк Розенблатт представил правила обучения персептрона и предложил алгоритм, который автоматически обучался оптимальным весовым коэффициентам, которые затем перемножались с входными признаками для принятия решения о том, активировать нейрон или нет.

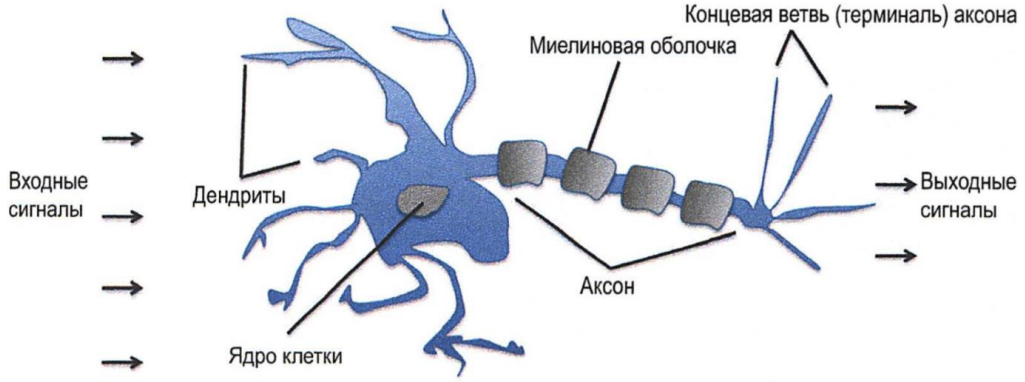


Рис. 2. Упрощенная схема нейрона

Для обучения искусственного интеллекта, как правило, используют три вида обучения: обучение с учителем, обучение без учителя и обучение с подкреплением. Каждый вид должен обладать способностью к обобщению эмпирических фактов, иными словами уметь восстановить зависимость между ситуациями и реакциями, выдавая при этом достаточно точный ответ.

Модель, основанная на обучении с учителем, позволяет делать прогнозы о раннее не встречавшихся данных. Выборки, использующиеся для обучения такого алгоритма, должны содержать в себе не только набор примеров, но и правильных ответов с экспертной точки зрения. Под «учителем» понимается либо эксперт, который указал на заданных объектах правильные ответы, либо сама выборка.

К прикладным задачам такого метода относятся: медицинская диагностика, предсказание месторождений полезных ископаемых, принятие инвестиционных решений на финансовом рынке.

Модель, основанная на обучении с подкреплением, обучается посредством взаимодействия со средой. Откликом среды на принятые решения, являются сигналы подкрепления [1, 9], поэтому такое обучение является частным случаем обучения с учителем, с разницей в том, что учителем является не эксперт, а модель или среда.

Впервые, обучение с обратной связью, было предложено М.Л. Цетлином в 1961 г. Он поместил конечный автомат во внешнюю среду, которая с вероятностями, зависящими от совершаемого автоматом действия, наказывала или поощряла автомат. В соответствии с реакцией среды автомат самостоятельно изменял своё внутреннее состояние, что приводило к постепенному снижению числа наказаний, то есть обучению [2, 7].

Модель, основанная на обучении без учителя, обучается на спонтанных немаркированных данных без вмешательства со стороны экспериментатора. Как правило, это актуально только для задач, в которых среди известных множеств объектов требуется обнаружить внутренние зависимости.

В анализе данных, алгоритмы, основанные на обучении с учителем, используют методы классификации и регрессии.

Суть задачи классификации заключается в идентификации категориальных меток классов для новых экземпляров на основе предыдущих наблюдений. Данный термин

произошел из задачи машинного зрения, поэтому чаще употребляется синоним – распознавание образов или дискриминантный анализ. В классической задаче классификации обучающая выборка представлена виде $X = \{x_i\}_{i=1}^{n}$, где x_i-вектор вещественнозначных признаков x_i=($x_{i,1} \dots x_{i,d}$). В качестве исхода объекта x фигурирует переменная *t*, принимающая конечное число значений, обычно из множества *T*={1,…,*n*}. При классификации, каждая единица наблюдения относится к определенной группе на основе некоторого качественного свойства.

Метод классификации применим для поиска аномалий, однако существует проблема, связанная с выбором обучающих примеров. Аномалии – редкое явление и их примеров исчезающее мало. На практике такой задачей, является мошенничество с банковскими картами.

С помощью регрессионного анализа можно восстанавливать зависимость между переменными с предсказанием непрерывных результатов. Регрессия легко моделируется, но имеет недостаток, который заключается в чрезмерной зависимости от объема и сложности данных [3, 5].

В рамках обнаружения атаки типа SQL-Injection, в качестве метода построения линейного классификатора, позволяющего оценивать апостериорные вероятности принадлежности объектов классам, выбран частный случай обобщенной линейной регрессии – логистическая регрессия (рис. 3). В отличие от обычной регрессии, в методе логистической регрессии не производится предсказание значения числовой переменной исходя из выборки исходных значений. Вместо этого, значением функции является вероятность того, что данное исходное значение принадлежит к определенному классу [4, 6, 8].

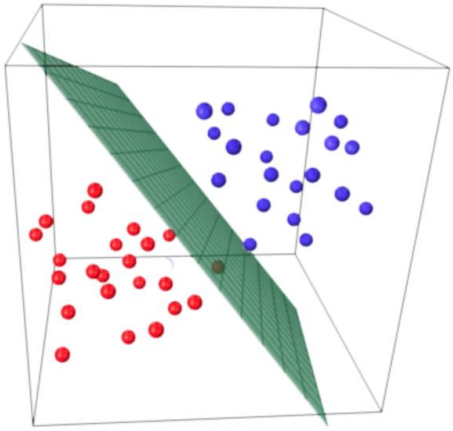


Рис. 3. Дискриминация точек на различные классы методом логистической регрессии

На рисунке 4 изображены данные необходимые для тренировки модели. Вторым столбцом являются заранее известные ответы выступающие в роли учителя контролирующего учебный процесс. Имея правильные ответы, алгоритм итеративно делает прогнозы на тренировочных данных и корректируется.

	A	B
1	214564	0
2	214564	0
3	1)) or sleep(__TIME__)#	1
4	kribel@mail.ru	0
5	email@mail.ru	0
6	\\\'; DESC users; --	1
7	'''info	0
8	email@mail.ru	0
9	fghfghgfhgf	0
10	dsflkjdsfds	0
11	1\'1	1
12	dsflkjdsfds	0
13	dsflkjdsfds	0
14	kribel@mail.ru	0
15	email@mail.ru	0
16	" or sleep(__TIME__)#	1
17	1\' AND 1=(SELECT COUNT(*) FROI	1
18	1\' AND non_existant_table = \'1	1
19	1 AND USER_NAME() = \'dbo\'	1
20	1\\\'1	1
21	214564	0
22	1 AND 1=1	1
23	1 EXEC XP_	1
24	1\' OR \'1\'=\'1	1

Рис.4. Сгенерированные тренировочные данные

На рисунке 5 изображен вывод результата обученной модели.

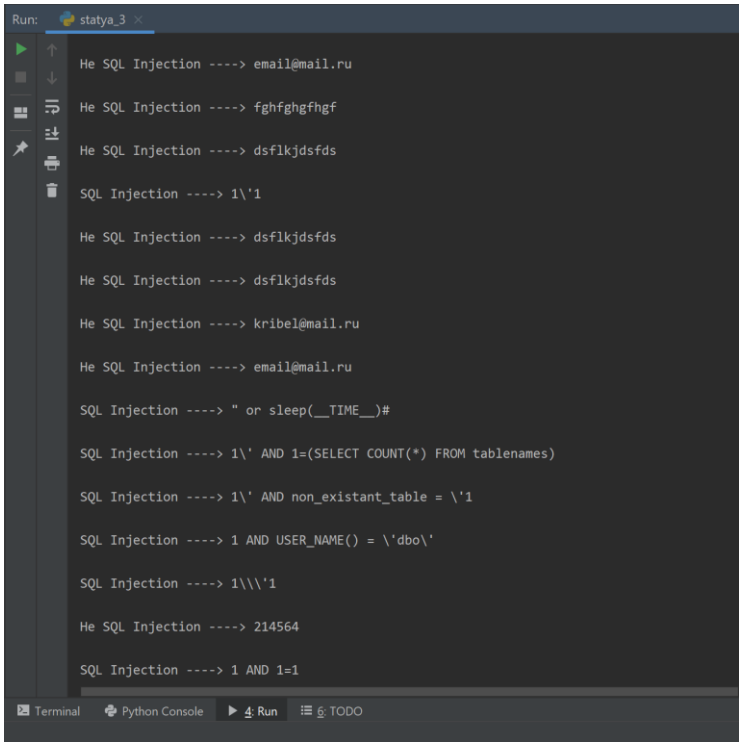


Рис.5. Обнаружение атак

3. Заключение

Таким образом, данную реализацию обнаружения SQL-Injection можно внедрить в серверную часть, и в случае обнаружения атаки блокировать или перенаправлять все запросы на фальшивую базу данных, что позволит повысить вероятность обнаружения компьютерных атак.

Литература

1. https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%9E%D0%B1%D1%83%D1%87%D0%B5%D0%BD%D0%B8%D0%B5_%D1%81_%D0%BF%D0%BE%D0%B4%D0%BA%D1%80%D0%B5%D0%BF%D0%BB%D0%B5%D0%BD%D0%B8%D0%B5%D0%BC Википедия – свободная энциклопедия [Электронный ресурс].
2. https://www.osp.ru/os/2018/03/13054415/ OSP – Гид по технологиям цифровой трансформации
3. https://proglib.io/p/ml-regression/ Технический блог
4. https://habr.com/ru/company/io/blog/265007/ Технический форум
5. Власенко М.А., Иванов Д.А., Кузнецов С.И., Лаута О.С. В сборнике: Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО 2018). VII Международная научно-техническая и научно-методическая конференция. Сборник научных статей. В 4-х томах. Под редакцией С.В. Бачевского. 2018. С. 167-171.
6. Коцыняк М.А., Иванов Д.А., Лаута О.С., Нечепуренко А.П., Муртазин И.Р. Методика прогнозирования воздействия таргетированной кибернетической атаки на информационно-телекоммуникационную сеть В сборнике: Региональная информатика и информационная безопасность. 2017. С. 109-111.
7. Коцыняк М.А., Иванов Д.А. Обеспечение безопасности управления роботизированных систем от воздействия таргетированных кибернетических атак В книге: Нейрокомпьютеры и их применение. Тезисы докладов. 2018. С. 108-А.
8. Коцыняк М.А., Лаута О.С., Иванов Д.А., Лукина О.М. Модель воздействия таргетированной кибернетической атаки на информационно-телекоммуникационную сеть Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические средства противодействия терроризму. 2019. № 3-4 (129-130). С. 58-65.
9. Лаута О.С., Иванов Д.А., Нечепуренко А.П., Власенко М.А. Методика синтеза системы защиты информационнотелекоммуникационной сети в условиях информационного противоборства В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIV Международной научно-технической конференции. В 5-и томах. 2018. С. 124-129.

References

1. https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%9E%D0%B1%D1%83%D1%87%D0%B5%D0%BD%D0%B8%D0%B5_%D1%81_%D0 % BF% D0% BE% D0% B4% D0% BA% D1% 80% D0% B5% D0% BF% D0% BB% D0% B5% D0% BD% D0% B8% D0% B5% D0% BC Wikipedia is a free encyclopedia [Electronic resource].
2. https://www.osp.ru/os/2018/03/13054415/ OSP - Guide to digital transformation technologies
3. https://proglib.io/p/ml-regression/ Tech Blog
4. https://habr.com/ru/company/io/blog/265007/ Technical Forum
5. Vlasenko M.A., Ivanov D.A., Kuznetsov S.I., Lauta O.S. In the collection: Actual problems of information telecommunications in science and education (APINO 2018). VII International Scientific-Technical and Scientific-Methodological Conference. Collection of scientific articles. In 4 volumes. Edited by S.V. Bachevsky. 2018.S. 167-171.
6. Kotsynyak M.A., Ivanov D.A., Lauta O.S., Nechepurenko A.P., Murtazin I.R. Methods for predicting the impact of a targeted cyber attack on an information and telecommunications network In the collection: Regional informatics and information security. 2017.S. 109-111.
7. Kotsynyak M.A., Ivanov D.A. Ensuring the security of control of robotic systems from the impact of targeted cyber attacks In the book: Neurocomputers and their application. Abstracts of reports. 2018.S. 108-A.
8. Kotsynyak M.A., Lauta O.S., Ivanov D.A., Lukina O.M. A model of the impact of a targeted cyber attack on an information and telecommunications network. Questions of defense technology. Series 16: Technical means of countering terrorism. 2019. No. 3-4 (129-130). S. 58-65.
9. Lauta O.S., Ivanov D.A., Nechepurenko A.P., Vlasenko M.A. Methods for the synthesis of the protection system of the information and telecommunication network in the conditions of information confrontation In the collection: Radar, navigation, communication. Proceedings of the XXIV International Scientific and Technical Conference. In 5 volumes. 2018.S. 124-129.

МЕТОДИКА ПОСТРОЕНИЯ СТРУКТУРНОГО РЕЗЕРВИРОВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ ПРОТИВНИКА

А.С. Фроленков [1], К.В. Яцук[1], Н. Б. Ачкасов[2]

[1]Филиал Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» в г. Челябинске (ФВУНЦ ВВС «ВВА» в г. Челябинске) Челябинск, Россия

[2]Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного (ВАС им. Буденного) Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В статье рассмотрена методика построения структурно резервированной информационно-телекоммуникационной сети, позволяющая за счет обоснования опорного варианта структуры сети обеспечить ее живучесть при построении. Для проверки адекватности и эффективности предложенной методики проведен вычислительный эксперимент с целью сравнения реальной функционирующей сети и сети, синтезированной по предложенной методике с учетом применения противником средств и методов противодействия.

Ключевые слова: информационно-телекоммуникационная сеть, информационный поток, опорная структура сети, живучесть.

THE METHODOLOGY OF BUILDING A STRUCTURAL RESERVATION OF AN INFORMATION AND TELECOMMUNICATIONS NETWORK UNDER THE INFLUENCE OF THE ENEMY

A.S. Frolenkov[1], K.V. Yazyk[1], N.B. Achkasov[2]

[1]Branch of the Military Training and Research Center of the Air Force "Air Force Academy named after Professor N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin" in Chelyabinsk (FVUNTS of the Air Force " VVA " in Chelyabinsk) Chelyabinsk, Russia

[2]Military Academy of Communications named after Marshal of the Soviet Union S. M. Budyonny (VAS named after Budennogo), Saint-Petersburg, Russia

Abstract. the article considers the method of constructing a structurally reserved information and telecommunications network, which allows to ensure its survivability during construction by justifying the reference version of the network structure. To verify the adequacy and effectiveness of the proposed method, a computational experiment was conducted to compare the actual functioning network and the network synthesized according to the proposed method, taking into account the use of means and methods of counteraction by the enemy.

Keywords: information and telecommunication network, information flow, network support structure, survivability.

1. Введение

Информационно-телекоммуникационные сети (ИТКС) относятся к классу больших систем. Она не могут быть созданы за короткое время и предполагают фрагментарное (эволюционное) развитие. Поэтому одни ее элементы могут эксплуатироваться, другие – проектироваться, а третьи – исследоваться. По этой причине методология должна включать не только методы синтеза, методы алгоритмической и параметрической

оптимизации (системное проектирование), но и методы инженерного проектирования (реализации результатов синтеза).

С этой целью предлагается методика реализации структурно-топологических принципов обеспечения живучести при построении ИТКС, включающая методику построения структурно резервированной ИТКС, реализующая интеграционный – триадный принцип ее построения, алгоритм построения опорного варианта структуры сети и алгоритм ее корреляции с учетом применения противником средств и методов противодействия.

В результате вычисления порядковой функции графа, отражающего иерархическую структуру узлов связи (УС) ИТКС, получено их иерархическое распределение, определяющее опорную структуру системы. В рамках этой структуры ищется ее рациональный вариант.

2. Основная часть

Для синтеза опорного варианта структуры ИТКС и разработки алгоритма ее корреляции с учетом применения противником средств и методов противодействия в методике используются следующие критерии минимизации: количества УС; среднего времени решения оперативных задач УС в ИТКС; показателей равномерности загрузки между УС; общей стоимости содержания структуры ИТКС.

Расчетные выражения и блок-схемы определения рациональных (опорных) вариантов структуры ИТКС по минимуму времени обработки информации на УС и минимуму стоимости представлены на рисунках 1 и 2. Опорный вариант ИТКС является основой для принятия решения экспертом о целесообразности или нецелесообразности дальнейшего изменения структуры ИТКС [1, 2].

Для того чтобы обеспечить объективность в сравнении результатов синтеза, приняты единые исходные данные по возможностям УС: потоковой нагрузке, количеству информационных направлений, стоимости единицы техники связи. С учетом специфики ведения технической разведки и воздействия, а также специфики функционирования ИТКС по этим этапам решались задачи:

управления маршрутами передачи сообщений в ИТКС;

поиска опорного варианта ИТКС;

поиска зоны регулируемого равновесия взаимного обмена информацией в каналах связи [3, 5].

Для проверки адекватности и эффективности предложенной методики проведен вычислительный эксперимент. Был определен опорный вариант ИТКС. В качестве исходных данных для синтеза были выбраны характеристики реальной функционирующей сети. По этим данным проведен синтез сети в предположении, что проектируется новая, ранее неизвестная система управления.

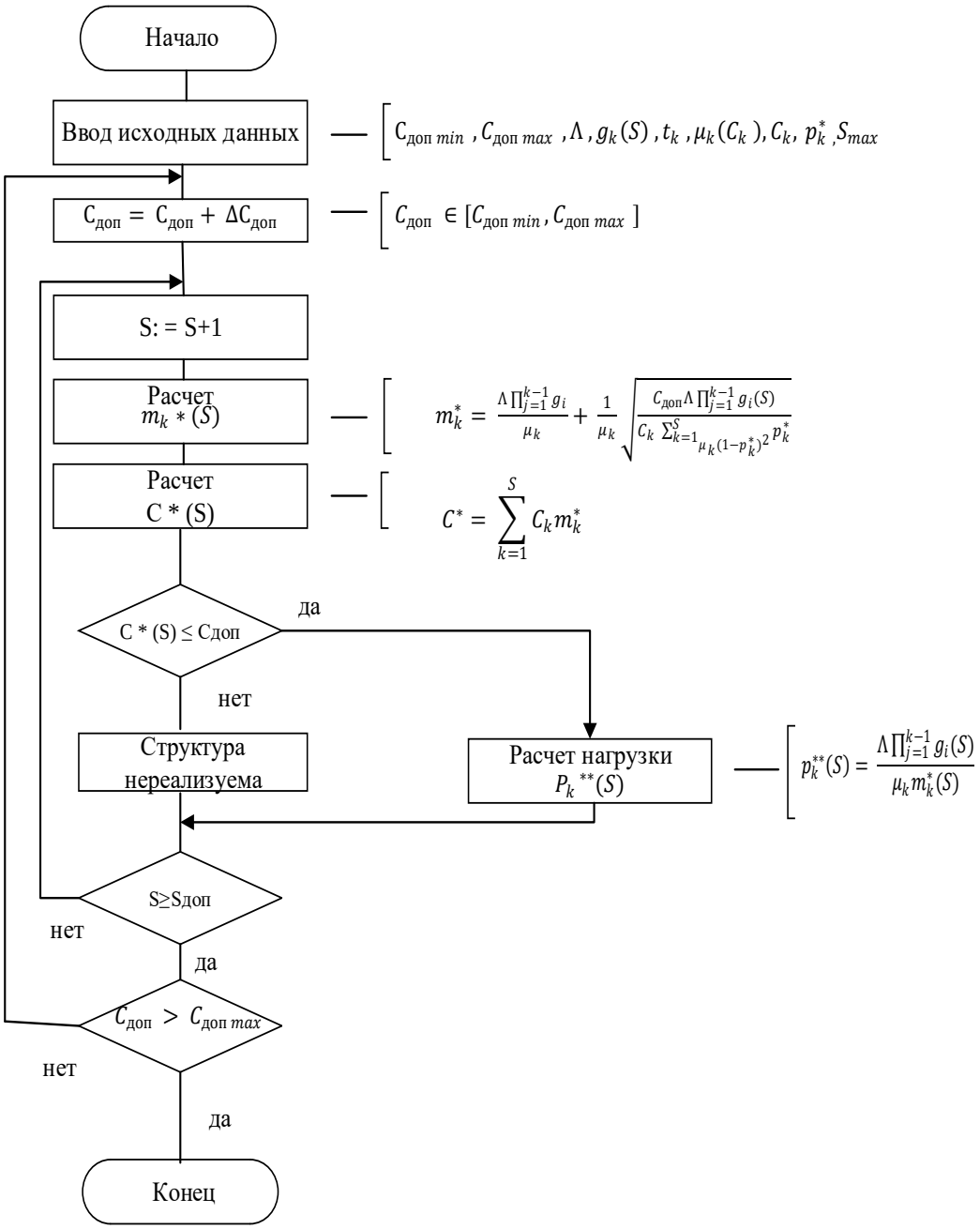


Рис. 1. Блок-схема определения рациональных вариантов структуры ИТКС по минимуму времени обработки информации на УС

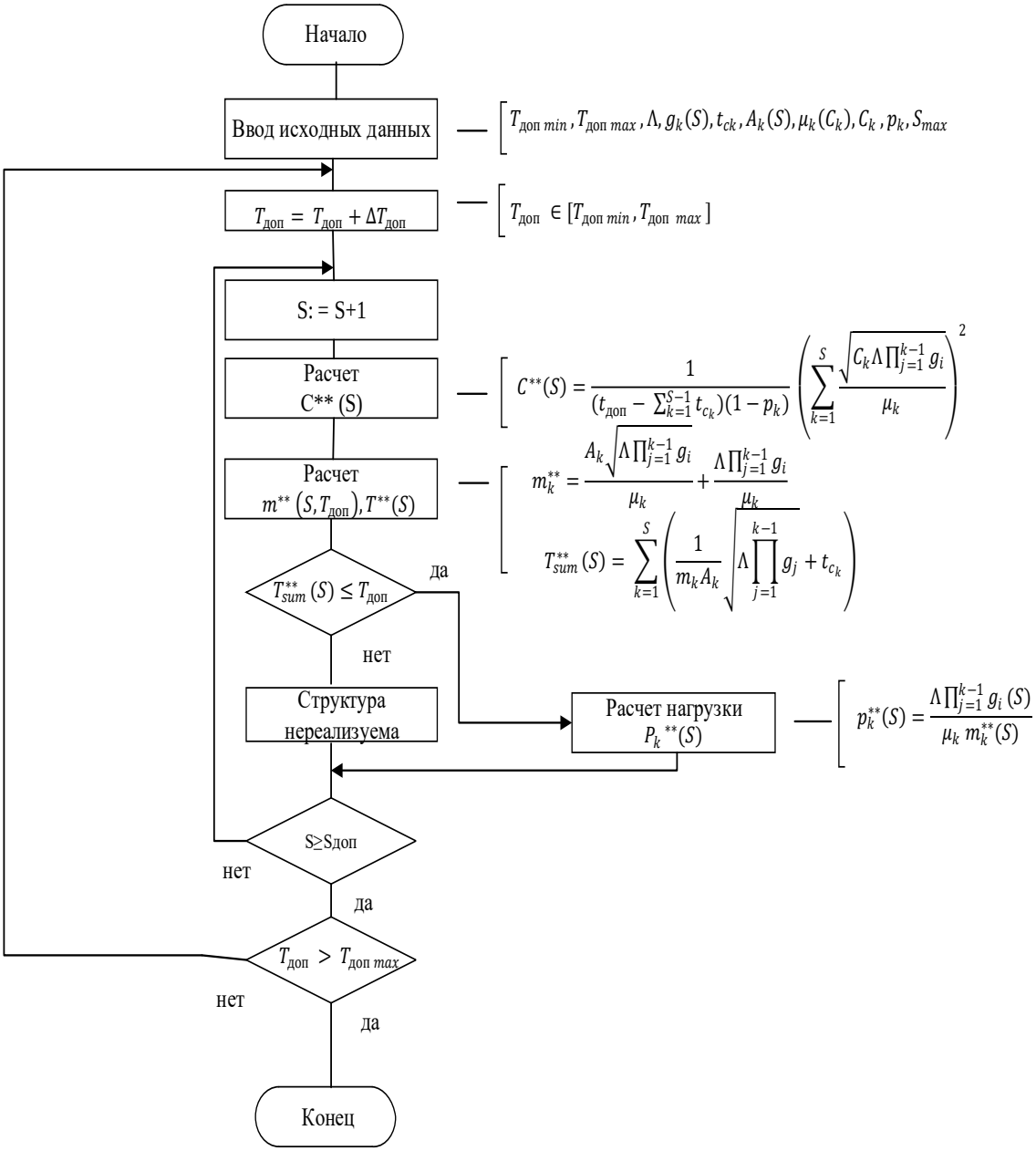


Рис. 2. Блок-схема определения рациональных вариантов структуры ИТКС по минимуму стоимости

Цель эксперимента заключается в том, чтобы по результатам сравнения реальной функционирующей сети и сети, синтезированной по предложенной методике, оценить адекватность и эффективность использования данной методики для обоснования опорного варианта структурно-резервированной ИТКС с учетом применения противником средств и методов противодействия.

Для достижения цели эксперимента решались следующие задачи:

оценка исходных данных, необходимых для решения задачи построения ИТКС;

построение опорного варианта ИТКС по предложенной методике;

сравнение синтезированной и существующей сетей.

По результатам вычислительного эксперимента делается вывод о возможности использования предложенного комплекса методик для построения ИТКС, перспективных систем управления уже на ранних этапах проектирования.

Построение сети

В соответствии с условиями решения задачи построения сети считаются известными следующие исходные данные: объем информационного обмена; ожидаемый информационный обмен в единицу времени по каждому типу трафика; среднее допустимое время существования информации и математическое ожидание времени ее передачи; ориентировочная стоимость УС и линий связи (каналов связи).

На основе опыта эксплуатации ИТКС были определены исходные данные, необходимые для решения задачи синтеза и соответствующие существующей ИТКС.

В множество $X = \{x_1 ... x_n\}$ элементов сети, необходимых для решений общей задачи ИТКС, вошли следующие задачи управления:

x1 – главный центр связи 1 уровня (ГЦС 1);

x2 – центр связи 2 уровня (ЦС 2);

{x3…x12} – узлы связи 3 уровня (УС 3);

{x13…x17} – узлы связи 4 уровня (УС 4);

{x18…x31} – узлы связи 5 уровня (УС 5).

Исходные данные по ожидаемой интенсивности информационного обмена, математическому ожиданию времени информационного обмена и среднему допустимому времени передачи информации для каждого типа трафика представлены в таблице 1.

Таблица 1

Тип (γ) трафика	Интенсивность, 1/ч	Время передачи, ч	($t_{доп.1}$), ч	Тип (γ) трафика	Интенсивность, 1/ч	Время передачи, ч	($t_{доп.1}$), ч
x1	4	0,25	0,3	x 17	0,3	3,3	0,25
x 2	4	0,25	0,2	x 18	0,2	5	0,25
x 3	1	1	0,4	x 19	0,2	5	0,08
x 4	0,6	1,7	0,4	x 20	0,2	5	0,5
x 5	0,6	1,7	0,19	x 21	0,2	5	0,4

x 6	0,6	1,7	0,88
x 7	0,6	1,7	0,5
x 8	0,6	1,7	0,33
x 9	0,6	1,7	0,25
x 10	0,7	1,4	0,4
x 11	1	1	0,08
x 12	0,5	2	0,5
x 13	0,4	2,5	0,25
x 14	0,5	2	0,3
x 15	0,5	2	0,38
x 16	0,3	3,3	0,33

x 22	0,2	5	0,2
x 23	0,2	5	0,2
x 24	0,2	5	0,33
x 25	0,2	5	0,33
x 26	0,2	5	0,3
x 27	0,2	5	0,7
x 28	0,2	5	0,5
x 29	0,2	5	0,5
x 30	0,2	5	0,08
x 31	0,2	5	1,0

Допустимая стоимость синтезируемой структуры ИТКС была выбрана в соответствии с уровнем суммарных затрат на создание существующей структуры ИТКС. Ограничения по вероятности правильного и своевременного информационного обмена по загруженности и равномерности загрузки УС были приняты соответственно: $P_{\text{доп}} > 0{,}85;\ K_{\text{з}} = [0{,}3; 0{,}75],\ K_{\text{р}} = [0{,}1; 0{,}15]$.

В соответствии с предложенной методикой синтеза ИТКС были выполнены следующие этапы синтеза:

оценка взаимного обмена информацией;

выделение сильно связанного взаимного обмена информацией;

вертикальная структуризация взаимного обмена информацией;

определение опорного варианта структуры ИТКС;

определение рационального варианта структуры ИТКС.

Оценка взаимных связей между УС в ИТКС

Связи между УС определялись по следующим признакам: время начала и окончания обмена информацией; место обмена информацией; причинно-следственные связи; использование входных и выходных данных; семантические связи.

Оценка выбранных признаков была проведена на основе анализа трафика в существующей сети связи. Расчет меры близости взаимного обмена информацией производился на основе взвешенного коэффициента Танимото-Роджерса. По результатам расчета составлена матрица мер близости (рис. 3) в соответствии с графом взаимной связи ИТКС (рис. 4), в котором цифрами показана важность линий связи в информационном обмене сети.

	X1	X2	X3	X4	X5	X6	X7	X8	X9	X10	X11	X12	X13	X14	X15	X16	X17	X18	X19	X20	X21	X22	X23	X24	X25	X26	X27	X28	X29	X30	X31
X1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
X2	0	1	0,5	0,5	0,5	0,5	1	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
X3	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
X4	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
X5	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
X6	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
X7	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0,8	0,8	0,8	0,8	0,8	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
X8	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
X9	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
X10	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	0	0	0	0	0	0
X11	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	0	0	0	0	0
X12	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	0	0	0	0
X13	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0,5	0,5	0,5	0,5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
X14	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	0	0
X15	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0,5	0,5	0,5	0,5	0	0	0	0	0	0
X16	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	0,5	0,5	0	0	0	0
X17	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	0,5	0,5	0,5	0,5
X18	0	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
X19	0	0	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
X20	0	0	0	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
X21	0	0	0	0	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
X22	0	0	0	0	0	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
X23	0	0	0	0	0	0	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
X24	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
X25	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
X26	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
X27	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
X28	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
X29	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
X30	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
X31	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1

Рис. 3. Матрица мер близости взаимного обмена информацией

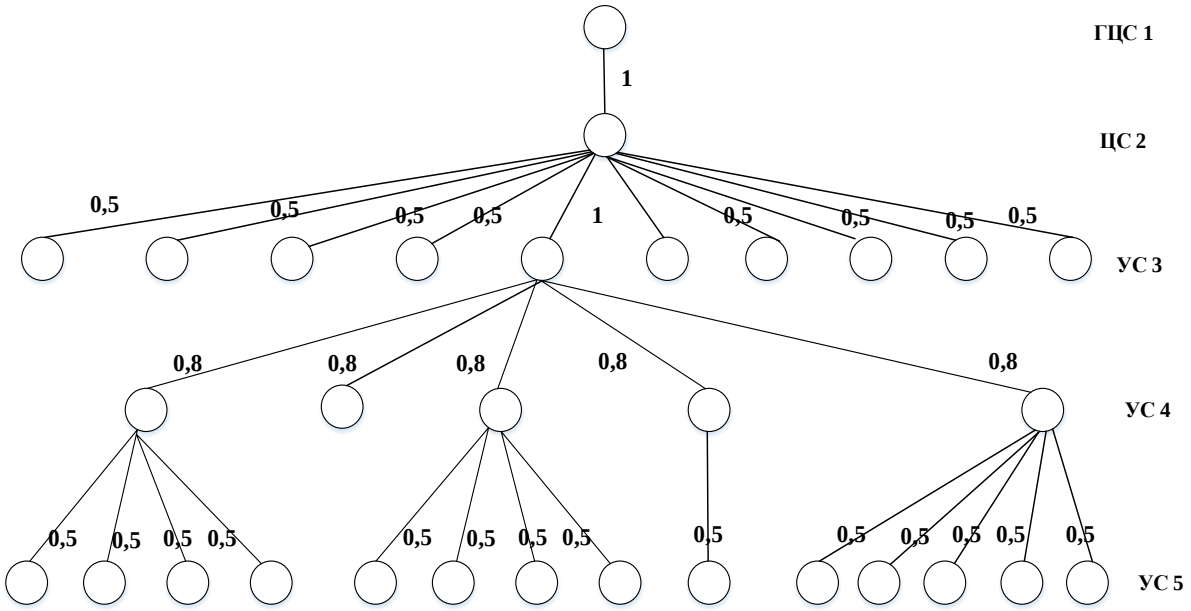


Рис. 4. Граф существующей ИТКС

Дискретность взаимного обмена информацией была выбрана $\Delta R = 0,2$. К полученному графу последовательно для $Z = \{1,3\}$ применены методики выделения сильно связанного взаимного обмена информацией, вертикальной структуризации. При $Z = 1$ структура связей максимальна, т. е. учитываются все связи графа, удовлетворяющие условию $R(x_i, x_j) > 0,2$ (рис. 4); при $Z = 3$ структура связей минимальна, т. е. учитываются только те связи, для которых $R(x_i, x_j) > 0,6$. При $Z = 3$ структура связей в графе не изменяется [4].

Выделение сильносвязного взаимного обмена информацией между УС ИТКС.

В соответствии с методикой выделения сильносвязного взаимного обмена информацией для графа $G(X,Y)$ записывается структурное число второй категории *A* (при *Z* = 1), показанное на рис. 5.

Для каждой вершины графа определяются элементы матриц $\|P_j\|$ и $\|P_j\|^T$. Данные матрицы представлены на рис. 6 и 7 соответственно.

$$\overset{(2)}{\mathbf{A}} = \left| \begin{array}{cc} \mathbf{1} & \mathbf{[-]} \\ \mathbf{2} & \mathbf{[1]} \\ \mathbf{\{3\ldots12\}} & \mathbf{[2]} \\ \mathbf{\{13\ldots17\}} & \mathbf{[5]} \\ \mathbf{\{18\ldots21\}} & \mathbf{[13]} \\ \mathbf{\{22\ldots24\}} & \mathbf{[15]} \\ \mathbf{25} & \mathbf{[16]} \\ \mathbf{[26\ldots31]} & \mathbf{[17]} \end{array} \right.$$

Рис. 5. Структурное число второй категории графа $G_Z = (X, Y_Z)$

X1	X2	X3	X4	X5	X6	X7	X8	X9	X10	X11	X12	X13	X14	X15	X16	X17	X18	X19	X20	X21	X22	X23	X24	X25	X26	X27	X28	X29	X30	X31
1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	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	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	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	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	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	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	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	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	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	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	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	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	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	1	1	0	0	0	0
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	1	1	1	1
0	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	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	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	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	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	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	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	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	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	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	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	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	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	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1

Рис. 6. Матрица $\|P_j\|$ – перечень вершин,
в которые можно попасть из *j*-й вершины

	X1	X2	X3	X4	X5	X6	X7	X8	X9	X10	X11	X12	X13	X14	X15	X16	X17	X18	X19	X20	X21	X22	X23	X24	X25	X26	X27	X28	X29	X30	X31
X1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
X2	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
X3	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
X4	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
X5	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
X6	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
X7	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
X8	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
X9	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
X10	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
X11	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
X12	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
X13	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
X14	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
X15	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1
X16	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1	1
X17	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
X18	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
X19	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
X20	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
X21	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
X22	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
X23	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
X24	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
X25	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
X26	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
X27	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
X28	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
X29	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
X30	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
X31	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Рис. 7. Матрица $\left\| P_j \right\|^T$ – перечень вершин, из которых можно попасть в j-ю вершину

Далее рассчитывается матрица связности, показанная на рис. 8.

X1	X2	X3	X4	X5	X6	X7	X8	X9	X10	X11	X12	X13	X14	X15	X16	X17	X18	X19	X20	X21	X22	X23	X24	X25	X26	X27	X28	X29	X30	X31
1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	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	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	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	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	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	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	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	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	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	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	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	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	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	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	1	1	0	0	0	0
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	1	1	1	1
0	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	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	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	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	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	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	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	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	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	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	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	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	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	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1

Рис. 8. Матрица связности C

Из матрицы *C* выделяются бисвязные подграфы (бисвязный подграф, содержащий вершину *i*, определен единицами в *i*-й строке матрицы *C*) и определяют сильносвязный взаимный обмен информацией. Сильносвязный взаимный обмен информацией при $Z = 1$ осуществляется между УС ИТКС , указанным на рис. 9.

X1														
X2														
X3	X4	X5	X6	X7	X8	X9	X10	X11	X12					
X13	X14	X15	X16	X17										
X18	X19	X20	X21	X22	X23	X24	X25	X26	X27	X28	X29	X30	X31	X32

Рис. 9. Сильносвязный взаимный обмен информацией при $\boldsymbol{Z = 1}$

После вычеркивания столбцов и строк, соответствующих УС, вошедшим в сильносвязный взаимный обмен информацией, упорядочиваются элементы матрицы смежности *A* графа *G*(*X*,*Y*), упорядочиваются вершины графа по сильносвязанным подграфам.

Вертикальная структуризация взаимного обмена информацией

По упорядоченному графу строится матрица смежности взаимного обмена информацией, последовательно рассчитываются строки матрицы весов и группируется обмен информацией по уровням иерархии, т. е. определяются множества $X_1 ... X_S$:

$$X_1 = \{x_{31}, x_{30}, x_{29}, x_{28}, x_{27}, x_{26}, x_{25}, x_{24}, x_{23}, x_{22}, x_{21}, x_{20}, x_{19}, x_{18}\};$$
$$X_2 = \{x_{17}, x_{16}, x_{15}, x_{14}, x_{13}\};$$
$$X_3 = \{x_{12}, x_{11}, x_{10}, x_9, x_8, x_7, x_6, x_5, x_4, x_3\};$$
$$X_4 = \{x_2\};$$
$$X_5 = \{x_1\}.$$

Определение опорного варианта сети

В соответствии с методикой построения структурно-резервированной ИТКС задаются интенсивность входного информационного потока, интенсивность обработки информационного потока на каждом уровне иерархии, ограничения по загрузке уровня и ограничения по стоимости. Результаты расчета структуры ИТКС, а также количества УС и линий связи представлены в табл. 2.

Расчеты представлены на рис. 10.

№	S	Стоимость	Время	LSum	NORM	Опер.1	Опер.2	Опер.3	Опер.4	Опер.5	Загр.1	Загр.2	Загр.3	Загр.4	Загр.5
1	2	300	0,06987	22	0,6715	18	1				0,136	0,1164			
2	3	300	0,1029	22	0,511	15	10	1			0,1677	0,1442	0,1088		
3	4	300	0,1338	22	0,4326	13	9	7	1		0,1895	0,1636	0,1242	0,09381	
4	5	300	0,1577	22	0,393	12	8	6	7	1	0,2022	0,175	0,1332	0,1009	0,07352
5	2	102,9	0,16	22	0,7183	6	1				0,3899	0,3484			
6	3	160,1	0,16	22	0,5397	8	5	1			0,3083	0,2716	0,2127		
7	4	225,7	0,16	22	0,4463	10	6	5	1		0,249	0,2172	0,1674	0,128	
8	5	292,4	0,16	22	0,3943	12	8	6	6	1	0,2073	0,1795	0,1368	0,1037	0,07566
		мин С	мин Т		Оптималеі										
		102,9	0,06987		0,7183										

Рис. 10. Расчет опорного варианта структуры ИТКС

Таблица 2

Шаг структуризации	Номера сетей	Взаимный обмен информацией между УС	Варианты структуры ИТКС и количество УС
Z = 1	1	1,2,3,4,6,8,9,10,12,14,15,17, 18,19,21,23,25,27,30	5-3-2-1, 5-2-2-1, 5-2-1-1, 4-2-2-1
	2	2,3,4,6,8,9,10,12,14,15,17,18, 19,21,23,25,27,30	15-5-1, 17-4-1, 19-3-1
	3	3,4,5,6,7,8,9,10,11,12,13,14,15,16,17,18,19,20, 21,22,24,25,26,27,28,29,30,31	2-1, 1-1
	4	5,6,8,9,10,12,14,16,17,19,21,25,27,29	1-1, 2-1
	5	9,10,12,17,21,29,30,31	1-1, 2-1
Z = 3	1	1,2,3	6-2-1, 7-2-1, 8-2-1, 7-3-1, 9-1, 10-1
	2	4,5,6,7,8,9,10	5-3-1, 5-2-1, 4-2-1, 5-1
	3	11,12,13,14,15,16,17	3-2-1, 2-2-1, 5-1, 4-1
	4	18,19,20	2-1, 1-1
	5	21,22,23,24	2-1, 1-1
	6	25,26	2-1, 1-1
	7	27	7-1, 8-1, 6-2-1, 6-1-1
	8	28,29,30,31	16-1, 10-3-1, 9-3-1, 8-3-1, 8-2-1

В соответствии с указанными принципами векторной оптимизации проводится аддитивная свертка нормированных показателей суммарного времени взаимного обмена информацией и суммарной стоимости и по максимуму векторного показателя выбирается опорный вариант структуры ИТКС.

Определение рационального варианта сети

Для имитационного моделирования деятельности сети были использованы исходные данные (см. из табл. 2). При задании координационных связей (связей взаимодействия) между точками использовалось правило: если точка занята (наличие очереди), то наиболее срочную информацию из очереди принимает свободная точка.

По результатам имитационного моделирования произведена коррекция опорного варианта ИТКС по численности точек и их стоимости. Рациональный вариант ИТКС, соответствующий введенным ограничениям по загруженности, равномерности загрузки, а также вероятностным и стоимостным ограничениям, показан на рис. 11.

При построении сети (рис. 11) предполагалось, что проектируется новая, ранее неизвестная ИТКС. Для ответа на вопрос об адекватности предложенной методики необходимо оценить степень согласования результатов построения поставленной цели. Для оценки эффективности предложении методики необходимо выяснить, насколько полученная сеть лучше (или хуже) существующей.

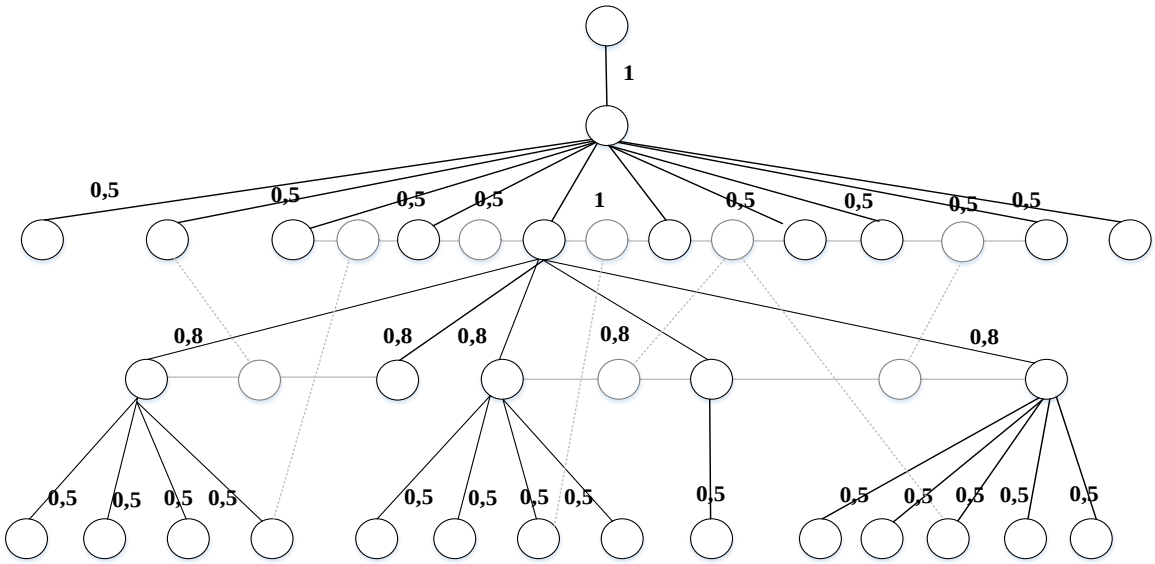


Рис. 11. Рациональный вариант ИТКС

3. Заключение

Таким образом, для оценки адекватности и эффективности предложенной сети необходимо сравнить альтернативные варианты построения сети. Цель – наиболее эффективно решать поставленные задачи в соответствии с условиями воздействия противника, т. е. необходимо выявить сходства и отличия полученной и существующей сетей, проанализировать причины и последствия выявленных различий.

Сравнение сетей проводилось по показателям, характеризующим:

глубину иерархии, число УС и линий связи;

количество и характер связей сети;

правильное и своевременное обеспечение взаимного обмена информацией.

Обе сети являются многоуровневыми иерархическими. Различия в количестве и составе УС обусловлены характером взаимного обмена информацией между УС ИТКС. Различия в количестве УС вызваны тем, что задача оперативного обмена информацией, решавшаяся в существующей сети ГЦС (1-й уровень иерархии), в полученной сети решается во втором (ЦС 1). Данное перераспределение задач объясняется тесной взаимосвязью существующих задач и необходимостью их совместного (параллельного) решения. Поэтому полученная в результате синтеза структура ИТКС фактически отражает сложившуюся и свидетельствует о необходимости ее учета при проектировании УС.

Третий и четвертый уровень иерархии УС полученной сети практически повторяют построение соответствующих УС в существующей ИТКС, за исключением дополнительных точек доступа.

Выявленные отличия сетей в ряде случаев обусловлены влиянием субъективных факторов, не учитываемых в предлагаемой методике. К таким факторам относятся исторически сложившаяся структура аналогичных ИТКС, стремление к однообразию и др.

ИТКС, полученная в результате применения предложенной методики построения, по своим характеристикам соответствует поставленным целям, т. е. соответствует сети, являющейся результатом многолетнего опыта и неоднократных доработок, имеющих целью наиболее эффективно осуществлять взаимный обмен информацией в соответствии с условиями воздействия противника.

Полученная сеть лучше, так как более устойчива при воздействии противника, а существующая сеть удовлетворяет условиям, которые существуют в данный конкретный промежуток времени, и при воздействии противника ухудшает свои показатели.

Результаты эксперимента свидетельствуют об адекватности и эффективности применения предложенной методики для решения задачи построения сети при ее проектировании.

Предложенная методика может быть использована также для анализа сетей в условиях воздействия противника, когда необходима модернизация ИТКС с преобразованием сети

Литература

1. Баранов, В.В. Анализ модели информационного обеспечения процессов и систем при реализации многоагентного интеллектуального взаимодействия / В.В. Баранов, Е.А. Максимова, О.С. Лаута // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2019. – № 4. – С. 32-41.
2. Власенко М.А., Иванов Д.А., Кузнецов С.И., Лаута О.С. В сборнике: Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО 2018). VII Международная научно-техническая и научно-методическая конференция. Сборник научных статей. В 4-х томах. Под редакцией С.В. Бачевского. 2018. С. 167-171.
3. Коцыняк М.А., Иванов Д.А., Лаута О.С., Нечепуренко А.П., Муртазин И.Р. Методика прогнозирования воздействия таргетированной кибернетической атаки на информационно-телекоммуникационную сеть В сборнике: Региональная информатика и информационная безопасность. 2017. С. 109-111.

4. Коцыняк М.А., Иванов Д.А. Обеспечение безопасности управления роботизированных систем от воздействия таргетированных кибернетических атак В книге: Нейрокомпьютеры и их применение. Тезисы докладов. 2018. С. 108-А.
5. Коцыняк М.А., Лаута О.С., Иванов Д.А., Лукина О.М. Модель воздействия таргетированной кибернетической атаки на информационно-телекоммуникационную сеть Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические средства противодействия терроризму. 2019. № 3-4 (129-130). С. 58-65.
6. Лаута О.С., Иванов Д.А., Нечепуренко А.П., Власенко М.А. Методика синтеза системы защиты информационнотелекоммуникационной сети в условиях информационного противоборства В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIV Международной научно-технической конференции. В 5-и томах. 2018. С. 124-129.

REFERENCES

1. Baranov, V.V. Analysis of the model of information support of processes and systems in the implementation of multi-agent intellectual interaction / V.V. Baranov, E.A. Maximova, O.S. Lauta // Devices and Systems. Management, control, diagnostics. - 2019. - No. 4. - S. 32-41.
2. Vlasenko M.A., Ivanov D.A., Kuznetsov S.I., Lauta O.S. In the collection: Actual problems of information telecommunications in science and education (APINO 2018). VII International Scientific-Technical and Scientific-Methodological Conference. Collection of scientific articles. In 4 volumes. Edited by S.V. Bachevsky. 2018.S. 167-171.
3. Kotsynyak M.A., Ivanov D.A., Lauta O.S., Nechepurenko A.P., Murtazin I.R. Methods for predicting the impact of a targeted cyber attack on an information and telecommunications network In the collection: Regional informatics and information security. 2017.S. 109-111.
4. Kotsynyak M.A., Ivanov D.A. Ensuring the security of control of robotic systems from the impact of targeted cyber attacks In the book: Neurocomputers and their application. Abstracts of reports. 2018.S. 108-A.
5. Kotsynyak M.A., Lauta O.S., Ivanov D.A., Lukina O.M. A model of the impact of a targeted cyber attack on an information and telecommunications network. Questions of defense technology. Series 16: Technical means of countering terrorism. 2019. No. 3-4 (129-130). S. 58-65.
6. Lauta O.S., Ivanov D.A., Nechepurenko A.P., Vlasenko M.A. Methods for the synthesis of the protection system of the information and telecommunication network in the conditions of information confrontation In the collection: Radar, navigation, communication. Proceedings of the XXIV International Scientific and Technical Conference. In 5 volumes. 2018.S. 124-129.

МЕТОДИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ОЦЕНКЕ УСТОЙЧИВОСТИ ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА В СЕТЯХ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ В УСЛОВИЯХ ДЕСТРУКТИВНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ

В. Е. Тоискин

Филиал военной академии Ракетных войск стратегического назначения имени Петра Великого (ФВА РВСН), Серпухов, Россия

Аннотация. Предложен обобщенный подход к оценке устойчивости информационного обмена в сетях связи специального назначения, учитывающий вероятностный характер развития ситуаций воздействия деструктивных факторов.

Ключевые слова: устойчивость информационного обмена, сеть связи специального назначения; показатель; деструктивные воздействия.

METHODICAL APPROACH TO ASSESSMENT OF STABILITY OF INFORMATION EXCHANGE IN SPECIAL PURPOSE COMMUNICATION NETWORKS IN THE CONDITIONS OF DESTRUCTIVE INFLUENCES

V. E. Toiskin

Branch of military academy of the Strategic Missile Troops of Peter the Great, Serpukhov, Russia

Abstract. The generalized approach to assessment of stability of information exchange in special purpose communication networks considering the probabilistic nature of development of situations of influence of destructive factors is offered.

Keywords: stability of information exchange, special purpose communication network; indicator; destructive influences.

1. Введение

Задача оценки качества сети связи специального назначения (СС СН) решается на различных этапах её жизненного цикла. При этом осуществляется анализ выполнения требований по своевременности, достоверности и безопасности информационного обмена (ИО), определенных в ряде руководящих и нормативно-технических документах. В то же время СС СН функционирует в условиях деструктивных воздействий различного происхождения, что определяет постановку задачи оценки устойчивости ИО [1] на всем времени функционирования СС СН.

Определение подходов к оценке устойчивости информационного обмена и необходимо для решения широкого спектра задач, связанных с формированием направлений развития СС СН и обоснованием ее облика на перспективу в основе которых лежит анализ способности системы связи специального назначения обеспечить требуемый уровень заданных характеристик в определенных условиях с учетом противодействия противника.

2. Оценка устойчивости информационного обмена в сетях связи специального назначения в условиях деструктивных воздействий

В таком случае в качестве показателя устойчивости информационного обмена используется показатель вида [1]:

$$W_{\text{УИО}} = \Delta W = W^{*}_{\text{ПУ}} - W_{\text{тр}}. \qquad (1)$$

где $W^{*}_{\text{ПУ}}$ - гарантированно достижимое значение показателя потенциальной устойчивости информационного обмена; $W_{\text{тр}}$ - требуемое значение показателя.

Выполнение условия $\Delta W > 0$ означает, что СС СН способна выполнить задачи по доведению заданного объема информации с требуемым уровнем характеристик, а величина ΔW определяет запас устойчивости ИО.

Значение показателя устойчивости ИО должно определяться для конкретных условий обстановки. Такая обстановка характеризуется составом и характеристиками СС СН и её элементов X, составом и характеристиками противодействующих систем Y и сценарием их взаимодействия F, который учитывает возможные стратегии применения СС СН U и системы противодействия V. Совокупность указанных множеств будем называть ситуацией применения СС СН s_i, которая в формализованном виде может быть представлена выражением $s_i = \{X, Y, F\}$. При анализе устойчивости ИО такой подход может быть использован только для заданных, известных условий применения, т.е. при наличии достоверной информации о конкретной ситуации s_i. В то же время при среднесрочном и долгосрочном планировании развития и применения СС СН необходимо учитывать, что из-за влияния достаточно большого количества факторов неопределенного характера точно описать множества X, Y, F не представляется возможным. В связи с этим при оценке устойчивости ИО необходимо рассматривать некоторое множество потенциально возможных ситуаций $S = \{s_1, s_2, ..., s_i, ..., s_I\}$. При этом предполагается, что множества X, Y и F конечны, т.е. можно записать $X = \{X_1, ..., X_n, ..., X_N\}$, $Y = \{Y_1, ..., Y_k, ..., Y_K\}$, $F = \{F_1, ..., F_l, ..., F_L\}$. В свою очередь X_N, Y_K, F_L фактически представляют собой множества параметров, характеризующих возможные характеристики СС СН, противодействующих систем и сценариев их взаимодействия, соответственно. В общем случае общее количество возможных ситуаций применения I определяется как произведение $I = N \cdot K \cdot L$.

С учетом неопределенностей оценка степени возможности наступления ситуаций $s_i \in S$ осуществляется с использованием количественной меры характеризующей степень возможности наступления ситуации s_i – вероятности $P(s_i)$. Тогда S есть полная группа несовместных событий s_i, следовательно $\sum_{i=1}^{I} P(s_i) = 1$.

Учет влияния деструктивных воздействий на степень выполнения СС СН поставленных задач с требуемым качеством, влечет за собой необходимость оценки устойчивости ИО не в заданных условиях, а в условиях неопределённости ситуации применения СС СН. В таком случае показателями устойчивости ИО в общем случае может быть, во-первых, выражение:

$$W^1_{\text{УИО}} = \Delta W^1 = \sum_{i=1}^{I} \Delta W_i \,, \qquad (2)$$

или выражение, представляющее собой осредненное значение общего показателя устойчивости ИО:

$$W^2_{\text{УИО}} = \Delta W^2 = \frac{1}{I} \sum_{i=1}^{I} \Delta W_i \,, \qquad (3)$$

где $\Delta W = W_i - W_{\text{тр}}$ - показатель устойчивости ИО в s_i ситуации; W_i - значение показателя эффективности процесса ИО в s_i ситуации.

Во-вторых, использовать выражение, учитывающее не только величину ΔW_i, для ситуации s_i, но и величину степени возможности наступления этой ситуации:

$$W^3_{\text{УИО}} = \Delta W^3 = \sum_{i=1}^{I} \left(W_i - W_{\text{тр}} \right) P\left(s_i \right). \qquad (4)$$

Однако, оценивание устойчивости ИО в условиях неопределенности ситуаций по данным показателям не позволяет делать объективные и достоверные выводы о способности (или неспособности) СС СН обеспечить требуемую эффективность процесса доставки информации. Это объясняется следующим образом. При определении показателей вида (2), (3) или (4) с учетом всех ситуаций множества S может оказаться, что значения этих показателей будут удовлетворять условиям:

$$\Delta W^1 \geq 0 \left(\Delta W^2 \geq 0, \Delta W^3 \geq 0 \right). \qquad (5)$$

Это означает, что в целом обеспечивается решение задачи организации ИО с требуемой эффективностью и величины $\Delta W^1 \geq 0 \left(\Delta W^2 \geq 0, \Delta W^3 \geq 0 \right)$ характеризуют общий запас устойчивости ИО. Однако даже при выполнении условий (5) множество S может включать как ситуации, для которых $\Delta W_i \geq 0$ и величина ΔW_i определяет запас устойчивости ИО (множество ситуаций $S_{\text{З}} \subset S$), так и ситуации, для которых условие $\Delta W_i \geq 0$ не выполняется (множество ситуаций $S_{\text{П}} \subset S$). Такие ситуации характерны тем,

что для них не обеспечивается требования по эффективности ИО. Для ситуаций, принадлежащих множеству $S_{\text{П}}$, величины ΔW_i, имеющие отрицательные значения, можно трактовать как потери устойчивости ИО. При этом величина потерь $\Delta W_i < 0$ показывает, насколько значение показателя эффективности, отражающего результат функционирования СС СН, будет меньше требуемого значения. Фактически величина потерь устойчивости ИО характеризует уровень невыполнения требований по доставке информации. Следует заметить, что показатели (2) - (5) учитывают все ситуации применения множества S, т.е. можно записать $S_{\text{З}} \cup S_{\text{П}} = S$.

Таким образом, влияние деструктивных воздействий может привести к ситуациям, для которых не выполняется требование $\Delta W_i \geq 0$, т.е. не обеспечиваются требуемые значения показателей ИО. С целью учета указанного обстоятельства при анализе способности СС СН решать задачи организации ИО с заданной эффективностью - целесообразно помимо устойчивости ИО использовать понятие риска [2]. В рассматриваемом контексте под риском понимается опасность того, что из-за влияния деструктивных воздействий могут возникать ситуации, в которых СС СН не организует ИО с заданной эффективностью. Для количественной оценки и анализа риска следует ввести его количественную меру $W_{\text{Р}}$ (показатель риска). При этом показатель риска должен учитывать, как возможность наступления ситуаций, в которых имеются потери устойчивости ИО, так и величины потерь устойчивости, т.е. уровней невыполнения задач в этих ситуациях. Необходимость учета потерь устойчивости ИО обусловлена следующим. Например, две ситуации применения s_1 и s_2 в которых имеются потери устойчивости информационного обмена, характеризуются равными возможностями их наступления $P(s_1) = P(s_2)$. Однако для этих ситуаций $|W_{\text{Р}1}| > |W_{\text{Р}2}|$. Это позволяет сделать вывод о том, что ситуация применения s_2 является более предпочтительной из-за меньшей величины уровня невыполнения задач по организации ИО с заданной эффективностью.

На основании изложенного показатель риска можно определить так:

$$W_{\text{Р}} = \left| \sum_{i=1}^{I} \Delta W_i P(s_i) \right|, \forall \Delta W_i < 0, \qquad (6)$$

где $P(s_i)$ - вероятностная мера (мера возможности) наступления «неблагоприятной» ситуации s_i, которая характеризуется потерями устойчивости ИО; ΔW_i - величина потерь устойчивости ИО в ситуации применения s_i.

Выражение (6) фактически представляет собой математическое ожидание потерь устойчивости ИО, обусловленных деструктивными воздействиями.

Аналогичным образом целесообразно для «благоприятных» ситуаций применения, т.е., ситуаций, при которых обеспечивается требуемый показателей ИО с учетом влияния факторов неопределенного характера, так же ввести соответствующую

количественную меру, или показатель:

$$W_{\text{З}} = \left| \sum_{i=1}^{I} \Delta W_i P\left(s_i\right) \right|, \forall \Delta W_i \geq 0 . \qquad (7)$$

Выражение (4.16) представляет собой математическое ожидание запаса устойчивости ИО в условиях деструктивных воздействий.

Введение в рассмотрение понятия «риск», а также показателей вида (6) и (7) показывает целесообразность использования при анализе устойчивости информационного обмена векторного показателя:

$$W_{\text{УИО}}^{\text{О}} = \left(W_{\text{З}}, W_{\text{Р}}\right). \qquad (8)$$

Данный показатель позволяет учитывать все прогнозируемые ситуации применения СС СН, а также величины запаса и потерь устойчивости ИО в этих ситуациях и вероятностные характеристики наступления ситуаций.

Оценка устойчивости ИО в СС СН, т.е. выработка суждения относительно ее способности выполнять задачи обмена информацией с требуемым уровнем эффективности, осуществляется, на основании критерия пригодности [3]. Такая оценка основывается на выполнении требуемых значений:

$$W_{\text{З}} \geq W_{\text{З}}^{\text{тр}} \qquad (9)$$

$$W_{\text{Р}} \leq W_{\text{Р}}^{\text{тр}} \qquad (10)$$

Одновременное выполнение требований (9) и (10) для рассматриваемой совокупности условий применения СС СН означает, что в прогнозируемый период СС СН способна организовать ИО с требуемой эффективностью. Одновременное невыполнении требований (9) и (10) означает, что необходимо проработка и принятие организационно-технических решений, направленных на корректировку состава и алгоритмов функционирования СС СН для обеспечения выполнения задач ИО с учетом прогнозируемых характеристик системы противодействия и характера деструктивных воздействий. В случае, если одно из требований (9) или (10) будет выполнено, а другое нет, необходимо уточнение данных по множеству ситуаций $s_i = \left\{X, Y, F\right\}$ и проведение дополнительных исследований.

При анализе и оценке устойчивости ИО в условиях деструктивных воздействий в дополнение к показателю (8) можно использовать относительные величины, изменяющиеся в пределах от 0 до 1:

$$W_{\text{УИО}}^{\text{D}} = \left(W_{\text{З}}^{\text{D}}, W_{\text{Р}}^{\text{D}}\right) \qquad (11)$$

где $W_З^D = \dfrac{W_З}{W_З + W_Р}$ и $W_Р^D = \dfrac{W_Р}{W_З + W_Р}$ доли запаса и потерь устойчивости ИО соответственно.

Применение показателя вида (11) в ряде практических случаев может быть более удобным, чем применение показателя вида (8). Для показателя (11) так же целесообразно определить требуемые значения частных показателей.

3. Заключение

Методический подход к анализу устойчивости ИО в СС СН в интересах оценки ее способности выполнять задачи организации доставки информации с требуемой эффективностью в условиях деструктивных воздействий позволяет учитывать вероятностный характер ситуаций и определять, помимо величин запаса устойчивости ИО, величины рисков невыполнения задач с требуемым уровнем или потерь устойчивости ИО, а также вероятностные меры возникновения ситуаций ИО.

Литература

1. Тоискин В. Е. Исследование устойчивости процесса информационного обмена в системах связи специального назначения: цели, задачи, содержание / Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий – РЭУС-2021. Доклады Всероссийской конференции (с международным участием) Сер. «Научные конференции, посвященные Дню радио. 2021. С. 118-122.
2. Схема возникновения и классификация рисков при создании и функционировании системы вооружения / Полянский В.И., Ролдугин В.Д. // Стратегическая стабильность, 2012. – №4 (61). – С. 67-71.
3. Петухов, Г.Б. Методологические основы внешнего проектирования целенаправленных процессов и целеустремленных систем / Г.Б. Петухов, В.И. Якунин. – М.: АСТ, 2006. – 504 с.

References

1. Toiskin V. E. Issledovanie ustojchivosti processa informacionnogo obmena v sistemah svyazi special'nogo naznacheniya: celi, zadachi, soderzhanie / Radio`elektronnye ustrojstva i sistemy dlya infokommunikacionnyh tehnologij - R`EUS-2021. Doklady Vserossijskoj konferencii (s mezhdunarodnym uchastiem) Ser. «Nauchnye konferencii, posvyaschennye Dnyu radio. 2021. S. 118-122.
2. Shema vozniknoveniya i klassifikaciya riskov pri sozdanii i funkcionirovanii sistemy vooruzheniya / Polyanskij V.I., Roldugin V.D. // Strategicheskaya stabil'nost', 2012. - №4 (61). - S. 67-71.
3. Petuhov, G.B. Metodologicheskie osnovy vneshnego proektirovaniya celenapravlennyh processov i celeustremlennyh sistem / G.B. Petuhov, V.I. Yakunin. - M.: AST, 2006. - 504 s.

ОБ АКТУАЛЬНОСТИ РАЗРАБОТКИ И ВНЕДРЕНИЯ КОМПЛЕКСА ТЕХНИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ ДЛЯ СРЕДСТВ И СИСТЕМ СПЕЦИАЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ

М. А. Белицкий, В. Н. Поветко

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. В работе на основе анализа особенностей радиоэлектронной обстановки показано, что ни одно из известных технических решений для средств и систем специальной радиосвязи автономно обеспечить радиосвязь с заданным качеством не может. Необходимо разрабатывать и внедрять комплекс технических решений. Представлен возможный состав этого комплекса.

Ключевые слова: средства и системы специальной радиосвязи; требования; комплекс технических решений.

ON THE RELEVANCE OF DEVELOPMENT AND REALIZATION OF A SET OF TECHNICAL SOLUTIONS FOR THE FACILITIES AND SYSTEMS OF SPECIAL WIRELESS COMMUNICATIONS

M. A. Belitsky, V.N. Povetko

JSC Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russian Federation

Abstract. Basing on the analysis of the features of electronic environment it was shown that no one of the known technical solutions for the facilities and systems of the special wireless communications can provide an independent radio communication with a specified quality. Thus, it is required to develop and realize a set of technical solutions. A possible composition of the complex is presented.

Keywords: facilities and systems of special wireless communications; requirements; set of technical solutions.

1. Введение

К средствам и системам радиосвязи специального назначения предъявляется ряд требований, среди которых важнейшее требование «обеспечить радиосвязь с заданным качеством в сложной радиоэлектронной обстановке». Термин «сложная радиоэлектронная обстановка» следует понимать, как влияние на качество радиосвязи следующих факторов:

- возможное наличие в районах применения средств радиосвязи большого числа источников радиоизлучений другого назначения, которые могут создавать как непреднамеренные, так и преднамеренные помехи;

- дефицит радиочастотного спектра (распределение и условия использования полос радиочастот в Российской Федерации гражданами Российской Федерации и российскими юридическими лицами регламентирует Федеральный закон «О связи», при этом в настоящее время нераспределенных полос радиочастот нет, однако закон допускает особый порядок использования полос радиочастот в Российской Федерации для нужд государственного управления, безопасности и т. д.);

- влияние на качество радиосвязи особенностей местности и ее состояния (рельеф, растительность, строения, гидрометеорологические условия и др.).

Целью работы является анализ этих факторов и выработка рекомендаций по разработке и внедрению необходимого для средств и систем специальной радиосвязи комплекса технических решений.

Анализ особенностей радиоэлектронной обстановки для средств и систем специальной радиосвязи

Первый из указанных факторов для средств и систем радиосвязи специального назначения является, пожалуй, наиболее значимым. Особенно для средств и систем радиосвязи государственного управления и безопасности. Обусловлено это тем, что в случае возникновения опасности для государства в районах применения средств радиосвязи специального назначения могут появиться достаточно большое число средств разведки и создания преднамеренных помех наземного и воздушного базирования [1]. Средства разведки и создания преднамеренных помех наземного базирования имеют известные ограничения по эффективности (с повышением частоты средств радиосвязи возможности их обнаружения средствами разведки наземного базирования снижаются). Средства воздушного базирования в этих условиях имеют преимущества, поскольку они могут применятся с достаточно большой высоты, рис.1.

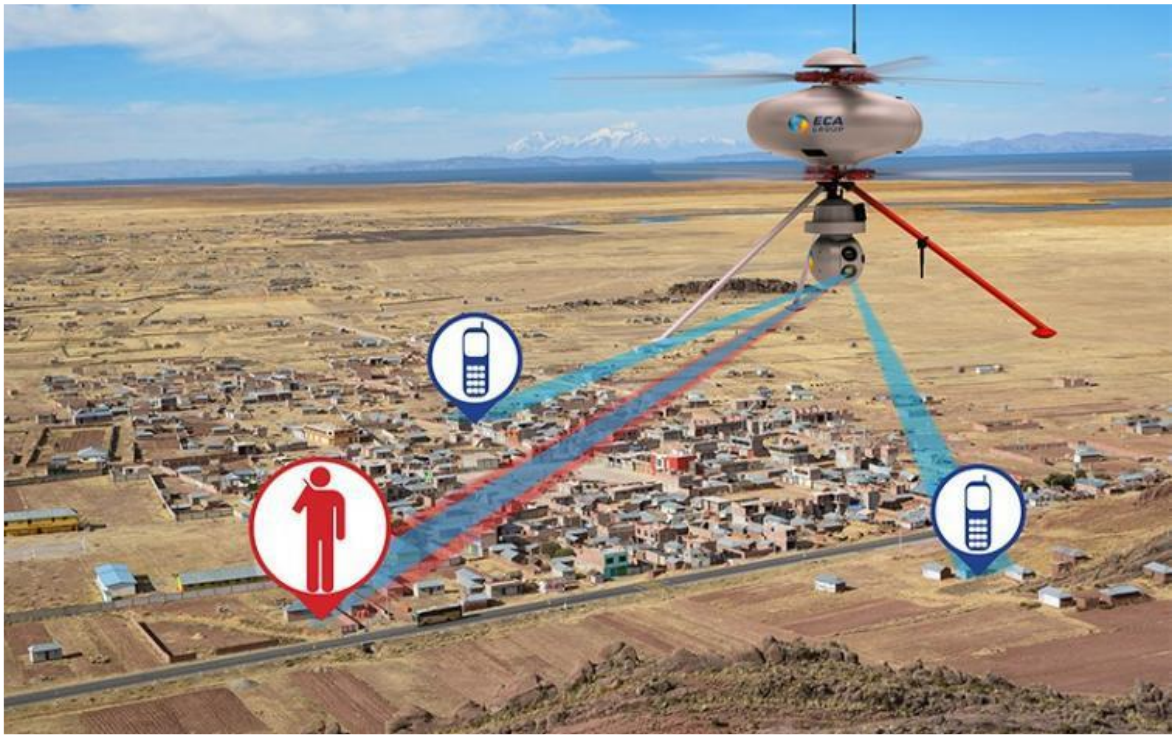


Рис. 1. Средство на беспилотном летательном аппарате

По совокупности известных сведений о возможностях средств разведки и создания преднамеренных помех наземного и воздушного базирования можно утверждать, что ни одно из технических решений для средств и систем специальной радиосвязи автономно обеспечить радиосвязь с заданным качеством в сложной радиоэлектронной обстановке не может. Для решения этой задачи необходим комплекс технических решений [1]:

- использование комбинированного расширения спектра сигналов и оптимизацию его параметров;

- адаптивную компенсацию помех;

- режекцию узкополосных помех;

- использование направленных антенных систем с низким уровнем боковых лепестков диаграммы направленности;

- сетевые технологии и технологии когнитивного радио.

Комбинированное расширение спектра сигналов (например, прямое расширение спектра сигналов модуляцией несущей частоты псевдослучайной последовательностью и псевдослучайная перестройка этой частоты) [2] требует оптимизации параметров расширения. Это обусловлено тем, что некоторые средства разведки, в частности средства на транспортной базе, размещаются на дальности от источника радиоизлучения, большей дальности радиосвязи с использованием этого источника. Вследствие этого средство радиосвязи получает некоторое преимущество для ведения скрытной связи. Например, если база сигналов достаточно велика, то передача малого объема данных на одной частоте может быть скрытной. А если следующий малый пакет данных будет передаваться на другой частоте, то и его передача будет скрытной.

Так на рис. 2 представлены оценки значения квадрата параметра обнаружения излучения средства радиосвязи наземным средством радиотехнической разведки ρ^2 в зависимости от числа обнаруживаемых (накапливаемых) битов при различных базах сигнала и отношениях сигнал/шум для бита 10 (рис. 2а) и 2.5 (рис. 2б) [1].

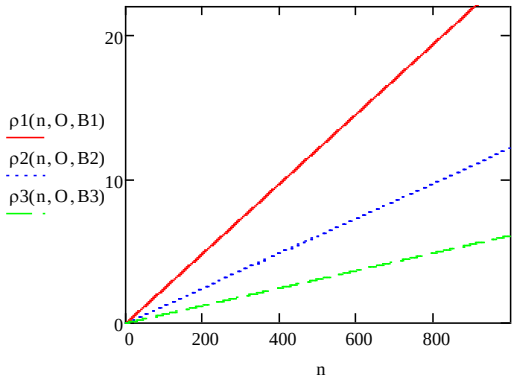
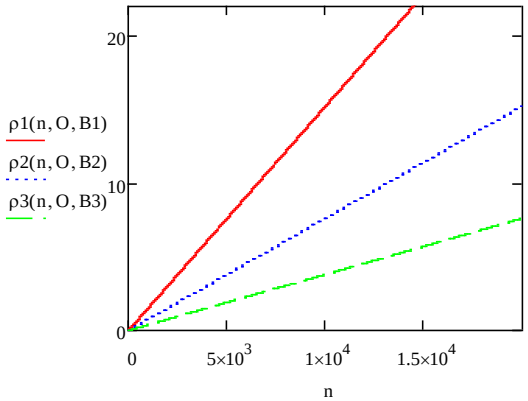


Рис. 2а. Значения ρ^2 в зависимости от числа обнаруживаемых (накапливаемых) битов при различных базах сигнала (сверху вниз – база 1024, 2048 и 4096), отношение сигнал/шум для бита 10.



2.

Рис. 2б. Значения ρ^2 в зависимости от числа обнаруживаемых (накапливаемых) битов при различных базах сигнала (1024, 2048 и 4096), отношение сигнал/шум для бита 2.5.

Для обнаружения, например, сигналов с вероятностью 0.95 при вероятности ложной тревоги 10^{-3} необходимо иметь значение $\rho = 4.75$, а ρ^2 больше 20. Как следует из рис. 2а при базе сигнала 1024 скрытно (с вероятностью много меньшей единицы) можно передать порядка 200 битов. При нахождении средства разведки на дальности от источника радиоизлучения, большей дальности радиосвязи с использованием этого источника, скрытно можно передать уже 5000 битов (рис. 2б). Так при скорости канала передачи 200 кбит/с и базе сигналов 1024 для обеспечения скрытной передачи информации необходима скорость смены частот до 600 скачков частоты в секунду, что вполне реализуемо. С увеличением скорости канала передачи требуемая скорость смены частот увеличивается. Поэтому не для всех средств радиосвязи использование только комбинированного расширения спектра сигналов может позволить обеспечить скрытность передачи информации. Оптимизация параметров комбинированного расширения спектра может привести к нереализуемым их значениям. В этих условиях необходимо применять другие, указанные выше, решения.

Так использование направленных антенных систем с низким уровнем боковых лепестков диаграммы направленности снижают вероятность нахождения средства разведки в главном лепестке диаграммы направленности средства радиосвязи. А уровень боковых лепестков диаграммы направленности может на два порядка ниже. Как следствие в этом случае скрытность средства радиосвязи может быть обеспечена при реализуемых параметрах комбинированного расширения спектра сигналов.

Повысить скрытность средств радиосвязи могут и сетевые технологии. Это обусловлено тем, что они позволяют уменьшить дальность радиосвязи между узлами сети. Как следствие по крайней мере возможности наземных средств разведки упадут. Кроме того, сетевые технологии могут решить проблемы влияния на качество радиосвязи особенностей местности и ее состояния.

Вместе с тем вследствие многообразия средств разведки излучения средств радиосвязи рано или поздно могут быть все же обнаружены. Поэтому комплекс технических решений должен предусматривать дополнительные к комбинированному расширению спектра сигналов меры помехозащиты. Наиболее эффективными и проверенными на практике решениями можно считать адаптивную компенсацию помех и режекцию узкополосных помех.

Адаптивная компенсация помех позволяет на несколько порядков ослабить любые виды помех, однако требует многоэлементных антенных систем. Режекция узкополосных помех многоэлементных антенных систем не требует, однако требует применения сигналов с расширенным спектром. Тогда до 50 процентов этого спектра без существенного влияния на качество радиосвязи может быть режектировано.

Необходимость разработки и внедрения технологий когнитивного радио обусловлено не только дефицитом радиочастотного спектра, но и наличием большого числа источников преднамеренных и непреднамеренных помех. Адаптивный выбор рабочей частоты и параметров сигналов может существенно повысить качество радиосвязи в сложной радиоэлектронной обстановке.

2. Заключение

Таким образом, к средствам и системам радиосвязи специального назначения предъявляется ряд требований, среди которых важнейшее требование «обеспечить радиосвязь с заданным качеством в сложной радиоэлектронной обстановке». В сложной радиоэлектронной обстановке ни одно из технических решений для средств и систем специальной радиосвязи автономно обеспечить радиосвязь с заданным качеством не может. Необходимо разрабатывать и внедрять описанный в докладе комплекс технических решений.

Литература

1. Белицкий М.А., Кашкаров В.М., Нехорошев Г.В., Поветко В.Н., Штефан В.И. Энергоскрытные и помехоустойчивые каналы управления и передачи данных робототехнических комплексов. – Воронеж: Кварта, 2020. – 90 с.
2. Борисов В. И. Помехозащищенность систем радиосвязи. Основы теории и принципы реализации – М.: Наука, 2009. – 358 с.

References

1. Belitsky M.A., Kashkarov V.M., Nekhoroshev G.V., Povetko V.N., Shtefan V.I. Covert and noise-immune control and data transmission channels for robotic systems. - Voronezh: Kvarta, 2020.- 90 p.
2. Borisov V.I. Jamming protection of wireless communication systems. Basics of theory and principles of realization – Moscow: Nauka, 2009. – 358 p.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНЫХ ЗНАЧЕНИЙ РЕГУЛИРУЕМЫХ ПАРАМЕТРОВ ВЫСОКОСКОРОСТНОГО ПРОТОКОЛА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ СТАНДАРТА MIL-STD-188-141B В ДВУХТОЧЕЧНОМ ПАКЕТНОМ КОРОТКОВОЛНОВОМ СОЕДИНЕНИИ

М.Ю. Попов, В.Б. Девятияров, Д.А. Киреев, Р.В. Попов, П.К. Калач

Филиал военной академии РВСН имени Петра Великого (ФВА РВСН), г.Серпухов, Российская Федерация

Аннотация. В настоявшее время существует потребность в разработке коротковолнового протокола передачи данных, реализующего функцию настройки своих регулируемых параметров в зависимости от системных показателей процесса доведения. Целью работы является определения оптимального количества пакетов с данными и их размера на базе существующего высокоскоростного протокола передачи данных стандарта MIL-STD- 188-141b в зависимости от системных параметров процесса доведения и объема передаваемой информации, обеспечивающего минимальное среднее время доведения заданного объема передаваемой информации на сеансе связи. Используемые методы: математической индукции, дедукции, теоремы теории вероятности. Новизна: сформирована и решена оптимизационная задача по определению количества пакетов с данными и их размера в коротковолновом протоколе передачи данных, функционирующем в пакетном режиме, обеспечивающих минимальное среднее время доведения заданного объема передаваемой информации в зависимости от системных параметров процесса доведения Результат: сформирована аналитическая функция среднего времени доведения всего объема передаваемой информации в зависимости от количества пакетов данных и размера пакетов учитывающая время от момента запроса протокола на установления соединения и время завершения процесса передачи. Сформирована и решена оптимизационная задача по нахождению оптимального количества пакетов с данными и их размера обеспечивающих минимум данной функции, с соответствующими ограничениями, допущениями и требованиями на решаемую задачу. Практическая значимость: определены границы регулируемых параметров протокола коротковолновой передачи данных (количество пакетов с данными и их размер), обеспечивающих минимальное среднее время доведение заданного объема передаваемой информации в зависимости от системных параметром процесса доведения. Показана возможность, при разработке коротковолнового протокола данных, использовать настройку его регулируемых параметров в более «тонко», для обеспечения минимального времени доведения заданного объема передаваемой информации.

Ключевые слова: высокоскоростной протокол передачи данных, регулируемые параметры протокола передачи данных, минимизация среднего времени доведения заданного объема передаваемой информации.

DETERMINATION OF OPTIMAL VALUES ADJUSTABLE PARAMETERS OF HIGH-SPEED MIL-STD-188-141B DATA TRANSFER PROTOCOL IN POINT-TO-POINT BURST SHORTWAVE CONNECTION

M.Y. Popov, V.B. Devyatiyarov, D.A. Kireev, R.V. Popov, P.K. Kalach

[1]Branch of military academy of Rocket strategic forces of a name of Peter the Great (c. Serpukhov, Moscow region)

Abstract. At the present time, there is a need to develop a short-wave data transmission protocol that implements the function of adjusting its adjustable parameters depending on the system parameters of the finishing process. The goal of the work is to determine the optimal number of data packets and their size based on the existing high-speed data transfer protocol of the MIL-STD-188-141b standard, depending on the system parameters of the delivery process and the amount of transmitted information, providing the minimum average time for bringing a given amount of transmitted information in a session communication. Methods used: theorems of probability theory. Novelty: an optimization task has been formed to determine the number of data packets and their size in a short-wave data transmission protocol operating in batch mode, providing the minimum average time for bringing a given amount of transmitted information depending on the system parameters of the delivery process. Result: an analytical function of the average time for bringing everything the amount of transmitted information depending on the number of data packets and the size of the packets, taking into account the time from the moment of the protocol request to establish a connection and the time of completion of the transmission process. An optimization problem has been formed and solved to find the optimal number of data packets and their size that provide a minimum for a given function, with appropriate constraints, assumptions and requirements for the problem being solved. Practical significance: the boundaries of the adjustable parameters of the short-wave data transmission protocol (the number of data packets and their size) have been determined, which ensure the minimum average time for bringing a given amount of transmitted information depending on the system parameters of the delivery process. It is shown that it is possible to use the adjustment of its adjustable parameters in wider ranges when developing a short-wave data protocol to ensure the minimum time for bringing a given volume of transmitted information to a minimum.

Keywords: high-speed data transfer protocol, adjustable parameters of the data transfer protocol, minimization of the average time for bringing a given volume of transmitted information.

1. Введение

Для определения оптимального количества пакетов с данными и их размера на базе существующего высокоскоростного протокола передачи данных стандарта MIL-STD- 188-141b в зависимости от системных параметров процесса доведения и объема передаваемой информации, обеспечивающих минимальное среднее время доведения заданного объема передаваемой информации на сеансе связи необходимо сформировать и решить соответствующую оптимизационную задачу. Один из путей решения такой задачи является нахождения минимума функции среднего времени доведения (целевая функция). Функция должна учитывать объем передаваемой информации, количества и размер пакетов данных, время от момента запроса протокола на установления соединения и время завершения процесса передачи. Оптимизационная задача должна содержать обоснованные ограничения, допущения и требования на ее решение.

Для формализации рассматриваемого процесса в работе введены следующие обозначения, представленные в таблице 1.

Таблица 1. Обозначения

Обозначение	Физический смысл обозначения
АС	- абонентская станция

КВ	- короткие волны
ПН	- полезная нагрузка (*pl*)
8 ФМн (8 PSK)	- фазовая модуляция с основанием 8
HDL	- высокоскоростной протокол передачи данных
LDL	- низкоскоростной протокол передачи данных
E_b/N_0	- отношение энергии на двоичный символ/спектральная плотность мощности шума в канале связи, [дБ]
V	- скорость передачи данных, [канальных симв/с]
EDataPkt	- полезная нагрузка (передаваемые данные)
$V_{ппн}$	- объем передаваемой полезной нагрузки (*pl*), [бит]
dl_i	- длина последовательности *i* поля пакета, [бит]
TLC/AGC	- поле «защитная последовательность»
preamble	- поле «преамбула»
CRC	- поле «контрольная сумма»
PreTxProcessing (PreTx)	- интервал, в течение которого не передается и не принимается никакой сигнал (перед блоком данных)
PostTxProcessing (ProTx)	- интервал, в течение которого не передается и не принимается никакой сигнал (после блока данных)
DATA	- блок данных содержащий единственный пакет с данными
DATA_Bi	- блок данных, содержащий в себе кодированный блок пакета сформированный сверточным декодером с участием регистра формирующего кодированные биты B_i, где $i = \overline{1,2}$
BW2_TX	- блок, содержащий преамбулу и блок с данными *HDL_DATA_*
BW2_Forward_Bi	- пакет, содержащий *BW2_TX_Bi* с интервалами *PreTx* и *ProTx*
ACK	- блок, содержащий подтверждение полученного без ошибок *DATA*
BW1_TX	- блок, содержащий *TLC* и блок и данными с подтверждениями
BW1_Forward	- пакет, содержащий *BW1_TX* с интервалами *PreTx* и *ProTx*
EOM	- блок завершения, посылается от передающей станции к приемной станции для указания того, что передающая станция приняла подтверждение *ACK* от приемной станции

2. Моделирование процесса

Известна функция среднего время доведения всей информации ($V_{ппн}$), однако данная функция времени доведения не учитывает время завершения соединения и время запроса на установления ТМ подуровнем (управления трафиком) соединения, необходимо их учесть.

Определение среднего времени завершения соединения. Количество передающихся блоков завершения (EOM) зависит от *numPkts* следующим образом [1]:

$$numPkts = 3 \text{ при } K_{OEM} = 1;\ 6 \text{ при } K_{OEM} = 1;\ 12 \text{ при } K_{OEM} = 3;\ 24 \text{ при } K_{OEM} = 7. \quad (1)$$

Среднее время завершения соединения, при этом, составит [3]:

$$T_з = K_{OEM} \times P_{OEM} \times dl_{BW1_Forward} / V, \quad (2)$$

где K_{OEM} - количество передаваемых блоков *EOM*; $P_{OEM} = P_{ACK}$ - вероятность доведения блока; $dl_{BW1_Forward} / \mathrm{V}$ - время доведения блока *EOM*.

Определение времени запроса на установления соединения. С учетом описания процесса установления соединения [1] время запроса на установления соединения можно найти так:

$$T_{TM} = \left(\left(2 \times dl_{prop_\max} + dl_{BW1_PreTX} + 2 \times dl_{BW1_tx_OEM} + 2 \times dl_{BW1_PostTX}\right) / V\right). \quad (3)$$

Определение среднего времени доведения заданного объема информации с учетом времени запроса на установления соединения и времени завершения процесса передачи. Среднее время составит:

$$\begin{aligned} T_{V_{ппп}} = T_{TM} + T_{пд_V_{ппн}} + T_з = \Big(\Big(2 \times dl_{prop_\max} + dl_{BW1_PreTX} + 2 \times dl_{BW1_tx_OEM} + \\ + 2 \times dl_{BW1_PostTX} / V\Big) + \left(K \times T_{K_{EDataPkt_B_i}}\right) \Big/ K_{EDataPkt_B_i} + \\ + K_{OEM} \times P_{OEM} \times dl_{BW1_Forward} / V \end{aligned} \quad (4)$$

Определение оптимальных значений регулируемых параметров

а) Определение оптимального размера параметра *numPkts* в зависимости от системных параметров процесса доведения и объема передаваемой информации (*pl*), обеспечивающего минимальное среднее время доведения ($T_{V_{ппн}}$).

Введем следующее допущение.

Допущение 1. Параметр *numPkts* может изменяться в пределах от $[1;24]$ с шагом 1 [шт.], тогда:

$$\exists \ \forall \ numPkts \in [1;24] \text{ [шт.]}, \quad (5)$$

$$\begin{aligned} dl_{BW2_TX}(numPkts) = dl_{BW2_TLC} + dl_{BW2_pre} + dl_{BW2_data}(numPkts) = \\ = dl_{BW2_TLC} + dl_{BW2_pre} + dl_{BW2_EDataPkt} \times numPkts = 304 + 960 \times numPkts \ [симв] \end{aligned}, \quad (6)$$

следовательно, интервал передачи *BW2_Forward*, как функция от $numPkts$, составит:

$$\begin{aligned} dl_{BW2_Forward}(numPkts) = dl_{BW2_PreTX} + dl_{BW2_TX}(numPkts) + dl_{BW2_PostTX} = \\ = 1232 + (304 + 960 \times numPkts) \ [симв], \end{aligned} \quad (7)$$

где 1232 - интервал времени, соответствующий доведению данных символов, в течение которого не передается и не принимается никакой сигнал.

Среднее количество *EDataPkt_B*i, переносимых за четыре *BW2_Forward*, как функция от аргумента $numPkts$, имеет вид:

$$K_{EDataPkt_B_i}(numPkts) = K_{EDataPkt_B_{0_1}}(numPkts) + K_{EDataPkt_B_{0_2}}(numPkts) +$$
$$+K_{EDataPkt_B_{1_2}}(numPkts) + K_{EDataPkt_B_{0_3}}(numPkts) + K_{EDataPkt_B_{1_3}}(numPkts) +$$
$$+K_{EDataPkt_B_{2_3}}(numPkts) + K_{EDataPkt_B_{0_4}}(numPkts) + K_{EDataPkt_B_{1_4}}(numPkts) \quad (8)$$
$$+K_{EDataPkt_B_{2_4}}(numPkts) + K_{EDataPkt_B_{3_4}}(numPkts),$$

при этом будет потрачено следующее время:

$$T_{K_{EDataPKT_B_i}}(numPkts) = \frac{dl_{BW2_Forward}(numPkts) + dl_{BW1_Forward}}{V}. \quad (9)$$

Следовательно, среднее время доведения всего объема передаваемой информации (pl), как функция от $numPkts$, имеет вид:

$$T_{V_{ppn}}(numPkts) = \frac{K \times T_{K_{EDataPkt_B_i}}(numPkts)}{K_{EDataPkt_B_i}(numPkts)}, \quad (10)$$

где K - количество пакетов (*EDataPKT*), необходимых для переноса всего объема передаваемой информации.

Для определения среднего времени завершения соединения, как функции от $numPkts$, введем следующее допущение.

Допущение 2. Количество передаваемых блоков *EOM*, в зависимости от параметра $numPkts$, есть следующая функция:

$$K_{OEM}(numPkts) = \begin{cases} 1 \text{ если } 1 \le numPkts < 12 \\ 3 \text{ если } 12 \le numPkts < 24 \\ 7 \text{ если } numPkts = 24 \end{cases} \quad (11)$$

Тогда, среднее время завершения соединения, как функция от $numPkts$, с учетом допущения 3 составит:

$$T_з(numPkts) = K_{OEM}(numPkts) \times P_{OEM} \times {dl_{BW1_Forward}}/{V}. \quad (12)$$

Время запроса на установления ТМ подуровнем соединения для передачи трафика не зависит от параметра $numPkts$, следовательно, оно будет описываться выражением (3).

Функция среднего времени доведения всего объема передаваемой информации, от параметра $numPkts$, с учетом времени от момента запроса на установления соединения и времени завершения процесса передачи данных будет иметь вид:

$$T_{V_{ппн}}(numPkts) = T_{TM} + T_{V_{ppn}}(numPkts) + T_з(numPkts) =$$
$$= \left(\frac{2 \times dl_{prop_\max} + dl_{BW1_PreTX} + 2 \times dl_{BW1_tx_OEM} + 2 \times dl_{BW1_PostTX}}{V} \right) + \quad (13)$$
$$+ \frac{K \times T_{K_{EDataPKT_B_i}}(numPkts)}{K_{EDataPKT_B_i}(numPkts)} + K_{OEM}(numPkts) \times P_{OEM} \times \frac{dl_{BW1_Forward}}{V}.$$

Следовательно:

$$T_{V_{ппн}}(numPkts) = T_{V_{ппн}}(E_b/N_0, V_{ппн}, numPkts), \quad (14)$$

тогда **формальная постановка задачи** имеет вид:

$$numPkts^* = \underset{(numPkts)}{\arg\min}\, T_{V_{ппн}}(E_b/N_0, V_{ппн}, numPkts^*)$$
$$при\ E_b/N_0 = E_b/N_0^{(зад)},\ V_{ппн} = V_{ппн}^{(зад)},\ numPkts \in [1;24][шт] \quad (15)$$

где $V_{ппн}^{(зад)}$ - заданный объем передаваемой полезной информации (информации) (*pl*), [бит]; $E_b/N_0^{(зад)}$ - заданное отношение энергии на двоичный символ/спектральная плотность мощности шума в канале связи, [дБ].

Для разрешения данной задачи необходимо решить следующую систему:

$$E_b/N_0 = E_b/N_0^{(зад)},\ V_{ппн} = V_{ппн}^{(зад)}$$
$$\begin{cases} 1 \le numPkts \le 24 \\ T_{V_{ппн}}(E_b/N_0, V_{ппн}, numPkts) \to \min \end{cases} \quad (16)$$
$$numPkts^* \to ?$$

б) Определение оптимального количества пакетов (*numPkts*) и размера пакетов (количества бит информации (*pl*), переносимой одним пакетом *EDataPkt* (dl_{BW2_pl})) в зависимости от системных параметров процесса доведения и объема передаваемой информации, обеспечивающих минимальное среднее время доведения всего объема ($T_{V_{ппн}}$).

Такая задача решается в рамках принятых ранее допущений и далее введенного допущения.

Допущение 3. Параметр dl_{BW2_pl} может изменяться в пределах $[64;512]$ [байт], с шагом 1 [байт], тогда:

$$\exists\ \forall\ dl_{BW2_pl} \in [64;512]\ [байт]. \quad (17)$$

Тогда выражение (7) принимает вид:

$$dl_{BW2_TX}(numPkts, dl_{BW2_pl}) = dl_{BW2_TLC} + dl_{BW2_pre} + dl_{BW2_data}(numPkts, dl_{BW2_pl}) =$$
$$= dl_{BW2_TLC} + dl_{BW2_pre} + dl_{BW2_EDataPkt}(dl_{BW2_pl}) \times numPkts = dl_{BW2_TLC} + dl_{BW2_pre} +$$
$$+ \left[\left(\frac{dl_{BW2_pl} + dl_{BW2_SN} + dl_{BW2_CRC} + dl_{BW2_0}}{3} \right) + \left] \frac{\frac{dl_{BW2_pl} + dl_{BW2_SN} + dl_{BW2_CRC} + dl_{BW2_0}}{3}}{dl_{BW2_unKnownData}} \right[\times dl_{BW2_KnownData} \right] \times \tag{18}$$
$$\times numPkts = 304 + \left[\left(\frac{dl_{BW2_pl} + 56}{3} \right) + \right] \frac{dl_{BW2_pl} + 56}{3 \times 32} \left[\times 16 \right] \times numPkts \ [симв]$$

где] [- процедура округления в сторону большего целого;

$\left] \frac{\frac{dl_{BW2_pl} + dl_{BW2_SN} + dl_{BW2_CRC} + dl_{BW2_0}}{3}}{dl_{BW2_unKnownData}} \right[$ - выражение, определяющее количество фреймов, организованных из dl_{BW2_pl} [бит], каждый из которых несет $dl_{BW2_unKnownData}$ неизвестных символов;

$\left] \frac{\frac{dl_{BW2_pl} + dl_{BW2_SN} + dl_{BW2_CRC} + dl_{BW2_0}}{3}}{dl_{BW2_unKnownData}} \right[\times dl_{BW2_KnownData}$ - общее количество известных символов, которыми дополняются фреймы.

Следовательно, интервал передачи, как функция от *numPkts* и dl_{BW2_pl}, есть $BW2_Forward(numPkts, dl_{BW2_pl})$ и с учетом выражения (9), составит:

$$dl_{BW2_Forward}(numPkts) = dl_{BW2_PreTX} + dl_{BW2_TX}(numPkts, dl_{BW2_pl}) + dl_{BW2_PostTX} =$$
$$= 1232 + (304 + \left[\left(\frac{dl_{BW2_pl} + 56}{3} \right) + \right] \frac{dl_{BW2_pl} + 56}{96} \left[\times 16 \right] \times numPkts) \ [\text{симв}], \tag{19}$$

где 1232 - интервал времени, соответствующий доведению 1232 символов, в течение которого не передается и не принимается никакой сигнал.

Тогда выражение, определяющее среднее количество пакетов (*EDataPkt_B*i), переносимых за четыре *BW2_Forward*, как функцию от аргументов *numPkts* и dl_{BW2_pl} можно представить так:

$$K_{EDataPkt_B_i}(numPkts, dl_{BW2_pl}) = K_{EDataPkt_B_0_1}(numPkts, dl_{BW2_pl}) +$$
$$+K_{EDataPkt_B_0_2}(numPkts, dl_{BW2_pl}) + K_{EDataPkt_B_1_2}(numPkts, dl_{BW2_pl}) +$$
$$+K_{EDataPkt_B_0_3}(numPkts, dl_{BW2_pl}) + K_{EDataPkt_B_1_3}(numPkts, dl_{BW2_pl}) + \quad (20)$$
$$+K_{EDataPkt_B_2_3}(numPkts, dl_{BW2_pl}) + K_{EDataPkt_B_0_4}(numPkts, dl_{BW2_pl}) +$$
$$+K_{EDataPkt_B_1_4}(numPkts, dl_{BW2_pl}) + K_{EDataPkt_B_2_4}(numPkts, dl_{BW2_pl}) +$$
$$+K_{EDataPkt_B_3_4}(numPkts, dl_{BW2_pl}),$$

при этом будет потрачено следующее время:

$$T_{K_{EDataPkt_B_i}}(numPkts, dl_{BW2_pl}) = \frac{dl_{BW2_Forward}(numPkts, dl_{BW2_pl}) + dl_{BW1_Forward}}{V}. \quad (21)$$

Следовательно, среднее время доведения всего объема передаваемой информации (pl), как функция от $numPkts$ и dl_{BW2_pl}, есть:

$$T_{V_{ppn}}(numPkts, dl_{BW2_pl}) = \frac{K \times T_{K_{EDataPkt_B_i}}(numPkts, dl_{BW2_pl})}{K_{EDataPkt_B_i}(numPkts, dl_{BW2_pl})}, \quad (22)$$

где K - количество пакетов (*EDataPk*t), необходимых для переноса всего объема передаваемой информации.

Отметим, что среднее время завершения соединения определяется согласно (11) и (12), а время запроса на установления соединения для передачи трафика не зависит от параметров $numPkts$ и dl_{BW2_pl} и описывается выражением (3). Тогда функция среднего времени доведения всего объема передаваемой информации (*pl*), от $numPkts$ и dl_{BW2_pl}, с учетом времени от момента запроса на установления соединения и времени завершения процесса передачи имеет вид:

$$T_{V_{nnн}}(numPkts, dl_{BW2_pl}) = T_{TM} + T_{V_{ppn}}(numPkts, dl_{BW2_pl}) + T_з(numPkts) =$$
$$= \left(\frac{2 \times dl_{prop_\max} + dl_{BW1_PreTX} + 2 \times dl_{BW1_tx_OEM} + 2 \times dl_{BW1_PostTX}}{V} \right) + \quad (23)$$
$$+ \frac{K \times T_{K_{EDataPkt_B_i}}(numPkts, dl_{BW2_pl})}{K_{EDataPkt_B_i}(numPkts, dl_{BW2_pl})} + K_{OEM}(numPkts) \times P_{OEM} \times \frac{dl_{BW1_Forward}}{V},$$

так как:

$$T_{V_{nnн}}(numPkts, dl_{BW2_pl}) = T_{V_{nnн}}(E_b/N_0, V_{nnн}, numPkts, dl_{BW2_pl}), \quad (24)$$

то формальная постановка оптимизационной задачи имеет вид:

$$numPkts^*, dl_{BW2_pl}{}^* = \underset{(numPkts, dl_{BW2_pl})}{\arg\min}\, T_{V_{ппн}}(E_b/N_0, V_{ппн}, numPkts^*, dl_{BW2_pl}{}^*) \tag{25}$$

$$при\ E_b/N_0 = E_b/N_0^{(зад)}, V_{ппн} = V_{ппн}^{(зад)}, numPkts \in [1;24][шт],\quad dl_{BW2_pl} \in [64;512][байт].$$

Следовательно, необходимо решить систему:

$$E_b/N_0 = E_b/N_0^{(зад)},\ V_{ппн} = V_{ппн}^{(зад)}$$

$$\begin{cases} 1 \le numPkts \le 24 \\ 64 \le dl_{BW2_pl} \le 512 \\ T_{V_{ппн}}(E_b/N_0, V_{ппн}, numPkts, dl_{BW2_pl}) \to \min \end{cases} \tag{26}$$

$$numPkts^* \to ?\quad dl_{BW2_pl}{}^* \to ?$$

При минимизации данных сложных нелинейных функций был использован численный метод, описанный в [4], оптимизационная задача была решена в программной среде для решения задач Mathcad [5].

Расчет оптимального количества пакетов и оптимального количества пакетов и их размера. На рис. 1 а) представлен результат расчета оптимального количества пакетов (*numPkts*) в зависимости от системных параметров процесса доведения и объема передаваемой полезной нагрузки, при $numPkts \in [3;24]$, $V_{ппн}^{(зад)} = 1,2 \times 10^6$ [бит] и $E_b/N_0^{(зад)} = 7,3$ [дБ]. На рис. 1 б) представлен результат расчета *numPkts* и dl_{BW2_pl} (темно синяя область) в зависимости от системных параметров процесса доведения и объема передаваемой полезной нагрузки, при $numPkts \in [3;24]$, $dl_{BW2_pl} = [64;512]$ [бит], $V_{ппн}^{(зад)} = 1,2 \times 10^5$ [бит] и $E_b/N_0^{(зад)} = 9$ [дБ].

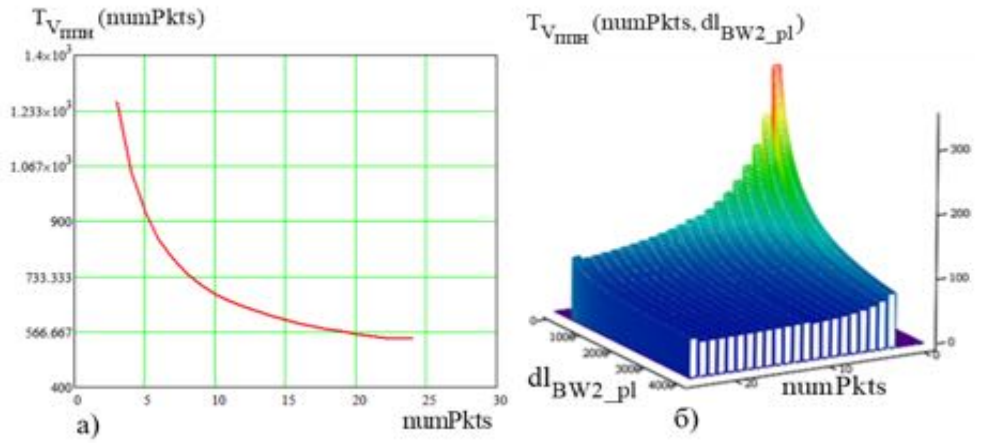


Рис. 1. а) Графики функции $T_{V_{ппн}}(numPkts)$; б) график функции $T_{V_{ппн}}(numPkts, dl_{BW2_pl})$

3. Заключение

Анализ полученных результатов, представленных графически, позволил сделать следующие выводы: функция $T_{V_{ппн}}(numPkts)$ при указанных $E_b/N_0{}^{(зад)}$ является монотонно убывающей; функция $T_{V_{ппн}}(numPkts, dl_{BW2_pl})$ наглядно показывает зависимость среднего времени доставки заданного объема информации от параметров $numPkts$ и dl_{BW2_pl} при заданных $E_b/N_0{}^{(зад)}$ и существование значений $numPkts$ и dl_{BW2_pl}, обеспечивающих минимум данной функции (темно синяя область значений рис.1 б)). Следовательно, возможно более «тонко» использовать настройку регулируемых параметров протокола передачи данных на сеансе связи в коротковолновом пакетном соединении для обеспечения минимального среднего времени доведения заданного объема передаваемой информации [2,6-8]. Таким образом, в исследовании представлен порядок действий по определению оптимальных значений регулируемых параметров протокола передачи данных, который позволяет определять оптимальное количество пакетов и размер пакета в зависимости от системных параметров процесса доведения, заданного объема передаваемой информации, отношения энергии на двоичный символ/спектральная плотность мощности шума в канале связи, обеспечивающих минимум среднего времени доведения заданного объема передаваемой информации.

Результат исследования, может быть, использован при совершенствовании существующих и создании перспективных КВ протоколов передачи данных, функционирующих в пакетных режимах.

Литература

1. Протокол MIL-STD-188-141B. Приложение C.
2. Анализ характеристик конечных марковских цепей при разных шагах переходов [текст] / Цимбал В.А., Вальваков А.М, Попов М.Ю. // Научно-технический журнал «Известия института инженерной физики» №1 – г. Серпухов. – 2014. С.53-56.
3. Вентцель Е.С. Теория вероятностей. 10-е изд., стер. – М.: Издательский центр «Академия», 2005. – 576 с.
4. Бахвалов Н.С., Жидков Н.П., Кобельков Г.М. Численные методы. Учебное пособие. М.: наука. Гл. ред.физ.-мат. лит., 1987. - 600 с.
5. Кирьянов Д.В. Mathcad 14. – СПб.: БХВ – Петербург, 2007. – 704 с.: ил.
6. Математическое моделирование процесса доведения сообщения в радиосети без обратной связи с повторениями и накоплением информации [Текст] / В. А. Цимбал, М. Ю. Попов, М. Ю. Дробышев // Информационные технологии в проектировании и производстве: науч.–техн. жур. – Москва, 2010. № 3– С. 78–83.
7. Численный анализ характеристик неоднородных конечных марковских цепей при разных шагах переходов [Текст] / В. А. Цимбал, М. Ю. Попов, И. А. Якимова // Материалы Междун. науч.-техн. конф. «Информационные технологии в управлении» (ИТУ 2014) / – Санкт-Петерург, 2014. – С. 738–742.
8. Повышение оперативности доведения сообщений в односторонней циркулярной радиосети оповещения критических инфраструктур путем управления скоростью передачи повторов [Текст] / В.А. Цимбал, М.Ю. Попов, В.Е. Тоискин, А.М. Винокуров // Радиолокация, навигация и связь. : науч.- техн. жур. – Воронеж, 2016. Т.1. – С.662-671. – ISBN 978_5_904259_36_5.

9. Методика определения оптимального значения регулируемого параметра низкоскоростного протокола передачи данных стандарта MIL-STD-188-141B в двухточечном пакетном коротковолновом соединении [Текст] : / В. А. Цимбал, М. Ю. Попов, С. Г. Кабанович, П. К. Калач, Д. А. Токарев // Техника радиосвязи. 2019. Вып.3 (42). С.69-85. DOI 10.33286/2075-8693-2019-42-69-85.

REFERENCES

1. Department of defense interface standard. Interoperability and performance standards for medium and high frequency radio systems. MIL-STD-188-141B. 1999. 584 p.
2. Tsimbal V. A, Valvakov A. M., Popov M. Yu. Analysis of characteristics of finite Markov chains at different steps of transitions [Scientific and technical journal "Bulletin of the Institute of Engineering Physics] 2014.pp. 53-56. (in Russia).
3. Wentzel E. S. Probability theory. 10th ed., Publishing Center "Academy".2005. 576 p. (in Russia).
4. Bakhvalov N. S., Zhidkov N. P., Kobelkov G. M. Numerical methods. Tutorial.1987 .600 p. (in Russia).
5. Kiryanov D. V. Mathcad 14. 704 p. (in Russia).
6. Mathematical modeling of the process of bringing the message to the radio network without feedback with repetitions and accumulation of information / Tsymbal V. A., Popov M. Yu., Drobyshev M. Yu. // [Russian scientific and technical conference “Information technologies in design and production: scientific”] 2010. pp.78–83. (in Russia).
7. Numerical analysis of characteristics of inhomogeneous finite Markov chains at different steps of transitions / Tsimbal V. A., Popov M. Yu., Yakimova I. A. // [scientific and technical conferential "Information technologies in management"] 2014.pp.738–742.
8. Increase of efficiency of finishing of messages in a unilateral circular radio network of the notification of critical infrastructures by a speed control of transfer of repetitions [Text] / V.A.Tsimbal, M.Yu.Popov, V.E.Toiskin, A.M.Vinokurov // Radar-location, navigation and communication.: scientifically - the technical journal - Voronezh, 2016. T.1. - pp.662-671. - ISBN 978_5_904259_36_5. (in Russia)
9. Technique of definition of optimum value of adjustable parametre of low high-speed report of data transmission of standard MIL-STD-188-141B in point-to-point package short-wave connection [Text]: / V.A. Tsimbal, M.Yu .Popov, S.G. Kabanovich, P.K. Kalach, D.A. Tokarev // Technics of a radio communication. 2019. Release 3 (42). S.69-85. DOI 10.33286/2075-8693-2019-42-69-85.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ГИПЕРЭКСПОНЕНЦИАЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ МЕТОДОМ РЕКУРСИВНОГО ПОДБОРА

М.А. Буранова[1], В.Г. Карташевский[1]

[1]ФГБОУ ВО «Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики» (ПГУТИ), Самара, Российская Федерация

Аннотация. Измерения трафика на сетях связи показали, что многие величины, определяющие сетевые характеристики функционирования инфокоммуникационной сети, имеют распределения вероятностей с «тяжелыми хвостами». Распределения с тяжелым хвостом могут оказать существенное влияние на производительность сети, например, распределение времени обслуживания с тяжелым хвостом значительно влияет на время ожидания заявки в очереди. Модели с распределением, имеющим тяжелый хвост, как правило, трудно анализировать. Данную проблему позволяет решить алгоритм для аппроксимации распределения с тяжелым хвостом гиперэкспоненциальным распределением (конечной смесью экспонент). В работе показано, что таким гиперэкспоненциальным распределением можно аппроксимировать распределения из большого класса, включая распределения Парето и Вейбулла. Приведен алгоритм подбора параметров компонент гиперэкспонециального распределения, который рекурсивен во временных масштабах, начиная с самого большого. На каждом этапе экспоненциальный компонент «помещается» в наибольшую оставшуюся временную шкалу, а затем подобранный экспоненциальный компонент вычитается из распределения. Данная методика позволяет анализировать различные модели очередей, включая G/G/1. Кроме того, приведены примеры, показывающие, что процедура подбора эффективна для аппроксимации распределения длинного хвоста.

Ключевые слова: гиперэкспоненциальное распределение; распределение с тяжелым хвостом; рекурсивный подбор временных масштабов.

DETERMINATION OF THE PARAMETERS OF HYPEREXPONENTIAL DISTRIBUTION BY THE METHOD OF RECURSIVE SELECTION

M.A. Buranova[1], V.G. Kartashevskiy[1]

[1] Federal state budgetary educational institution of higher education “Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics” (abbreviated name), Samara, Russian Federation

Abstract. Measurements of traffic on communication networks have shown that many quantities that determine the network characteristics of the functioning of an infocommunication network have probability distributions with “heavy tails”. Heavy-tailed allocations can have a significant impact on network performance, for example, heavy-tailed service time allocations significantly affect the waiting time for a claim in the queue. Models with a heavy-tailed distribution are generally difficult to analyze. This problem can be solved by an algorithm for approximating a distribution with a heavy tail by a hyperexponential distribution (a finite mixture of exponentials). The paper shows that such a hyperexponential distribution can approximate distributions from a large class, including the Pareto and Weibull distributions. An algorithm for the selection of the parameters of the components of the hyperexponential distribution, which is recursive in time scales, starting from the largest, is presented. At each step, the exponential component is "placed" in the largest remaining timeline, and then the fitted exponential component is subtracted from the distribution. This technique allows you to analyze various queue models, including G/G/1. In addition, examples are given to show that the fitting procedure is effective for approximating the long tail distribution.

Keywords: hyperexponential distribution; heavy tail distribution; recursive timing.

1. Введение

При проектирования современных инфокоммуникационных сетей одной из наиболее важных задач является разработка моделей, которые могут учитывать влияние особенностей обрабатываемого трафика. Анализ параметров функционирования инфокоммуникационных сетей традиционно осуществляется методами теории массового обслуживания [1]. При этом в качестве моделей систем обработки трафика чаще всего используют систему M/M/1. Известно, что современные потоки не обладают свойствами простейшего потока, для них характерно наличие фрактальных свойств (долговременной зависимости), наличие распределений с тяжелыми хвостами для случайных значений интервалов времен между пакетами и интервалов обработки пакетов [2, 3]. Это требует разработки новых подходов к анализу систем обработки трафика, основанных на СМО с произвольными распределениями интервалов времени между пакетами и интервалов времени обработки пакетов, то есть систем G/G/1. Существуют подходы, позволяющие аппроксимировать модель G/G/1, и одним из наиболее популярных является подход, основанный на использовании гиперэкспоненциального распределения. При этом систему G/G/1 аппроксимируют системой $\mathrm{H}_l/\mathrm{H}_k/1$, где символы H_l и H_k обозначают гиперэкспоненциальное распределение с числом экспонент l и k [4]. Плотность вероятностей распределения, например, для H_l записывается в виде

$$h(t)=\sum_{i=1}^{l} p_i\lambda_i e^{-\lambda_i t}\,, \qquad (1)$$

где p_i - вес экспоненциальной компоненты, λ_i - параметр экспоненциального распределения, $\sum_{i=1}^{l} p_i = 1$

Чаще всего используют аппроксимацию системы G/G/1 системой $\mathrm{H}_2/\mathrm{H}_2/1$. Естественно, что увеличение числа экспонент приводит к повышению точности модели [5]. При использовании аппроксимации $\mathrm{H}_l/\mathrm{H}_k/1$ задача сводится к определению числа экспонент смеси и параметров каждой экспоненциальной компоненты. Существуют различные подходы к определению данных параметров, в основном применительные к системе $\mathrm{H}_2/\mathrm{H}_2/1$, например, использование EM-алгоритма [6-8] или по первым двум или трем моментам исходного распределения [9].

Для выбора необходимого количества компонент системы $\mathrm{H}_l/\mathrm{H}_k/1$ и определения параметров модели можно воспользоваться подходом, изложенным в [5], где приведены некоторые примеры определения параметров системы M/G/1.

2. Аппроксимация распределений с «тяжелыми хвостами»

Рассмотрим методику определения параметров гиперэкспоненциального распределения при решении задачи аппроксимации распределений с «тяжелыми

хвостами». Распределения с тяжелым хвостом, которые могут обладать бесконечным средним и бесконечной дисперсией, являются разновидностью распределений с длинным хвостом, у которых хвост может длиться достаточно долго при сохранении конечного значения первых двух моментов. В основе рассматриваемого подхода лежит возможность аппроксимировать распределения вероятностей с «длинным хвостом» простыми распределениями с «коротким хвостом», т.е. в конечном итоге набором экспоненциальных распределений.

В процессе анализа функционирования систем массового обслуживания, как правило, распределения случайных величин можно рассматривать на конечном интервале $[t_1, t_2]$, что определяется природой протекающих в системе процессов. Тогда при малом t_1 и достаточно большом t_2 точная форма распределения вне интервала $[t_1, t_2]$ может не иметь значения. Из это вытекает, что площади под плотностями вероятностей на интервалах $[0, t_1)$ и (t_2, ∞) (т.е. значения вероятностей попадания случайных значений в данные интервалы) пренебрежимо малы. Поэтому аппроксимацию распределений с тяжелыми хвостами гиперэкспоненциальными распределениями можно рассматривать только на ограниченном интервале $[t_1, t_2]$.

Пусть $F(t)$ - интегральная функция распределения вероятностей, а $F^{(c)}(t)$ - дополнительная интегральная функция распределения или функция распределения хвоста, при этом $F^{(c)}(t) = 1 - F(t)$. Обратим внимание, что распределение вероятностей имеет длинный хвост, если $F^{(c)}(t)$ убывает медленнее, чем экспоненциально, то есть справедливо $F^{(c)}(t) \sim at^{-b}$ при $t \to \infty$, для случая, когда a и b - положительные константы.

Известно, что одно из наиболее характерных распределений с длинным хвостом, распределение Вейбулла, имеет $F^{(c)}(t)$ в виде

$$F^{(c)}(t) = e^{-(t/\beta)^{\alpha}}, \qquad (2)$$

где α и β параметры распределения Вейбулла.

Очевидно, что $F^{(c)}(t)$ для распределения Вейбулла в (2) имеет тяжелый хвост, если $\alpha < 1$.

Для гиперэкспоненциального распределение H_k, состоящего из смеси k экспоненциальных распределений, дополнительную интегральную функцию распределения можно записать в виде

$$H^{(c)}(t) = \sum_{i=1}^{k} p_i e^{-\lambda_i t}, \qquad (3)$$

где $p_i \geq 0$ для всех i и $\sum_{i=1}^{k} p_i = 1$.

В [ ] показано, что для случая, когда интегральная функция F имеет полностью монотонную плотность, существуют гиперэкспоненциальные интегральные функции $F^{(n)}$, $n \geq 1$, вида

$$F^{(n)}(t) = \sum_{i=1}^{k_n} p_{ni}(1 - e^{-\lambda_{ni} t}), t \geq 0, \tag{4}$$

с $\lambda_{ni} \leq \infty$ и $p_{n1} + ... + p_{nk_n} = 1$ такие, что $F^{(n)} \Rightarrow F$ при $n \to \infty$.

Основная идея заключается в выборе некоторого интегрального распределения $F^{(n)}$ с конечным числом экспонент, аппроксимирующего исходное F. Число экспонент, дающее необходимую точность аппроксимации, определяется экспериментальным путем.

3. Рекурсивная процедура подбора параметров гиперэкспоненциального распределения

Рассмотрим рекурсивную процедуру для подгонки интегрального гиперэкспоненциального распределения $H_k(t)$ к исходному интегральному распределения $F(t)$ в области положительных значений.

Распределение H_k имеет дополнительное интегральное распределение (3), и связанная с ней плотность распределения вероятностей имеет вид

$$h(t) = \sum_{i=1}^{k} p_i \lambda_i e^{-\lambda_i t}, \ t \geq 0 \tag{5}$$

где $\sum_{i=1}^{k} p_i = 1$, $\lambda_i > 0$, $p_i > 0$ для всех i.

Обозначим экспоненциальные параметры λ_i, в (5) как $\lambda_1 < ... < \lambda_k$. Тогда компоненты с более высокими индексами имеют хвосты, которые затухают быстрее. Идея состоит в том, чтобы рекурсивно подбирать компоненты H_k парами, т.е. начиная с пары (λ_1, p_1), затем переходя к (λ_2, p_2) и так далее. Если λ_2 больше λ_1, то сумма $\sum_{i=2}^{k} e^{-\lambda_i t}$ должно быть пренебрежимо мала по сравнению $p_1 e^{-\lambda_1 t}$ при достаточно большом t (т.е. в хвосте). Это позволяет выбрать пару (p_1, λ_1), не учитывая других значений параметров H_k. Затем вычитается компонента $p_1 e^{-\lambda_1 t}$ из $H^{(c)}(t)$ и $F^{(c)}(t)$ и подгоняется второй компонент к оставшемуся хвосту. Если теперь λ_3 значительно больше λ_2, то сумма $\sum_{i=3}^{k} e^{-\lambda_i t}$ должна быть пренебрежимо мала по сравнению с $p_2 e^{-\lambda_2 t}$ для достаточно больших t, и можно подогнать пару (λ_2, p_2), не заботясь о других параметрах H_k.

Процедура определения параметров гиперэкспоненциального распределения включает следующие этапы:

1. Определяется число k экспоненциальных компонентов и k аргументов, по которым будут сопоставляться некоторые квантили: $0 < c_k < c_{k-1} < ... < c_1$. При этом c_i определяет значения t_2 из рассматриваемого ограниченного временного интервала случайных значений, а следовательно и временной интервал, на котором исследуется i - я экспоненциальная компонента и ее параметры. Предполагается, что отношения c_i / c_{i+1} достаточно велики, например, $c_i = c_1 10^{-(i-1)}$ для $2 \le i \le k$. Параметр b определяется из условия, что $1 < b < c_i / c_{i+1}$ для всех i [5].

2. Определяется λ_1 и p_1 так, чтобы соответствовать функции $F^c(t)$ при аргументах c_1 и bc_1. При это необходимо решить два уравнения

$$p_1 e^{-\lambda_1 c_1} = F^{(c)}(c_1) \tag{6}$$

и

$$p_1 e^{-\lambda_1 b c_1} = F^{(c)}(bc_1) \tag{7}$$

для p_1 и λ_1 предполагается, что c_1, b, $F^{(c)}(c_1)$ *и* $F^{(c)}(bc_1)$ известны. Для p_1 и λ_1 из (6) и (7) можно получить выражения

$$\lambda_1 = \frac{1}{(b-1)c_1} \ln(F^{(c)}(c_1) / F^{(c)}(bc_1)), \tag{8}$$

$$p_1 = F^{(c)}(c_1) e^{\lambda_1 c_1}. \tag{9}$$

При данной процедуре предполагается, что λ_i, будет значительно больше λ_1 для всех $i \ge 2$, и требуется чтобы окончательное приближение удовлетворяло следующим условиям

$\sum_{i=1}^{k} p_i e^{-\lambda_i t} \approx p_1 e^{-\lambda_1 t}$ для $t \ge c_1$.

3. Определяются λ_i и p_i для $2 \le i \le k$. Для i-ой компоненты смеси можно записать

$$F_i^{(c)}(c_i) = F_{i-1}^{(c)}(c_i) - \sum_{j=1}^{i-1} p_j e^{-\lambda_j c_i} \tag{10}$$

и

$$F_i^{(c)}(bc_i) = F_{i-1}^{(c)}(bc_i) - \sum_{j=1}^{i-1} p_j e^{-\lambda_j b c_i}, \tag{11}$$

где $F_1^c(t) = F^c(t)$. Аналогично выражениям (6) и (7) для $2 \le i \le k$, получим выражения

$$p_i e^{-\lambda_i c_i} = F_i^{(c)}(c_i) \tag{12}$$

и

$$p_i e^{-\lambda_i b c_i} = F_i^{(c)}(bc_i). \tag{13}$$

Из выражений (11) и (12) для $2 \le i \le k-1$ определяются параметры i-ой компоненты смеси в следующем виде

$$\lambda_i = \frac{1}{(b-1)c_1} \ln(F_i^{(c)}(c_i) / F_i^{(c)}(bc_i)) \tag{14}$$

и

$$p_i = F_i^{(c)}(c_i) e^{\lambda_i c_i} . \tag{15}$$

4. Определяется последняя пара параметров (λ_k , p_k). Следует учесть условие, что

$$p_k = 1 - \sum_{j=1}^{k-1} p_j \tag{16}$$

и

$$p_k e^{-\lambda_k c_k} = F_k^{(c)}(c_k), \tag{17}$$

где $F_k^c(c_k)$ определено в (9), так что

$$\lambda_k = \frac{1}{c_k} \ln(p_k / F_k^{(c)}(c_k)) . \tag{18}$$

Учитывая, что были получены вероятностные веса ($p_i > 0$ для всех i), и что параметры λ_i, хорошо разделены, можно предположить, что аппроксимация исходного распределения будет достаточно точной. Предполагая, что получены вероятностные веса, процедура дает для H_k дополнительную интегральную функцию $H^{(c)}$, которая больше, чем исходная ccdf $F^{(c)}$ в точках совпадения, т. е,

$$H^{(c)}(c_i) > F^{(c)}(c_i), 1 \le i \le k \tag{19}$$

и

$$H^{(c)}(bc_i) > F^{(c)}(bc_i), 1 \le i \le k-1. \tag{20}$$

Однако, если $F^{(c)}$ является распределением с длинным хвостом, то существует t_0 такое, что

$$F^{(c)}(t) \ge H^{(c)}(t), \text{ для всех } t \ge t_0 . \tag{21}$$

Следовательно, важно выбрать c_1 достаточно большим, чтобы t_0 находилось за пределами области выполнения условии (20).

Данная процедура предполагает возможность выбора или подгонки новых параметров, после анализа исходных данных и результатов. Стандартный подход заключается в задании k, c_1, c_k и b. Затем алгоритм выбирает оставшиеся c_i так, чтобы отношение c_i / c_{i+1} было постоянным, и приступает к процедуре подгонки. Возможен вариант, когда определение параметров осуществляется в одной точке за один раз, начиная с пары (c_i, b_i,), просматривается предварительный результат, а затем процедура продолжается выбором следующей пары (c_{i+1}, b_{i+1}).

Точность аппроксимации может определяться на основе анализа дополнительных интегральных функций или плотностей распределения вероятностей исходного распределения и его аппроксимации. В качестве численных показателей достигнутой точности подгонки можно использовать абсолютную погрешность представления интегральной и дополнительной интегральной функций. Для обеих функций абсолютная ошибка составляет

$$AE(F,t) = \left|H^{(c)}(t) - F^{(c)}(t)\right| = \left|H(t) - F(t)\right|. \qquad (22)$$

Рассмотрим предложенную методику определения параметров гиперэкспоненциального распределения, когда в качестве примера используется распределение Вейбулла с параметрами a=0,8, b=0,8865, средним значением m=1, коэффициентом вариации V =1,6. Поскольку коэффициент вариации больше единицы, можно сделать вывод, что данное распределение относится к классу распределений с тяжелым хвостом.

График плотности вероятностей распределения имеет вид, показанный на рисунке. 1.

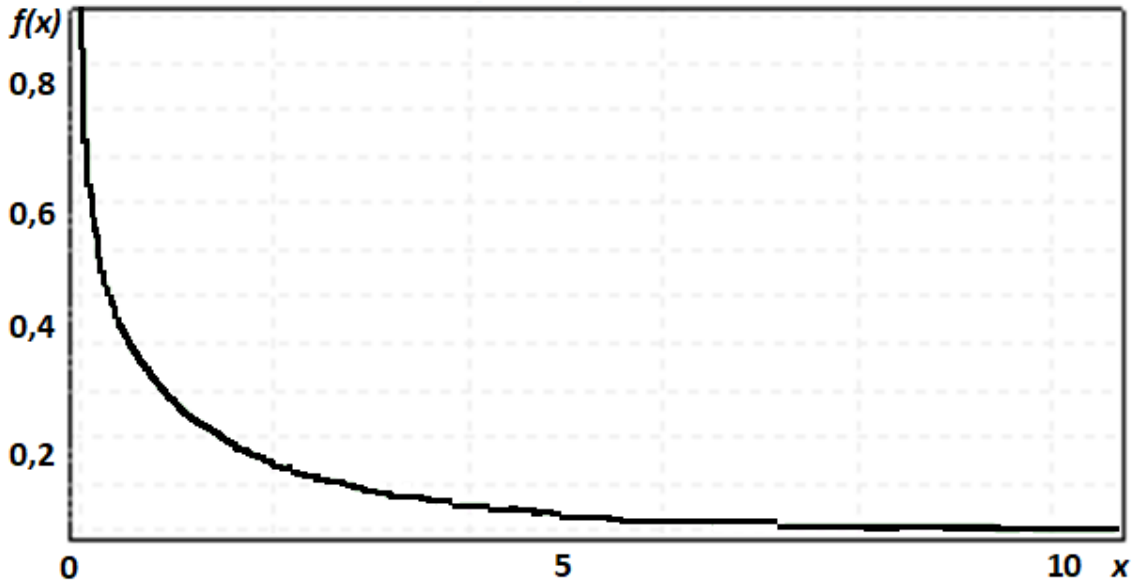


Рис. 1. Плотность вероятностей распределения Вейбулла с параметрами a=0,8, b=0,8865.

Рассмотрены три варианта аппроксимации гиперэкспоненциальным распределением: H_2, H_4 и H_6 (с двумя, четырьмя и шестью экспонентами).

В результате расчетов получены графики плотностей вероятностей распределения Вейбулла и его аппроксимации в виде гиперэкспоненциального распределения при условии использования различного числа экспонент в смеси. Для иллюстрации на рисунке 2 приведены аппроксимации H_2, H_4 и H_6 распределения Вейбулла с рассматриваемыми параметрами. А на рисунке 3 представлены зависимости абсолютной ошибки от значений случайной величины для подгонки H_4 и H_6.

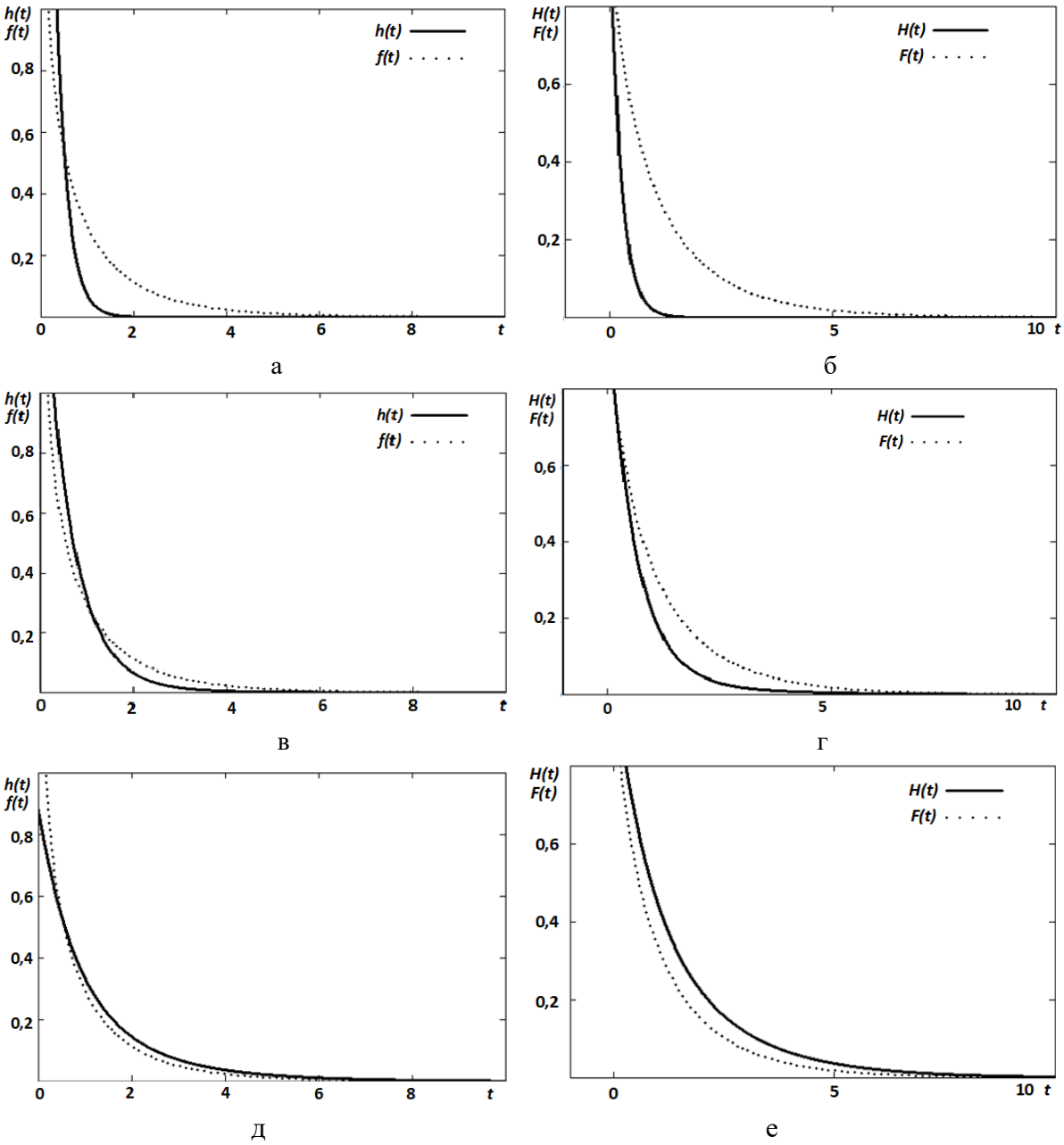
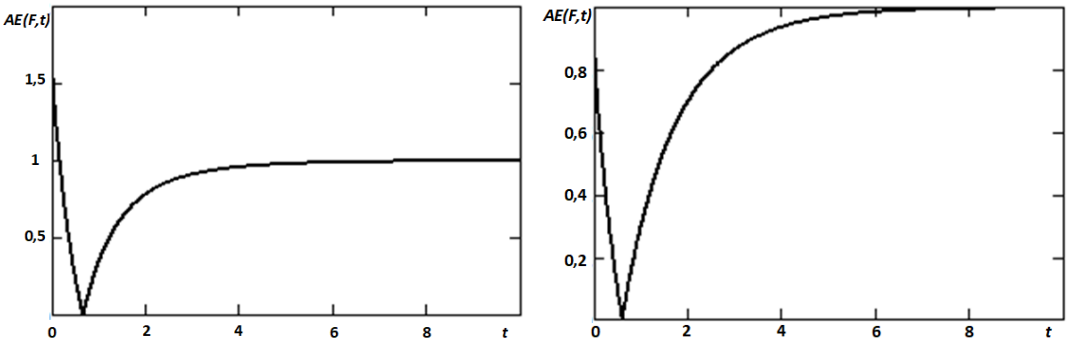


Рис. 2. Результаты аппроксимации распределения Вейбулла гиперэкспоненциальным распределением. График плотность распределений при использовании (аппроксимации): а) H_2, в) H_4, д) H_6. График дополнительной интегральной функции распределения при использовании аппроксимации: б) H_2, г) H_4, е) H_6.



а) б

Рис. 3. Абсолютная ошибка аппроксимации при использовании: а) H_4, б) H_6.

Значения полученных параметров для аппроксимации H_6 представлены в таблице 1.

Таблица 1. Параметры интегральной функции, соответствующие распределению Вейбулла (0,8; 0,8865)(Параметры гиперэкспоненциального распределения)

Экспонента	Параметр λ_i	Параметр p_i	c_i
1	0,3187542	0,0000048	150
2	0,373199	0,0014755	50
3	0,4482583	0,0436337	20
4	0,5143444	0,1645549	10
5	0,5819811	0,339376	5
6	1,2852698	0,4509552	2

Анализ результатов, представленных на рис. 2 и 3, показывает, что с увеличением числа экспонент точность аппроксимации плотности возрастает. Максимальное значение абсолютной ошибки значительно снижается в области малых значений аргумента, что особенно важно для нашего случая, поскольку основной вклад в распределение дают именно малые значения случайной величины. Минимумы значений абсолютной ошибки соответствуют значениям *t*, где распределения исходной функции и аппроксимации гиперэкспонентой совпадают.

4. Заключение

В работе приведены результаты, подтверждающие возможность аппроксимации распределений из класса распределений с тяжелыми хвостами (на примере распределения Вейбулла) гиперэкспоненциальным распределением. В работе показан подход, позволяющий определить параметры гиперэкспоненциального распределения с произвольным числом экспонент. Приведен алгоритм подбора параметров компонент гиперэкспонециального распределения, который рекурсивен на временных масштабах, начиная с самого большого. Представленная методика позволяет анализировать различные модели очередей, включая G/G/1. Подробно рассмотрен пример для аппроксимации распределения Вейбулла. Показано, что представленная методика позволяет добиться необходимой точности аппроксимации за счет увеличения числа экспонент.

Следует обратить внимание на то, что для распределений с «тяжелым хвостом» характерно наличие корреляций внутри последовательностей рассматриваемых случайных величин. Поскольку представленная в работе методика в полной мере

учитывает поведение распределения в хвосте или эффект «тяжелого хвоста», можно утверждать, что рассчитанные параметры гиперэкспоненциального распределения учитывают корреляции между случайными величинами исходного распределения. Данный подход позволяет получить легко анализируемые модели для СМО типа G/G/1.

Литература

1. Клейнрок Л. Теория массового обслуживания / под редакцией В.И. Неймана; пер. с англ. М.: Машиностроение, 1979. – 432 с.
2. Шелухин О.И. Самоподобие и фракталы / Шелухин О.И., Осин А.В., Смольский С.М. // Телекоммуникационные приложения. М.: Физматлит, 2008. – 368 с.
3. Taggu M.S. Self-similar processes. In S. Kotz and N. Johnson, editors, Encyclopedia of Statistical Sciences. Wiley, New York, 1988, v. 8, pp. 352-357.
4. Keilson, J. Hyperexponential waiting time structure in hyperexponential system / Keilson, J., Machihara, F. // Journal of the Operation Society of Japan, 1985, № 28(3). – P. 242-250. DOI: 10.15807/jorsj.28.242.
5. Feldmann, A. Fitting Mixtures of Exponentials to Long-Tail Distributions to Analyze Network Performance Models/ Feldmann, A., Whitt, W. // Proceedings IEEE INFOCOM'97. Pisca-taway, NJ: IEEE. 1997. – P. 1096-1104.
6. Buranova M.A. Using the EM-algorithm to Approximate the Distribution of a Mixture by Hyperexponents / Buranova M.A., Ergasheva D.R., Kartashevskiy V.G. // 2019 International Conference on Engineering and Telecommunication (EnT) Dolgoprudny, Russia, 2019, pp. 1-4. DOI: 10.1109/EnT47717.2019.9030551.
7. Королев В.Ю. EM-алгоритм его модификации и их применение к задаче разделения смесей вероятностных распределений. Теоретический обзор. М.: ИПИ РАН, 2007. – 94 с.
8. Воронцов К.В. Математические методы обучения по прецедентам (теория обучения машин). URL: http://www.machinelearning.ru/wiki/images/6/6d/Voron-ML-1.pdf. [10.08.2021].
9. Тарасов В.Н. Определение среднего времени ожидания требований в управляемой системе массового обслуживания H2/H2/1 / Тарасов В.Н., Карташевский И.В. // Системы управления и информационные технологии, 2014, №3(57). – С. 92-96.

References

1. Leonard Kleinrock Queueing Systems: Volume I, Theory. New York, Wiley Interscience, 1975, 417 p.
2. Sheluhin O.I., Tenyakshev A.M., Osin A.V. Fraktalnie processi v telekommunikaciyah [Fractal Processes in Telecommunications]. Pod red. O.I. Sheluhina. Radiotehnika, 2003, 480 p. (In Russian).
3. Taggu M.S. Self-similar processes. In S. Kotz and N. Johnson, editors, Encyclopedia of Statistical Sciences. Wiley, New York, 1988, v. 8, pp. 352-357.
4. Keilson, J. Hyperexponential waiting time structure in hyperexponential system / Keilson, J., Machihara, F. // Journal of the Operation Society of Japan, 1985, № 28(3). – P. 242-250. DOI: 10.15807/jorsj.28.242.
5. Feldmann, A. Fitting Mixtures of Exponentials to Long-Tail Distributions to Analyze Network Performance Models/ Feldmann, A., Whitt, W. // Proceedings IEEE INFOCOM'97. Piscataway, NJ: IEEE. 1997. – P. 1096-1104.
6. Buranova M.A. Using the EM-algorithm to Approximate the Distribution of a Mixture by Hyperexponents / Buranova M.A., Ergasheva D.R., Kartashevskiy V.G. // 2019 International Conference on Engineering and Telecommunication (EnT) Dolgoprudny, Russia, 2019, pp. 1-4. DOI: 10.1109/EnT47717.2019.9030551.
7. Korolev V.Yu. EM-algorithm for its modification and their application to the problem of separation of mixtures of probability distributions. Theoretical review, M.: IPI RAN, 2007, 94 p. [In Russian].
8. Voroncov K.V. Mathematical teaching methods by precedents (machine learning theory), Available at: http://www.machinelearning.ru/wiki/images/6/6d/Voron-ML-1.pdf. [In Russian].
9. Tarasov V.N., Kartashevskij I.V. Determination of the average waiting time for requirements in a managed mass service system. Control systems and information technologies, 2014, no. 3(57), pp. 92-96 [In Russian].

ОПРЕДЕЛЕНИЕ СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ДОВЕДЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ ПО ВЫСОКОСКОРОСТНОМУ КОРОТКОВОЛНОВОМУ ПРОТОКОЛУ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ СТАНДАРТА MIL-STD-188-141B

М.Ю. Попов, О.Е. Слободсков, Д.А. Киреев, Р.В. Попов, П.К. Калач

Филиал военной академии РВСН имени Петра Великого (ФВА РВСН), г.Серпухов, Российская Федерация

Аннотация. В Российской Федерации активно ведутся работы по совершенствованию и сознанию, как отдельных структурных элементов систем коротковолновой радиосвязи, так и отдельных коротковолновых радиотрактов, необходимых для организации и обеспечения доведения больших объемов передаваемой информации до территориально разнесенных объектов инфраструктуры. В настоявшее время существует потребность в анализе оперативности доставки передаваемой информации между абонентскими станциями по коротковолновому радиоканалу с использованием существующих протоколов передачи данных с кумулятивной квитанцией. Целью работы является нахождение аналитического выражения зависимости среднего времени доведения информации по высокоскоростному коротковолновому протоколу передачи данных стандарта MIL-STD-188-141Ь, использующего кумулятивную квитанцию, как элемент обратной связи, от внутренних параметров процесса информационного обмена. Используемые методы: математической индукции, дедукции, теоремы теории вероятности. Новизна: элементом новизны является описание работы кумулятивной квитанции протокола передачи данных, при организации переспроса не принятых пакетов с данными в процессе информационного обмена. Результат: аналитическое выражение определяющие среднее время доведения информации по высокоскоростному коротковолновому протоколу передачи данных с учетом работы кумулятивной квитанции. Практическая значимость: полученное аналитическое выражение позволяет оценивать оперативность доставки передаваемой информации по коротковолновому протоколу передачи данных с кумулятивной квитанцией.

Ключевые слова: высокоскоростной коротковолновый протокол передачи данных, пакет данных, фреймы, среднее время доведения заданного объема передаваемой информации.

DETERMINATION OF THE AVERAGE TIME OF INFORMATION DELIVERY BY HIGH-SPEED SHORT-WAVE PROTOCOL MIL-STD-188-141B DATA TRANSMISSION

M.Y. Popov, O.E. Slobodskov, D.A. Kireev, R.V. Popov, P.K. Kalach

[1]Branch of military academy of Rocket strategic forces of a name of Peter the Great (c. Serpukhov, Moscow region)

Abstract. In the Russian Federation, work is being actively carried out to improve the consciousness of both individual structural elements of short-wave radio communication systems, and individual short-wave radio paths necessary for organizing and ensuring the delivery of large volumes of transmitted information to geographically separated infrastructure facilities. At the present time, there is a need to analyze the efficiency of delivery of transmitted information between subscriber stations over a short-wave radio channel using existing data transmission protocols with cumulative receipt. The goal of the work is to find the analytical dependence of the average time of information delivery via the high-speed short-

wave data transfer protocol of the MIL-STD-188-141b standard, using a cumulative receipt as a feedback element, on the internal parameters of the information exchange process. Methods used: the analytical expression was found on the basis of the theory of probability. Novelty: the element of novelty is the description of the operation of the cumulative receipt of the data transfer protocol, when organizing the re-request of not received data packets in the process of information exchange. Result: an analytical expression that determines the average time of information delivery using a high-speed short-wave data transfer protocol, taking into account the work of a cumulative receipt. Practical significance: the obtained analytical expression makes it possible to evaluate the promptness of the delivery of transmitted information via a short-wave data transfer protocol with a cumulative receipt.

Keywords: high-speed short-wave data transfer protocol, extended data packet, frames, average time to bring a given amount of transmitted information.

1. Введение

В настоящее время научно-исследовательскими организациями и предприятиями промышленности РФ активно ведутся работы, посвященные совершенствованию и созданию как отдельных структурных элементов систем коротковолновой (КВ) передачи данных (модемы, блоки повышения достоверности, адаптивные протоколы вхождения в связь и передачи данных и т.п.), так и целых отдельных коротковолновых радиотрактов, необходимых для организации и обеспечения гарантированного доведения больших объемов передаваемой информации (полезной нагрузки (ПН) (*pl*)) до территориально разнесенных объектов инфраструктуры (абонентских станций (АС)) [1].

С другой стороны, необходимо отметить, что в настоящее время в США КВ диапазон «играет» ключевую роль в загоризонтных радиокоммуникационных системах, а для организации связи оперативно-тактического звена широко используются коротковолновая радиосвязь, построенная на базе стандарта MIL-STD-188-141B. Данный стандарт содержит взаимно-зависимый 3G пакет протоколов, причем протокол передачи данных реализован в виде двух протоколов: протокола связи с высокой скоростью передачи данных (High-Rate Data Link Protocol) (*HDL*) и протокола связи с низкой скоростью передачи данных (Low-Rate Data Link Protocol) (*LDL*), каждый из которых имеет свои регулируемые параметры, на сеансе связи обеспечивающие доставку заданного объема передаваемой информации [1]. Таким образом, одним из путей уменьшения времени доставки фиксированного объема передаваемой информации между АС с заданной вероятностью доведения по КВ радиоканалу может являться определение и задание оптимальных значений регулируемых параметров протокола передачи данных. Исходя из изложенного, возникает следующее противоречие: с одной стороны, существует потребность в минимизации среднего времени доведения фиксированного объема передаваемой информации между АС по КВ радиоканалу с использованием соответствующего протокола передачи данных, с другой стороны отсутствует математический аппарат определения оптимальных значений регулируемых параметров протокола передачи данных, потенциально обеспечивающих

минимизацию данного времени. В связи с этим, данное исследование является актуальным.

Для формализации рассматриваемого процесса в работе введены следующие обозначения, представленные в таблице 1.

Таблица 1. Обозначения

Обозначение	Физический смысл обозначения
АС	- абонентская станция
КВ	- короткие волны
ПН	- полезная нагрузка (*pl*)
8 ФМн (8PSK)	- фазовая модуляция с основанием 8
HDL	- высокоскоростной протокол передачи данных
LDL	- низкоскоростной протокол передачи данных
E_b/N_0	- отношение энергии на двоичный символ/спектральная плотность мощности шума в канале связи, [дБ]
V	- скорость передачи данных, [канальных симв/с]
EDataPkt	- полезная нагрузка (передаваемые данные)
$V_{ппн}$	- объем передаваемой полезной нагрузки (*pl*), [бит]
dl_i	- длина последовательности *i* поля пакета, [бит]
TLC/AGC	- поле «защитная последовательность»
preamble	- поле «преамбула»
CRC	- поле «контрольная сумма»
PreTxProcessing (PreTx)	- интервал, в течение которого не передается и не принимается никакой сигнал (перед блоком данных)
PostTxProcessing (ProTx)	- интервал, в течение которого не передается и не принимается никакой сигнал (после блока данных)
DATA	- блок данных содержащий единственный пакет с данными
DATA_B$_i$	- блок данных, содержащий в себе кодированный блок пакета, сформированный сверточным декодером, с участием регистра формирующего кодированные биты B_i, где $i=\overline{1,2}$
BW2_TX	- блок, содержащий преамбулу и блок с данными *HDL_DATA_*
BW2_Forward_B$_i$	- пакет, содержащий *BW2_TX_B*$_i$ с интервалами *PreTx* и *ProTx*
ACK	- блок, содержащий подтверждение полученного без ошибок блока *DATA*
BW1_TX	- блок, содержащий *TLC* и блок и данными с подтверждениями
BW1_Forward	- пакет, содержащий *BW1_TX* с интервалами *PreTx* и *ProTx*
EOM	- блок завершения, посылается от передающей станции к приемной станции для указания того, что передающая станция приняла подтверждение *ACK* от приемной станции

2. Моделирование процесса доведения информации по высокоскоростному коротковолновому протоколу передачи данных

Общие сведения о высокоскоростном протоколе передачи данных. Протокол высокоскоростной передачи данных используется для доставки данных полезной

нагрузки (ПН) от передающей АС к приемной по заранее установленному КВ соединению типа «точка-точка» с подтверждением приема. Передача данных по *HDL* начинается после того, как менеджер передачи данных организовал канал, выбрал для передачи протокол *HDL* и произвел точную временную синхронизацию. Процесс передачи данных и завершение передачи данных по протоколу *HDL* представлен на рис. 1. Передающая АС выдает блоки *DATA*, содержащие пакеты данных с передаваемой информацией, а приемная АС выдает блоки *ACK*, содержащие подтверждение всех пакетов данных (*EDataPkt*), полученных без ошибок в предыдущем блоке *DATA*. Если АС не в состоянии принять протокольный блок в ожидаемое время, она посылает свой собственный следующий исходящий протокольный блок данных в тот же момент времени, в которой посылала бы его, если бы поступивший протокольный блок был получен успешно. Времена, в которые могут быть излучены пакетные сигналы, содержащие протокольные блоки *DATA, ACK*, и *EOM*, точно заданы [1].

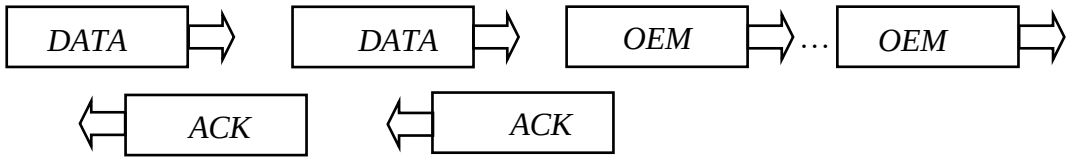


Рис. 1. Обмен блоками по протоколу HDL

Передача данных завершена тогда, когда передающая АС передала протокольные блоки данных *DATA*, содержащие все данные в доставленной датаграмме [1], а принимающая АС получила эти данные без ошибок и подтвердила их успешную доставку. Когда передающая АС принимает блок *ACK*, указывающий, что все содержание датаграммы доставлено успешно, она посылает блок *OEM* (блок завершения), повторенный столько раз, сколько возможно в пределах продолжительности блока *DATA*, начинающегося в тот момент, в который она передавала бы следующий блок *DATA,* и этим указывает принимающей АС, что передача данных закончена [1]. Блоки *ACK* и *DATA* передаются пакетами *BW1* и *BW2* соответственно. На рис. 2 и 3 показаны структуры *BW1* и *BW2*.

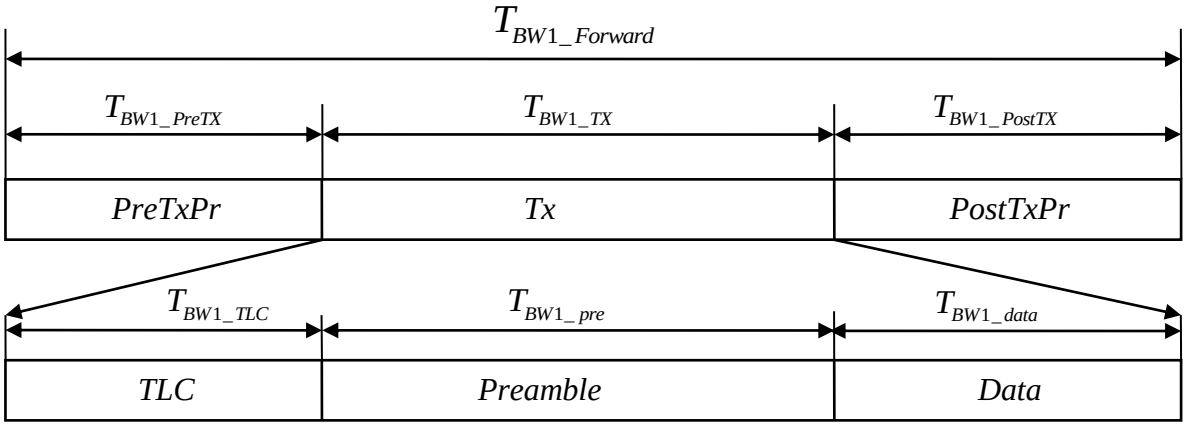


Рис. 2. Структура пакета *BW1*

Временные параметры BW2 сигнала таковы: $dl_{BW1_PreTX} = 160$ [симв], $dl_{BW1_PostTX} = 320$ [симв], $dl_{BW1_TLC} = 256$ [симв], $dl_{BW1_pre} = 576$ [симв], где *TLC* - поле «защитная последовательность», *pre* - поле «преамбула» (*preamble*), *PreTxPr, ProTxPr* – интервалы, в течение которого не передается и не принимается никакой сигнал. Причем:

$$dl_{BW1_data} = \left(dl_{BW1_ACK_prot} + dl_{BW1_ACK_type} + dl_{BW1_ACK_abm} + dl_{BW1_ACK_res} + \right.$$
$$\left. + dl_{BW1_ACK_crc}\right) \times 3 \times 4 \times 4 = 2304 \ [симв], \quad (1)$$

где: $dl_{BW1_ACK_prot} = 3$ [бит] - длина поля *protocol*; $dl_{BW1_ACK_type} = 1$ [бит] - длина *type* в ACK; $dl_{BW1_ACK_abm} = 24$ [бит] - длина *Ack Bit Mask* в ACK; $dl_{BW1_ACK_res} = 4$ [бит] - длина поля *reserved* в ACK; $dl_{BW1_ACK_crc} = 16$ [бит] - длина *CRC* в ACK, причем:

$$dl_{BW1_pl} = dl_{BW1_ACK_prot} + dl_{BW1_ACK_type} + dl_{BW1_ACK_abm} + dl_{BW1_ACK_res} +$$
$$+ \ dl_{BW1_ACK_crc} = 48 \ бит \ ,$$

type - поле «*type*»; *abm* - поле «*ack bit mask*»; *res* - поле «*reserved*»; *CRC* – поле «контрольная сумма»; второй множитель (1) (цифра 3) - учитывает результат сверточного кодирования (*FEC*), реализованного в *BW1*; третий множитель (1) (цифра 4) - учитывает результат ортогонального формирования символов, реализованного в *BW1*; третий множитель (1) (цифра 4) - учитывает результат повторения символов, реализованного в BW1, тогда:

$$dl_{BW1_TX} = dl_{BW1_TLC} + dl_{BW1_pre} + T_{BW1_data} = 3136 \left[симв\right], \quad (2)$$

где *BW1_TX* – блок, содержащий защитную последовательность, преамбулу и блок с пакетами данных. Следовательно: - длина фазы обратной передачи составляет (*BW1_Forward* – пакет, содержащий *BW1_TX* с интервалами *PreTx* и *ProTx*):

$$dl_{BW1_Forward} = dl_{BW1_PreTX} + dl_{BW1_TX} + dl_{BW1_PostTX} = 3616 \ [симв], \quad (3)$$

- длина фазы обратной передачи с учетом максимальной задержки распространения ($dl_{prop_\max} = 192$ [симв]) составляет:

$$dl_{BW1_Forward} = dl_{prop_\max} + dl_{BW1_PreTX} + dl_{BW1_TX} + dl_{BW1_PostTX} = 3808\ [симв]. \quad (4)$$

Отметим,

$$dl_{BW1_OEM_data} = \left(dl_{BW1_OEM_prot} + dl_{BW1_OEM_type} + dl_{BW1_OEM_check}\right) \times \\ \times 3 \times 4 \times 4 = 2304\ [симв] \quad (5)$$

так как:

$$dl_{BW1_OEM_prot} + dl_{BW1_OEM_type} + dl_{BW1_OEM_check} = \\ = dl_{BW1_ACK_prot} + dl_{BW1_ACK_type} + dl_{BW1_ACK_abm} + dl_{BW1_ACK_res} + dl_{BW1_ACK_crc}, \quad (6)$$

где $dl_{BW1_OEM_prot}$ - длина поля *Protocol* в OEM; $dl_{BW1_OEM_type}$ - длина поля *Type* в OEM; $dl_{BW1_OEM_check}$ - длина поля *Check* в *OEM*. Следовательно, длительности *ACK* и *OEM* одинаковы.

Временные параметры *BW2* сигнала: $dl_{BW2_PreTX} = 704$ [симв], $dl_{BW2_PostTX} = 528$ [симв], $dl_{BW2_TLC} = 240$ [симв], $dl_{BW2_pre} = 64$ [симв], $dl_{BW2_UnknownData} = 32$ [симв], $dl_{BW2_KnownData} = 16$ [симв], где *unknown data* - неизвестные символы, *known data* - известные символы,

$$dl_{BW2_Frame} = dl_{BW2_UnknownData} + dl_{BW2_KnownData} = 48, \text{ [симв]},$$

$$dl_{BW2_EDataPKT} = 20 \times dl_{BW2_Frame} = 20 \times 48 = 960, \text{ [симв]},$$

$dl_{BW2_data} = dl_{BW2_EDataPkt} \times numPkts = 960 \times numPkts$ [симв] – длина переменной фазы прямой передачи, следовательно, *BW2_TX* (блок, содержащий защитную последовательность, преамбулу и блок с пакетами данных) составит:

$$dl_{BW2_TX} = dl_{BW2_TLC} + dl_{BW2_pre} + dl_{BW2_data} = 240 + 64 + 960 \times numPkts \text{ [симв]}, \quad (7)$$

где *numPkts* – параметр служебного примитива, устанавливающий количество пакетов данных (информации), переносимые переносимом *BW2* при текущей передаче датаграммы, принимает значения 3, 6, 12, 24 [шт.].

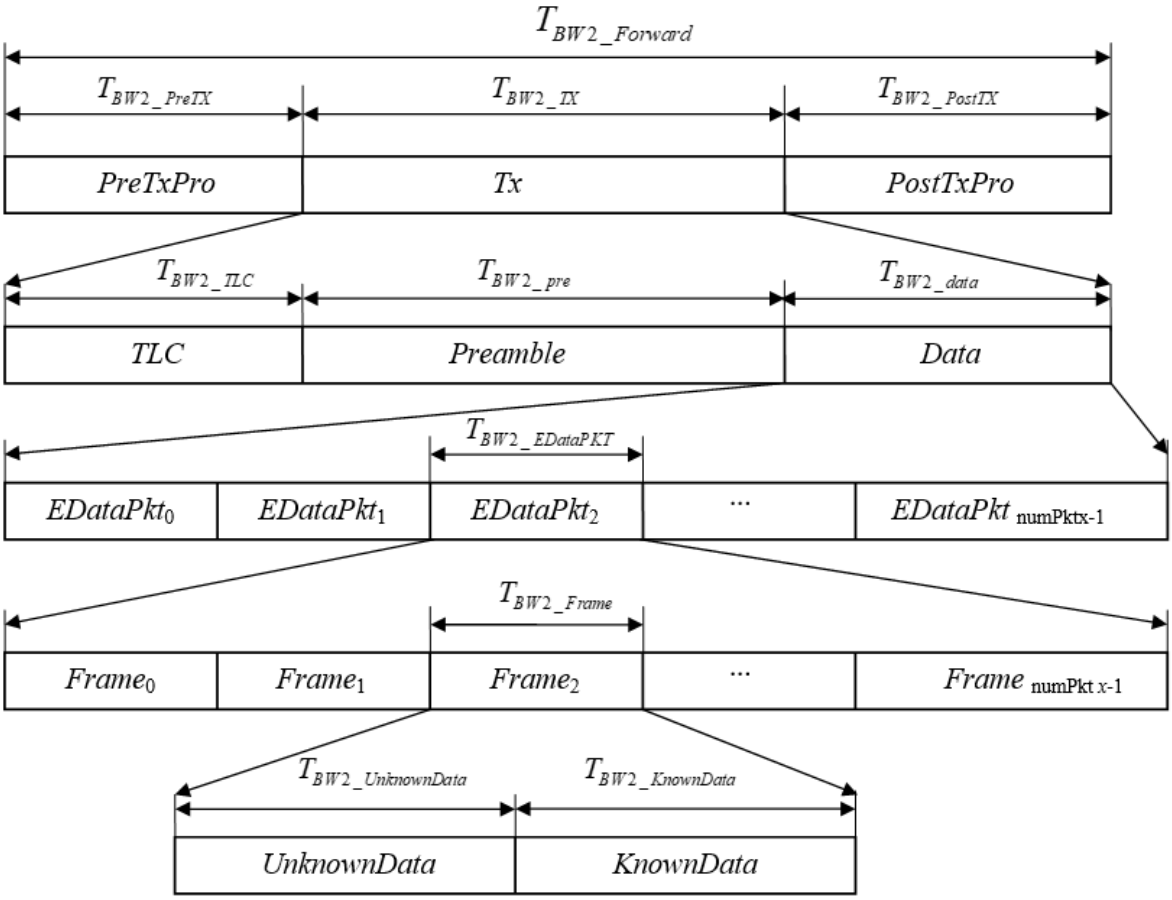


Рис. 3. Структура пакета *BW2*

Следовательно: - длина фазы прямой передачи (*BW2_Forward* – пакет, содержащий *BW2_TX* с интервалами *PreTx* и *ProTx*), составляет:

$$dl_{BW2_Forward} = dl_{BW2_PreTX} + dl_{BW2_TX} + dl_{BW2_PostTX} =$$
$$= 704 + (240 + 64 + 960 \times numPkts) + 528 = 1536 + 960 \times numPkts \ [симв], \quad (8)$$

- длина фазы прямой передачи с учетом максимальной задержки распространения ($dl_{prop_\max} = 192$ [симв]) составляет:

$$dl_{BW2_Forward} = dl_{prop_\max} + dl_{BW2_PreTX} + dl_{BW2_TX} + dl_{BW2_PostTX} =$$
$$= 1728 + 960 \times numPkts \ [симв] \quad (9)$$

Формирование расширенного пакета данных («*Extended Data Packet*» - «*EDataPkt*»). Последовательность из $dl_{BW2_pl} + dl_{BW2_SN} + dl_{BW2_CRC} = 1913$ [бит], (где *SN* – поле «номер последовательности» (*Sequence Number*)) дополняется семью кодирующими битами сдвига с нулевыми значениями ($dl_{BW2_0} = 7$ [бит]) (рис. 4), т.е.:

$$dl_{BW2_EDataPkt} = dl_{BW2_pl} + dl_{BW2_SN} + dl_{BW2_CRC} + dl_{BW2_0} = 1920 \text{ [бит]}, \quad (10)$$

где $dl_{BW2_pl} = 233 \times 8 = 1864$ [бит] - количество бит *pl*, переносимых одним *EDataPkt*.

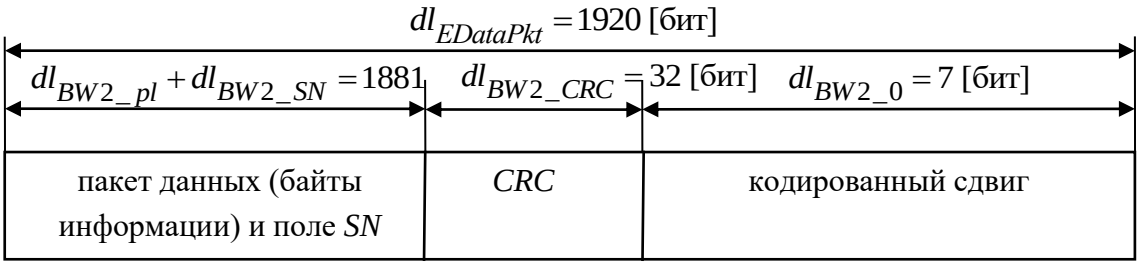


Рис. 4. Формирование «*EDataPkt*»

Формирование фрейма. Как только *numPkts* кодированные блоки сформированы в символы модуляции и подверглись циклической перестановке и кодированию Грея, начинается процесс формирования фреймов [1]. Каждый фрейм (рис. 3) сформирован взятием 32 символов модуляции в кодировке Грея («неизвестные (*unknown)* символы»), поскольку они содержат закодированные данные *pl*, не известные заранее, из последовательности символов модуляции и добавлением к ним 16 «известных (*known*) символов» с нулевыми значениями (000) (т.е. $dl_{BW2_KnownData} = 16$ [симв]). В результате данные 640 [симв] оказываются встроены в *unknown* двадцати фреймов (т.к. $640/32 = 20$), поэтому для прямой передачи *numPkts* пакетов используется $20 \times numPkts$ фреймов. При этом каждый фрейм содержит 32 символа модуляции в кодировке Грея, полученных из кодированных данных полезной нагрузки, и 16 известных символов с нулевыми значениями ($dl_{BW2_KnownData} = 16$). Таким образом, 1920 [бит] каждого *EDataPkt* преобразуются в 960 [симв] (всего 20 фреймов по 48 ФМ символов) [1]. Следовательно: - один фрейм несет $1920/20 = 96$ [бит] данных; - каждый из 32 неизвестных (*Unknown*) 8-фазоманипулированных (ФМ) символов одного фрейма несет $96/32 = 3$ [бит] данных. При формировании фреймов каждый *EDataPkt* рассматривается как произвольная последовательность из 1920 [бит] (без учета наличия *CRC* и битов сдвига).

Моделирование работы протокола *HDL*. Особенности информационного обмена [2,6-8]: - процесс информационного обмена между передающей и приемной станциями вследствие наличия помех является случайным; - время данного процесса – дискретно, так как изменение его состояния происходит только в определенные временные интервалы, установленные ТМ подуровнем протокола. С учетом описанных в [1] процедур формирования *BW2* сигналов можно предположить, что появления ошибки в разрядах поступающих пакетов равновероятно и независимо, а с учетом независимости обработки каждого пакета, закодированного с помощью сверточного кодера, можно сделать вывод о необходимости и достаточности описания процесса доведения за время доведения четырех *BW2_Forward*.

Исходные данные на моделирования и обозначения: E_b/N_0 [дБ] - отношение энергии на двоичный символ/спектральная плотность мощности шума в канале связи; вид модуляции – 8 ФМн; $V = 2400$ [канальных симв/с] – скорость передачи; $V_{ппн}$ [бит]

- объем передаваемой информации (*pl*); *EDataPkt_Bi* – кодированный блок пакета, сформированного сверточным кодером, с участием генератора, формирующего кодированные биты *B*i, где $i = \overline{1,4}$ [1]; *ACK_Bi* - подтверждения на получения *EDataPkt_Bi*; $dl_{prop_\max} = 192$ [симв] - длина интервала максимальной задержки распространения.

Введем допущение.

Допущение 1. Вероятности битовой ошибки в *BW1* и *BW2* постоянные величины, а появление ошибки равновероятно и независимо (результат нескольких этапов повышения достоверности передаваемой информации, реализованных в протоколе).

Этапы определения среднего времени доведения.

1. Определение вероятности битовой ошибки после демодулятора 8*PSK*, декодеров Уолша и Грея. Вероятность битовой ошибки для ортогональных *M*-арных сигналов для канала с аддитивным гауссовским шумом [3]:

$$p_{0_b} = \left(p_{0_8PSK} \times M/2\right)/(M-1), \tag{11}$$

где $p_{0_8PSK} = 2 \times Q\left(\sqrt{2\,E_s/N_0} \times \sin\left(\pi/M\right)\right)$,

$$Q\left(\sqrt{2\,E_s/N_0} \times \sin(\pi/M)\right) = \frac{1}{\sqrt{2\times\pi}} \times \int_{\sqrt{2E_s/N_0}\times\sin\left(\frac{\pi}{M}\right)}^{\infty} e^{\left(-\frac{u^2}{2}\right)} \partial u,$$

$$E_s/N_0 = E_b/N_0 \times \log_2 M.$$

Таким образом, вероятность битовой ошибки после демодулятора 8 PSK определена. Вероятность битовой ошибки после декодера Уолша есть [3,5]:

$$p_{0_b_U} = \frac{1}{dl_U} \times \sum_{i=\Delta d_i+1}^{dl_U} \left(i \times C_{dl_U}^{i} \times p_{0_b}{}^{i} \times \left(1 - p_{0_b}\right)^{dl_U-i} \right), \tag{12}$$

где $dl_U = 48$ - длина последовательности Уолша [бит]; $\Delta d_i = d_{\min}/2 - 1$ - «корректирующая» способность «Уолша»; $d_{\min} = 24$ - количество различий между последовательностями Уолша (отображающие комбинации информационных бит) после декодера Грея:

$$p_{0_b_G} = p_{0_8PSK} / \log_2 M. \tag{13}$$

2. Определение вероятности доведения квитанции *ACK*. Вероятность ошибки двоичного бита на входе декодера BW1 через эквивалентную вероятность ошибки можно определить так:

$$p_{0_b_i} = 1 - \sqrt[144]{P_{ACK_notFEC}}, \tag{14}$$

где $P_{ACK_notFEC} = \left(P_1U_4\right)^{36}$ - вероятность доведения всех 36-ти трехбитовых последовательностей Уолша (повторяемых по 4 раза), переносящих 144 бита

информации *pl*; $P_1U_4 = 1 - (1 - P_1U)^4$ - вероятность доведения хотя бы 1-ой из четырех последовательностей Уолша; $P_1U = \left(1 - p_{0_b_U}\right)^4$ - вероятность доведения 4-х бит, переносимых одной последовательностью Уолша. Вероятность доведения квитанции *ACK* есть: $P_{ACK} = (1 - p_{0_bw1_pl})^{dl_{BW1_pl}}$ где

$$p_{0_bw1_pl} = \sum B_{d_BW1} \times \left(\sum_{i=\frac{df_BW1}{2}+1}^{df_BW1} C_{df_BW1}{}^{i} \times p_{0_b_i}{}^{i} \times \left(1 - p_{0_b_i}\right)^{df_BW1 - i} + \frac{1}{2} \times C_{df_BW1}^{\frac{df_BW1}{2}} \times \right.$$
$$\left. \times\, p_{p_{0_b_i}}{}^{df_BW1} \times \left(1 - p_{p_{0_b_i}}\right)^{df_BW1} \right) \qquad (15)$$

- вероятность битовой ошибки на выходе сверточного декодера BW1 [5]; $r = 1/3$ - степень кодирования; $K = 9$ - дина кодового ограничения; $df = df_BW1 = 18$ - свободное кодовое расстояние (просвет); $B_d = B_{d_BW1} = (11, 32, 195, 564, 1473)$ - спектр весов. На рис. 5 представлен процесс передачи первых 4-*х* пакетов *BW2* с учетом работы сверточного декодера [1].

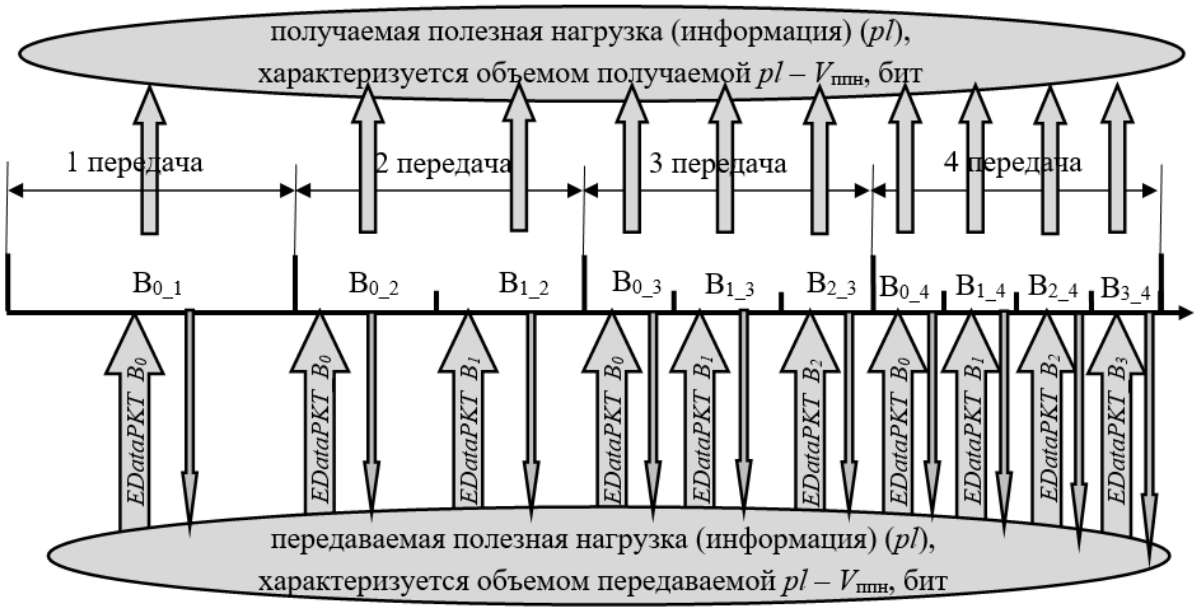


Рис. 5. Процесс передачи информации протоколом HDL

3. Определение вероятности доведения пакетов *EDataPkt_B*$_0$, *EDataPkt_B*$_1$, *EDataPkt_B*$_2$, *EDataPkt_B*$_3$. Вероятность доведения *EDataPkt_B*$_0$ можно определить так:

$$P_{EDataPkt_B_0} = (1 - p_{0_EDataPkt_B_0})^{dl_{BW2_EDataPkt}}, \qquad (16)$$

где $p_{0_EDataPkt_B_0} = p_{0_b_G}$ (с учетом декодирования по Грею (сверточное декодирование не применяется)); длина $BW2_EDataPkt$ -

$dl_{BW2_EDataPkt} = dl_{BW2_pl} + dl_{BW2_SN} + dl_{BW2_CRC} + dl_{BW2_0} = 1920[бит]$. Вероятность доведения *EDataPkt_B*1 составит:

$$P_{EDataPkt_B_1} = (1 - p_{0_EDataPkt_B_1})^{dl_{BW2_EDataPkt}}, \quad (17)$$

где

$$p_{0_b_dB1} = \sum B_{dB1} \times \left(\sum_{i=\frac{df_B1}{2}+1}^{df_B1} C_{df_B1}^{i} \times p_{0_b}{}^{i} \times \left(1 - p_{0_b}\right)^{df_B1-i} + \right.$$
$$\left. + \frac{1}{2} \times C_{df_B1}^{\frac{df_B1}{2}} \times p_{0_b}{}^{df_B1} \times \left(1 - p_{0_b}\right)^{df_B1} \right)$$

- вероятность битовой ошибки при $B_{dB1} = (4, 3, 24, 33, 110)$; $df_B1 = 8$.

Вероятность доведения *EDataPkt_B*2 составит:

$$P_{EDataPkt_B_2} = (1 - p_{0_EDataPkt_B_2})^{dl_{BW2_EDataPkt}}, \quad (18)$$

где

$$p_{0_b_dB2} = \sum B_{dB2} \times \left(\sum_{i=\frac{df_B2}{2}+1}^{df_B2} C_{df_B2}^{i} \times p_{0_b}{}^{i} \times \left(1 - p_{0_b}\right)^{df_B2-i} + \right.$$
$$\left. + \frac{1}{2} \times C_{df_B2}^{\frac{df_B2}{2}} \times p_{0_b}{}^{df_B2} \times \left(1 - p_{0_b}\right)^{df_B2} \right)$$

при $B_{dB2} = (5, 0, 39, 0, 101)$, $df_B2 = 16$.

Вероятность доведения *EDataPkt_B*3 составит:

$$P_{EDataPkt_B_3} = (1 - p_{0_EDataPkt_B_3})^{dl_{BW2_EDataPkt}}, \quad (19)$$

где

$$p_{0_b_dB3} = \sum B_{dB3} \times \left(\sum_{i=\frac{df_B3}{2}+1}^{df_B3} C_{df_B3}^{i} \times p_{0_b}{}^{i} \times \left(1 - p_{0_b}\right)^{df_B3-i} + \right.$$
$$\left. + \frac{1}{2} \times C_{df_B3}^{\frac{df_B3}{2}} \times p_{0_b}{}^{df_B3} \times \left(1 - p_{0_b}\right)^{df_B3} \right),$$

при $B_{dB3} = (2, 10, 10, 8, 10)$, $df_B2 = 22$.

4. Определение среднего количества доведенных *EDataPkt_B₀* из *numPkts* при приеме 1-*го BW2_Forward*.

Данное количество можно определить так [4]:

$$K_{EDataPkt_B_{0_1}} = numPkts \times P_{ACK} \times P_{EDataPtt_B_0}, \quad (20)$$

количество недоведенных таково:

$$\overline{K}_{EDataPkt_B_{0_1}} = numPkts - K_{EDataPkt_B_{0_1}}. \quad (21)$$

4.1 Определение среднего количества доведенных *EDataPkt_B*$_0$ и *EDataPkt_B*$_1$ из *numPkts* при приеме 1-*го BW2_Forward*.

Среднее количество доведенных *EDataPkt_B*$_0$ составит [4]:

$$K_{EDataPkt_B_{0_2}} = K_{EDataPkt_B_{0_1}} \times P_{ACK} \times P_{EDataPkt_B_0}, \quad (22)$$

недоведенных:

$$\overline{K}_{EDataPkt_B_{0_2}} = K_{EDataPkt_B_{0_1}} - K_{EDataPkt_B_{0_2}}. \quad (23)$$

Среднее количество доведенных *EDataPkt_B*$_1$ можно найти так [4]:

$$K_{EDataPkt_B_{1_2}} = \overline{K}_{EDataPkt_B_{0_1}} \times P_{ACK} \times P_{EDataPkt_B_1}, \quad (24)$$

недоведенных *EDataPkt_B*$_1$:

$$\overline{K}_{EDataPkt_B_{1_2}} = \overline{K}_{EDataPkr_B_{0_1}} - K_{EDataPkt_B_{1_2}}. \quad (25)$$

Т.о., среднее количество перенесенных пакетов после получения 2-*го BW2_Forward* есть:

$$K_{EDataPkt_B_{0_2}} + K_{EDataPkt_B_{1_2}}. \quad (26)$$

4.2 Определение среднего количества доведенных *EDataPkt_B*$_0$, *EDataPkt_B*$_1$ и *EDataPkt_B*$_2$ из *numPkts* при приеме 3-*го BW2_Forward*.

Среднее количество доведенных *EDataPkt_B*$_0$ есть [4]:

$$K_{EDataPkt_B_{0_3}} = \left(K_{EDataPkt_B_{0_2}} + K_{EDataPkt_B_{1_2}} \right) \times P_{ACK} \times P_{EDataPkt_B_0}, \quad (27)$$

недоведенных пакетов есть:

$$\overline{K}_{EDataPkt_B_{0_3}} = \left(K_{EDataPkt_B_{0_2}} + K_{EDataPkt_B_{1_2}} \right) - K_{EDataPkt_B_{0_3}}. \quad (28)$$

Среднее количество доведенных *EDataPkt_B*$_1$ есть [4]:

$$K_{EDataPkt_B_{1_3}} = \overline{K}_{EDataPkt_B_{0_2}} \times P_{ACK} \times P_{EDataPkt_B_1}, \quad (29)$$

недоведенных:

$$\overline{K}_{EDataPkt_B_{1_3}} = \overline{K}_{EDataPkt_B_{0_2}} - K_{EDataPkt_B_{1_3}}. \quad (30)$$

Среднее количество доведенных *EDataPkt_B*$_2$ есть [4]:

$$K_{EDataPkt_B_{2_3}} = \overline{K}_{EDataPkt_B_{1_2}} \times P_{ACK} \times P_{EDataPkt_B_2}, \quad (31)$$

недоведенных:

$$\overline{K}_{EDataPkt_B_{2_3}} = \overline{K}_{EDataPkt_B_{1_2}} - K_{EDataPkt_B_{2_3}}. \quad (32)$$

Т.о., среднее количество перенесенных пакетов после получения 3-*го BW2_Forward*, есть:

$$K_{EDataPkt_B_{0_3}} + K_{EDataPkt_B_{1_3}} + K_{EDataPkt_B_{2_3}}. \quad (33)$$

4.3 Определение среднего количества доведенных *EDataPkt_B*$_0$, *EDataPkt_B*$_1$, *EDataPkt_B*$_2$ и *EDataPkt_B*$_3$ из *numPkts* при приеме 4-*го BW2_Forward*.

Среднее количество доведенных *EDataPkt_B*$_0$ есть [4]:

$$K_{EDataPkt_B_{0_4}} = \left(K_{EDataPkt_B_{0_3}} + K_{EDataPkt_B_{1_3}} + K_{EDataPkt_B_{2_3}} \right) \times \\ \times P_{ACK} \times P_{EDataPkt_B_0}, \quad (34)$$

количество недоведенных пакетов составит:

$$\overline{K}_{EDataPkt_B_{0_4}} = \left(K_{EDataPkt_B_{0_3}} + K_{EDataPkt_B_{1_3}} + K_{EDataPkt_B_{2_3}} \right) - \\ - K_{EDataPkt_B_{0_4}}. \quad (35)$$

Среднее количество доведенных *EDataPkt_B*$_1$ есть [4]:

$$K_{EDataPkt_B_{1_4}} = \overline{K}_{EDataPkt_B_{0_3}} \times P_{ACK} \times P_{EDataPkt_B_1}, \quad (36)$$

недоведенных:

$$\overline{K}_{EDataPkt_B_{1_4}} = \overline{K}_{EDataPkt_B_{0_3}} - K_{EDataPkt_B_{1_4}}. \quad (37)$$

Среднее количество доведенных *EDataPkt_B*$_2$ составит [4]:

$$K_{EDataPkt_B_{2_4}} = \overline{K}_{EDataPkt_B_{1_3}} \times P_{ACK} \times P_{EDataPkt_B_2}, \quad (38)$$

недоведенных:

$$\overline{K}_{EDataPkt_B_{2_4}} = \overline{K}_{EDataPkt_B_{1_3}} - K_{EDataPkt_B_{2_4}}. \quad (39)$$

Среднее количество доведенных *EDataPkt_B*$_3$ составит [4]:

$$K_{EDataPkt_B_{3_4}} = \overline{K}_{EDataPkt_B_{2_3}} \times P_{ACK} \times P_{EDataPkt_B_3}, \quad (40)$$

недоведенных:

$$\overline{K}_{EDataPkt_B_{3_4}} = \overline{K}_{EDataPkt_B_{2_3}} - K_{EDataPkt_B_{3_4}}. \quad (41)$$

Т.о., среднее количество перенесенных пакетов после получения 3-*го BW2_Forward* составит:

$$K_{EDataPkt_B_{0_4}} + K_{EDataPkt_B_{1_4}} + K_{EDataPkt_B_{2_4}} + K_{EDataPkt_B_{3_4}}. \quad (42)$$

Следовательно, за 4-*ре BW2_Forward* будет следующее среднее количество *EDataPkt_B*$_i$:

$$K_{EDataPkt_B_i} = K_{EDataPkt_B_{0_1}} + K_{EDataPkt_B_{0_2}} +$$
$$+K_{EDataPkt_B_{1_2}} + K_{EDataPkt_B_{0_3}} + K_{EDataPkt_B_{1_3}} + K_{EDataPkt_B_{2_3}} +$$
$$+K_{EDataPkt_B_{0_4}} + K_{EDataPkt_B_{1_4}} + K_{EDataPkt_B_{2_4}} + K_{EDataPkt_B_{3_4}}, \quad (43)$$

при этом потрачено такое время:

$$T_{K_{EDataPkt_B_i}} = 4 \times \left(\left(dl_{BW2_Forward} + dl_{BW2_Forward} \right) \Big/ V \right). \quad (44)$$

Для переноса всей информации потребуется следующее количество пакетов *EDataPkt*:

$$K = V_{ппн} \Big/ dl_{BW2_pl}. \quad (45)$$

5. Среднего времени доведения информации ($V_{ппн}$)**, составит:**

$$T_{V_{ppn}} = \left(K \times T_{K_{EDataPkt_B_i}} \right) \Big/ K_{EDataPkt_B_i}. \quad (46)$$

3. Заключение

Таким образом, создано аналитическое выражение, определяющее среднее время доведения высокоскоростным протоколом передачи данных информации в зависимости от системных параметров процесса. Выражение может использоваться для анализа оперативности доставки информации протоколом передачи данных с коммулитивной квитанцией.

Литература

1. Протокол MIL-STD-188-141B. Приложение C.
2. Цимбал В. А. Информационный обмен в сетях передачи данных. Марковский подход. Монография. – М.: Вузовская книга, 2014 – 144 с: ил.
3. Скляр Бернард. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: Пер.с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
4. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. 10-е изд., стер. – М.: Издательский центр «Академия», 2005. – 576 с.
5. Оценка скорости передачи данных по протоколу HDL стандарта ALE-3G/ Прасолов В. А., Бобрус С. Ю., Попов М. Ю., Токарев Д. А. // IV Международная научно-техническая конференция «Радиоэлектроника, электроника и связь», Омск. 2017. С.156-160.
6. Математическое моделирование процесса доведения сообщения в радиосети без обратной связи с повторениями и накоплением информации [Текст] / Цимбал В. А., Попов М. Ю., Дробышев М. Ю. // Информационные технологии в проектировании и производстве: науч.– техн. жур. – Москва, 2010. № 3– С. 78–83.
7. Повышение оперативности доведения сообщений в односторонней циркулярной радиосети оповещения критических инфраструктур путем управления скоростью передачи повторов [Текст] / В.А. Цимбал, М.Ю. Попов, В.Е. Тоискин, А.М. Винокуров // Радиолокация, навигация и связь. : науч.- техн. жур. – Воронеж, 2016. Т.1. – С.662-671. – ISBN 978_5_904259_36_5.
8. Методика определения оптимального значения регулируемого параметра низкоскоростного протокола передачи данных стандарта MIL-STD-188-141B в двухточечном пакетном коротковолновом соединении [Текст] : / В. А. Цимбал, М. Ю. Попов, С. Г. Кабанович, П. К.

Калач, Д. А. Токарев // Техника радиосвязи. 2019. Вып.3 (42). С.69-85. DOI 10.33286/2075-8693-2019-42-69-85.

REFERENCES

1. Department of defense interface standard. Interoperability and performance standards for medium and high frequency radio systems. MIL-STD-188-141B. 1999. 584 p.
2. Tsimbal V. A. Information exchange in data networks. Markov approach. Monograph. University book, 2014. 144 p. (in Russia).
3. Sklar Bernard. Digital communication. Fundamentals and Applications. Second edition, Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall. 2003. 1104 p.
4. Wentzel E. S. Probability theory. 10th ed., Publishing Center "Academy".2005. 576 p. (in Russia).
5. Evaluation of the data transfer rate via the HDL protocol of the standard ALE-3G / Prasolov V. A., Bobrus S. Yu., Popov M. Yu., Tokarev D. A. // [IV International Scientific and Technical Conference "Radioelectronics, Electronics and Communications"] 2017. pp.156-160. (in Russia).
6. Mathematical modeling of the process of bringing the message to the radio network without feedback with repetitions and accumulation of information / Tsymbal V. A., Popov M. Yu., Drobyshev M. Yu. //[Russian scientific and technical conference “Information technologies in design and production: scientific”] 2010. pp.78–83. (in Russia).
7. Increase of efficiency of finishing of messages in a unilateral circular radio network of the notification of critical infrastructures by a speed control of transfer of repetitions [Text] / V.A.Tsimbal, M.Yu.Popov, V.E.Toiskin, A.M.Vinokurov // Radar-location, navigation and communication.: scientifically - the technical journal - Voronezh, 2016. T.1. - pp.662-671. - ISBN 978_5_904259_36_5. (in Russia)
8. Technique of definition of optimum value of adjustable parametre of low high-speed report of data transmission of standard MIL-STD-188-141B in point-to-point package short-wave connection [Text]: / V.A. Tsimbal, M.Yu .Popov, S.G. Kabanovich, P.K. Kalach, D.A. Tokarev // Technics of a radio communication. 2019. Release 3 (42). S.69-85. DOI 10.33286/2075-8693-2019-42-69-85.

ОПТИМАЛЬНЫЙ НЕКОГЕРЕНТНЫЙ ПРИЕМНИК ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО СИГНАЛА

М. О. Лихоманов[1], А. Р. Рюмшин[2], Г. А. Сенюков[3], И. А. Сидоренко[1]

[1]ВУНЦ ВВС «ВВА», г. Воронеж, Россия
[2]АО «ГПТП «Гранит», г. Москва, Россия
[3]Войсковая часть 21882, г. Москва, Россия

Аннотация. В докладе предложена и исследована структурная схема приемника для двоичной системы связи с фазоманипулированными сигналами и ортогональной манипуляцией, в которой реализован принцип суммарно-разностной обработки парных сигналов и обеспечивается компенсация шума и помех за счет применения блоков пересечения. Полученные путем имитационного моделирования результаты обработки входных сигналов свидетельствуют об уменьшении количества и снижении относительного уровня боковых пиков автокорреляционной функции в основном канале, снижении уровня пиков взаимокорреляционной функции в ортогональном канале в сравнении с аналогами. По отношению к ним предложенная схема также обеспечивает существенный выигрыш в помехоустойчивости.

Ключевые слова: D-код; безмультипликативная обработка; боковые лепестки; суммарно-разностная обработка.

OPTIMAL INCOHERENT RECEIVER OF A PHASE-MANIPULATED SIGNAL

M. O. Likhomanov[1], A. R. Riumshin[2], G. A. Senyukov[3], I. A. Sidorenko[1]

[1]MESC AF «Air Force Academy», Voronezh, Russia
[2]AO «GPTP «Granit», Moscow, Russia
[3]Military unit 21882, Moscow, Russia

Abstract. The conference report proposes and investigates a block diagram of a receiver for a binary communication system with phase-shift keyed signals and orthogonal keying, which implements the principle of sum-difference processing of paired signals and provides compensation for noise and interference through the use of intersection blocks. The results of processing the input signals obtained by means of simulation modeling indicate a decrease in the number and in the relative level of the side peaks of the autocorrelation function in the main channel, a decrease in the level of peaks of the cross-correlation function in the orthogonal channel in comparison with analogs.

Keywords: D-code; non-multiplicative processing; side peaks; sum-difference processing.

1. Введение

На конференции RLNC-2020 авторами настоящего доклада был представлен доклад, посвященный исследованию алгоритма обработки фазоманипулированного сигнала (ФМС) на основе парного D-кода [1] с использованием процедуры пересечения. Новый алгоритм показал впечатляющие результаты по подавлению боковых лепестков автокорреляционной функции (АКФ) сигнала в условиях доплеровского смещения частоты. К сожалению, в материалы публикации не вошли результаты оценки помехоустойчивости предложенной алгоритмической схемы, однако они нашили отражение в подробном описании устройства, реализующего упомянутый алгоритм [2].

Подход к корреляционной обработке с использованием безмультипликативных процедур позволяет снизить требования к сигналам с точки зрения свойств их АКФ [3], что является актуальной задачей, особенно при работе системы связи в сложной помеховой обстановке [4].

Вышеназванные обстоятельства побудили авторов к проведению дальнейших исследований в направлении совершенствования алгоритмов обработки сигналов в цифровых системах связи с ФМС. В настоящем докладе рассматривается оптимальный некогерентный приемник ФМС [5].

К недостаткам приемника можно отнести наличие и относительно высокий уровень боковых лепестков АКФ сжатого сигнала на выходах согласованных фильтров.

Цель исследования заключается в такой организации структуры взаимосвязи каналов обработки указанного приемника, которая обеспечит компенсацию боковых пиков АКФ в основном канале, уменьшение уровня пиков взаимокорреляционной функции (ВКФ) в ортогональном канале, снижение уровня шума и помех при сохранении уровня полезного сигнала на выходах каналов.

2. Недостатки известной схемы обработки

Структурная схема известного приемника представлена на рисунке 1. Она состоит из двух каналов и содержит: СФ – согласованные фильтры, ДО – детекторы огибающей, РУ – решающее устройство.

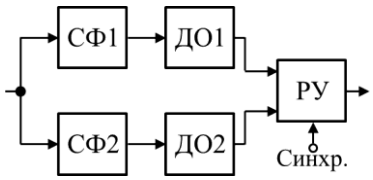


Рис. 1. Структурная схема приемника ФМС

Приемник предназначен для обработки ФМС с ортогональной манипуляцией.

Импульсные характеристики СФ согласованы каждая со своим сигналом, представляющим условный «0» $u_0(t)$ и условную «1» $u_1(t)$. Согласованные фильтры сжимают сигнал, максимизируя отношение сигнал/шум на выходе. Детекторы выделяют огибающую сигнала. Решающее устройство принимает решение по максимальному значению огибающей на выходах каналов в момент окончания сигналов, который фиксируется синхронизирующим сигналом, и по принципу действия является пороговым.

АКФ сжатого сигнала на выходе СФ имеет относительно высокий уровень боковых лепестков. Действительно, при использовании в качестве рабочих сигналов широкополосных ФМС различных классов с количеством N парциальных радиоимпульсов, представляющих сигнал $u_0(t)$ или $u_1(t)$, число боковых лепестков будет $N-1$. При этом относительный максимальный уровень боковых лепестков для

распространенных ФМС достигает $(0,7\ldots1,25)\sqrt{N}$ [5]. Для других классов сигналов этот уровень еще больше и может достигать 30–50 % от основного пика [6].

Также имеет место относительно высокий уровень пиков ВКФ в ортогональном канале, который может превышать уровень максимальных боковых лепестков АКФ в основном канале приема.

Наличие и относительно высокие уровни боковых лепестков АКФ в основном канале и лепестков ВКФ в ортогональном канале приводят к повышению вероятности ошибки. Поэтому проблема компенсации боковых пиков АКФ для любого класса сигналов и любого значения *N* актуальна так же, как и проблема уменьшения уровня пиков ВКФ в ортогональном канале.

Кроме того, следует отметить недостаточную помехоустойчивость приемника в условиях действия шума и помех. Это связано с тем, что значение базы сигнала, равной для ФМС *N*, а, следовательно, и возможность его накопления в СФ всегда ограничены, в то время как работа системы связи часто происходят в сложной помеховой обстановке с высокими уровнями шума и помех при относительно слабом полезном сигнале в силу различных причин.

3. Синтез схемы обработки, формирование сигнала

Снизить проявление рассмотренных недостатков предлагается за счет введения элементов, реализующих суммарно-разностную обработку, а также компенсацию шума и помех. Синтезированная схема приемника представлена на рисунке 2. В дополнение к известной схеме она содержит сумматор и блоки вычитания, которые обеспечивают формирование сигналов с максимальным количеством взаимно-противофазных пиков АКФ и ВКФ, реализуя использование свойства дополнительности парных кодов. Введение блоков пересечения обеспечивает взаимную компенсацию пиков АКФ, ВКФ, шума и помех за счет использования свойства выбора меньшего из сопоставляемых входных значений, присущего процедуре пересечения [7]. Введение фильтров нижних частот (ФНЧ) реализует выделение огибающих сигналов блоков пересечения.

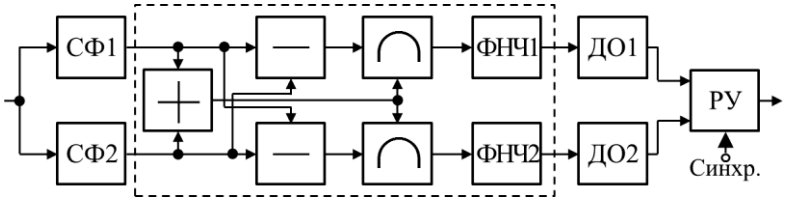


Рис. 2. Синтезированная схема приемника ФМС

Предполагается использование любых ФМС с четным количеством парциальных импульсов $N = 2k$, где $k = 2, 3, \ldots$, при ограниченном значении *k*, определяемом требованиями к базе сигнала и скорости передачи информации.

Предполагается также представление условного «0» и условной «1», $u_0(t)$ или $u_1(t)$ в виде пары дополняющих друг друга последовательностей, когда, например,

первые половины $u_0(t)$ и $u_1(t)$ совпадают, а вторые половины противоположны по фазе. Соответствующим образом организованы и импульсные характеристики СФ. В классическом виде такое построение ФМС реализуется при синтезе известных D-кодов методом присоединения [5].

При бинарной манипуляции комплексные огибающие «0» и «1» приобретают вид

$$U_0(t) = \sum_{n=1}^{N} a_n u_{\text{о}}\left[t - (n-1)\tau_{\text{о}}\right], \tag{1}$$

$$U_1(t) = \sum_{n=1}^{N} a_n^d u_{\text{о}}\left[t - (n-1)\tau_{\text{о}}\right], \tag{2}$$

где u_0 – прямоугольный видеоимпульс единичной амплитуды длительностью τ_0; $(n-1)\tau_{\text{о}}$ – запаздывание n-го импульса относительно начала координат; a_n – n-й элемент кодовой последовательности «+1» и «–1», соответствующей условному «0», где чередование «+1» и «–1» определяется типом конкретного ФМС; a_n^d – элемент кодовой последовательности «+1» и «–1», соответствующей условной «1».

Пара дополнительных последовательностей, полученных по правилу присоединения, соответствующих «0» и «1» имеет вид

$$\begin{gathered}\left\{a_n \mid \tilde{a}_n\right\} = a_1,\ldots a_n,\ldots a_{N/2},\tilde{a}_1,\ldots\tilde{a}_n,\ldots\tilde{a}_{N/2},\\ \left\{a_n^d \mid -\tilde{a}_n^d\right\} = a_1,\ldots a_n,\ldots a_{N/2},-\tilde{a}_1,\ldots-\tilde{a}_n,\ldots-\tilde{a}_{N/2},\end{gathered} \tag{3}$$

где $\{a_n\}$ – исходная последовательность; $\{\tilde{a}_n\}$ – присоединенная последовательность; $\{-\tilde{a}_n\}$ – инверсная присоединенная последовательность; | – знак присоединения; d – индекс принадлежности к последовательности, представляющей «1».

В качестве исходной последовательности может быть взят любой код с четным или нечетным количеством элементов, например, 7-элементный код Баркера. В качестве присоединенной последовательности можно использовать тот же код, а инверсная присоединенная последовательность будет представлять собой инверсный 7-элементный код Баркера. Тогда условный «0» будет представлять собой 14-элементную последовательность из двух прямых кодов Баркера, а условная «1» – 14-элементную последовательность из прямого и инверсного кодов Баркера.

Аналогичным образом для построения пары могут быть использованы в качестве исходной последовательности наиболее широко применяемые с отработанными способами синтеза М-последовательности с нечетным количеством элементов [5].

Еще проще получить пару, дополнив любую нечетную последовательность до четного числа элементов путем исключения или добавления одного элемента, а затем провести инверсию половины для получения второго сигнала пары в соответствии с (3).

Независимо от способа получения пары ФМС, используется свойство дополнительности, проявляющееся в том, что если в одном канале на выходе СФ формируется максимум АКФ, то в ортогональном канале на выходе СФ ему соответствует нулевое значение ВКФ. Часть боковых пиков АКФ и пиков ВКФ на

выходах согласованных фильтров оказывается в противофазе. Это же распространяется на шум и помехи в каналах.

4. Процесс обработки

Моделирование работы структурной схемы (рисунок 2) проведено на частоте $f_0 = 8$ МГц при частоте дискретизации 96 МГц на примере показанной на рисунке 3 пары 8-элементных D-кодов, построенной в соответствии с (3).

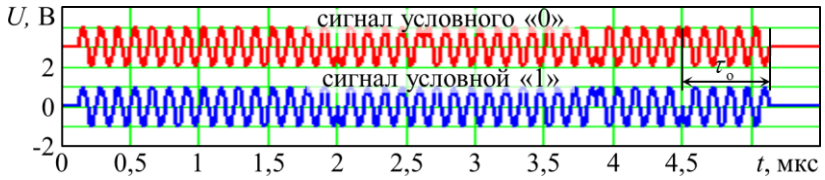


Рис. 3. Входные сигналы

Эпюра 1 обозначает сигнал условного «0» $u_0(t)$, а эпюра 2 – сигнал условной «1» $u_1(t)$. Манипуляции начальных фаз парциальных импульсов соответственно имеют вид: $\{0, 0, 0, \pi, 0, 0, \pi, 0\}$ и $\{0, 0, 0, \pi, \pi, \pi, 0, \pi\}$. Длительность парциального импульса $\tau_o \approx 0,7$ мкс.

Процесс обработки сигнала условного «0» $u_0(t)$ представлен на рисунке 4. Эпюры выходных напряжений соответствуют одноименным блокам. Основным каналом символа является первый канал.

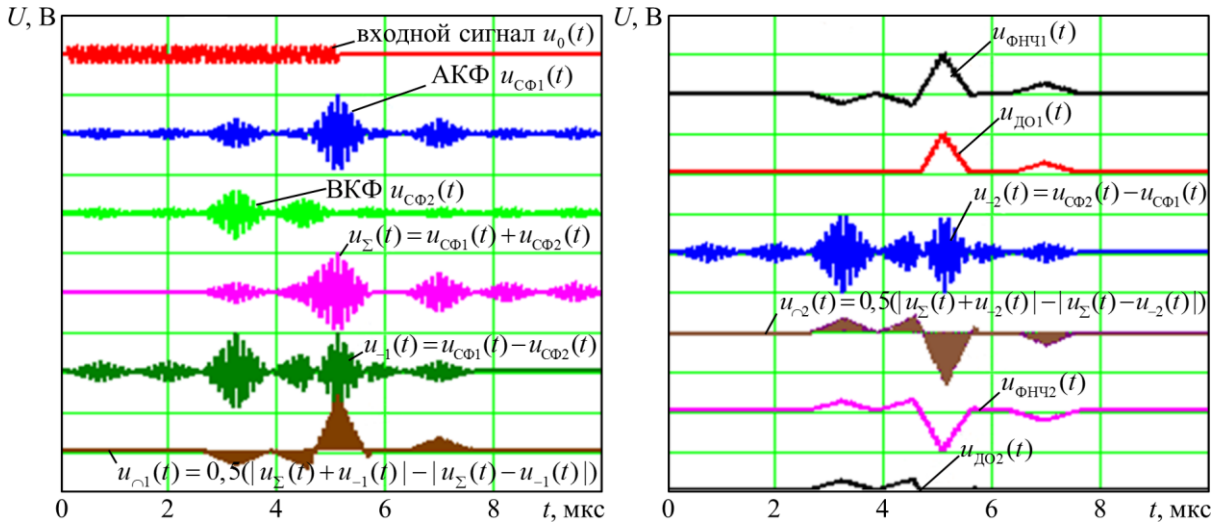


Рис. 4. Процесс обработки сигнала условного «0»

Обработка сигнала условной «1» происходит аналогично с той лишь разницей, что основным каналом для нее является второй.

Сравнение эпюр $u_{ДО1}(t)$ и $u_{ДО2}(t)$ (для синтезированной схемы) с эпюрами $u_{СФ1}(t)$ и $u_{СФ2}(t)$ (для известной схемы) позволяет сделать вывод о существенном уменьшении как количества, так и уровней боковых пиков АКФ и ВКФ в предложенной схеме.

Более детальный анализ этого выигрыша представлен на рисунке 5, где показаны приведенные к единому масштабу нормированные по амплитуде к максимуму АКФ огибающие выходных сигналов каналов обработки. Временное представление сигналов соответствует удвоенной длительности входного сигнала $2N\tau_о$, когда показаны все пики АКФ и ВКФ.

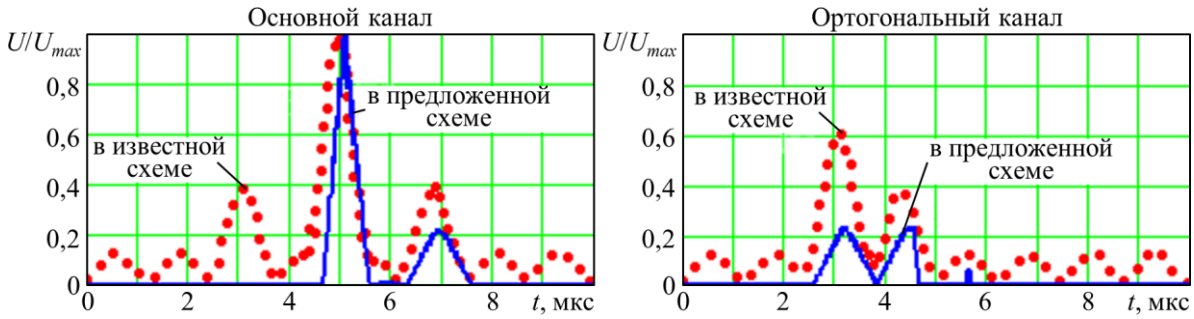


Рис. 5. Сравнение канальных сигналов известной и предложенной схем

Как следует из рисунка 5, количество боковых пиков АКФ для предложенной схемы сократилось в N раз, остался один пик, а максимальная относительная амплитуда пиков уменьшилась примерно в два раза. Из сравнения ВКФ видно, что количество пиков уменьшилось в $N/2$ раз. Максимальная относительная амплитуда пиков уменьшилась примерно в три раза, и она сравнима с относительной амплитудой бокового пика АКФ в основном канале, что позволяет их исключать соответствующим выбором порогов в решающем устройстве без существенных потерь полезного сигнала.

5. Компенсация шума и помех

Для оценки компенсации шума и помех предложенным приемником входной сигнал $u_{вх}(t)$ сформирован в виде суммы полезного сигнала $u_0(t)$, шума $n(t)$, распределенного по нормальному закону с нулевым средним значением и среднеквадратическим отклонением $\sigma_ш = 1$ В и совокупности произвольных типовых помех $u_п(t) = \sum_i u_{пi}(t)$, действующих на частоте полезного сигнала, в виде $u_{вх}(t) = u_с(t) + n(t) + u_п(t)$. Помехи не накладываются на полезный сигнал и раздельны во времени.

Вид входного сигнала и результат его обработки в основном и ортогональном каналах показаны на рисунке 6.

В качестве помех используются: сигналоподобная коррелированная с сигналом импульсная помеха в виде 5-элементного кода Баркера с длительностью дискреты $\tau_о$ и коэффициентом корреляции с полезным сигналом ~0,6; шумовая помеха длительностью

$\tau_{ш} \geq N\tau_{о}$; помеха в виде короткого радиоимпульса длительностью $\tau_{и1} < \tau_{о}$; длинного радиоимпульса длительностью $\tau_{и2} \geq N\tau_{о}$.

Отношение амплитуды полезного сигнала $U_{с}$ к среднеквадратическому отклонению шума принято равным единице ($U_{с} / \sigma_{ш} \approx 1$). Амплитуды всех принятых помех существенно превышают полезный сигнал $U_{п\,i\,max} \gg U_{с}$.

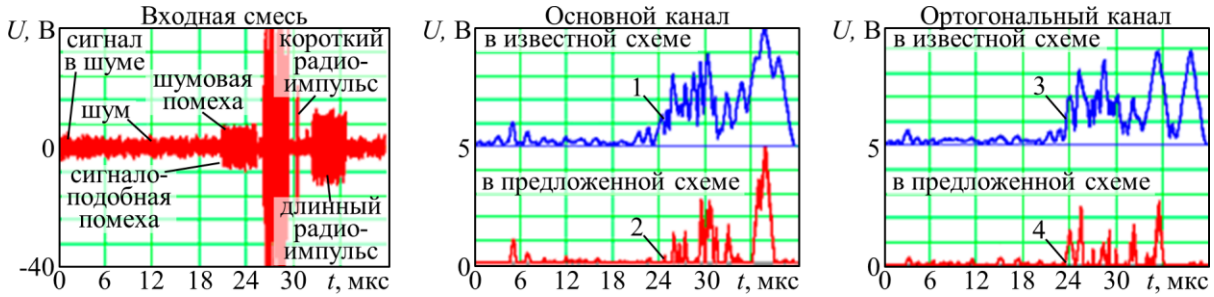


Рис. 5. Сравнение канальных сигналов известной и предложенной схем

Эпюра 2 в сравнении с эпюрой 1 и эпюра 4 в сравнении с эпюрой 3 иллюстрируют на качественном уровне все преимущества предложенного приемника:

исключение боковых пиков АКФ и снижение уровня оставшегося пика;

снижение среднего и максимального уровня шума;

уменьшение количества и снижение уровня пиков ВКФ;

существенная компенсация различных видов помех в ортогональных каналах.

Количественная оценка выигрыша относительно компенсации воздействующих помех определена путем нахождения следующих отношений, полученных осреднением по множеству реализаций входной смеси:

отношения среднего значения уровня помех на выходе одного из каналов известного приемника к среднему значению напряжения шума усовершенствованного приемника, которое составило 3,3 раза;

отношения соответствующих дисперсий помех, которое составило 2,4 раза.

6. Заключение

Предложенная схема оптимального некогерентного приемника фазоманипулированного сигнала по сравнению с известной обеспечивает более устойчивую работу в условиях сложной радиоэлектронной обстановки и позволяет снизить требования к свойствам АКФ применяемых сигналов.

Полученные результаты могут быть использованы при разработке помехоустойчивых систем цифровой связи.

Литература

1. Кравцов Е. В., Лихоманов М. О., Рюмшин А. Р. Алгоритм обработки фазокодоманипулированного сигнала на основе парного D-кода. // Радиолокация, навигация, связь, 2020, Т. 1. – 433 с.

2. Рюмшин Р. И., Кравцов Е. В., Дудариков О. Н., Лихоманов М. О. Устройство обработки парного D-кода. Пат. 2745843 Российская Федерация, МПК H04B 1/10, H04J 13/10, заявл. 12.08.20, опубл. 01.04.21.
3. Ипатов В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. М.: Техносфера, 2007. – 488 с.
4. Бондаренко В. Н. Помехоустойчивость приема спектрально-эффективных шумоподобных сигналов: монография. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2015. – 160 с.
5. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
6. Пестряков В. Б., Афанасьев В. П., Гурвиц В. Л. и др. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации. / Под. ред. проф. В. Б. Пестрякова. М.: Сов. радио, 1973. – 424 с.
7. Гордиенко В. И., Дубровский С. Е., Рюмшин Р. И., Фенев Д. В. Универсальный многофункциональный структурный элемент систем обработки информации. // Известия вузов. Радиоэлектроника, 1998, №3. – С. 12-20.

REFERENCES

1. Kravtsov E. V., Likhomanov M. O., Ryumshin A. R. Algorithm for processing a phase-modulated signal based on a paired D-code. // radiolocation, navigation, connection, 2020, Vol. 1. – 433 p.
2. Ryumshin R. I., Kravtsov E. V., Dudarikov O. N., Likhomanov M. O. Device for processing paired D-code. Pat. 2745843 Russian Federation, IPC H04B 1/10, H04J 13/10, application 12.08.20, publ. 01.04.21.
3. Ipatov V. P. Broadband systems and code division signals. Principles and applications. M.: Technosphere, 2007. – 488 p.
4. Bondarenko V. N. Noise immunity of receiving spectral-effective noise-like signals: monograph. Krasnoyarsk: Siberian Federal University, 2015. – 160 p.
5. Varakin L. E. Noise communication systems. M.: Radio and communication, 1985. – 384 p.
6. Pestryakov V. B., Afanasyev V. P., Hurvits V. L., etc. Noise-like signals in information transmission systems. / Edited by prof. V. B. Pestryakova. M.: Sov. radio, 1973. – 424 p.
7. Gordienko V. I., Dubrovskij S. E., Riumshin R. I., Feneev D. V. Multifunctional structural element of information processing systems. // Radioelectronics and Communications Systems, 1998, №3, – Pp. 12-20.

ОСОБЕННОСТИ ОРГАНИЗАЦИИ СВЯЗИ И РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ АВИАЦИОННОГО ФОРМИРОВАНИЯ В УСЛОВИЯХ МАНЕВРЕННОГО БАЗИРОВАНИЯ

Е.П.Кайдаш, И.С.Назмутдинов

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

Аннотация. Маневренное базирование авиации предъявляет дополнительные требования к связи и радиотехническому обеспечению, как одному их видов боевого обеспечения. В статье обозначены возникающие при этом противоречия, раскрыты наиболее значимые факторы, влияющие на организацию связи и радиотехнического обеспечения, намечены основные направления совершенствования системы связи и радиотехнического обеспечения авиационных формирований.

Ключевые слова: маневренное базирование авиации, организация связи, радиотехническое обеспечение авиации, система связи и радиотехнического обеспечения, мобильность средств связи.

FEATURES OF THE ORGANIZATION OF COMMUNICATIONS AND RADIO ENGINEERING SUPPORT FOR THE AVIATION FORMATION IN THE CONDITIONS OF MANEUVERABLE BASING

E. P. Kaidash, I.S.Nazmutdinov

Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin, Voronezh, Russia

Abstract. Maneuver-based aviation imposes additional requirements on communications and radio support, as one of their types of combat support. The article identifies the contradictions that arise in this case, reveals the most significant factors affecting the organization of communication and radio engineering support, outlines the main directions for improving the communication system and radio engineering support for aviation formations.

Keywords: maneuverable basing of aviation, communication organization, radio engineering support of aviation, communication system and radio engineering support, mobility of communication means.

1. Введение

В современных условиях ведения боевых действий все чаще решающая роль в достижении успеха вооруженной борьбы принадлежит оперативности действий войск. В связи с этим повышается роль и значимость авиации, как наиболее высокоскоростной составляющей группировки войск. В свою очередь, необходимым является дальнейшее развитие форм и способов боевого применения авиационных формирований Вооруженных сил Российской Федерации в ответ на возрастающие возможности новейших противовоздушных и разведывательно-ударных комплексов вооружения других государств [1]. Маневренное базирование авиации, являясь одним из приоритетных направлений совершенствования тактики действий авиационных формирований [2], направлено на обеспечение упреждения в действиях противника, повышения эффективности боевого применения авиационных формирований и сохранение их боевой мощи. Маневренному базированию авиации до недавнего

времени не придавалось должного внимания. Поэтому вопросы боевого обеспечения применения авиационных комплексов в условиях маневренного базирования в настоящее время остаются не до конца исследованными. Одним из видов боевого обеспечения авиации является связь и радиотехническое обеспечение (РТО).

2. Существующая проблематика при организации связи и радиотехнического обеспечения авиации в условиях маневренного базирования

Частая смена аэродромов базирования авиации, присущая маневренному базированию предъявляет высокие требования к таким свойствам системы связи и РТО, как боевая готовность, мобильность и управляемость. Маневренное базирование авиации предполагает наличие не менее трех оборудованных, соответствующим образом аэродромов на каждую авиационную часть. В то время, как имеющееся в составе авиационной части подразделение связи и РТО способно оборудовать штатными средствами лишь два аэродрома: один по схеме оборудования системы посадки с радиолокационной системой посадки, радиотехнической системой ближней навигации и радиомаячной системой (ОСП с РСП, РСБН, РМС) и один по схеме оборудования системы посадки с радиолокационной системой посадки (ОСП с РСП). При этом обеспечение связью и РТО авиации на основном аэродроме базирования осуществляется стационарными средствами, имеющими большие массогабаритные показатели и время развертывания. Кроме того, продолжительность подготовки аэродрома для производства полетов существенно возрастает в виду необходимости применения воздушной лаборатории для проведения первичной летной проверки развернутых на аэродроме средств связи и РТО, нормативные сроки проведения которой составляют до трех суток. Таким образом, возникает противоречие в том, что существующие подходы в организации связи и РТО полетов авиации не соответствует основным принципам маневренного базирования авиации, изложенным в [3].

Для поиска наиболее актуальных решений возникшего противоречия, необходимо провести анализ основных факторов, определяющих организацию и обеспечение связи и РТО в условиях маневренного базирования.

3. Оперативно-тактические факторы, влияющие на организацию связи и РТО при маневренном базировании авиации

Из группы оперативно-тактических факторов [4], наиболее значимыми для организации связи и РТО при маневренном базировании авиации будут являться: состав авиационного формирования, боевые задачи и порядок их выполнения, количество и взаимное удаление аэродромов маневренного базирования, установленный порядок управления и взаимодействия, возможности противника по ведению разведки, огневому и радиоэлектронному воздействию. В зависимости от состава авиационного формирования, порядка выполнения им поставленных боевых задач, количества и взаимного удаления аэродромов осуществляется распределение сил и средств связи и РТО по аэродромам, устанавливаются необходимые темпы перемещения узлов связи и РТО пунктов управления, определяются количество и требуемые дальности

направлений связи с воздушными судами на заданной высоте, формируются требование к границе радиолокационных и радионавигационных полей. Принятая система пунктов управления, их оснащенность средствами связи, порядок управления и взаимодействия определяют распределение сил и средств связи по пунктам управления, количество организуемых направлений прямой связи и направлений связи с взаимодействующими пунктами управления, род и вид организуемых связей. Возможности противостоящей стороны по обнаружению, огневому поражению и радиоэлектронному подавлению предопределяют мероприятия по маскировке и защите системы связи и РТО.

4. Организационно-технические факторы, обуславливающие порядок организации связи и РТО

К организационно-техническим факторам [5], оказывающим существенное влияние на обеспечение связи и РТО авиационных формирований при рассредоточенном базировании можно отнести радиоэлектронное оборудование воздушных судов, наличие и техническое состояние средств связи и РТО, уровень подготовки личного состава, оборудование театра военных действий (ТВД) в отношении связи и РТО. Под установленное на воздушных судах радиоэлектронное оборудование (радиостанции средних, коротких и ультракоротких диапазонов волн, станций спутниковой связи, бортовое оборудование угломерных, дальномерно-угломерных и разностно-дальномерных радионавигационных систем) выбираются соответствующие типы наземных средств связи радиолокации и радионавигации, определяются виды организуемых связей и устанавливаются режимы работы средств связи и РТО. Укомплектованность подразделения связи и РТО личным составом, его уровень подготовки, обеспеченность техникой связи и РТО, ее техническое состояние и запас ресурса, оборудование территории маневренного базирования в отношении связи и РТО определяют:

возможности по использованию каналов связи и трактов передачи сети связи общего пользования единой сети электросвязи России;

возможности применения средств связи и РТО других министерств и ведомств;

необходимость, количество и сроки развертывания линий прямой связи и линий привязки;

состав выделяемого резерва сил и средств связи и РТО.

5. Влияние геофизических и временных факторов на организацию связи и РТО

На организацию и обеспечение связи и РТО также будут оказывать влияние геофизические особенности размещения на ТВД аэродромов маневренного базирования авиации: рельеф окружающей местности, состояние дорожной сети, близость морских акваторий, наличие высотных сооружений, лесных массивов, климатические и погодные условия, время года и суток. Перечисленные факторы будут определять дальность и качество воздушной и наземной радиосвязи, радиорелейной и тропосферной связи, дальность действия и точностные характеристики средств РТО полетов, что обуславливает выбор организуемых родов связи, используемых диапазонов радиоволн и

режимов работы радиоэлектронных средств. Рельеф определяет возможности и продолжительность совершения маневра силами и средствами связи и РТО и имеет решающее значение при выборе способов перемещения узлов связи и РТО и позиций развертывания средств связи и РТО.

Большое влияние на организацию связи и РТО оказывают временные условия, которые учитывают наличие времени на планирование связи и РТО и определяют возможность развертывания системы связи и РТО авиационного формирования к установленному сроку. Исходя из этого, определяются способы работы органов управления связью и РТО, разветвленность и ресурсоемкость планируемой системы связи и РТО, очередность проведения работ по ее развертыванию, привлекаемые для этого силы и средства. В условиях маневренного базирования авиации, когда частота перебазирования оперативно-тактической авиации может быть несколько раз в сутки [6], а система связи и РТО при этом должна обладать упреждающей боевой готовностью по отношению к системе управления [7], прогнозируемым является повсеместный дефицит времени на развертывание системы связи и РТО.

6. Заключение

Таким образом, исходя из проведенного анализа факторов, влияющих на организацию и обеспечение связи и РТО полетов авиации при ее маневренном базировании, актуальными направлениями развития системы боевого обеспечения в вопросах связи и РТО являются:

совершенствование порядка и способов работы органов управления связью и РТО;

модернизация находящейся на вооружении техники связи и РТО в направлении повышения ее мобильности при одновременном улучшении (соответствии требуемым) других тактико-технических характеристик;

разработка, принятие на вооружение и поставка в войска новых мобильных образцов техники связи и РТО с улучшенными тактико-техническими и массо-габаритными показателями;

внедрение в систему связи и РТО беспилотных летательных аппаратов в качестве ретрансляторов связи и средств проведения первичной летной проверки средств РТО;

изменение организационно-штатной структуры подразделений связи и РТО авиационных формирований с целью создания требуемого количества штатных высокомобильных групп обеспечения аэродромов базирования авиации необходимыми средствами связи и РТО из расчета на одну авиационную часть оборудование одного аэродрома по схеме ОСП с РСП, РСБН, РМС, двух или трех аэродромов по схеме ОСП с РСП;

повышение уровня подготовки и боевого слаживания личного состава подразделений связи и РТО.

Литература

1. Арбатов А.Г. Контроль над вооружениями в новых военно-политических и технологических условиях. М.: ИМЭМО РАН, 2020. – 177 с.
2. Лазукин В.В. Тактика действий инженерно-аэродромных частей при подготовке аэродромов для маневренного базирования оперативно-тактической авиации в ходе боевых действий // Вестник академии военных наук, 2019, № 3 (68). – С.63–74.
3. Лазукин В.В. Обоснование основных принципов маневренного базирования авиации армии ВВС и ПВО в воздушной операции // Военная мысль. 2019. № 9. – С.104–108.
4. Зимин С.И., Гринько С.Е. Оперативно-тактические факторы, определяющие условия функционирования линии радиосвязи соединения // Достижения вузовской науки. Новосибирск: ООО «Центр развития научного сотрудничества», 2013, № 3. – С.98–101.
5. Поздняков А.В., Каргапольцев А.А., Губарев С.А. Тактика военно-воздушных сил. Учебное пособие. [Текстовое электронное издание] // М.: МИРЭА, 2015 URL: https://files.mai.ru/site/unit/institute-of-military-science/tvvs/index.html (дата обращения 30.05.2021).
6. Бородин А.А., Лазукин В.В. Основные направления подготовки и развития аэродромной сети государственной авиации Российской Федерации // Военная мысль. 2019, № 8. – С.107–116.
7. Ермишян А.Г. Теоретические основы построения систем военной связи в объединениях и соединениях. Учебник. Часть 1. Методологические основы построения организационно-технических систем военной связи. СПб.: ВАС, 2005. – 740 с.

References

1. Arbatov A.G. Arms control in the new military-political and technological conditions. M.: IMEMO RAN, 2020. – 177 p.
2. Lazukin V.V. The tactics of actions of engineering airfield units in the preparation of airfields for the maneuverable basing of operational-tactical aviation in the course of hostilities // Bulletin of the Academy of Military Sciences, 2019, No. 3 (68). – Pp.63-74.
3. Lazukin V.V. Substantiation of the basic principles of maneuverable basing of aviation of the Air Force and Air Defense Army in an air operation // Military Thought. 2019. No. 9. – Pp.104-108.
4. Zimin S.I., Grinko S.E. Operational and tactical factors that determine the conditions for the functioning of the radio communication line of the connection // Achievements of high school science. Novosibirsk: Scientific Cooperation Development Center LLC, 2013, No. 3. – Pp.98-101.
5. Pozdnyakov A.V., Kargapoltsev A.A., Gubarev S.A. Air Force tactics. Tutorial. [Text electronic edition] // M.: MIREA, 2015 URL: https://files.mai.ru/site/unit/institute-of-military-science/tvvs/index.html (date of treatment 05/30/2021)
6. Borodin A.A., Lazukin V.V. The main directions of preparation and development of the airfield network of the state aviation of the Russian Federation // Military Thought. 2019, No. 8. – Pp.107-116.
7. Ermishyan A.G. Theoretical foundations of building military communications systems in large formations and formations. Textbook. Part 1. Methodological foundations for building organizational and technical systems of military communications. SPb.: VAS, 2005. – 740 p.

ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ КАНАЛОВ СВЯЗИ

А.С.Щеголеватых, Д.В. Пужкин

АО «Концерн «Созвездие», г. Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. В работе рассматриваются вопросы влияния статистических параметров широкополосных каналов связи на их вероятностно-временные характеристики.

Ключевые слова: фазоманипулированный сигнал, псевдослучайная последовательность, время доведения сигнала.

ESTIMATION TO NOISE-IMMUNITY OF BROADBAND COMMUNICATION CHANNELS

A.S. Schegolevatykh, D.V. Puzhkin

JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russian Federation

Abstract. Questions of the influence statistical parameter broadband channel communication are considered In work on their probabilistic-time features.

Keywords: phase-keing signal, pseudorandom sequence, time of доведения signal phase-shift keying broadband signal.

1. Введение

При передаче дискретных сигналов по каналам связи возникают переходные процессы, которые обусловлены ограничением частотных спектров передаваемых сигналов, нелинейностью фаза-частотной характеристики и непостоянством амплитудно-частотной характеристики канала. Переходные процессы приводят к искажению формы сигнала и, в частности, к увеличению его длительности. В результате возникает частичное взаимное перекрытие соседних передаваемых сигналов – так называемые межсимвольные искажения. Так как величина этих искажений зависит от вида передаваемых последовательностей сигналов, то они носят случайный характер. В реальных каналах связи наряду с регулярными искажениями, которые имеют нерегулярный характер, имеют место нерегулярные искажения, которые нарушают взаимно-однозначное соответствие между сигналами на выходе и входе канала.

При восстановлении переданного сообщения по принятому сигналу в канале с помехами и случайными искажениями можно судить только о вероятности того, что был передан тот или иной сигнал из множества используемых сигналов. В результате действия помех и искажений в канале связи приёмник может принять неправильное решение, т. е. отождествить принятый сигнал не с фактически переданным сигналом, а с каким-то другим. При этом осуществляется ошибочный приём.

Поскольку ошибка есть случайное событие, то тождественность приёма сигнала характеризуется вероятностью ошибочного приёма. Наличие ошибок в канале связи вызывает необходимость принятия мер по их уменьшению. Для повышения помехозащищённости каналов связи существуют два основных способа: 1) применение

таких систем сигналов в каналах и таких методов приёма, которые обеспечивают наименьшую вероятность ошибок; 2) исправление ошибок путём использования для передачи сигналов по каналам связи помехоустойчивых кодов.

Во многих работах [1-3] помехозащищенность принято оценивать энергетическим критерием - отношением средней энергии сигнала к средней спектральной плотности мощности помехи N_0, т.е. по критерию максимума отношения сигнал-шум (СШО) [1]. Являясь достаточно универсальным, критерий максимума отношения сигнал-помеха точно не отражает цель функционирования сети связи; в этом состоит его основной недостаток. При большом отношении сигнал- шум выбор этого критерия традиционен. Но в общем случае нельзя утверждать, что максимизация СШО обеспечивает извлечение наибольшего количества информации о полезном сигнале. Здесь уместно привести неоднократно цитировавшийся в литературе высказывания Вудворда: «Этот подход правилен до тех пор, пока он приводит к цели, однако он не содержит постановки задачи об извлечении информации. Иногда он может ввести в заблуждение, так как не существует общей теоремы, утверждающей, что максимальное отношение сигнала к шуму на выходе обеспечивает максимальное извлечение информации» [2].

Системы радиосвязи (СРС), в которых применяются сигналы с расширением спектра, обладают рядом достоинств: 1) повышенной помехоустойчивостью; 2) энергетической скрытностью; 3) возможностью обеспечения кодового разделения сигналов при многостанционном доступе; 4) способностью противостоять преднамеренным помехам; 5) повышенной пропускной способностью и т. д.

Примером СРС с расширением спектра служат системы с шумоподобными сигналами (ШПС). Спектр системы с ШПС занимает полосу частот более широкую по сравнению с полосой, минимально необходимой для передачи информации; расширение полосы частот сигнала обеспечивается специальным кодом, который не зависит от передаваемой информации. Для последующего сжатия полосы частот сигнала и восстановления данных в приемном устройстве ШПС также используется специальный код, аналогичный коду в передатчике, синхронизация которого осуществляется принимаемым сигналом. Излучаемый сигнал формируется перемножением информационной последовательности (сообщения) на псевдослучайную последовательность (ПСП), производимую генератором ПСП, а затем модулируется несущей, для которой псевдослучайная последовательность, состоящая из двоичных сигналов, определяет фазовый сдвиг.

2. Прием при различных характеристиках помех

Оптимальным приемником для приема такого сигнала в условиях ограниченного по спектру шума является когерентный корреляционный приемник [3], структурная схема которого приведена на рисунке 1.

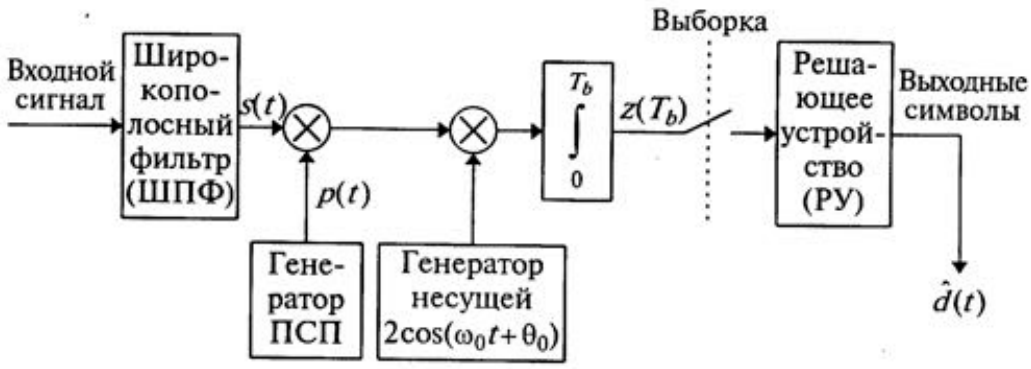


Рис. 1. Структурная схема приемного устройства ПСП.

На приемной стороне широкополосный сигнал $s(t)$ умножается на точную копию ПСП $p(t)$, которая использовалась в передатчике, изображенном на рисунке 1. В результате на выходе кодового демодулятора получается восстановленное сообщение

$$s(t) = Ad(t)cjs(\omega_0 t + \theta_0) + n(t), \qquad (1)$$

где А – некоторый коэффициент пропорциональности; $d(t)$ - ПСП; ω_0 - несущая частота; θ_0 - фазовый сдвиг; t - текущее время; $n(t)$ - аддитивная помеха.

Аддитивная помеха $n(t)$ в рассматриваемой системе складывается из естественных помех, помех от радиостанций, работающих в данной полосе частот и помех от РЭП, интерференционной помехи, обусловленной формой принимаемого сигнала и используемого фильтра.

Для расчёта использует следующие данные: база сигнала - $B = 1023$; выберем тактовую частоту f_T;из ряда 7,5, 15, 30, … кГц; максимальная допустимая вероятность ошибки $P_b = 0{,}1$.

В цифровых системах качество связи определяется вероятностью ошибки на бит (ВОБ), которая определяется отношением сигнал/шум (СШО), обозначаемый как

$$h^2 = E_b / N_0, \qquad (2)$$

где E_b - энергия бита, N_0 - односторонняя спектральная плотность шума [1]. Кроме этого следует учитывать неселективную огибающую замираний α, которая является случайной переменной распределения с параметром m, который определяется из формулы для плотности распределения Накагами $f(\alpha)$ (для $\alpha \geq 0$) [4]:

$$f(\alpha) = 2\frac{m^m \alpha^{2m-1}}{\sigma^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\alpha^2}{\sigma^2}\right), \qquad (3)$$

где σ^2 - усредненная мощность огибающей замираний α, $\Gamma(m)$ - Гамма-функция от m, m - параметр распределении Накагами.

Используем нормировку σ^2=1, чтобы принятый сигнал в канале с замираниями имел энергию бита, равную E_b. Таким образом, мы получим выражение для плотности распределения Накагами $f(\alpha)$ с параметром m (для $\alpha \geq 0$) следующего вида:

$$f(\alpha) = 2\frac{m^m \alpha^{2m-1}}{\Gamma(m)} \exp\left(-m\alpha^2\right), \tag{4}$$

Вероятность ошибки на бит для канала без замираний выражается формулой

$$P_b = \exp\left(-\frac{\alpha^2 E_b}{N_0}\right), \tag{5}$$

Используя выражения (4) и (5), с учетом замираний ВОБ будет

$$P_b = \int_0^\infty P_b(\alpha) f(\alpha) d\alpha = \left(\frac{m}{m + E_b / N_0}\right)^m, \tag{6}$$

где $E_b / N_0 = h^2$ - среднее значение СШО в единицах мощности.

Обращая формулу (6), найдём СШО

$$\frac{E_{bc}}{N_0} = m\left(\frac{1}{\sqrt[m]{P_b}} - 1\right), \tag{7}$$

где E_{bc} - энергия на один бит после кодирования.

Теоретической основой для оценки пропускной способность дискретного канала связи с расширенным спектром сигналов является фундаментальная теорема К.Е.Шеннона, которая объединяет пропускную способность гауссовского канала С (бит/с), ширину полосы W (Гц), энергию бита E_b, спектральную плотность мощности помехи по полосе аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) согласно выражению

$$C = W \log_2(1 + E_b / N_0), \tag{8}$$

Хотя формула (8) относится к исключительному случаю, т. е. АБГШ, её следует расширить для оценки пропускной способности реальных физических каналов связи, используя универсальное распределение Накагами [3]. Для этого подставим выражение (7) в формулу (8). В результате получим предельное значение скорости передачи сигнала по физическому каналу связи V_M

$$V_M \le W \cdot \log_2\left(1 + \frac{E_{bc}}{N_0}\right) = W \cdot \log_2\left[1 + m \cdot \left(\frac{1}{\sqrt[m]{P_b}} - 1)\right)\right] \tag{9}$$

где W - ширина полосы пропускания приёмника.

Ширина полосы пропускания приёмника ФМШПС должна быть не менее

$$W \ge 2 f_T \tag{10}$$

где f_T - тактовая частота ФМШПС.

Распределение Накагами (2) является универсальным, Для параметра $m = 0{,}5$ оно соответствует каналу с АБГШ. При $m > 0{,}5$ этим распределением можно моделировать замирания в канале связи. При $m < 0{,}5$ распределение Накагами приближается по форме к равномерному распределению.

Учитывая, что при $m = 0{,}5$ распределение Накагами соответствует каналу с АБГШ. Рассмотрим, как изменяется пропускная способность каналов связи для различных значений коэффициента m и, соответственно формы распределения помехи в канале связи. Для этого найдём отношение К пропускной способности канала реального канала связи к каналу с АБГШ. В результате получены кривые, приведённые на рисунке 2.

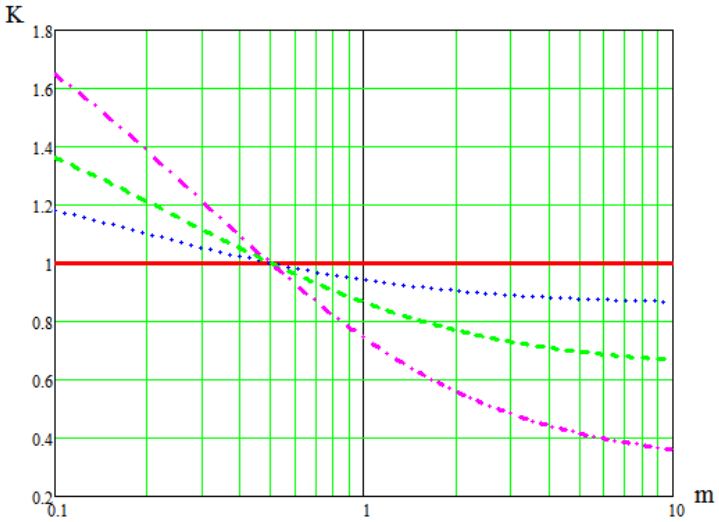


Рис. 2. Отношение пропускной способности реального канала связи к пропускной способности канала с АБГШ от параметра m для различных СШО: 1) сплошная линия - $h^2 = 0{,}01$; 2) пунктирная линия - $h^2 = 0{,}5$; 3) штриховая линия $h^2 = 1$; 4) штрихпунктирная линия $h^2 = 2$.

Кривая для $h^2 = 0{,}01$ (-20 дБ) практически совпадает с линией К=1, поэтому эта кривая выделена отдельно с большим разрешением (рисунок 3). Как видно из приведённых рисунков, при К=1 и m=0,5 пересекаются все кривые. Эта точка соответствует каналу с АБГШ. Следовательно, мы можем рассматривать каналы связи, близкие к каналу с АБГШ для различных распределений и СШО.

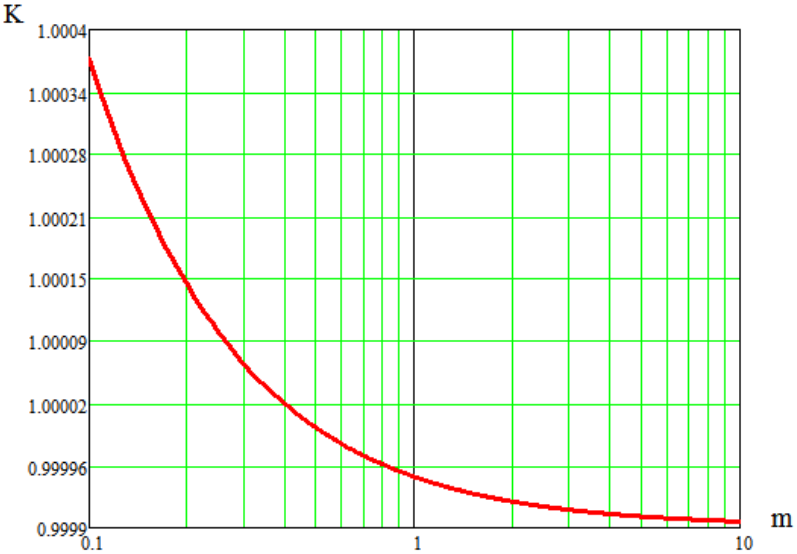


Рис. 3. Отношение пропускной способности реального канала связи к пропускной способности канала с АБГШ от параметра m для СШО $h^2 = 0{,}01$ (-20 дБ).

Для скоростей передачи информации, больших пропускной способности канала, невозможно вести передачу со сколь угодно малой ВОБ. При этом ВОБ не должна превосходить значения 0,5.

Подставляя выражение (10) в формулу (9), получим

$$V_M \le 2 \cdot f_T \cdot \log_2 \left[1 + m \cdot \left(\frac{1}{\sqrt[m]{P_b}} - 1` \right) \right], \tag{11}$$

Зависимость пропускной способности каналов связи для различных тактовых частот F и вида распределения (числа m) для $P_b = 0{,}1$ приведены на рисунке 4.

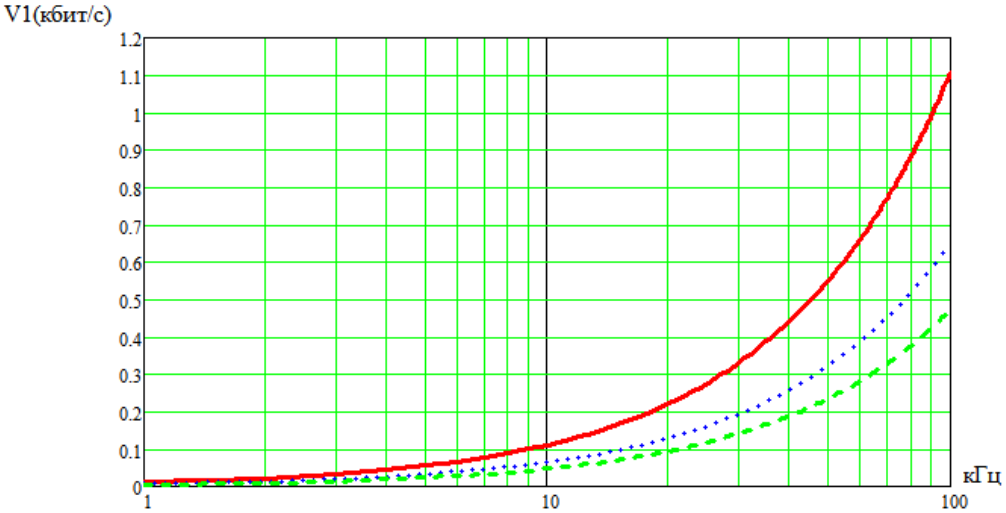


Рис. 4. Зависимость максимальной битовой скорости передачи $V1$ от тактовой частоты F и числа m : 1) сплошная линия - $m = 0{,}5$,2) пунктирная линия - $m = 1$, 3) штриховая линия - $m = 2$.

Сплошная линия на рисунке 4 соответствует нормальному распределению помехи при передаче информации. Она располагается выше кривых, у которых параметр m больше. Увеличение параметра m приводит к более сложным распределениям вероятности помехи [3]. Пунктирная линия соответствует влиянию грозовой активности при передаче сигнала. Значение скорости передачи при этом получается меньше примерно в два раза.

Время доведения ФМШПС T_d определяется не только ВОБ, но также тактовой частотой f_T, длиной ПСП L (бит) и числом рециркуляций N. Оценим влияние этих параметров на время доведения T_d.

Время доставки информации для полной ПСП T длиной L будет

$$T = L / f_T, \tag{12}$$

Присутствие помехи увеличивает среднее время доведения $\overline{T}_d$, определяемое из выражения :

$$T_d = \sum_{k=1}^{\infty} kT \cdot (1 - P_b) P_b^{k-1}, \tag{13}$$

где P_b определяется выражением (10); k - число неудачных попыток приёма полезного сигнала.

Учитывая, что математическое ожидание k равно

$$\sum_{k=1}^{\infty} k P_b^{k-1} = \frac{1}{(1-P_b)^2}, \tag{14}$$

получим

$$T_d = \frac{T}{!-P_b} = \frac{L}{f_T(1-P_b)}, \tag{15}$$

В результате рециркуляции среднее значение вероятности ошибки P_b примет следующий вид:

$$P_r = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} k \cdot p^k (1-p)^{N-k}, \tag{16}$$

где N - число рециркуляций.

На рисунке 5 приведена зависимость средней вероятности ошибки от числа рециркуляций.

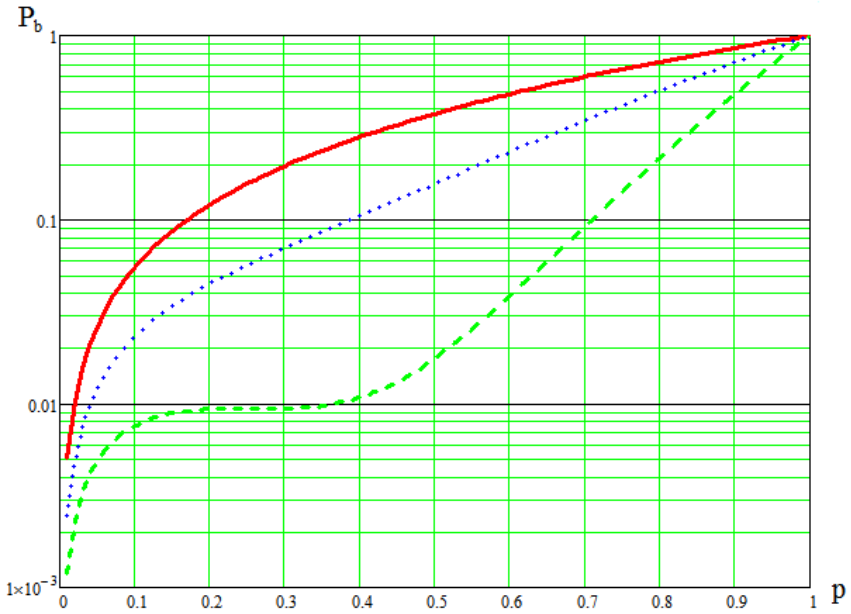


Рис. 5. Зависимость средней вероятности ошибки P_b от ВОБ p и числа рециркуляций: 1) $N = 2$ (сплошная кривая), 2) $N = 4$ (пунктирная кривая), 3) $N = 8$ (штриховая кривая).

Отсюда среднее время доведения T_d с учётом рециркуляций будет

$$T_d(m, L, f, N, q) = \frac{L \cdot}{f}\left[1 - \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} k\left[1 - \left(\frac{m}{m+q}\right)^{N-1}\right]\left(\frac{m}{m+q}\right)^{k}\right]^{-1}, \tag{17}$$

где $q = E_b / N_0$ - среднее отношение сигнал/шум (СШО) в единицах мощности.

Результаты расчётов для $L = 1023$ и параметра распределения Накагами $m = 0{,}5$ представлены последующими рисунками. На рисунке 6 приведены кривые, показывающие зависимость времени доведения от СШО (h^2) и числа

рециркуляций сигнала N для различных значений тактовых частот f_T параметра m распределения Накагами.

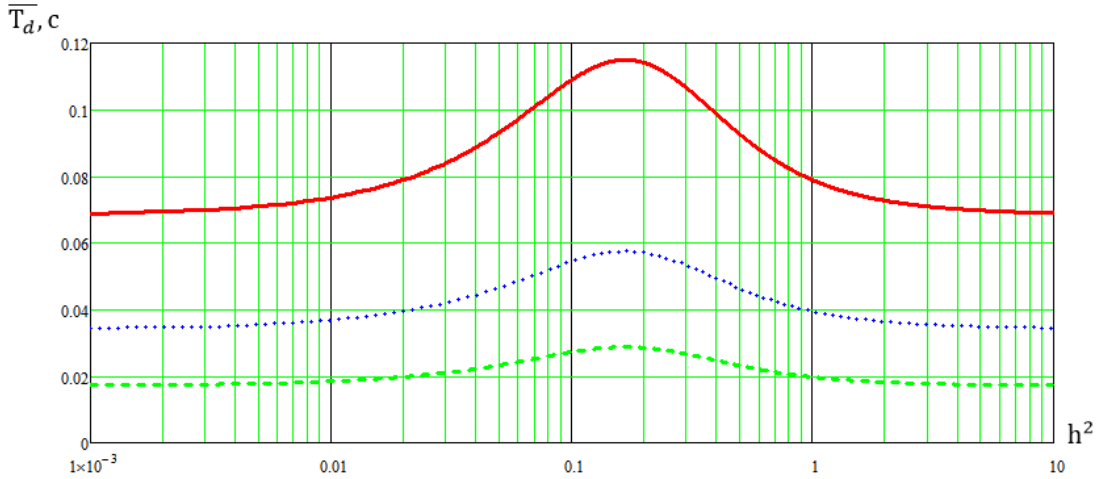


Рис. 6. Зависимость времени доведения $\overline{T_d}$ от СШО h^2 и тактовой частоты: f_T :
1) 7,5 кГц (сплошная кривая), 2) 15 кГц (пункгирная кривая),
3) 30 кГц (штриховая кривая).

Кривые, представленные на рисунке 6, показывают, что с увеличением тактовой частоты время доведения сокращается. При этом зависимость времени доведения $\overline{T_d}$ от СШО имеет максимум, приходящийся на диапазон $h^2 = 0{,}01...1{,}0$.

На рисунке 7 приведена зависимость среднего времени доведения T_d от СШО и числа рециркуляций N для частоты 15 кГц .

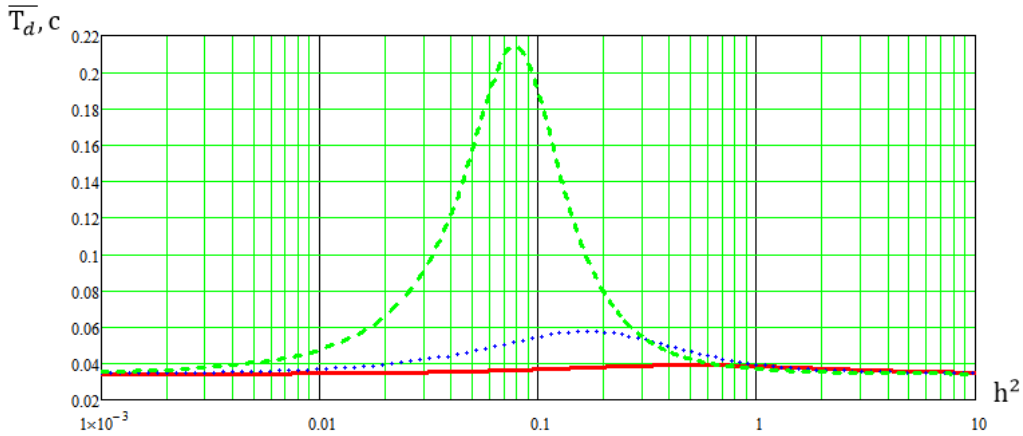


Рис.7. Зависимость времени доведения $\overline{T_d}$ для тактовой частоты f_T = 15 кГц от СШО h^2 и числа рециркуляций: 1)N=2 (сплошная кривая), 2) N=5 (пунктирная линия), 3) N=10 (штриховая линия).

Сравнение кривых, представленных на рисунках 6 и 7 показывает, что время доведения немонотонно зависит от СШО и числа рециркуляций. Оно имеет максимум, зависящий от числа рециркуляций и СШО. В то же время зависимость времени доведения от формы кривой плотности распределения ВОБ зависит слабо. В большинстве практических случаев этой зависимостью можно пренебречь.

3. Заключение

Проведенные исследования позволяют выбрать наиболее оптимальные параметры для формирования широкополосных фазомодулированных сигналов в зависимости от условий, сложившихся в сети радиосвязи.

Литература

1. Борисов В.И. и др. Помехозащищённость систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью. – М.: Радио и связь, 2003. 640 с.
2. Вудворд Ф.М. Теория вероятностей и теория информации с применениями в радиолокации. М.: Советское радио, 1955, 128 с.
3. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. М.; Советское радио, 1970, 728 с.
4. Щеголеватых А.С. Влияние статистических параметров канала связи на вероятность доведения сообщений. //Теория и техника радиосвязи. 2016, №3. с. 20-26.
5. Борисов В.И. и др. Помехоустойчивость систем радиосвязи с расширением спектра прямой модуляцией псевдослучайной последовательностью. М.: РадиоСофт, 2011, 550 с.

References

1. Borisov V. I., etc. Noise immunity of systems of a radio communication with expansion of a range of signals with modulation by the bearing pseudorandom sequence. - M.: Radio and communication, 2003. 640 p.
2. Vudvord F.M. Probability theory and the theory of information with applications in a radar-location. M.: The Soviet radio, 1955, 128 p.
3. Fink L.M. Theory of transfer of discrete messages. M.; Soviet radio, 1970, 728 p.
4. Schegolevatykh A.S. Influence of statistical parameters of a communication channel on probability of finishing soobshcheniy. //Theory and equipment of a radio communication. 2016, No. 3. Page 20-26
5. Borisov V. I., etc. A noise stability of systems of a radio communication with expansion of a range with direct modulation by pseudorandom sequence. M.: RadioSoft, 2011, 550 p.

ПЕРСПЕКТИВНАЯ БАЗОВАЯ СТАНЦИИ СОТОВОЙ СВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МОДИФИЦИРОВАННОЙ ЛИНЗЫ РОТМАНА

А.А. Болкунов[1], Л.А.Овчаренко[1], Ю.Г.Пастернак[2], В.А.Пендюрин[3], И.В.Попов[4], Ф.С.Сафонов[3], С.М.Федоров[3]

[1]АО «НТЦ РЭБ» 121357, Россия, г. Москва, ул. Верейская, дом 29,стр. 135
[2] Воронежский Государственный Технический Университет, 394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20 лет Октября, 84
[3] АО НПП «Автоматизированные системы связи», 394062, Россия, г. Воронеж, ул. Пеше-Стрелецкая, дом 108, офис 415
[4] АО Концерн «СОЗВЕЗДИЕ», 394018, Россия, г. Воронеж, Плехановская улица, 14

Аннотация. Приведены результаты исследований макета антенной решетки для перспективной базовой станции сотовой связи диапазона частот 1.8-1.88 ГГц, включающей в себя линейную антенную решетку из 12 щелевых элементов с директорами прямоугольной формы, в качестве диаграммообразующей схемы которой использована модификация линзы Ротмана, отличающаяся тем, что ради уменьшения ее габаритных размеров линза свернута пополам – в центре расположена земля, а по обе стороны ее – половинки тела линзы с экспоненциальными полосковыми трансформаторами. Показано, что для уменьшения уровня боковых лепестков антенной системы в режиме приема могут использоваться интерполяционная и экстраполяционная антенные решетки. Экстраполяционная антенная решетка может также формироваться с целью повышения коэффициента направленного действия приемной антенной системы и разрешения источников радиоизлучения, не разрешимых «реальной» антенной решеткой.

Ключевые слова: антенная решетка, базовая станция, сотовая связь, линза Ротмана, коэффициент направленного действия.

A PROMISING BASE STATION FOR CELLULAR COMMUNICATION USING A MODIFIED ROTMAN LENS

A. A. Bolkunov[1], L. A.Ovcharenko[1], Yu.G.Pasternak[2], V.A.Pendyurin[3], I.V.Popov[4], F.S.Safonov[3], S.M.Fedorov[3]

[1]JSC "STC REB" 121357, Russia, Moscow, st. Vereiskaya, house 29, p. 135
[2] Voronezh State Technical University, 394006, Russia, Voronezh, st. 20 years of October, 84
[3] JSC NPP "Automated communication systems", 394062, Russia, Voronezh, st. Peshe-Streletskaya, building 108, office 415
[4] JSC Concern "SOZVEZDIE", 394018, Russia, Voronezh, Plekhanovskaya street, 14

Abstract. the results of Research on the layout of the antenna array for a promising cellular base station in the frequency range 1.8-1.88 GHz, which includes a linear antenna array of 12 slotted elements with rectangular Directors, the diagram – forming scheme of which uses a modification of the Rotman lens, characterized in that for the sake of reducing its overall dimensions, the lens is folded in half – the earth is located in the center, and on both sides of it-the halves of the lens body with exponential strip transformers. It is shown that to reduce the level of the side lobes of the antenna system in the reception mode, interpolation and extrapolation antenna arrays can be used. An extrapolation array can also be formed in order to increase the directional coefficient of the receiving antenna system and resolve radio sources that are not resolved by the "real" antenna array.

Keywords: antenna array, base station, cellular communication, Rotman lens, directional coefficient.

1. Введение

Одной из современных тенденций развития антенных систем базовых станций сотовой связи является разделение каналов не только по виду модуляции, частоте, времени, поляризации, но и - в пространственной области, путем формирования достаточно узких лепестков диаграммы направленности [1-4].

Для одновременного формирования большого количества узких лепестков идеально подходят многолучевые антенные системы на основе различных модификаций линзы Люнеберга [*5-8*], но, к сожалению, их стоимость остается достаточно высокой.

Поэтому нами предпринята попытка построения многолучевой антенной системы для перспективной базовой станции сотовой связи на основе линейной антенной решетки из щелевых излучателей с директорами в виде прямоугольных металлических пластин и диаграммообразующей схемы на основе линзы Ротмана в печатном исполнении. Фото экспериментального образца антенной системы для формирования 10 лепестков в азимутальной секторе шириной 90 градусов в полосе частот 1.8-1.88 ГГц показано на рис. 1.

Рис. 1. Натурные испытания приемо-передающей антенной системы для перспективной базовой станции сотовой связи диапазона 1.8-1.88 ГГц

На рис. 2 показано фото антенной решетки, а на рис. 3 – фото двух сторон модификации линзы Ротмана в печатном исполнении, особенностью которой является свернутое пополам тело линзы, расположенное по обе стороны от земляного проводника. Подобная конструкция линзы Ратмана использована ради уменьшения габаритных размеров диаграммаобразующей схемы, расположенной на обратной стороне антенной решетки.

Путем численного анализа и натурных экспериментов было выяснено, что сворачивание линзы Ротмана практически не влияет на ее S- параметры.

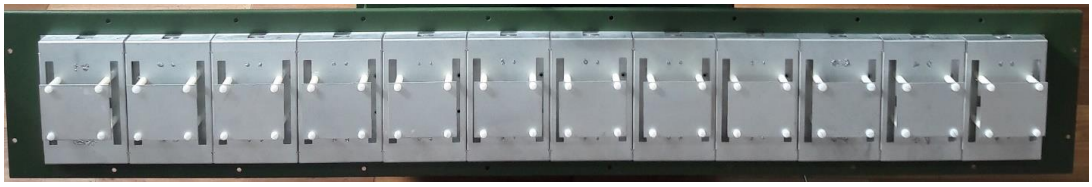
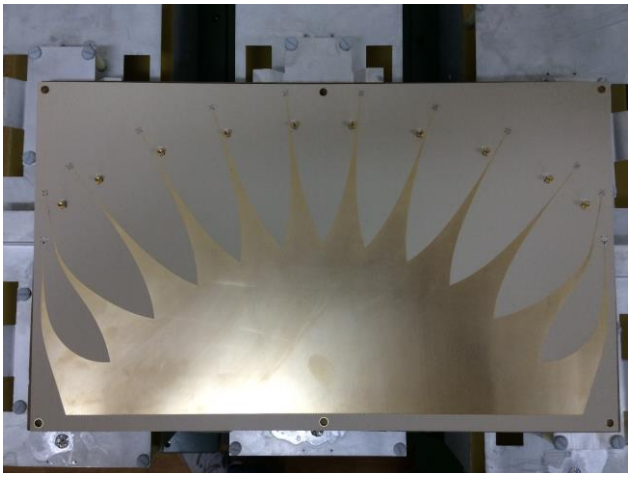
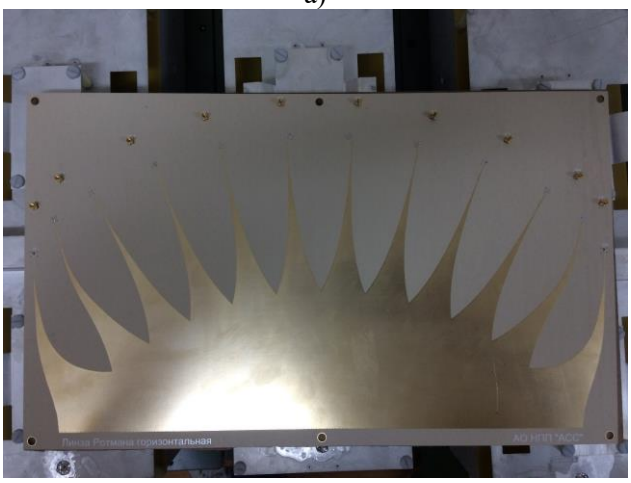


Рис. 2. Линейная эквидистантная антенная решетка из 12 щелевых излучателей с директорами в виде прямоугольных металлических пластин.

1-й и 12-й элементы используются исключительно для имитации периодичности антенной решетки. Период решетки – 75 мм. В азимутальном секторе от - 45 до 45 град. с помощью линзы Ротмана формируются 10 лепестков



а)



б)

Рис. 3. Линза Ротмана, использованная для формирования 10 лепестков в азимутальном секторе от – 45 до 45 град. Линза сложена пополам для уменьшения размеров (состоит из 3 слоев металла, средний из которых - земля); участок с принудительным преломлением выполнен с использованием фазостабильных коаксиальных кабелей

а) – 10 центральных портов линзы подключаются к приемо-передающему устройству, 2 боковых порта подключены к согласованным нагрузкам

б) – 10 центральных портов линзы подключаются к антенным элементам, 2 боковых порта подключены к согласованным нагрузкам

2. Проектирование антенной решетки

При проектировании антенной решетки основными критериями оптимизации являлось высокое качество согласования элементов с фидерными линиями при отклонении луча в азимутальном секторе $\pm 45°$ в полосе рабочих частот от 1.8 до 1.88 ГГц, а также – сохранение формы и параметров диаграмм направленности элементов в составе решетки. Данные меры направлены на предотвращение появления ослепления антенной решетки. Для выравнивания диаграмм направленности крайних элементов и улучшения их входных характеристик были использованы по одному дополнительному элементу, расположенных по обе стороны от антенной решетки, запитанной с помощью линзы Ротмана. Данная мера может рассматриваться как имитация периодичности антенной решетки. Общее число элементов решетки было выбрано равным 12; от линзы Ротмана запитывалось 10 элементов решетки. Период решетки 75 мм был выбран немного меньшим половины длины волны на самой высокой частоте рабочего диапазона 1.88 ГГц.

На рис. 4 приведены 10 лепестков диаграммы направленности антенной системы, показанной на рис. 1, на частоте 1.88 ГГц. Максимальный уровень боковых лепестков в азимутальной плоскости составлял около -8.5 дБ. На краях азимутального сектора $\pm 45°$ уровень сигнала на верхней частоте составляет приблизительно -5.5 дБ от максимального уровня сигнала, соответствующего направлению нормали к антенной решетки.

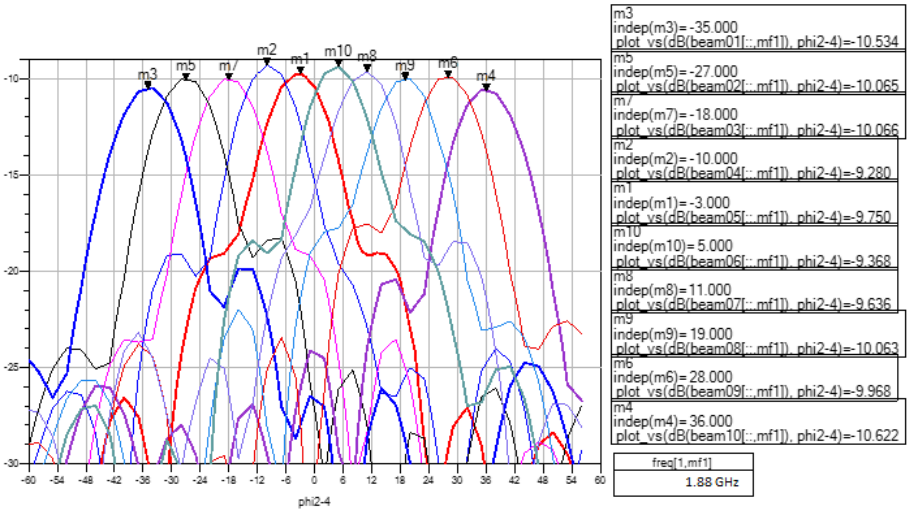


Рис. 4. Экспериментально измеренные 10 лепестков многолучевой антенной системы на основе линейной антенной решетки из 12 элементов (из которых средние 10 элементов используются для диаграммоформирования, а 1-й и 12-й элементы использованы для имитации периодичности решетки), частота измерения - 1.88 ГГц. По оси ординат отложен уровень сигнала в дБ относительно измерительной пирамидальной рупорной антенны

На рис. 5 представлены результаты моделирования трех электродинамических структур, состоящих из точечных излучателей:

1 – модели реальной антенной решетки, состоящей из 10 эквидистантных точечных излучателей с диаграммами направленности, соответствующими диаграмме направленности элемента Гюйгенса, расположенных с периодом 75 мм;

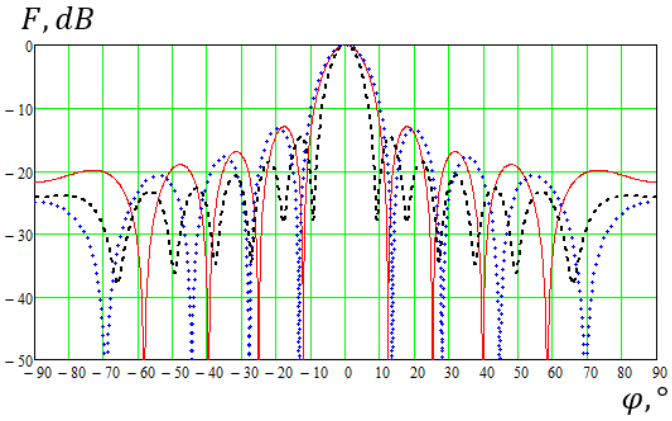
2 – модели интерполяционной виртуальной антенной решетки той же протяженности, как в модели реальной антенной решетки, но состоящей из 100 пространственных отсчетов в виде элементов Гюйгенса (в 10 раз больше, чем, число элементов реальной антенной решетки) с периодом расположения 7.5 мм (в 10 раз меньше, чем период реальной антенной решетки);

3 – модели экстраполяционной антенной решетки, состоящей из 15 пространственных отсчетов в виде элементов Гюйгенса с периодом 75 мм, протяженность которой в 1.5 раза больше, чем протяженность модели реальной антенной решетки, периоды реальной и экстраполяционной антенных решеток одинаковые.

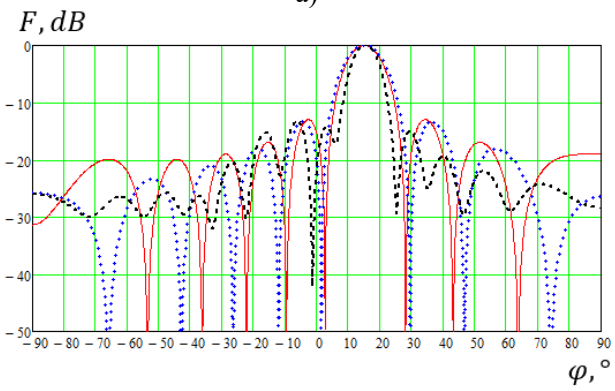
Для формирования интерполяционной антенной решетки использовался метод кубической сплайн- интерполяции [10]. Для формирования экстраполяционной решетки использовался метод линейного предсказания Берга (Burg) [11]. Амплитудное распределение во всех вышеупомянутых случаях было выбрано равномерным.

На Рис. 5. Изображены Нормированные диаграммы направленности на частоте 1.88 ГГц: сплошные линии – физической («реальной») антенной решетки, состоящей из 10 элементов, расположенных с периодом 75 мм; точки – интерполяционная «виртуальная» антенная решетка, состоящая из 100 пространственных отсчетов с периодом 7.5 мм (местоположение первого и последнего пространственных отсчетов совпадает с местоположением центров излучения 2-го и 11-го элементов антенной решетки); штриховые линии – экстраполяционная антенная решетка, состоящая из 15 пространственных отсчетов с периодом 75 мм (местоположение 1-го и 10-го пространственных отсчетов совпадает с местоположением 2-го и 11-го элементов антенной решетки, местоположение 11-го пространственного отсчета совпадает с местоположением 12-го элемента антенной решетки (сигнал с выхода которого не используется при формировании диаграммы направленности; 1-й и 12-й элементы «реальной» антенной решетки используются для имитации периодичности антенной решетки))

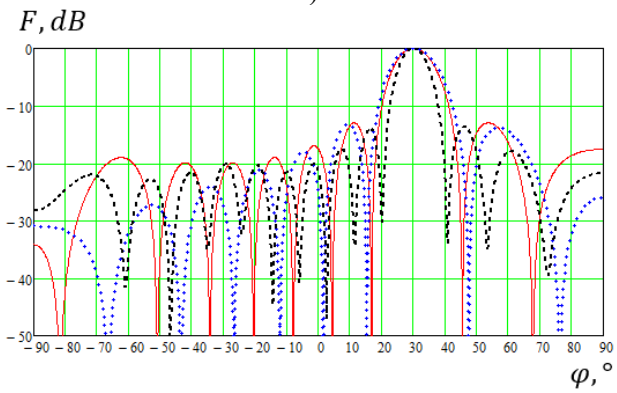
Из рис. 5 следует, что использование интерполяционной антенной решетки позволяет уменьшить коэффициент рассеяния мощности в боковых лепестках; при этом ширина главного лепестка незначительно увеличивается. Использование экстраполяционной виртуальной антенной решетки позволяет сузить главный лепесток диаграммы направленности пропорционально увеличению протяженности решетки, относительно реальной антенной решетки, а также – уменьшить уровень боковых лепестков и снизить коэффициент рассеяния мощности в боковых лепестках при отклонении главного лепестка от нормали в пределах $\pm 45°$ относительно нормали.



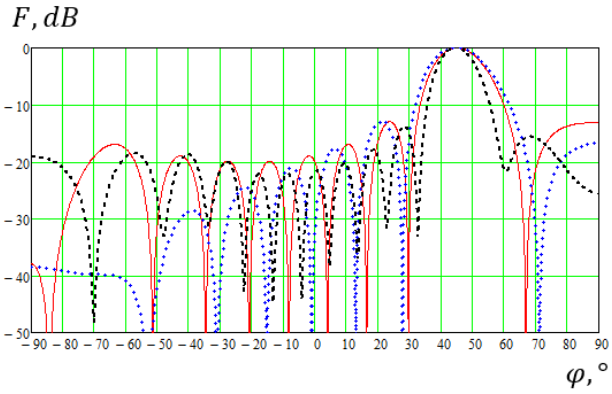
а)



б)



в)



г)

Рис. 5. Нормированные диаграммы направленности на частоте 1.88 ГГц: сплошные линии – физической («реальной») антенной решетки, штриховые линии – экстраполяционная антенная решетка. а) $\varphi_0 = 0^\circ$; б) $\varphi_0 = 15^\circ$; в) $\varphi_0 = 30^\circ$; г) $\varphi_0 = 45^\circ$

3. Заключение

Таким образом, в настоящей работе показано, что при функционировании антенной системы в приемном режиме, формирование дополнительных пространственных отсчетов поля, которые могут рассматриваться как элементы «виртуальной» антенной решетки, можно использовать для уменьшения уровня боковых лепестков (интерполяционная и экстраполяционная «виртуальные» антенные решетки, число сформированных дополнительных пространственных отсчетов поля в которых больше числа элементов физической антенной решетки) и для увеличения коэффициента направленного действия приемной антенной системы, что может использоваться для разрешения источников радиоизлучения, не разрешимых «реальной» антенной решеткой (экстраполяционная «виртуальная» антенная решетка, число сформированных дополнительных пространственных отсчетов поля в которой больше числа элементов физической антенной решетки).

Литература

1. Compact Base Station Antenna Based on Image Theory for UWB/5G RTLS Embraced Smart Parking of Driverless Cars, Received November 29, 2019, accepted December 6, 2019, date of publication December 12, 2019.
2. A Cost-Effective Wideband Switched Beam Antenna System for a Small Cell Base Station, IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 66, NO. 12, DECEMBER 2018
3. Training Optimization and Performance of Single Cell Uplink System With Massive-Antennas Base Station, IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, VOL. 67, NO. 2, FEBRUARY 2019
4. Unified Derivation of Optimal Feedback Rate in Downlink Cellular Systems With Multi-Antenna Base Stations, Received October 17, 2019, accepted October 29, 2019, date of publication November 5, 2019, date of current version November 15, 2019
5. 5G Cellular and Fixed Satellite Service Spectrum Coexistence in C-Band, Received March 14, 2020, accepted March 30, 2020, date of publication April 1, 2020, date of current version April 29, 2020.
6. Technologies for Efficient Amateur Drone Detection in 5G Millimeter-Wave Cellular Infrastructure, IEEE Communications Magazine • January 2018
7. From 2G to 5G Spatial Modeling of Personal RF-EMF Exposure Within Urban Public Trams, Received May 3, 2020, accepted May 13, 2020, date of publication May 25, 2020, date of current version June 9, 2020.
8. Modeling and Analysis of Differential CQI Feedback in 4G/5G OFDM Cellular Systems, IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS, VOL. 18, NO. 4, APRIL 2019
9. https://matsing.com/base-station
10. Н.Н. Калиткин. Численные методы М.: Наука, 1978
11. Burg, J.P. 1968. A new analysis technique for time series data, presented at the NATO Advanced Study Institute Signal Processing with Emphasis on Underwater Acoustics, Enschede, The Netherlands. Reprinted in Modern Spectrum Analysis, D. G. Childers, IEEE Press, New York, 978, p. 42-48

References

1. Compact base station antenna based on image theory for UWB/5G RTLS covers intelligent driverless car Parking received November 29, 2019, accepted December 6, 2019, publication date December 12, 2019.

2. Cost-effective broadband switched beam antenna system for a small cellular base station, IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 66, No. 12, DECEMBER 2018
3. Training in optimization and performance of a single-cell uplink communication system with a base station with massive antennas, IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, VOL. 67, No. 2, FEBRUARY 2019.
4. Unified output of optimal feedback rate in downlink cellular systems with multi-Antenna base stations, adopted October 17, 2019, adopted October 29, 2019, publication date November 5, 2019, current version date November 15, 2019.
5. Co-existence of the 5G cellular and fixed satellite spectrum in the C-band, received March 14, 2020, accepted March 30, 2020, publication date April 1, 2020, current version date April 29, 2020.
6. Technologies for effective detection of Amateur drones in the 5G millimeter-wave cellular infrastructure, IEEE Communications Magazine • January 2018
7. 2G to 5G spatial modeling of personal RF EMF exposure in urban public trams, received may 3, 2020, accepted may 13, 2020, publication date may 25, 2020, current version date June 9, 2020.
8. Modeling and analysis of differential feedback CQI in 4G/5G OFDM cellular systems, IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS, VOL. 18, No. 4, APRIL 2019
9. https://matsing.com/base-station
10. N. N. Kalitkin. Numerical methods Moscow: Nauka, 1978
11. Burg, J. P. 1968. A new technique for analyzing time series data presented at the NATO Institute for advanced research on signal processing with a focus on underwater acoustics, Enschede, the Netherlands. Printed in modern spectral analysis, D. G. Childers, IEEE standard Press, new York, 978, Pp. 42-48

ПОДХОД К СОВЕРШЕНСТВОВАНИЮ МАРШРУТИЗАЦИИ В ПАКЕТНЫХ СЕТЯХ СВЯЗИ ВОЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ

А. В. Писной[1]

[1] Государственное учреждение «Научно-исследовательский институт Вооруженных Сил Республики Беларусь» (НИИ Вооруженных Сил Республики Беларусь), Минск, Республика Беларусь

Аннотация. В данной работе рассматривается подход к повышению эффективности использования пропускной способности пакетной транспортной сети связи военного назначения за счет совершенствования механизмов маршрутизации.

Ключевые слова: маршрутизация, информационный поток, пропускная способность, пакетная транспортная сеть связи.

APPROACH TO IMPROVING ROUTING IN MILITARY PACKET COMMUNICATION NETWORKS

A.V. Pisnoy[1]

[1] State institution “Research institute of the Armed Forces of the Republic of Belarus” (RI of the Armed Forces of the Republic of Belarus), Minsk, Republic of Belarus

Abstract. In this paper, an approach to increasing the efficiency of using the bandwidth of a military packet transport communication network by improving routing mechanisms.

Keywords: routing, information flow, bandwidth, packet transport communication network.

1. Введение

Модернизация технических средств пунктов управления и автоматизация деятельности органов управления – основное направление развития системы управления Вооруженных Сил. Автоматизированные рабочие места должностных лиц органов военного управления, объединенные в локальные информационные сети, приобретают статус основных типов средств (комплексов) автоматизации управления войсками. Они позволяют пользоваться современными высококачественными услугами. Как следствие, наблюдается устойчивый рост трафика данных в системе военной связи и прогнозируется его дальнейшее увеличение. Повышение пропускной способности и ее динамическое перераспределение позволят повысить производительность сетей военной связи. Это реализуется в транспортных сетях связи с принципом коммутации пакетов, эксплуатация которых, показала повышение устойчивости информационных направлений за счет автоматической маршрутизации информационных потоков.

2. Маршрутизация в сетях связи военного назначения

С маршрутизацией тесно связанны вопросы резервирования, управления и распределения информационных потоков. Наиболее сложной составной частью задачи маршрутизации является определение маршрутов. Автоматическое определение маршрутов, реализованное в сетях военной связи программно-аппаратными средствами с использованием адаптивных протоколов маршрутизации общего назначения, считаются безальтернативными. Протоколы связаны с реализацией методов,

базирующихся на дистанционно-векторных алгоритмах или алгоритмах состояния связей [1]. Анализ показывает, что оба типа алгоритмов, в конечном счете, сводятся к вычислению кратчайших путей от каждого узла сети до всех остальных (как правило, по алгоритмам Беллмана-Форда или Дейкстры [1]). Метрика для определения кратчайшего расстояния может представлять собой количество пройденных узлов (маршрутизаторов), пропускную способность или надежность канала связи, задержку, вносимую каналом связи, комбинацию этих метрик и др. [2].

Для определения маршрутов, в адаптивных алгоритмах, используются структурно-топологические характеристики сети. В тоже время, задача определения маршрутов в пакетной сети по своему содержанию близка к задачам распределения каналов на многополюсной некоммутируемой сети связи, для решения которой используются методы оптимального синтеза структуры сетей [3]. Независимо от целевого критерия оптимального синтеза (общесетевые затраты, пропускная способность и связность сети), полученный в результате решения план распределения каналов обеспечивает согласованное использование ресурсов сети (емкостей имеющихся линий) с учетом потребностей ведения информационного обмена.

Согласованность в таком понимании не присуща традиционным адаптивным алгоритмам маршрутизации, поскольку они не оперируют величинами ожидаемых информационных потоков между узлами сети. Создаваемая пользователями нагрузка оказывает лишь косвенное влияние на работу алгоритмов маршрутизации по состоянию связей при перегрузках элементов сети. Такая борьба со следствием их изначальных недостатков не приводит к устранению проблемы неэффективного использования пропускной способности, что проявляется даже в небольшой сети связи (рисунок 1).

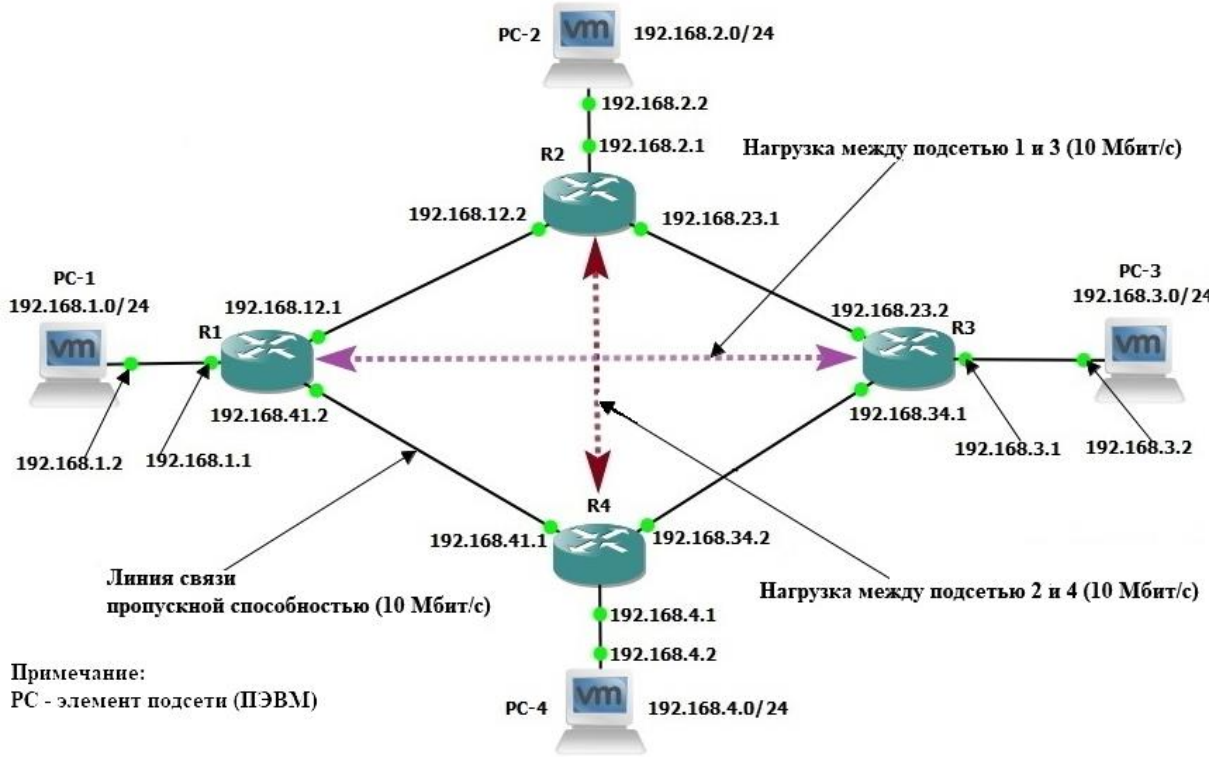


Рис. 1. Вариант предложенной нагрузки в сети связи произвольной структуры.

На приведенном варианте (рисунок 1) сеть связи состоит из четырех маршрутизаторов *R1 – R4*, четырех подсетей, представленных в виде ПЭВМ, *PC-1 – PC-4* и дуплексных линий связи между соответствующими элементами пропускной способностью 10 Мбит/с. Требуется обеспечить передачу информационных потоков со скоростью 10 Мбит/с между подсетями (1 – 3) и (2 – 4). Для изучения работы адаптивного протокола маршрутизации Open Shortest Path First (OSPF) в представленной сети связи разработана имитационная модель в среде Graphics Network Simulation 3 (GNS-3). В результате моделирования работы протокола для сети связи (рисунок 1) получены таблицы маршрутизации (таблица 1):

Таблица 1. Таблицы маршрутизации

Маршрутизатор	Сеть назначения	Адрес следующего маршрутизатора
*R*1	192.168.2.0/24	192.168.12.2
	192.168.3.0/24	192.168.12.2
	192.168.4.0/24	192.168.41.1
*R*2	192.168.1.0/24	192.168.12.1
	192.168.3.0/24	192.168.23.2
	192.168.4.0/24	192.168.12.1
*R*3	192.168.1.0/24	192.168.23.1
	192.168.2.0/24	192.168.23.1
	192.168.4.0/24	192.168.34.2
*R*4	192.168.1.0/24	192.168.41.2
	192.168.2.0/24	192.168.41.2
	192.168.3.0/24	192.168.34.1

Из таблицы видно, что для обмена трафиком в направлении (1 – 3) определен маршрут *(PC-1 – R1 – R2 – R3 – PC-3*), а в направлении (2 – 4) определен маршрут (*PC-2 – R2 – R1 – R4 – PC-4*). В соответствии с таблицами маршрутизации на сети связи образуются информационные потоки (рис 2.). В установившимся режиме, при постоянной нагрузке на сеть связи, наблюдается недостаток пропускной способности ребра (*R1 – R2*), приводящий к уменьшению скорости передачи на обоих направлениях. В данном случае, потребности по передаче информационных потоков не выполняются.

В тоже время рассматриваемая сеть связи способна обеспечить передачу заявленных информационных потоков при определении для них маршрутов в соответствии с рисунком 3. Это свидетельствует о низкой эффективности протокола OSPF, что приводит к нерациональному использованию ресурсов сети связи.

Показанная проблема приобретает особую актуальность для сетей связи военного назначения, элементы которых подвержены выходу из строя в связи с функционированием в условиях воздействия противника, что приводит к снижению производительности сети. При этом программные аппаратные комплексы мониторинга телекоммуникационных устройств могут использоваться в системе военной связи в качестве источников данных для определения фактической структуры и состояния сетей связи.

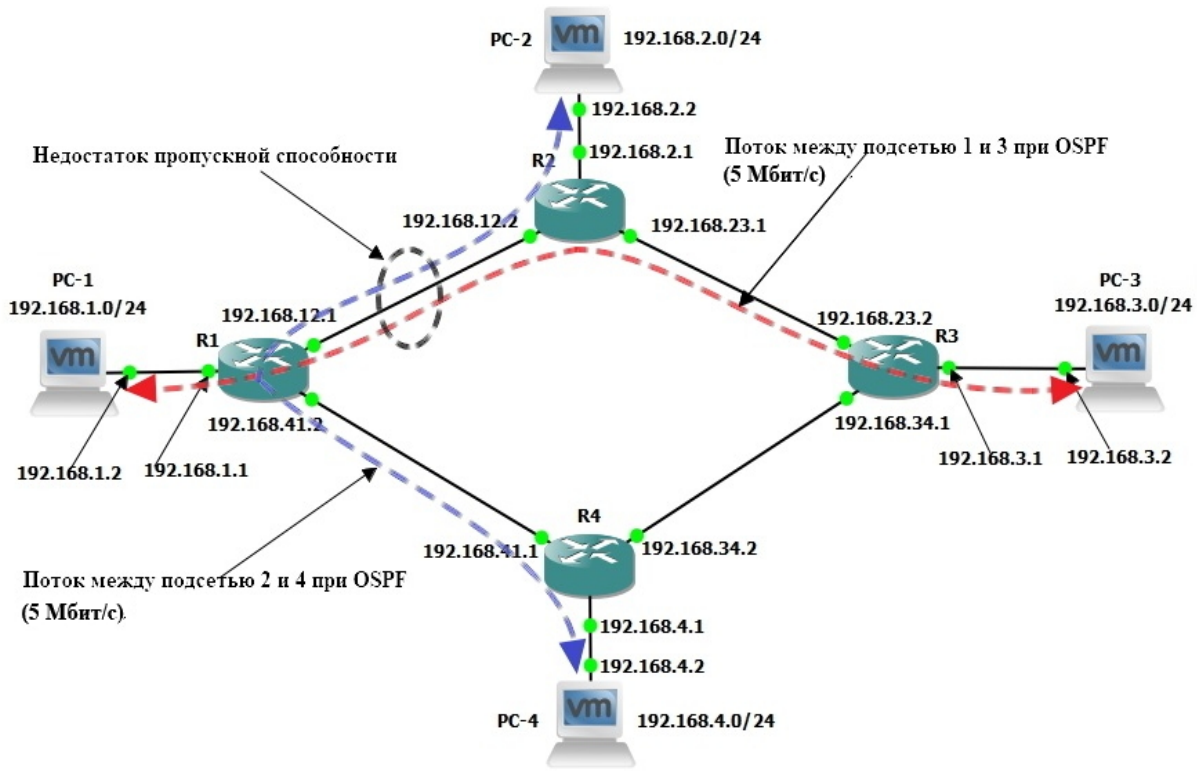


Рис. 2. Распределение потоков на сети связи на основе OSPF.

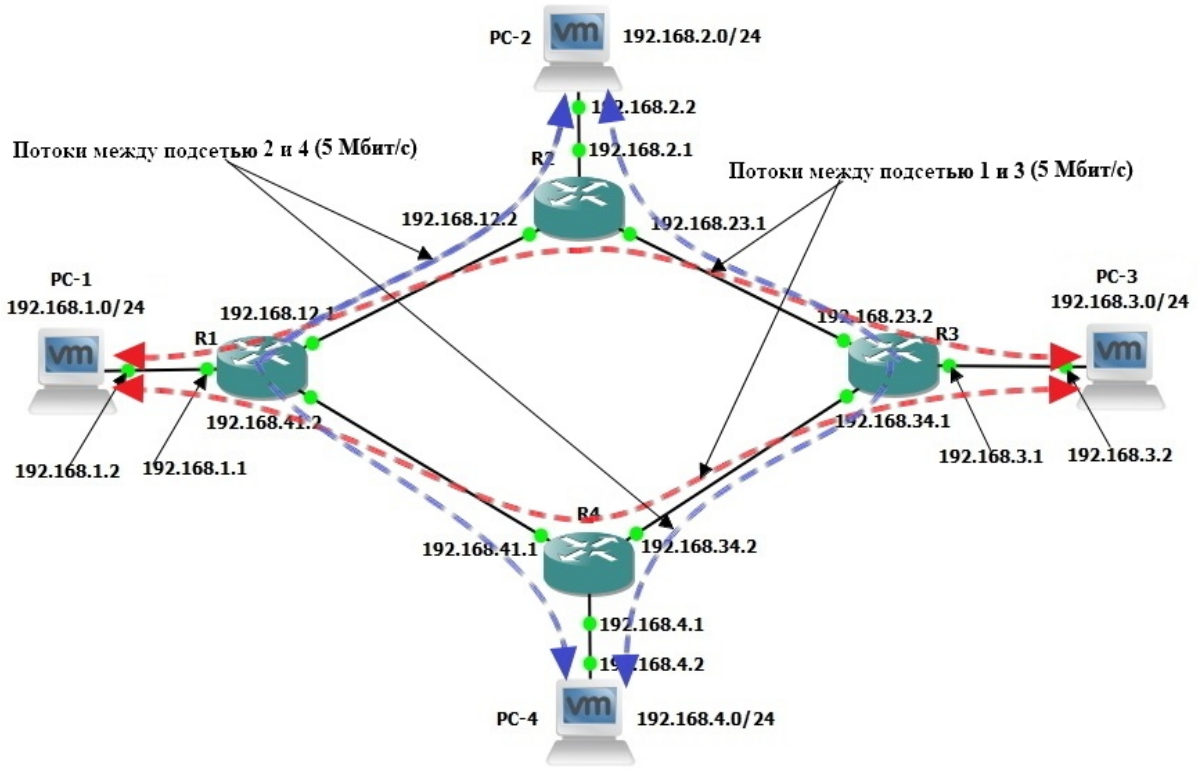


Рис. 3. Распределение потоков на сети связи, обеспечивающее передачу с заданными требованиями.

Кроме того, высокая динамика военных действий и быстрое изменение обстановки обусловливает возникновение дополнительных потребностей по передаче информации в системе управления войсками.

3. Подход к совершенствованию маршрутизации в сетях связи военного назначения

Показанное на рисунке 3 распределение потоков можно получить с использованием методов оптимального синтеза структуры сетей [3]. Данная задача может быть представлена в виде задачи целочисленного линейного программирования.

Постановка задачи. Задача распределения потоков заключается в определении величины информационных потоков и маршрутов их передачи между узлами связи, чтобы не были превышены пропускные способности линий связи и соблюдались требования по передаче информационных потоков по направлениям связи.

Формализация задачи. Известно, что для моделирования сетей связи наиболее целесообразно применение аппарата теории графов, при этом множество сетевых узлов представляется вершинами графа, а линии связи между сетевыми узлами, характеризующиеся их пропускной способностью, – его ребрами. В большинстве случаев сеть связи представляется в виде неориентированного графа, так как потребности в передаче сообщений от источника к получателю инвариантны по своему направлению.

Введем обозначения:

$V = \{v_i\},\ i = \overline{1, n}$ – совокупность узлов связи;

$E = \{e_j\},\ j = \overline{1, m}$ – совокупность линий связи;

$B = \{b_j\},\ j = \overline{1, m}$ – вектор пропускных способностей линий;

K – количество информационных направлений;

$Q = \{q_t\},\ t = \overline{1, T}$ – множество возможных маршрутов в заданных направлениях;

$a_{jt},\ j = \overline{1, m},\ t = \overline{1, T}$ – числовой параметр, который равен 1, если линия e_j входит в путь q_t, и равен 0, если не входит;

$x_t,\ t = \overline{1, T}$ – величина потока, передающегося по пути с номером t;

$X^{\text{тр}} = \{x_k^{\text{тр}}\},\ k = \overline{1, K}$ – вектор требований по передаче информационных потоков;

$\xi_{tk},\ t = \overline{1, T},\ k = \overline{1, K}$ – числовой параметр, который равен 1, если путь q_t принадлежит информационному направлению k, и равен 0, если не принадлежит.

Ограничения задачи:

1. Условие непревышения потоками пропускных способностей линий:

$$\sum_{t=1}^{T} a_{jt} x_t \le b_j,\ j = \overline{1, m} \tag{1}$$

2. Условие выполнения требований по обеспечению передачи информационных потоков:

$$\sum_{t=1}^{T} \xi_{tk} x_t \geq x_k^{\text{тр}},\ k = \overline{1,\ K} \qquad (2)$$

3. Условие целочисленности потоков на сети:

$$x_t = \{0,\ 1, \ldots\},\ t = \overline{1,\ T} \qquad (3)$$

Можно максимизировать целевую функцию, выражающую сумму потоков на сети [4]:

$$f(x_t) = \sum_{t=1}^{T} x_t \to \max \qquad (4)$$

Пример решения задачи. Представим моделируемую сеть связи (рисунок 1) неориентированным графом (рисунок 4).

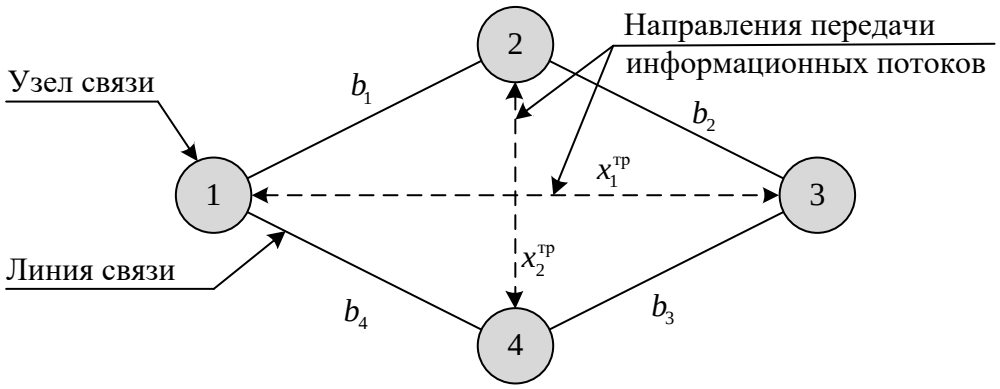


Рис. 4. Граф моделируемой сети связи**.**

В соответствии с исходными данными примем: узлов связи $n = 4$; линий связи $m = 4$; направлений передачи информационных потоков *K=2;* требования по обеспечению передачи информационных потоков по направления $x_1^{\text{тр}} = 10$ Мбит/с, $x_2^{\text{тр}} = 10$ Мбит/с; требования по пропускной способности линий связи $b_1 = 10$ Мбит/с, $b_2 = 10$ Мбит/с, $b_3 = 10$ Мбит/с, $b_4 = 10$ Мбит/с.

Множество возможных маршрутов *Q* можно определить с помощью построения полного «ярусного дерева» (таблица 2):

Таблица 2. Множество маршрутов

Номер маршрута, *t*	1	2	3	4
Маршруты	1–2–3	1–4–3	2–1–4	2–3–4

Таким образом, математическая модель задачи распределения потоков имеет вид:

$$f(x_t) = x_1 + x_2 + x_3 + x_4 \to \max \qquad (5)$$

при ограничениях (1) – (3):

$$\begin{cases} x_1 + x_2 \geq x_1^{\text{тр}}, \\ x_3 + x_4 \geq x_2^{\text{тр}}, \\ x_1 + x_3 \leq b_1, \\ x_1 + x_4 \leq b_2, \\ x_4 + x_2 \leq b_3, \\ x_2 + x_3 \leq b_4, \\ x_1, x_2, x_3, x_4 = \{0,\ 1, \ldots\}. \end{cases} \quad (6)$$

Решая задачу известными методами [4] получим величину информационных потоков для каждого из взятых маршрутов (таблица 3):

Таблица 3. Величины информационных потоков

Маршруты	1–2–3	1–4–3	2–1–4	2–3–4
Величина информационного потока x_t	5	5	5	5

Величины информационных потоков соответствуют требованиям и не превышают заданные пропускные способности.

Изложенное свидетельствует об актуальности задачи совершенствования способов, алгоритмов и протоколов маршрутизации, от которых напрямую зависит эффективность использования ресурса пакетной сети связи.

4. Заключение

Целесообразность реализации предлагаемого подхода обусловлена, в том числе, степенью конкретизации задач связи в системах военного назначения. Так, определение структуры и способов развертывания системы связи в операции основывается на сведениях о том, с кем (на каких направлениях), какую и когда (к какому времени) необходимо обеспечить связь. В конечном счете, можно полагать известными не только структурно-топологические характеристики сформированной транспортной сети связи, но и тяготения между ее узлами (корреспондирующие пары узлов и ожидаемые информационные потоки между ними), что расширяет перечень исходных данных для решения задачи маршрутизации и позволяет применить методы оптимального синтеза. Исходные данные используются на пунктах управления связью в процессе принятия решения на организацию связи и планирования связи и отражаются в соответствующих боевых документах, в том числе, с использованием средств автоматизации. Это способствует решению задачи определения маршрутов централизованным способом и уменьшению служебного трафика с информацией о сети между коммутационными устройствами сетевого уровня.

Реализация предложенного подхода, в ходе дальнейших исследований, позволит разработать структуру соответствующей системы маршрутизации, алгоритмы функционирования ее элементов и механизмы взаимодействия с сопрягаемыми системами.

Литература

1. Столлингс В. Современные компьютерные сети. СПб.: Питер, 2003. - 783 с.
2. Олифер В., Олифер Н. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы: учебник для вузов. М.: Питер, 2017. - 992 с.
3. Рогинский В. Н. Теория сетей связи: учебник для ВУЗов связи / Харкевич А. Д., Шпенс М. А., Давыдов Г. Б., Толчан А.Я.// М.: Радио и связь, 1981. - 192 с.
4. Ху Т. Целочисленное программирование и потоки в сетях: учебник. М.: Мир, 1974. - 519 с.

References

1. Stallings W. High-speed networks and internets. St-P.: Piter, 2003. - 783 p.
2. Olifer V., Olifer N. Computer networks. Principles, technologies, protocols: university textbook. M.: Piter, 2017. - 992 p.
3. Roginskiy V. N. Communication network theory: textbook for communication universities / Kharkevich A. D., Spence M. A., Davydov G. B., Tolchan A.Y.// M.: Radio and communication, 1981. - 192 p.
4. Hu T. Integer programming and flows in networks: textbook. M.: World, 1974. - 519 p.

ПОДХОД К УПРАВЛЕНИЮ СИСТЕМОЙ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Д.А. Иванов[1], А.С. Фроленков[1], В. Б. Сычужников[2]

[1] Филиал ВУНЦ ВВС «ВВА» в г. Челябинске, Челябинск, Россия
[2]Военная академия связи им. С.М.Буденого, Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. Авторами проведён анализ имеющихся подходов к построению систем управления, базирующихся на принципах и алгоритмах искусственных нейронных сетей. Представлен способ оценки эффективности управления сложной многоуровневой системой защиты информационно- телекоммуникационной сетью специального назначения.

Ключевые слова: система управления, искусственная нейронная сеть, управление, система защиты, информационная безопасность, информационно-телекоммуникационная сеть.

THE APPROACH TO MANAGING THE INFORMATION AND TELECOMMUNICATIONS SECURITY SYSTEM SPECIAL PURPOSE NETWORKS

D.A. Ivanov[1], A.S. Frolenkov[1], V.B. Sycgyhnikov[2]

[1]Branch of the Military Training and Research Center of the Air Force "Air Force Academy named after Professor N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin" in Chelyabinsk (FVUNTS of the Air Force " VVA " in Chelyabinsk) Chelyabinsk, Russia
[2]Military Academy of Communications named after Marshal of the Soviet Union S. M. Budyonny (VAS named after Budennogo), Saint-Petersburg, Russia

Abstract. the authors have analyzed the available approaches to the construction of control systems based on the principles and algorithms of artificial neural networks. A method for assessing the effectiveness of managing a complex multi-level security system for a special purpose information and telecommunications network is presented.

Keywords: control system, artificial neural network, control, protection system, information security, information and telecommunication network.

1. Введение

Теория искусственных нейронных сетей является тем направлением современной науки, которое последние десятилетия XXI века активно развивается. Основные перспективы использования этой теории связаны с решением сложных практических задач, связанных с принятием решений. Искусственная нейронная сеть (ИНС) – в общем понимании, это многоуровневая параллельная система, имеющая структуру направленного графа, которая может получать выходную информацию по реакции её состояния на первоначальные воздействия. Топология нейронной сети является одним из основных архитектурных принципов построения компьютеров шестого поколения, систем управления различной сложности [1].

В настоящее время существует огромное количество нейронных систем, предназначенных для решения различных задач. Эти нейросистемы отличаются структурой связей, правилами определения весов или правилами программирования,

обучения. Анализ современных разработок нейрокомпьютеров позволил выделить основные перспективные направления современного развития нейроинформационных технологий: нейросетевые экспертные системы [1]; системы управления базами данных на основе нейросетевых алгоритмов; обработка изображений и сигналов; управление финансовыми активами; управление сложными динамическими системами, в том числе системами обеспечения информационной безопасности, SIEM.

Для управления системой защиты (далее – СЗ) информационно-телекоммуникационной сети специального назначения (далее – ИТКС) необходимо применять методы контроля и мониторинга состояния сети как правило в режиме «online», постоянно держа руку на пульсе. Основой этих методов должны быть данные от инструментов анализа и прогнозирования состояния рубежей контроля и всей системы безопасности в целом [1]. Высокая эффективность нейроинформационных технологий при решении задач адаптивного управления динамичными системами уже сейчас делают их незаменимыми в системах обеспечения безопасности ИТКС.

2. Основная часть

Основные принципы построения систем управления. Общие законы теории управления трактуют понятие управления как совокупности объекта управления (далее – ОУ), к которому приложено воздействие, обусловленное наличием цели, для достижения которой происходит процесс воздействия, то есть, собственно, управления [2]. Управление выражено вектором общих координат (Y), который характеризует задачу системы, цель управления; вектором воздействия (U), и объектом управления (обозначим в дальнейшем как - O) (рис.1).

Рис. 1. Процесс управления

Цель процесса управления определяется отношением:

$$Z_Y \subset K_Y, \tag{1}$$

где K_Y – совокупное множество значений Y, при которых состояния ОУ соответствуют предъявляемым требованиям, а Z_Y – это совокупное множество значений Y, которые возникают в процессе функционирования ОУ. Далее в схемах «объект управления» будем представлять через символ O.

В реальных системах управления, когда нет достаточной априорной информации об ОУ, воздействие U осуществляется регулятором P (рис.2), который функционально взаимосвязан с выходными состояниями ОУ и накладываемых на него независимых воздействий (возмущений третьего порядка, внешних и внутренних факторов). В такой

ситуации необходимо постоянно, в зависимости от состояния векторов C_o (побочные воздействия на ОУ) и C_p (побочные воздействия на регулятор P), менять свойства и порядок функционирования регулятора. Обобщённая схема процесса управления представлена на рисунке 2, где O– это ОУ, а Q_o, Q_{C_o}, Q_{C_p} – это признаки-идентификаторы свойств ОУ и векторов C_o и C_p.

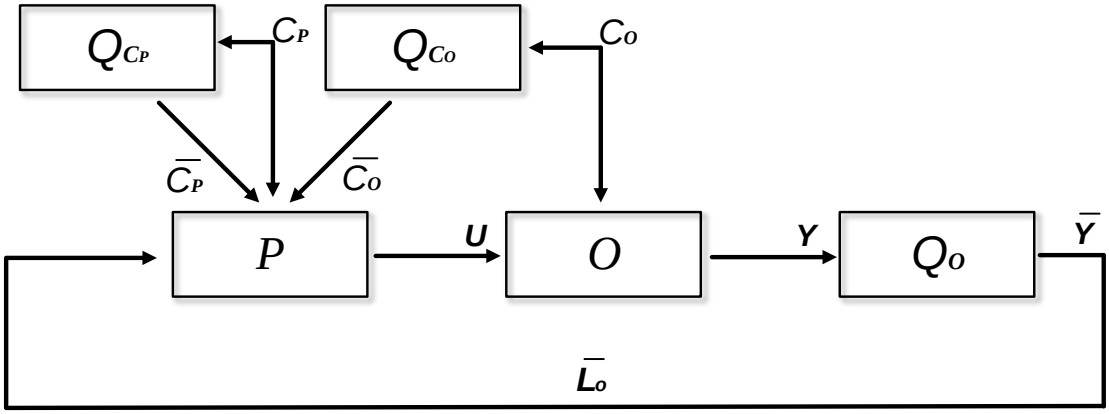


Рис. 2. Процесс адаптивного управления при априорно-недостаточной информации об изменении параметров объекта управления и состояний регулятора.

Аргумент L_o отражает сущность того факта, что свойства P изменяются при изменении свойств ОУ в результате внешних и внутренних независимых возмущений. В современных системах управления (СУ) системами защиты ИТКС используемые регуляторы на основе алгоритмов искусственных нейронных сетей [3] функционируют в соответствии с обобщённой схемой, изображенной на рисунке 2. Таким образом, представим систему символических соотношений, элементов направленного действия (векторов):

$$Y = L_o(U, C_o), \tag{2}$$

что является показателем наличия связей между вектором состояния ОУ, управляющим воздействием и внешними возмущениями. Символические соотношения для P:

$$U = L_P(\bar{Y}, \bar{C}_o, \bar{C}_P, C_P),$$
$$L_P = L_P(\bar{L}_o, \bar{C}_o, \bar{C}_P) \tag{3}$$

означают управляющее воздействие направленное на ОУ. Опишем процессы идентификации ОУ и воздействующих на систему факторов:

$$\bar{L}_o = \bar{L}_o(L_o),\ \bar{C}_o = \bar{C}_o(C_o, L_o),\ \bar{C}_P = \bar{C}_P(C_P) \tag{4}$$

Приведённые выше соотношения имеют сугубо описательный, общий характер и могут наполнятся множеством факторов и векторов состояний, как ОУ, так и регулятора в зависимости от задач реальной модели СУ.

В разрезе исторического плана можно утверждать, что разработка СУ всегда происходит поэтапно [4]. В качестве таких этапов можно выделить:

1. этап разработки концепции построения СУ;
2. этап моделирования СУ, в соответствии с концепцией построения (1);
3. этап анализа получаемых результатов;
4. этап модернизации (доработки) концепции построения СУ.

На протяжении всех этих этапов не прекращаются теоретические исследования, которые позволяют выбирать основные направления совершенствования первоначально сформулированной концепции построения СУ и применять её основные идеи на смежные области. По аналогичной схеме происходит проектирование СУ, основанных на искусственных нейронных сетях [5].

Одной из классических моделей СУ является модель с обратной связью с регулируемыми в масштабе реального времени коэффициентами. Коэффициенты такого контроллера регулируются в течении каждого цикла управления в соответствии с оценкой параметров системы. Блок-схема системы управления с обратной связью приведена на рисунке 3.

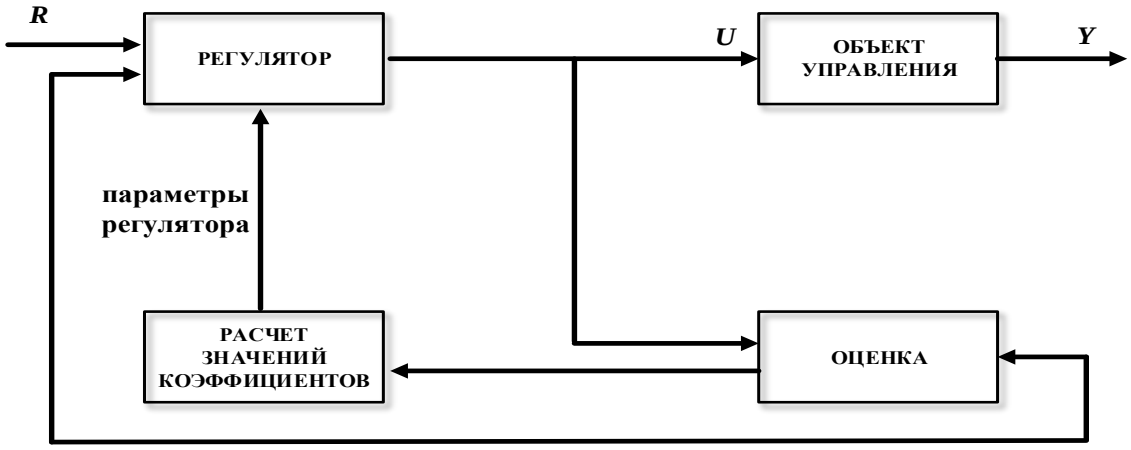


Рис. 3. Блок-схема системы управления с обратной связью и регулируемыми коэффициентами

Другой хорошо известной моделью СУ является модель Ляпунова. Системы адаптивного управления, использующие эталонную модель Ляпунова проектируются таким образом, чтобы выходной сигнал управляемой модели соответствовал выходному сигналу предварительно определённой модели, которая имеет желаемые характеристики. Такая система должна быть асимптотически устойчивой, то есть управляемая система отслеживает параметры эталонной модели с нулевой ошибкой. Более того, переходные процессы на этапе адаптивного (обучающего) управления имеют гарантированные пределы. Блок-схема системы адаптивного управления с заданной эталонной моделью представлена на рисунке 4.

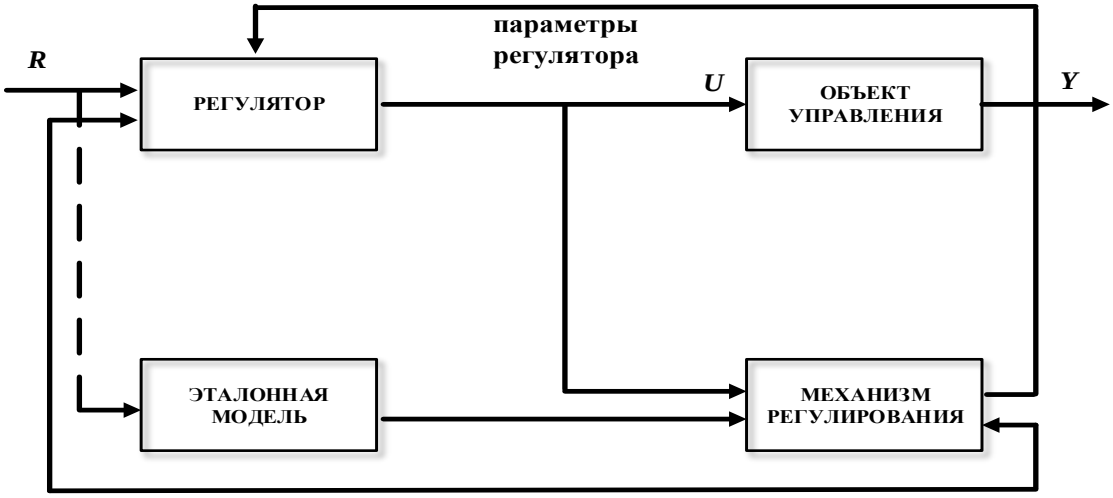


Рис. 4. Блок-схема системы адаптивного управления с эталонной моделью

Возможность использования ИНС для решения задач управления системами защиты в ИТКС во многом основывается на том, что ИНС, состоящая из нескольких слоёв, имеющая в скрытом слое произвольное большое количество узлов, может аппроксимировать любую функцию действительных чисел с заданной степенью точности. Кроме того, нейросетевой регулятор для выработки эффективного управления, использует отличную (по способу представления, формализации) от представляемой контроллером информацию о состоянии объекта.

В настоящее время достаточно хорошо разработан и широко используется целый ряд архитектур построения нейросетевых систем управления системами информационной безопасности (СУСИБ) [3-5]. Во всех из них назначением нейросетевого контроллера является выработка адекватного управляющего сигнала для осуществления управления динамикой состояния управляемой СЗ от начального состояния до эталонного (желаемого) состояния. Причём смена состояний должна происходить по оптимальной траектории. Организация контроля за состоянием СЗ и реализация контроллера на основе ИНС в значительной степени зависят от выбранного алгоритма обучения нейросети и применяемой структуры управления. Наиболее часто используются схемы прямого и косвенного управления [5]. При этом чаще всего в качестве алгоритма обучения контроллера на ИНС используется алгоритм обратного распространения ошибки.

В схеме косвенного управления параметры СЗ определяются в каждый момент времени и затем используются для оценки параметров контроллера (рисунок 5). Таким образом, имеет место явно выраженный процесс идентификации [6].

Недостатком такой схемы является то, что идентификация и функция управления основываются на значении ошибки e_u, и, следовательно, минимизацию ошибки на выходе СЗ e_y гарантировать нельзя.

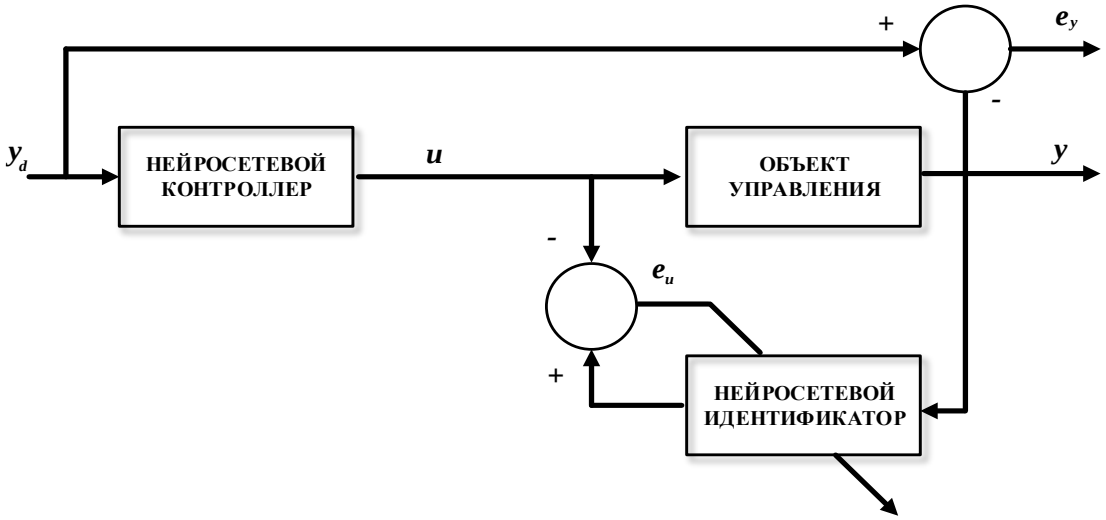


Рис. 5. Схема косвенного управления с использованием контроллера на базе ИНС

В схеме прямого управления СЗ (рисунок 6) параметры нейросетевого контроллера регулируются таким образом, чтобы уменьшить непосредственную ошибку на выходе e_y.

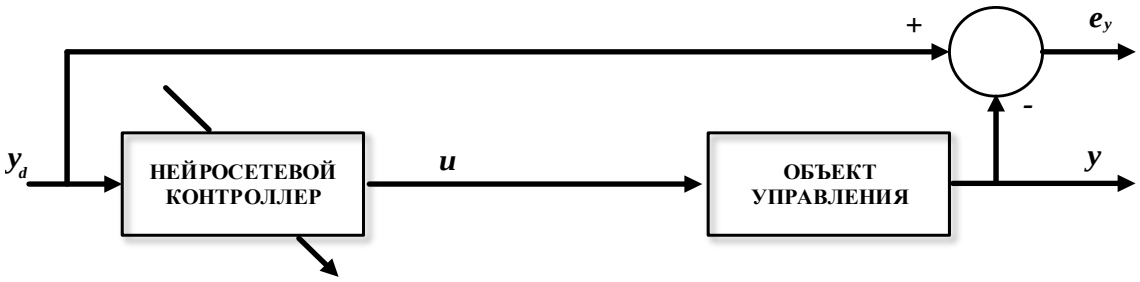


Рис. 6. Схема прямого управления с использованием контроллера на базе ИНС

В качестве целевой функции, которая должна быть минимизирована контроллером используется среднеквадратическая ошибка на выходе объекта управления

$$E_y = \frac{1}{2}(y_d - y)^2 \quad (5)$$

Одной из областей теоретических исследований, рассматривающих проблемы использования ИНС в системах управления, является сравнение таких методов управления с другими известными типами СУ, выявление присущих нейросетевым методам особенностей и их анализ. В работе [7] представлен обзор характеристик представленных выше СУ. Сравнивались устойчивость, скорость сходимости, работа в условиях шумов, требуемый объём памяти и т.д.

И хотя каждый из рассмотренных методов имеет как положительные, так и отрицательные характеристики следует отметить, что метод нейросетевого управления имеет ряд положительных качеств, которые слабо реализованы в первых двух СУ. В системе управления на базе нейросети практически отсутствуют ограничения на линейность системы, такая СУ эффективна в условиях помех в канале связи и после

окончания обучения обеспечивает управление системой защиты ИТКС в реальном масштабе времени.

Математическая и параметрическая модель системы управления. Необходимым этапом решения задач управления нелинейными динамическими системами является получение их адекватных математических моделей. Наиболее широкое распространение получили параметрические модели, требующие решения задач структурной и параметрической идентификации, использующее ограниченное число параметров. Параметрическую модель системы управления (к рис. 2), в общем плане, представляет следующее символическое соотношение:

$$Y_{iM} = L_{iM}\left[X_{iM,}\alpha_{iM}, C_{iM}(\gamma_{iM})\right], X_{iM} = S_{iM}\left[Y_{1M}, \dots, Y_{nM}, \beta_{iM}, \tilde{C}_{iM}(\delta_{iM})\right], \quad (6)$$

где Y_{iM} и X_{iM}– переменные состояния СУ, её характеристики; C_{iM}, $\tilde{C}_{iM}$ – совокупность внешних воздействий и переменных факторов возмущений, прикладываемых к СУ, где $\tilde{C}_{iM}$ – возмущения, приложенные к связям; S_{iM}– вектор, отражающий совокупность внутренних связей СУ; $i = 1(s)n$, т.е. $i = 1, 1+s, 1+2s, 1+3s, \dots, n.$; α_{iM}, β_{iM}, γ_{iM}, δ_{iM} – параметрические векторы, которые не коррелированы с Y_{iM}, X_{iM}, S_{iM}, C_{iM}, где α_{iM}, β_{iM} –технические параметры СУ, а γ_{iM}, δ_{iM} – параметры условий эксплуатации СУ СЗ ИТКС. Векторные выражения (1.6) в общем виде проиллюстрированы на рисунке 7:

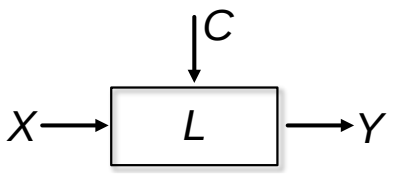


Рис. 7. Структурная схема, отражающая векторные связи $\boldsymbol{Y} = \boldsymbol{L}(\boldsymbol{X}, \boldsymbol{C})$

Параметрическая модель СУ – это система уравнений, которая определяет совокупность переменных состояний и находящаяся в зависимости от некоторого количества свободных переменных (параметров). В классическом понимании параметрический подход основан на аппроксимации нелинейностей рядами Винера, Вольтера, Гаммерштейна, полиномами Колмогорова-Габора и др. Однако область применения таких моделей ограничена. Кроме того, дополнительные трудности получения адекватного математического описания обусловлено наличием как ошибок программирования в системах, так и помех в реальных сигналах.

Методика оценки эффективности управления системой защиты информационно-телекоммуникационной сети специального назначения. Под эффективностью управления системой защиты ИТКС мы понимаем степень самоорганизации системы управления при выполнении возложенных на неё задач. При выходе из строя отдельных элементов (например, в результате деструктивного информационного воздействия) самоорганизующаяся система управления не выходит из строя полностью, а продолжает функционировать, но в меньшем объёме. Таким образом, для количественной оценки эффективности самоорганизующейся системы

управления используем критерий эффективности – $K_э$, обобщённый показатель. Критерий характеризует тот «средний успех», который достигается системой в результате функционирования в условиях информационных воздействий.

1-й этап методики – анализ назначения, перечня задач и условий функционирования системы управления. На этом этапе конкретизируются назначение и задачи системы управления с учётом особенностей управляемых элементов системы защиты, рубежа системы, каналов управления и количества управляемых элементов. Этап является подготовительным

2-й этап – выбор критерия эффективности системы управления $K_э$. Для систем управления сложными, многоуровневыми объектами целесообразно в качестве критерия эффективности рассматривать математическое ожидание числа задач управления системой защиты ИТКС, решаемых системой в течении заданного отрезка времени:

$$K_э = M[S], \tag{7}$$

где S – число задач управления, выполняемых системой защиты ИТКС в течение заданного времени Δt.

3-й этап – это составление функционально-структурной схемы и расчёт надёжностных показателей элементов системы управления. На данном этапе система управления разбивается на элементы, которые стохастически находятся в двух агрегатных состояниях «работа» либо «отказ». По итогу разбиения система представляется в виде ориентированного графа и матриц. Надёжностные характеристики элементов системы управления задаются вероятностями надёжного функционирования звеньев, датчиков, ветвей и каналов обратной связи в течении Δt. Каждые конкретные значения этих показателей вычисляются с учётом характеристик оборудования (аппаратных узлов системы управления, программных оболочек, интерфейсов взаимодействия системы управления и т.д.). Таким образом получаем последовательность вероятностей $P_k\ (k = 1,2,3, \dots, m)$, где P_k – вероятность исправного функционирования элемента с индексом k, а m – это общее число элементов и связей системы защиты ИТКС СН.

4-й этап – определение возможных состояний системы управления и определение показателей эффективности каждого состояния системы. При этом, если система включает m элементов, каждый из них вероятностно может находиться в одном из двух возможных состояний, то общее число всех возможных состояний системы будет равно

$$N = 2^m \tag{8}$$

Если обозначить через X_z – состояние системы управления при котором первые z элементов находятся в состоянии «функционирование», а остальные $m - z$ элементов в состоянии «отказ», то вероятность такого состояния системы управления определится по формуле:

$$P(X_z) = \prod_{k=1}^{z} P_k \prod_{k=z+1}^{m} (1 - P_k) \tag{9}$$

Используя формулу (1.9) можно вычислить вероятности всех возможных состояний системы. В каждом из этих состояний СУСЗ способна решить определённое число задач управления. Таким образом, каждому состоянию системы $X_j (j = 1,2,3, \dots, N)$ можно поставить в соответствие вероятность такого состояния $P(X_j)$ и число решаемых задач управления S_j в этом состоянии.

5-й этап – расчет критерия эффективности управления системой защиты ИТКС. Общий критерий эффективности СУСЗ ИТКС определяется как математическое ожидание числа задач управления, которые могут быть решены в течение времени Δt. В качестве допущения пренебрегаем вероятностью перехода из одного состояния в другое в течение Δt. В таком случае:

$$K_э = M[S] = \sum_{j=1}^{N} P(X_j) S_j \tag{10}$$

Таким образом, задача расчета критерия эффективности системы управления системой защиты ИТКС может быть решена методом статистического моделирования системы [8]. При вычислениях, как правило, маловероятностные состояния системы исключаются из рассмотрения. Рассчитанный критерий эффективности может быть использован при проверке соответствия реальной СУСЗ заданным тактико-техническим требованиям.

3. Заключение

Нейросетевые СУ более гибко подстраиваются под условия динамически изменяющейся обстановки, тем самым формируя модели СУСИБ наиболее адекватные поставленным задачам функционирования. Кроме того, нейросетевые СУ не только реализуют стандартные адаптивные методы управления СЗ, но и предлагают свои уникальные алгоритмические подходы к ряду задач, решение которых вызывает затруднения вследствие неформализованности. Так, в рамках одной модели СУСИБ на основе ИНС появляется возможность обработки коррелированных данных в потоковом режиме.

Задача управления, прогнозирования поведения системы разнородной структуры и управления её конфигурацией является достаточно сложной и актуальной в контексте противодействия технических систем защиты информационного ресурса и систем несанкционированного доступа [8]. Описанный алгоритм СУСИБ позволит строить адекватную модель прогноза воздействия, несомненно, может использоваться в системах обеспечения безопасности ИТКС СН, в которых обрабатываются большие объёмы защищаемой информации.

Литература

1. Коцыняк М.А., Карпов М.А., Лаута О.С., Дементьев В.Е. // Управление системой обеспечения безопасности информационно-телекоммуникационной сетью на основе алгоритмов функционирования искусственной нейронной сети». Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2020. № 4. С. 3-10.
2. Власенко М.А., Иванов Д.А., Кузнецов С.И., Лаута О.С. В сборнике: Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО 2018). VII Международная научно-техническая и научно-методическая конференция. Сборник научных статей. В 4-х томах. Под редакцией С.В. Бачевского. 2018. С. 167-171.
3. Коцыняк М.А., Иванов Д.А., Лаута О.С., Нечепуренко А.П., Муртазин И.Р. Методика прогнозирования воздействия таргетированной кибернетической атаки на информационно-телекоммуникационную сеть В сборнике: Региональная информатика и информационная безопасность. 2017. С. 109-111.
4. Коцыняк М.А., Иванов Д.А. Обеспечение безопасности управления роботизированных систем от воздействия таргетированных кибернетических атак В книге: Нейрокомпьютеры и их применение. Тезисы докладов. 2018. С. 108-А.
5. Коцыняк М.А., Лаута О.С., Иванов Д.А., Лукина О.М. Модель воздействия таргетированной кибернетической атаки на информационно-телекоммуникационную сеть Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические средства противодействия терроризму. 2019. № 3-4 (129-130). С. 58-65.
6. Лаута О.С., Иванов Д.А., Нечепуренко А.П., Власенко М.А. Методика синтеза системы защиты информационнотелекоммуникационной сети в условиях информационного противоборства В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIV Международной научно-технической конференции. В 5-и томах. 2018. С. 124-129.
7. ГОСТ Р 50922-2006. «Защита информации. Основные термины и определения».

References

1. Kotsynyak M.A., Karpov M.A., Lauta O.S., Dementyev V.E. // Management of the security system of the information and telecommunications network based on the algorithms for the functioning of an artificial neural network. Bulletin of the Tula State University. Technical science. 2020. No. 4. P. 3-10.
2. Vlasenko M.A., Ivanov D.A., Kuznetsov S.I., Lauta O.S. In the collection: Actual problems of information telecommunications in science and education (APINO 2018). VII International Scientific-Technical and Scientific-Methodological Conference. Collection of scientific articles. In 4 volumes. Edited by S.V. Bachevsky. 2018.S. 167-171.
3. Kotsynyak M.A., Ivanov D.A., Lauta O.S., Nechepurenko A.P., Murtazin I.R. Methods for predicting the impact of a targeted cyber attack on an information and telecommunications network In the collection: Regional informatics and information security. 2017.S. 109-111.
4. Kotsynyak M.A., Ivanov D.A. Ensuring the security of control of robotic systems from the impact of targeted cyber attacks In the book: Neurocomputers and their application. Abstracts of reports. 2018.S. 108-A.
5. Kotsynyak M.A., Lauta O.S., Ivanov D.A., Lukina O.M. A model of the impact of a targeted cyber attack on an information and telecommunications network. Questions of defense technology. Series 16: Technical means of countering terrorism. 2019. No. 3-4 (129-130). S. 58-65.
6. Lauta O.S., Ivanov D.A., Nechepurenko A.P., Vlasenko M.A. Methods for the synthesis of the protection system of the information and telecommunication network in the conditions of information confrontation In the collection: Radar, navigation, communication. Proceedings of the XXIV International Scientific and Technical Conference. In 5 volumes. 2018.S. 124-129.
7. GOST R 50922-2006. "Protection of information. Basic terms and definitions ”.

СОЗДАНИЕ НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ ТЕРМИНАЛЬНОГО ОБОРУДОВАНИЯ ДЛЯ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ ПО ПРОГРАММЕ «СФЕРА»

И. А. Байгутлина[1], П. А. Замятин[1], А. Ю. Дыбля[2], Е.Ф. Лядова[2]

[1]ООО «Телеквин», Санкт-Петербург, Россия
[2]АО «Научно-промышленная компания «Высокие технологии и стратегические системы» (АО «НПК «ВТиСС»), Москва, Россия

Аннотация. Описаны возможные направления создания терминального оборудования для новых спутниковых систем связи российского проекта «Сфера». Рассмотрены варианты построения терминальных систем для космических аппаратов «Марафон IoT» и «Скиф-Д».

Ключевые слова: спутниковая система связи, терминальное оборудование, «Марафон IoT», «Скиф-Д».

TRANSMISSION AND PROCESSING OF INFORMATION AS A SUBJECT OF CONSIDERATION OF THE INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION IN THE CONTEXT OF CYBERSECURITY

I. A. Baygutlina[1], P. A. Zamyatin[1], A. J. Dyblya[2], E. F. Lyadova[2]

[1]«Telequeen» Ltd, Saint-Petersburg, Russia
[2]JSC «Scientific and Production Company «High Technologies and Strategic Systems» (JSC «SPC «HTSTS), Moscow, Russia

Abstract. The possible directions of creating terminal equipment for new satellite communication systems of the Russian project «Sphere» are described. The variants of building terminal systems for the «Marafon IoT» and «Skif-D» spacecraft are considered.

Keywords: satellite telecommunication system, terminal equipment, «Marafon IoT», «Skif-D».

1. Введение

В настоящее время в мире проводятся активные работы по созданию нового поколения спутниковых систем связи [1 – 4]. В высокой степени готовности находятся спутниковые группировки StarLink и OneWeb, функционирующие на низких круговых орбитах [5].

Проект Starlink был инициирован в 2015 году компанией SpaceX (США) для удовлетворения возрастающего спроса на недорогую глобальную широкополосную сеть связи. Первая фаза проекта Starlink предусматривает вывод 1584 спутников диапазона Ku в 24 орбитальные плоскости по 66 спутников в каждой с высотой около 550 км. Вторая фаза проекта Starlink предусматривает вывод 7518 спутников диапазона V). В начале июня 2020 года компания SpaceX направила в FCC заявку, названную Generation 2, согласно которой планируется вывод дополнительно 30 тысяч спутников Starlink на высоты от 328 до 614 км.

Проект, стартовавший в феврале 2014 года и впоследствии ставший OneWeb, изначально был отдельным направлением внутри Google. С 2020 года проект OneWeb

реализуется компанией Bharti Global (Республика Индия) и правительством Великобритании (владеют по 42,2 % акций OneWeb, оставшиеся акции распределены между компанией Softbank (Япония) – 12,3 % и компанией Hughes Network Systems (США) – 2,6 %). Держателем контрольной акции является правительство Великобритании. Планируется, что спутники OneWeb будут находиться на полярных орбитах Земли с наклонением 87,9° на высоте 1 200 км от земной поверхности в 12 плоскостях, равномерно разнесенных по долготе восходящего узла, при этом предполагается, что каждый КА обеспечит пропускную способность до 7 Гбит/с.

По существующим планам, к 2030 году в рамках российской программы «Сфера» предполагается развернуть несколько новых спутниковых группировок. 7 июня 2021 года на сессии Петербургского международного экономического форума глава «Роскосмоса» Дмитрий Рогозин сообщил, что стоимость программы глобальной спутниковой системы «Сфера» составит 800 млрд рублей. 500 млрд рублей затрат на программу приходится на частные инвестиции, сказал Рогозин. Одним из ключевых изготовителей КА по программе «Сфера» выступает Красноярское АО «Информационные спутниковые системы» (ИСС) имени А. Ф. Решетнёва.

Настоящий материал посвящён рассмотрению вопросов создания терминального оборудования для спутниковых систем «Марафон IoT» и «Скиф-Д», создаваемых в рамках проекта «Сфера» [6].

2. Терминальное оборудование для группировки «Марафон IoT»

Основное назначение спутниковой группировки «Марафон IoT» заключается обеспечении телекоммуникационных потребностей «Интернета вещей» (организация глобально распределенной сети «Интернета вещей» на основе спутниковых и наземных каналов).

Целевая функция: предоставление сервисов IoT с ценовыми параметрами абонентских устройств и тарифных планов, соизмеримых показателями в наземных сетях [7].

Предполагается, что группировка КА «Марафон IoT» будет состоять из 264 спутников (рисунки 1 и 2), размещённых в 12 орбитальных плоскостях. Высота орбиты – около 750 км. Предполагаемая масса КА – 45 – 50 кг [8].

Ожидается, что запуск первого КА «Марафон IoT» состоится в 2023 году, следующие пять аппаратов – в 2024 году, половина орбитальной группировки – к 2026 году, полное формирование спутниковой системы – к 2027 году.

Озвученные в 2020 году целевые показатели:

– себестоимость абонентского устройства – $10–$30;

– себестоимость трафика для типовых решений режима Off-line – $2 в месяц;

– себестоимость трафика для типовых решений режима On-line – $8 в месяц;

– длительность работы абонентского устройства от обычных батарей – до 5–10 лет.

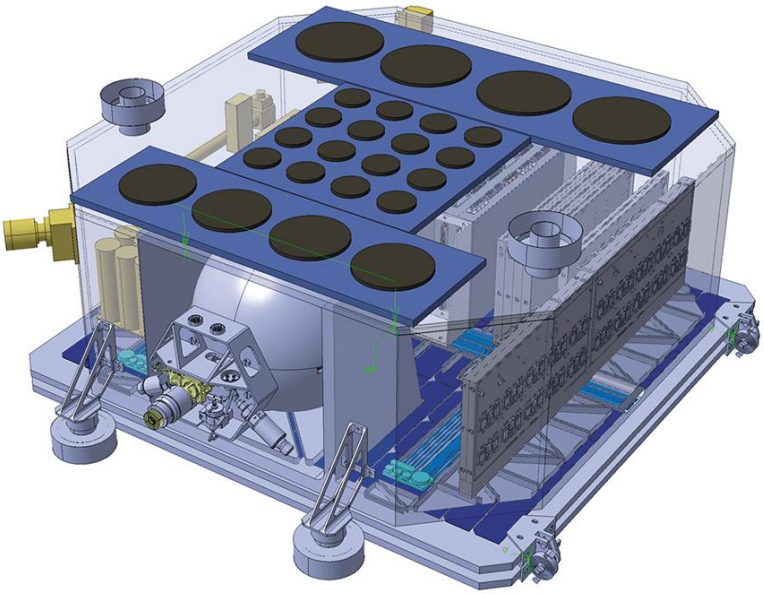


Рис. 1. КА «Марафон IoT» в транспортном положении

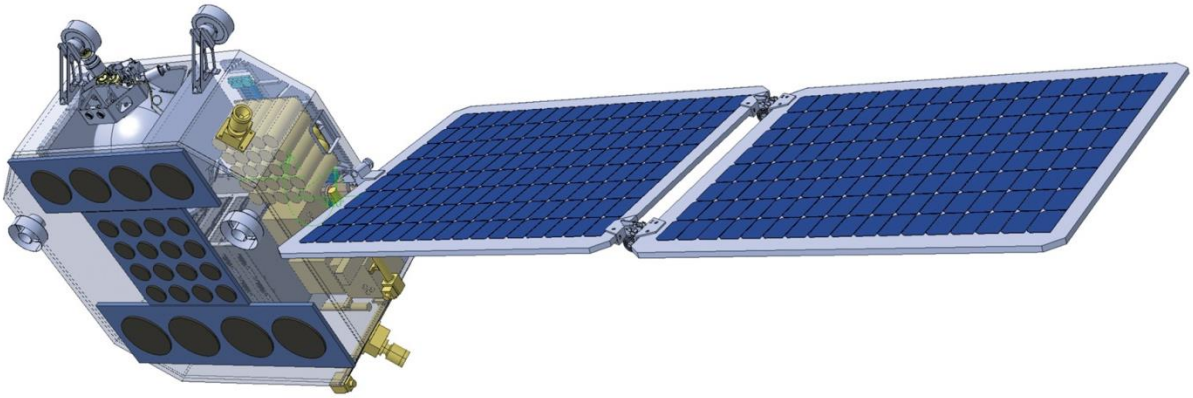


Рис. 2. КА «Марафон IoT» в транспортном положении

Рассматриваемые услуги и сервисы «Интернета вещей» IoT Off-Line:

1) логистика и контроль грузоперевозок:

– автотранспорт, морские и речные суда [9];

– железнодорожные перевозки;

2) предупреждение чрезвычайных ситуаций:

– предупреждение о лесных пожарах;

– предупреждение о землетрясениях на суше;

– предупреждение о цунами и землетрясениях на море;

– предупреждение о ЧС на транспортных магистралях;

3) социальные сервисы («кнопка жизни»):

– индивидуальное тревожное устройство;

– тревожное устройство ТР;

4) экология и охрана природных ресурсов:

– мониторинг атмосферного воздуха и водных ресурсов;

– мониторинг миграции животных;

– мониторинг доступа;

– услуги ARGOS (система сбора метеорологической и океанографической информации и определения координат движущихся объектов);

5) контроль сооружений и трубопроводов:

– контроль крупных сооружений;

– контроль трубопроводов;

6) технический контроль электросетей:

– контроль провисания и температуры проводов;

– контроль силовых трансформаторов;

7) контроль паводков и гидротехнических сооружений:

– контроль паводков;

– контроль гидротехнических сооружений;

8) сельское хозяйство:

– контроль почвы;

– тепличное хозяйство;

– контроль техники;

– контроль хранилищ;

9) контроль оборудования геофизических методов разведки:

– сейсморазведка;

– термометрия;

– барометрия;

– акустическая шумометрия;

10) контроль арктической зоны и Северного морского пути:

– контроль движения айсбергов;

– контроль состояния ледового покрова;

– контроль сооружений в вечной мерзлоте;

11) метеорология:

– стационарные станции;

– дрейфующие буи;

– воздушные зонды;

12) контроль ЖКХ в удалённых и обособленных населённых пунктах:

– котельные и системы отопления, электростанции;

– состояние инфраструктуры;

13) контроль в интересах пограничной службы ФСБ РФ:

– контроль сухопутных границ;

– контроль водного пространства.

В аванпроекте «Марафон IoT» рассматривались опциональные сервисы:

1) услуги и сервисы «Интернета вещей» On-Line:

– создание поля контроля воздушных беспилотных систем [10 – 13], в том числе, для защиты критически важной инфраструктуры [14];

– создание поля контроля морских беспилотных систем;

– контроль и подача команд на средства выведения;

2) услуги трекинга воздушных судов на основе АЗН-В (автоматическое зависимое наблюдение-вещание);

3) услуги трекинга морских судов;

4) услуги и трансляции дифференциальных поправок;

5) услуга спутниковой геолокации IoT устройств.

Условия применения абонентских терминалов (АТ), для которых выполняется адаптация конструктивно-технологического исполнения:

– наземное;

– воздушное;

– надводное.

При необходимости, в перспективе может быть рассмотрено подводное и космическое базирование.

Конструктивное исполнение АТ:

– «система на кристалле» (SoC);

– модуль расширения (например, мезонинного типа);

– законченное изделие гражданского применения;

– законченное изделие специального применения (защищённое).

Возможно модульное или моноблочное исполнение АТ.

Основные рассматриваемые коммуникационные интерфейсы:

– Ethernet;

– RS-485;

– CAN;

– Bluetooth;

– Wi-Fi.

Возможный функционал АТ:

– обеспечение взаимодействия с устройствами «Интернета вещей» на физическом и канальном уровне эталонной модели взаимодействия открытых систем;

– аггрегация трафика от сенсоров и исполнительных устройств «Интернета вещей»;

– интеллектуальная обработка данных от сенсоров и от/для исполнительных устройств «Интернета вещей»;

– работа в режиме контроллера автоматизации (EtherCAT, PROFIBUS/PROFINET, Ethernrt/POWERLINK, Ethernet/IP, FBUS, ModBusTCP и т. п.).

Целесообразно создавать АТ с различными вариантами контроля качества:

– с приёмкой ОТК;

– с приёмкой 5 и т. п.

В качестве вычислительной основы АТ могут быть применены, например, микроконтроллеры отечественного производства ЗАО «ППК Миландр» (серий 1886, 1901, 1967, 1986 и др.), которые доступны в нескольких вариантах исполнения (в том числе, с лётной квалификацией).

На базе рассматриваемых АТ могут быть построены распределённые системы различного назначения, например, зональные системы мониторинга обстановки (ЗСМО) с адаптацией к условиям низких температур, большим расстояниям, минимальным энергопотреблением и повышенной надёжностью для сбора и обработки информации о работе удаленных объектов инфраструктуры в Арктической зоне (с учетом особенностей её климата), а также в других удалённых и малонаселённых регионах России. В этих обширных регионах ЗСМО необходима для обеспечения, в том числе, потребностей МО РФ и ФСБ в защите национальной безопасности и границ, при организации мониторинга военных объектов, расположенных на удаленных от материка островах, при чрезвычайных ситуациях, в интересах специальных министерств и ведомств. ЗСМО в Арктике могут быть использованы судами различного назначения, исследовательскими экспедициями, бригадами добывающих платформ, постоянно находящимся в регионе, экологами. Меняя количество и функциональное назначение локальных контроллеров в системе сбора и обработки информации, можно предусмотреть различные варианты ЗСМО, в зависимости от потребностей заказчика.

3. Терминальное оборудование для группировки «Скиф»

Спутниковая группировка КА «Скиф» предназначена для предоставления услуг Интернет на всей территории РФ. Предварительно намечен вывод на среднюю круговую орбиту 12 спутников (рисунок 3). Высота орбиты – 8070 км; наклонение – приполярное (89 º).

Рис. 3. КА «Скиф-Д»

В 2022 году планируется запуск спутника-демонстратора для отработки ключевых технологий и решений. Предполагается формирование большого количества лучей с многократным переиспользованием частот. Запуск КА для коммерческой эксплуатации намечен на 2025–2026 годы.

Одной из основных задач группировки является обеспечение связи с шлюзовыми станциями в местности, где использование других телекоммуникационных технологий затруднено.

Учитывая назначение группировки, создаваемые АТ должны быть адаптированы, в том числе, под решения задач уровня районного узла связи.

В качестве примера варианта конструктивного исполнения АТ для КА «Скиф-Д» можно рассмотреть комплект Starlink Internet Kit, предложенный компаний SpaceX в 2020 году для участия в бета-тестирования системы Starlink. Терминальный комплект включает сферическую ФАР (содержит около 1700 элементов), треногу для её установки, компактный роутер, а также блок питания и набор проводов (рисунок 4). Вариант смонтированного терминала представлен на рисунке 5. Начальное позиционирование антенны – механическое.

Рис. 4. Комплект Starlink Internet Kit

Рис. 5. Смонтированный терминал Starlink

На рисунках 5 и 6 показан пример размещения групп переключаемых для целей диаграммообразования антенных излучателей непосредственно на корпусе АТ. Подобная схема отрабатывалась, в том числе, при проектировании АТ для низкоорбитальной спутниковой группировки Yaliny в 2014-2015 годах.

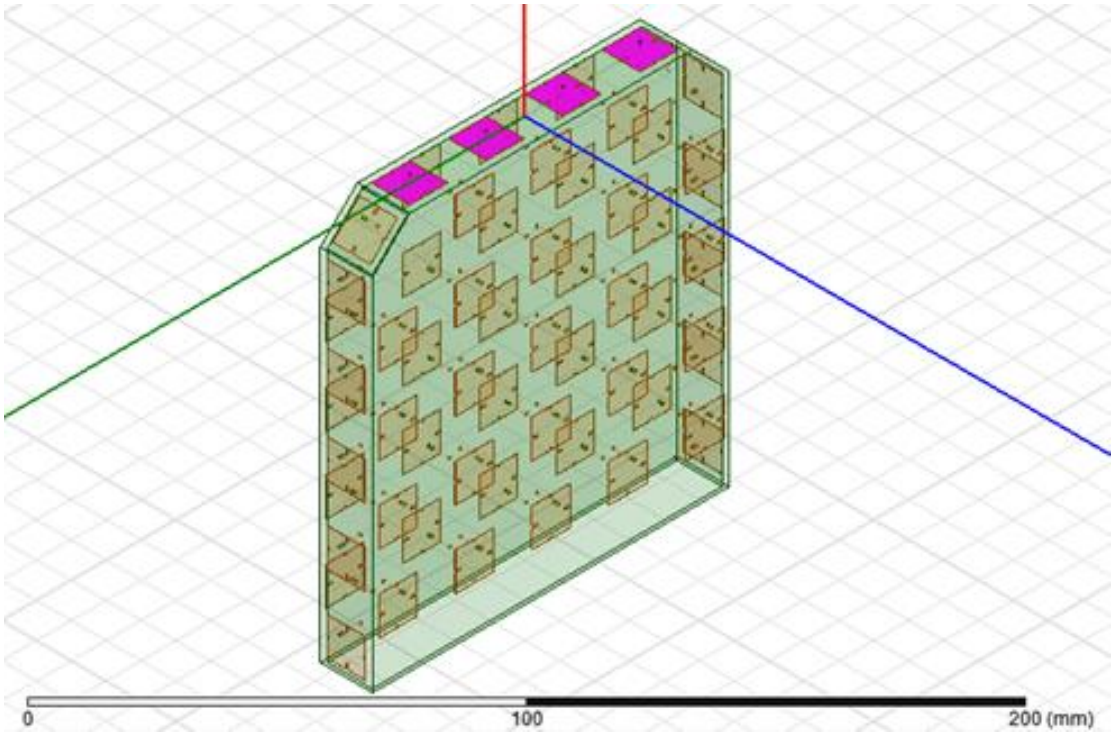


Рис. 6. Пример расположения излучателей АТ

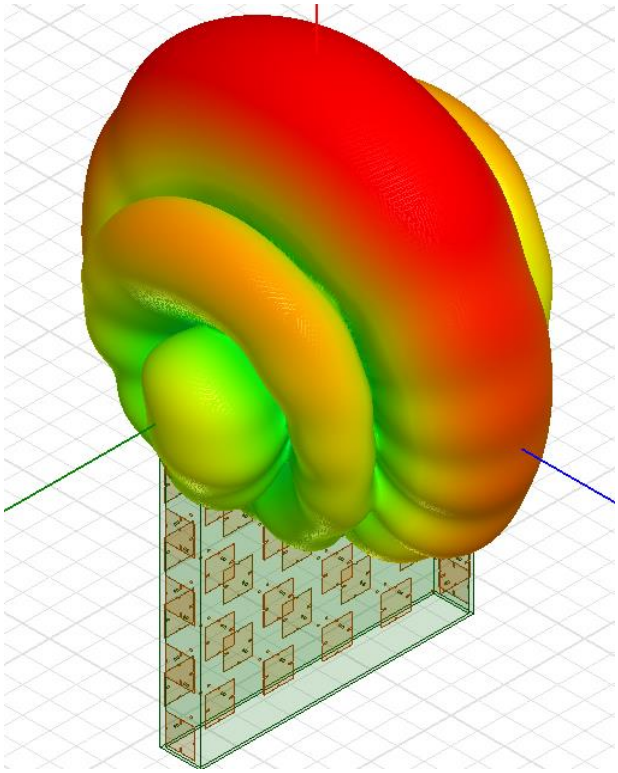


Рис. 7. Диаграмма направленности группы излучателей

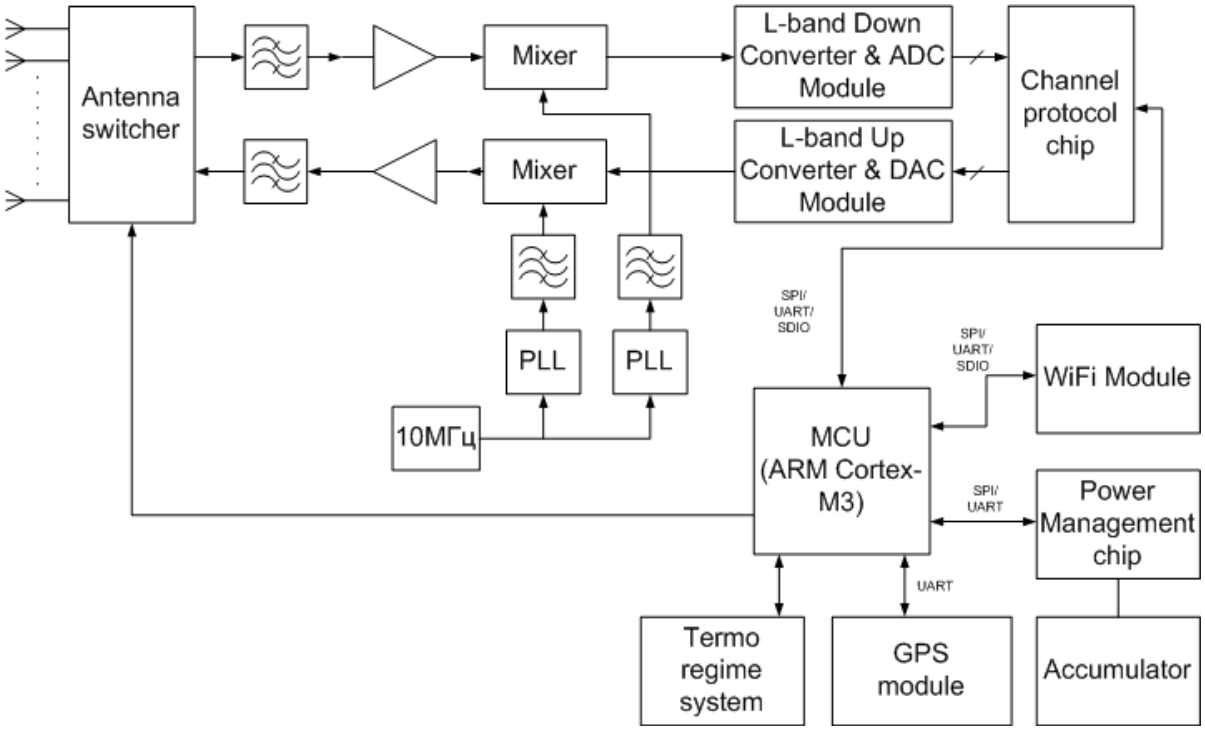


Рис. 8. Пример структурной схемы абонентского терминала
с фазированной антенной решёткой

Представленный на рисунке 8 абонентский терминал состоит из следующих составных частей:

1) антенной системы, которая, в свою очередь, состоит из:

1.1) приемо-передающих излучателей двух видов – направленных (с коэффициентом усиления не менее 10 дБ) и ненаправленных (с диаграммой направленности, перекрывающей полностью сферу или полусферу);

1.2) антенного переключателя, позволяющего коммутировать требуемый сегмент антенного полотна с СВЧ-трактом;

1.3) системы управления антеннами для управления переключением сегментов антенного полотна;

2) СВЧ-тракта, который состоит из:

2.1) приемного СВЧ-тракта, включающего:

– Down Converter с рабочего диапазона частот линии «вниз» космического аппарата;

– L-band Down Converter (его структура схожа со структурой Down Converter);

– аналого-цифровой преобразователь (АЦП);

Down Converter содержит:

– полосовой фильтр;

– МШУ;

– генератор задающий 10 МГц;

– модуль фазовой подстройки частоты (PLL);
– полосовой фильтр после PLL;
– смеситель;

2.2) передающего СВЧ-тракта, включающего:
– цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП);
– L-band Up Converter (его структура схожа со структурой Up Converter);
– Up Converter в рабочий диапазон частот линии «вверх» космического аппарата;

Up Converter содержит:
– генератор задающий 10 МГц;
– PLL;
– полосовой фильтр после PLL;
– смеситель;
– усилитель мощности (14 ГГц);
– полосовой фильтр;

3) ПЛИС (Channel Protocol Chip), реализующей канальную обработку сигналов СВЧ-тракта и транслирующую обработанные данные в центральный процессор, а также алгоритмы работы системы управления переключением антенн и оценки уровня сигнала;

4) центрального процессора (MCU), предназначенного для общего управления всем АТ (индикация, питание, переключение антенн и т.п.), а также для предоставления общего интерфейса устройства смартфону поверх IP стека через Wi-Fi и конфигурации канального уровня АТ–КА и проксирования сетевого уровня в оконечное устройство (например, смартфон);

5) системы внешних коммуникаций, предназначенной для обеспечения взаимодействия с пользователем и другими устройствами, которая может включать в себя: Wi-Fi-модуль (антенна с приемо-передающим модулем), системы индикации состояния, управляющих элементов и т. д.;

6) системы электропитания (Power Management Chip), включающая в себя аккумуляторную батарею (АКБ) и систему управления (различные преобразователи напряжений, вторичные источники);

7) системы обеспечения теплового режима (Termo Regime System, СОТР);

8) системы глобального позиционирования на основе GPS/Глонасс-модуля.

Важным аспектом проектирования АТ является обеспечение непрерывности информационного взаимодействия [15, 16] и возможность функционирования в условиях преднамеренных и непреднамеренных помех [17 – 19].

В качестве перспективного направления высокой технологической готовности может быть рассмотрен дополнительный функционал абонентского оборудования, базирующийся на использовании широкого спектра технологий и решений искусственного интеллекта [20 – 22].

4. Заключение

Рассмотрены возможные направления разработки нового терминального оборудования для обеспечения информационного взаимодействия с низкоорбитальными КА «Марафон IoT» и среднеорбитальными КА «Скиф-Д», создаваемыми в рамках реализации программы «Сфера».

Описаны возможные базовые и опциональные сервисы, которые могут быть реализованы при помощи создаваемых абонентских терминалов. Для КА «Марафон IoT» рассмотрены On-line и Off-line варианты сервисов.

Представлены примеры конструктивно-технологического исполнения абонентского оборудования.

Изначально на уровне алгоритмов необходимо закладывать функционал обеспечения непрерывности информационного взаимодействия для распределённых групп абонентов в различных условиях эксплуатации абонентского оборудования. При этом с успехом могут быть использованы механизмы, ранее разработанных для систем мониторинга с использованием БПЛА [3, 15, 16].

Исключительно важное значение приобретают работы по импортозамещению, позволяющие существенно снизить риски по созданию нового терминального оборудования.

Литература

1. Галайко И. В. и др. Вопросы разработки полезной нагрузки космических аппаратов, абонентских терминалов и системы управления сетью для спутниковых систем связи / И. В. Галайко, С. А. Грищенко, А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля, Ю. В. Дыбля, А. В. Зайковский, П. А. Замятин, О. С. Крылова, Т. А. Кузина, А. В. Литвинов, Е. Ф. Лядова, А. Ю. Непочатов, И. В. Рыбка, В. В. Самойлов, А. Г. Трубачёв, К. В. Яковлев. – М.: Издательство ООО «Сам Полиграфист», 2020. – 208 с.
2. Лядова Е. Ф. Организация информационного взаимодействия между беспилотным летательным аппаратом и пунктом управления системы мониторинга: основные варианты и оптимизационный выбор конфигурации // Фундаментальные и прикладные научные исследования: актуальные вопросы современной науки, достижения и инновации. Сборник научных статей по материалам III Международной научно-практической конференции. – Уфа: ООО «Научно-издательский центр «Вестник науки», 2020. – С. 81–94.
3. Лядова Е. Ф. Организация информационного взаимодействия в системе мониторинга на базе беспилотных летательных аппаратов при использовании спутниковых систем связи в условиях накладываемых ограничений // Технологические исследования: информационное обеспечение, алгоритм проведения, интерпретация результатов. Сборник статей по итогам Международной научно-практической конференции. – Стерлитамак: Издательство ООО «Агентство международных исследований», 2020. – С. 51–57.
4. Литвинов А. В., Лядова Е. Ф., Рыбка И. В. Вопросы проектирования космических аппаратов спутниковой системы связи // Инновационная наука. – 2020. – № 4. – С. 43–49.
5. Мырова Л. О. и др. Низкоорбитальные спутниковые системы связи Starlink и OneWeb / Л. О. Мырова, О. В. Ментус, А. Б. Давыдов, П. А. Замятин, Е. Ф. Лядова, А. С. Филатова // Труды Научно-исследовательского института радио. – 2021. – № 2. – С. 36–45.
6. Афанасьев И. В интересах потребителя ИСС имени Решетнёва готовится к «Сфере» // Русский космос. – 2021. – № 7. – 44–47.
7. Шайтура С. В. и др. Совокупная стоимость владения решениями на базе технологии «Интернет вещей» / С. В. Шайтура, П. А. Замятин, Л. П. Белю, Н. Л. Султаева // Вестник Курской государственной сельскохозяйственной академии. – 2021. – № 2. – С. 124–133.

8. Анпилогов В. Р. и др. Многоспутниковая система передачи данных «Марафон IoT»: сервисы спутникового интернета вещей и их конкурентоспособность / В. Р. Анпилогов, Н. А. Тестоедов, А. В. Кузовников, О. С. Графодатский // Презентация для круглого стола «Место спутниковых технологий на рынке интернета вещей» (2 ноября 2020 года). – 8 с.
9. Байгутлина И. А., Замятин П. А. Проверочно - испытательный комплекс для тестирования бортовых коммуникационных и навигационных устройств беспилотных автомобилей // Технологические исследования: информационное обеспечение, алгоритм проведения, интерпретация результатов. Сборник статей по итогам Международной научно-практической конференции. – Стерлитамак: АМИ, 2020. – С. 8–14.
10. Байгутлина И. А. и др. Особенности построения и использования специализированной информационно-справочной системы «UAV-INFO» по беспилотным летательным аппаратам / Байгутлина И. А., Грищенко Д. А., Замятин П. А., Лядова Е. Ф. // Методы и программные средства информационного сервиса в информационных и пространственных полях. Сборник научных трудов. – Бургас, 2020. – С. 139–154.
11. Замятин П. А. Классификационные признаки беспилотных летательных аппаратов аэродромного базирования // Chronos. – 2020. – № 4 (43). – С. 76–84.
12. Замятин П. А. Вопросы эксплуатации беспилотных авиационных систем // Славянский форум. – 2021. – № 1(31). – С. 297–304.
13. Замятин П. А. Системы управления беспилотными летательными аппаратами // Инновационная наука. – 2020. – № 4. – С. 37–42.
14. Байгутлина И. А., Замятин П. А. Система защиты аэропортов от беспилотных летательных аппаратов // Славянский форум. – 2019. – № 4(26). – С. 289–298.
15. Кочкаров А. А., Тимошенко А. В., Литвинов А. В., Лядова Е. Ф., Гайчук Ю. Н. Оценка непрерывности информационного взаимодействия и доведения информации в системах мониторинга с динамической структурой // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2019. – Т. 24. – № 8. – С. 66–71.
16. Кушнер А. К., Кочкаров А. А., Лядова Е. Ф. Моделирование структурного разрушения сложных сетевых систем без восстановления: компьютерной исследование // Успехи современной радиоэлектроники. – 2020. – Т. 74. – № 7. – С. 38–45.
17. Шевырёв А. В., Замятин А. Ю. Концептуальные аспекты информационного противоборства // В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIII Международной научно-технической конференции. В 3-х томах. – 2017. – С. 1128–1137.
18. Волков А. Н. и др. Модели, методы и средства обеспечения информационной безопасности и непрерывности информационного взаимодействия при использовании транспортных сетей передачи данных на базе ВОЛС / А. Н. Волков, И. В. Галайко, С. А. Грищенко, А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля, Ю. В. Дыбля, А. А. Кочкаров, Т. А. Кузина, А. В. Литвинов, Е. Ф. Лядова, А. Ю. Непочатов, И. В. Рыбка, В. В. Самойлов, А. В. Тимошенко, А. Г. Трубачёв. – М.: Издательство ООО «Сам Полиграфист», 2019. – 200 с.
19. Лядова Е. Ф., Дыбля А. Ю. Модели и методы обеспечения непрерывности информационного взаимодействия при использовании сетей связи и передачи данных специального назначения // Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXVI международной научно-технической конференции. В 6-ти томах. – Т. 2. – Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2020. – С. 343–348.
20. Лядова Е. Ф. Применение искусственного интеллекта в системах принятия решений // Состояние и перспективы развития современной науки по направлению «АСУ, информационно-телекоммуникационные системы». Сборник статей III Всероссийской нучно-технической видеоконференции. – Анапа: Федеральное автономное государственное учреждение «Военный инновационный технополис «ЭРА», 2021. – С. 76–81.
21. Лядова Е. Ф. Перспективные сервисы на основе технологий искусственного интеллекта и виртуальной реальности // Славянский форум. – 2021. – № 1 (31). – С. 29–40.
22. Лядова Е. Ф. Общий искусственный интеллект и геоинформационные технологии // Славянский форум. – 2021. – № 2 (32). – С. 327–335.

REFERENCES

1. Galayko I. V. and others. The issues of the spacecraft payload, the subscriber terminal stations and the control systems development in the satellite telecom systems / I. V. Galayko, S. A. Grischenko, A. B. Davydov, A. Y. Dyblya, Y. V. Dyblya, A. V. Zaykovskiy, P. A. Zamyatin, O. S. Krylova, T. A. Kuzina, A. V. Litvinov, E. F. Lyadova, A. Y. Nepochatov, I. V. Rybka, V. V. Samoylov, A. G. Trubachev, K. V. Yakovlev. – Moscow: JSC «NPK «VTiSS», JSC «Sam Polygraphist» Publishers, 2020. – 208 p.
2. Lyadova E. F. Setting the informational interaction between the unmanned aerial vehicle and the monitoring system control point: the main variants and the optimization choice of the configuration // The collection of the scientific articles by the materials of the III International science-practical conference «The fundamental and application researches: the actual issues of the modern science, the achievements and innovations» (Ufa, June 13, 2020). – Ufa: NIC Vestnik Nauki Publ., 2020. – Pp. 81–94.
3. Lyadova E. F. Setting the information interaction in the unmanned aerial vehicle based monitoring system when using the satellite telecom systems with certain limitations // The collection of articles of the International science-practical conference «The technological researches: the information provisioning, the behavior algorithms, the results interpretation» (Kazan, May 23, 2020). – Sterlitamak: AMI, 2020. – Pp. 51–57.
4. Litvinov A. V., Lyadova E. F., Rybka I. V. The issues of the satellite telecom systems spacecraft design // The Innovation Science. The International Science Magazine. – 2020. – No 4. – Pp. 43–49.
5. Myrova L. O. and others. Low orbit satellite telecom systems Starlink and OneWeb / L. O. Myrova, O. V. Mentus, A. B. Davydov, P. A. Zamyatin, E. F. Lyadova, A. S. Filatova // Radio Research and Development Institute Proceedings. – 2021. – No 2. – Pp. 36–45.
6. Afanasyev I. In the interests of the consumer, the Reshetnev ISS is preparing for the «Sphere» // Russian Space. – 2021. – № 7. – Pp. 44-47.
7. Shaytura S. V. and others. The total ownership price of the solutions based on the «Internet of things» technology / S. V. Shaytura, P. A. Zamyatin, L. P. Belyu, N. L. Sultaeva // Kursk State Agricultural Academy Proceedings. – 2021. – No 2. – Pp. 124–133.
8. Anpilogov V. R. and others. Multi-satellite data transmission system «Marathon IoT»: satellite Internet of Things services and their competitiveness / V. R. Anpilogov, N. A. Testoedov, A. V. Kuzovnikov, O. S. Grafodatsky // Presentation for the round table «The place of satellite technologies in the Internet of Things market» (November 2, 2020). – 8 p.
9. Baygutlina I. A., Zamyatin P. A. The monitoring and test complex for the unmanned vehicles onboard communication and navigation systems testing // The collection of articles of the International science-practical conference «The technological researches: the information provisioning, the behavior algorithms, the results interpretation» (Kazan, May 23, 2020). – Sterlitamak: AMI, 2020. – Pp. 8–13.
10. Baygutlina I. A. and others. The features of the «UAV-INFO» unmanned aerial vehicles information system building and operation / Baygutlina I. A., Grischenko D. A., Zamyatin P. A., Lyadova E. F. // In the collection of scientific articles: The methods and SW means of the information service in the informational and spatial fields. – Burgas, 2020. – Pp. 139–154.
11. Zamyatin P. A. The ground-based unmanned aerial vehicle classification signs // «Chronos» scientific magazine. The collection of scientific proceedings «The modern science issues: the problems, trends and the perspectives». – Proceeding 4 (43), April 13, 2020. – Pp. 76–84.
12. Zamyatin P. A. The unmanned aerial systems operation issues // The Slav Forum. – 2021. – No 1(31). – Pp. 297–306.
13. Zamyatin P. A. The unmanned aerial vehicles control systems // Innovation science. – 2020. – No 4. – Pp. 37–42.
14. Baygutlina I. A., Zamyatin P. A. The anti-unmanned aerial vehicle airport protection system // The Slav Forum. – 2019. – No 4(26). – Pp. 289–298.
15. Kochkarov A. A., Timoshenko A. V., Litvinov A. V., Lyadova E. F., Ghaychuk Y. N. The estimation of the informational interaction continuity and the information delivery in the

monitoring systems with the dynamic structures // Electromagnetic waves and electronic systems, Moscow: Radiotechnics, 2019. – Vol. 24. – No 8. – Pp. 66–71.
16. Kushner A. K., Kochkarov A. A., Lyadova E. F. The complex network systems destruction modelling: the computer research // The modern electronics success. – 2020. – No 7. – Pp. 38–45.
17. Shevyrev A. V., Zamyatin A. Y. The informational confrontation concept aspects // In the proceedings: Radiolocation, navigation, telecommunication. The collection of articles of the XXIII International science-technical conference. In three volumes. – 2017. – Pp. 1128–1137.
18. Volkov A. N. and others. The models, methods and means to provide the informational security and the information interaction continuity in the fiber optic transport networks / A. N. Volkov, I. V. Galayko, S. A. Grischenko, A. B. Davydov, A. Y. Dyblya, Y. V. Dyblya, A. A. Kochkarov, T. A. Kuzina, A. V. Litvinov, E. F. Lyadova, A. Y. Nepochatov, I. V. Rybka, V. V. Samoylov, A. V. Timoshenko, A. G. Trubachov; Edited by A. V. Timoshenko. – Moscow: JSC «NPK «VTiSS», JSC «Sam Polygraphist» Publishers, 2019. – 200 p.
19. Lyadova E. F., Dyblya A. Y. The models and methods of the information interaction continuity when using the specialized telecom and data transmission systems // Radiolocation, navigation, telecommunications: The scientific papers collection of The XXVI International Technical Scientific Conference (September 29th – October 1st, 2020): in 6 volumes/ Voronezh State University, JSC «Concern «Sozvezdiye». – Vol. 2. – Voronezh: VGU Publishers, 2020. – Pp. 343–348.
20. Lyadova E. F. Using the artificial intellect in the decision making systems // The materials of the III All Russian science and technical video conference «The modern science condition and the development perspectives in the «Automatic Control Systems, information and telecommunication systems» area». In three volumes. Volume 3. – Anapa: The military innovation technical park «Era», 2021. – Pp. 76–81.
21. Lyadova E. F. The forward-looking services based on the artificial intellect and virtual reality technologies // The Slav Forum. – 2021. – No 1 (31). – Pp. 29–40.
22. Lyadova E. F. The common artificial intellect and the geo-inform technologies // The Slav Forum. – 2021. – No 2 (32). – Pp. 327–335.

СОЗДАНИЕ ПЕРСПЕКТИВНОЙ СИСТЕМЫ ШИРОКОПОЛОСНОЙ СВЯЗИ ДЛЯ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

А. Ю. Дыбля[1], А. Б. Давыдов[2], Е. Ф. Лядова[2]

[1]ООО «ДЮСО-Системс», Москва, Россия
[2]АО «Научно-промышленная компания «Высокие технологии и стратегические системы» (АО «НПК «ВТиСС»), Москва, Россия

Аннотация. Целью описываемого проекта являлось создание широкополосной системы связи гражданской авиации типа «Борт-Земля» (ССГА-БЗ) для обеспечения информационного взаимодействия в С-диапазоне частот между бортовыми станциями широкополосной связи (БСШС), установленными на летательных аппаратах различного типа, и сетью наземных станций широкополосной связи (НСШС).

Ключевые слова: связь, система, авиация, базовые станции, передача данных, наземные станции.

ESTABLISHING AN ADVANCED BROADBAND COMMUNICATION SYSTEM FOR AIRCRAFT

A. Yu. Dublya[1], A. B. Davydov[2], E. F. Lyadova[2]

[1]DUSO Systems Ltd., Moscow, Russia
[2]JSC «Scientific and Production Company «High Technologies and Strategic Systems» (JSC «SPC «HTSTS), Moscow, Russia

Abstract. The purpose of the described project was to create a broadband civil aviation communication system of the «Aircraft-Earth» (SSGA-BZ) to ensure information interaction in the C-frequency range between onboard broadband communication stations (BSShS) installed on aircraft of various types, and a network of broadband ground stations (NSShS).

Keywords: communications, system, aviation, base stations, data transmission, ground stations.

1. Введение

В настоящее время широкополосная беспроводная связь с авиалайнерами организуется одним из четырех способов [1 – 4]:

– посредством сети наземных базовых станций;

– через спутниковые каналы связи диапазона частот L;

– через спутниковые каналы связи диапазона частот Ku;

– через спутниковые каналы связи диапазона частот Ka.

Рассматриваемый проект ССГА-БЗ относится к первому варианту; его назначение: обеспечение широкополосного канала передачи данных между бортовой станцией широкополосной связи (БСШС), расположенной на борту воздушного судна, и сетью наземных станций широкополосной связи (НСШС), расположенных на поверхности Земли, в целях передачи и приема различного рода информационных потоков: данные, голос, видео, в том числе, с камер видеонаблюдения, расположенных в пассажирской кабине [5 – 8], а также доступа в сеть Интернет с портативных устройств пассажиров воздушного судна по технологии Wi-Fi и/или 3G/LTE [9 – 11].

2. Область применения проекта ССГА-БЗ

Область применения ССГА-БЗ: прием и передача данных посредством организации радиолинии прямой видимости между БСШС установленной на борту воздушных судов и сетью НСШС расположенных по маршрутам воздушного движения Российской Федерации.

Существующие ограничения ССГА-БЗ:

– реализуемость только на суше (хотя, теоретически, могут быть созданы и базовые станции морского базирования);

– значительное количество коммерчески привлекательных для услуги ШПД воздушных трасс проходит над безлюдными районами РФ, вследствие чего затраты на построение сети вышек будут довольно значительными.

Целевые ЛА для ССГА-БЗ:

– Сухой СуперДжет SSJ 100-95B производства Авиационного холдинга «Компания Сухой». Крейсерская скорость – 830 км/ч;

– МС-21 (модели 200 и 300) производства Корпорации «Иркут». Крейсерская скорость 850 км/ч;

– серия AirBus 32x (модели 318, 319, 320 и 321) производства европейского авиастроительного Концерна AirBus. Крейсерская скорость – 840 км/ч.

НСШС устанавливается на земной поверхности с максимальной возможной высотой подвеса антенны для обеспечения больших дальностей радиовидимости БСШС с учетом кривизны Земли и её рельефа.

БСШС устанавливается на борту воздушного судна и предназначена для применения на борту воздушного судна в соответствии с требованиями норм авиационной безопасности.

Связь в ССГА-БЗ обеспечивается посредством радиолинии между НСШС и БСШС в целевом диапазоне частот в зоне прямой видимости на расстояниях до 250 км (в зависимости от рельефа местности и высоты подвеса антенн НСШС), на высоте полета воздушных судов различного типа от 3 000 до 12 000 м и требуемыми скоростями 1200 км/ч и выше для обеспечения связи для пассажирской кабины и на высотах от 0 до 12 000 м для обеспечения связи для передачи видеонаблюдения и телеметрической информации о состоянии различного оборудования воздушных судов [12, 13].

В ряде случаев в труднодоступных районах для подключения НСШС к сети оператора связи может быть использована спутниковая ретрансляция.

Все блоки НСШС автономны, не требуют постоянного управления оператором дежурной смены, имеют интерфейс для возможности передачи телеметрической информации о их работоспособности, а также параметров радиоканала по согласованному протоколу. Все блоки исполнены для работы вне помещений, не требуют специальных средств охлаждения и могут устанавливаться непосредственно на антенно-мачтовые сооружения для упрощения процедуры инсталляции и сокращения трассы радиочастотных кабелей между блоками.

Бортовая беспроводная сеть воздушного судна (Wi-Fi или LTE) взаимодействует с наземной сетью через радиоканал между БСШС и НСШС, который обеспечивает необходимую пропускную способность и качественные показатели для пропуска различных типов трафика: данные, голос, видео. НСШС подключается по типовому интерфейсу Ethernet наземной сети оператора связи, для возможности выхода в сеть общего пользования, управления услугами связи, биллинга, обеспечения требований СОРМ и других требований законодательства [14 – 17].

Объединение НСШС в единую сеть ориентировано на использование транспортной инфраструктуры и информационных ресурсов ПАО «Ростелеком».

Присоединение НСШС к сети оператора ПАО «Ростелеком» осуществляется с использованием интерфейса Ethernet.

В исключительных случаях для труднодоступных районов для подключения НСШС предусматривается использование ресурсов ССС на геостационарной и высокоэллиптических орбитах.

В перспективе возможно использование низкоорбитальных ССС для подключения НСШС. Владельцем одного из таких проектов является ПАО «Мегафон». Отвечает за разработку и создание ССС компания «Мегафон 1440», которая приступила к работе 16 ноября 2020 г.

Технологиями-заменителями ССГА-БЗ в настоящее время являются варианты предоставления услуги ШПД с использованием спутниковых каналов связи.

Укрупнённая структура ССГА-БЗ, представленная на рисунке 1, включает наземную систему широкополосной связи, бортовую систему широкополосной связи и систему управления [18, 19].

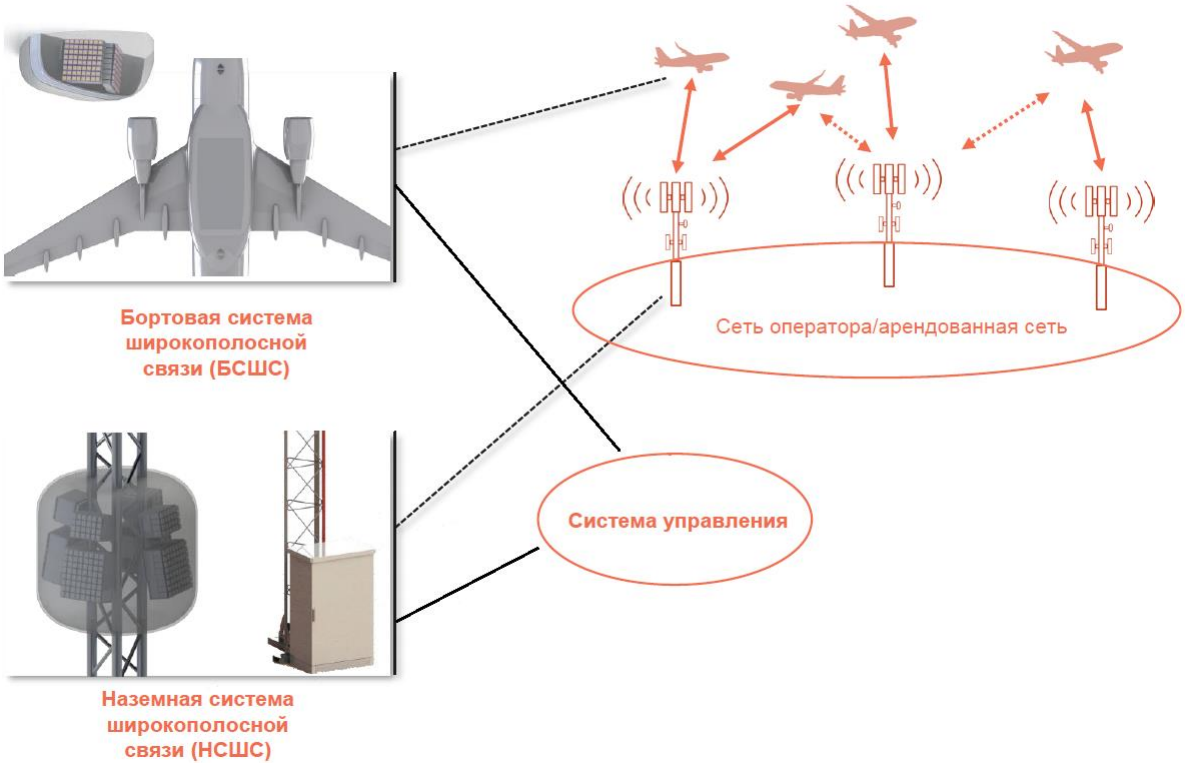


Рис. 1. Укрупнённая структура ССГА-БЗ

БСШС состоит из двух подсистем: АЭБ-Б и ЦПП-Б.

НСШС состоит из двух подсистем: АЭБ-Н и ЦПП-Н.

Укрупнённо в состав системы управления входят следующие компоненты:

– вычислительные платформы на базе сервера с процессором «Эльбрус»;

– операционная система (ОС) Linux;

– реляционная система управления базами данных (РСУБД);

– специализированное программное обеспечение (СПО);

– системы хранения;

– системы отображения информации.

Основные технические характеристики приведены в таблице 1.

Таблица 1 – Основные технические характеристики ССГА-БЗ

Наименование параметра	Значение параметра
Максимальное количество БСШС, обслуживаемых одной НСШС	8
Переход БСШС между НСШС	Бесшовный
Максимальная воздушная скорость ЛА с БСШС, км/ч	850
Максимальная скорость ЛА с БСШС относительно Земли, км/ч	1050
Максимальная высота полёта ЛА, м	12 200
Обеспечиваемые уровни ЭМ ВОС	Физический и канальный
Диапазон рабочих частот, МГц	5650 – 6425
Метод радиодоступа	TDMA, OFDMA Доступ на основе временного и ортогонального частотного мультиплексирования
Метод разделения каналов	FDD частотное разделение каналов
Методы модуляции	Цифровые
Шаг сетки частот, кГц	1
Возможные рабочие полосы частот, кГц	60 – 50 000
Оптимальная рабочая полоса частот для одного канала FDD, МГц	↑20 + ↓20
Ширина диаграммы направленности антенны БСШС и НСШС в направленном режиме в угломестной и азимутальной плоскости на уровне -3 дБ, не более, град	25

Наименование параметра	Значение параметра
Угол сканирования антенны БСШС и НСШС в угломестной/азимутальной плоскости, град	От минус 4 до плюс 80 / 360
Максимальная мощность передатчика, дБВт	0*
Максимальная ЭИИМ БСШС и НСШС, дБВт	27 для 30 Мбит/с на дальности 250км 27 для 100 Мбит/с на дальности 85 км
Относительный уровень побочных излучений передатчика	В соответствии с нормами ГКРЧ на допустимые побочные излучения
Добротность приёмной части G/T без учёта шума окружающей среды (измеренная в БЭК) в максимуме главного луча диаграммы направленности, не менее, дБ/К	Минус 4
Спектральные компоненты внеполосных излучений на выходе преобразователя частоты, не более, дБм	Минус 40
Уровень побочных излучений на выходе преобразователя частоты, не более	Минус 30
Относительная нестабильность частоты гетеродина преобразователя частоты, не хуже	$2x10^{-8}$
Мощность, потребляемая БСШС от сети электроснабжения 27 В, не более, Вт	800
Мощность, потребляемая НСШС от сети электроснабжения 220 В 50 Гц, не более, Вт	1100
Мощность, потребляемая НСШС от сети электроснабжения 27 В Гц, не более, Вт	1400
Габаритные размеры, мм: – АЭБ-Б – ЦПП-Б – АЭБ-Н – ЦПП-Н	 669 x 434 x 354 209 x 169 x 112 D780 x 514 209 x 169 x 112
Масса, кг: – АЭБ-Б – ЦПП-Б – АЭБ-Н – ЦПП-Н	 35,8 4,6 65,3 4,6
Конструктивное исполнение обтекателя АЭБ-Б	В соответствии с 14 CFR, параграфы 25.571(e)(1), 25.581

Наименование параметра	Значение параметра
Высота подвеса НСШС над уровнем земной поверхности, не менее, м	12
Приём навигационных данных	В соответствии с Arinc 429
Подключение БСШС к информационной шине ЛА	По приёмному каналу
Время непрерывной работы БСШС, не менее, ч	30
Начальный назначенный срок службы, не менее, лет	25
Начальный назначенный ресурс, не менее, ч	5000
Межремонтный ресурс, не менее, ч	2000
Гарантийный ресурс, не менее, ч	1000
Гарантийный срок службы, не менее, лет	2
Назначенный срок хранения БСШС и НСШС в индивидуальных контейнерах в отапливаемом хранилище в состоянии длительного хранения заводской поставки, не менее, лет	15
Назначенный срок хранения БСШС и НСШС в индивидуальных контейнерах в неотапливаемом хранилище в состоянии длительного хранения заводской поставки, не менее, лет	12
Назначенный срок хранения БСШС и НСШС в индивидуальных контейнерах на открытой площадке в состоянии длительного хранения заводской поставки, не менее, лет	10
Совместимость с оборудованием	ECC Decision от 3 июля 2015 года
Сертификационные требования к БСШС	Категория Б по АП-21; Пункт 26 Перечня средств связи Постановления Правительства РФ от 25.06.2009 № 532
Сертификационные требования к НСШС	Пункт 26 Перечня средств связи Постановления Правительства РФ от 25.06.2009 № 532
Электромагнитная совместимость	По ГОСТ Р 50842-95
Восприимчивость при воздействии электромагнитных помех	По KG-160G (с учётом требований RTCA DO-160G)
Металлизация и экранирование блоков	По ОСТ 1 01025-82

Наименование параметра	Значение параметра
Квалификационные требования	В соответствии с KT-178C, KT-254 и KT-160G (с учётом требований RTCA DO-178C, DO-254 DO-160G)
Эргономичность и техническая эстетика	По ГОСТ 20.39.108-85
Организация эксплуатации	По ОСТ 1 02776-201

Целевой диапазон частот может быть использован в соответствии с Решением ГКРЧ от 15 июля 2010 г. № 10-07-02об использовании полос радиочастот 5150-5350 МГц и 5650-6425 МГц радиоэлектронными средствами фиксированного беспроводного доступа.

Система управления ССГА-БЗ обеспечивает взаимодействие БСШС и НСШС. Функционал OSS и BSS обеспечивается средствами оператора связи, к сети которого подключены НСШС [20].

Обеспечение точности наведения луча антенны воздушного судна, как правило, выполняется с помощью одного из следующих вариантов [21]:

– использование гиростабилизированной платформы для размещения антенной системы;

– наведение бортовой антенны по максимуму сигнала наземной антенны;

– использование корректирующей информации: координат ВС, углов рысканья, тангажа и крена ВС.

Для корректного наведения луча ФАР БСШС на НСШС при использовании корректирующей информации необходим непрерывный учёт:

1) координатной информации о текущем местоположении ВС;

2) углов крена, тангажа и рыскания ВС.

Данная информация может быть получена как от бортовых систем воздушного судна, так и от встроенного в состав ССГА-БЗ гироскопа и датчика местоположения (GPS-ГЛОНАСС).

Функционально распределённое ПО системы управления включает в себя пять компонентов:

1) программное ядро;

2) программные модули БСШС:

2.1) программный модуль антенного блока АЭБ-Б;

2.2) программный модуль модема ЦПП-Б;

3) программные модули НСШС:

3.1) программный модуль антенного блока АЭБ-Н;

3.2) программный модуль модема ЦПП-Н.

Программное ядро содержит резервируемую базу данных, включающую следующую информацию:

по каждому обслуживаемому регулярному рейсу:

– номер рейса;

– типовое расписание;

– типовой маршрут полёта;

– распределение по количеству пассажиров на борту ВС;

– выполняющий рейс авиаперевозчик.

по каждой НСШС:

– тип НСШС;

– состав оборудования НСШС;

– географические координаты размещения НСШС;

– предельные азимутальные углы для работы НСШС;

– предельные углы места для работы НСШС;

– «мёртвые зоны» при работе с НСШС;

– допустимые режимы работы НСШС;

– график доступности НСШС;

– характеристики пропускной способности;

– индивидуальные особенности НСШС;

по телекоммуникационной транспортной инфраструктуре, к которой подключаются НСШС [22]:

– пропускная способность каналов передачи данных;

– наличие резервирования каналов передачи данных;

– максимальная загрузка каналов передачи данных;

– типовое распределение загрузки каналов передачи данных;

– максимальная задержка при передаче данных;

– типовое распределение задержки при передаче данных;

– график доступности каналов передачи данных;

– показатели надёжности инфраструктуры;

– использование спутниковой ретрансляции;

– показатели стоимости передачи данных;

– оператор связи, владеющий инфраструктурой.

3. Развертывание системы

Развёртывание системы управления ССГА-БЗ может быть выполнено в два этапа:

– на первом этапе принятие управленческих решений по конфигурированию выполняется с использованием положений теории динамических графов;

– на втором (опциональном) этапе принятие решений выполняется с использованием системы искусственного интеллекта, обученной в ходе первого этапа [23 – 25].

Определяющими критериями на этапе обучения системы искусственного интеллекта являются [26 – 28]:

а) параметры взаимодействия БСШС и НСШС:

– длительность непрерывного взаимодействия БСШС с каждой из НСШС, к которой БСШС была подключена на протяжении полёта;

– максимально достижимая скорость передачи во время сеанса взаимодействия между БСШС и конкретной НСШС;

– минимальное значение, до которого опускалась пропускная способность канала передачи данных между БСШС и конкретной НСШС;

– количество вынужденных переподключений БСШС к каждой из НСШС, к которой БСШС была подключена на протяжении полёта.

б) параметры взаимодействия НСШС и транспортной сети:

– минимальное значение, до которого опускалась пропускная способность канала передачи данных между НСШС и ресурсами оператора связи, сеть которого используется в качестве транспортной;

– задержка при передаче пакетов;

– коэффициент ошибок при передаче;

в) параметры взаимодействия группы БСШС, одновременно подключенных к каждой из БСШС:

– количество БСШС, подключенных одновременно к каждой из НСШС;

– количество отказов НСШС в обслуживании БСШС из-за недостатка ресурсов по пропускной способности.

В экосистему ССГА-БЗ входят:

– государственный(ые) регулятор(ы), такие, как ГКРЧ и т.п.;

– отраслевой(ые) регулятор(ы), такие, как Росавиация и т.п.;

– сертификационный(ые) центр(ы);

– испытательная(ые) лаборатория(и);

– основной инвестор ССГА-БЗ (АО «РТИ»);

– соинвестор(ы) ССГА-БЗ, например, Минпромторг и т.п.;

– разработчик(и) ССГА-БЗ;

– производитель(и) ССГА-БЗ;

– поставщик(и) ЭРИ и ПКИ для ССГА-БЗ;

– разработчик(и) ВС;

– производитель(и) ВС;

– авиаперевозчик(и);

– сервисная структура(ы), обслуживающая(ие) авиаперевозчика(ов);

– оператор(ы) связи;

– системный(е) интегратор(ы), обслуживающий(ие) оператора(ов) связи;

– потребители конечных услуг (аэропортовые службы, пассажиры и т.п.).

Основными этапами жизненного цикла ССГА-БЗ на верхнем уровне иерархии являются развёртывание, эксплуатация и утилизация.

4. Заключение

Рассматриваемый проект широкополосной системы связи гражданской авиации типа «Борт-Земля» является перспективной и надежной разработкой, позволяющей обеспечить выполнение необходимых функций для достижений поставленных задач.

Литература

1. Галайко И. В. и др. Вопросы разработки полезной нагрузки космических аппаратов, абонентских терминалов и системы управления сетью для спутниковых систем связи / И. В. Галайко, С. А. Грищенко, А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля, Ю. В. Дыбля, А. В. Зайковский, П. А. Замятин, О. С. Крылова, Т. А. Кузина, А. В. Литвинов, Е. Ф. Лядова, А. Ю. Непочатов, И. В. Рыбка, В. В. Самойлов, А. Г. Трубачёв, К. В. Яковлев. – М.: Издательство ООО «Сам Полиграфист», 2020. – 208 с.
2. Волков А. Н. и др. Модели, методы и средства обеспечения информационной безопасности и непрерывности информационного взаимодействия при использовании транспортных сетей передачи данных на базе ВОЛС / А. Н. Волков, И. В. Галайко, С. А. Грищенко, А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля, Ю. В. Дыбля, А. А. Кочкаров, Т. А. Кузина, А. В. Литвинов, Е. Ф. Лядова, А. Ю. Непочатов, И. В. Рыбка, В. В. Самойлов, А. В. Тимошенко, А. Г. Трубачёв. – М.: Издательство ООО «Сам Полиграфист», 2019. – 200 с.
3. Лядова Е. Ф. Организация информационного взаимодействия в системе мониторинга на базе беспилотных летательных аппаратов при использовании спутниковых систем связи в условиях накладываемых ограничений // Технологические исследования: информационное обеспечение, алгоритм проведения, интерпретация результатов. Сборник статей по итогам Международной научно-практической конференции. – Стерлитамак: ООО «Агентство международных исследований», 2020. – С. 51–57.
4. Мырова Л. О. и др. Низкоорбитальные спутниковые системы связи Starlink и OneWeb / Л. О. Мырова, О. В. Ментус, А. Б. Давыдов, П. А. Замятин, Е. Ф. Лядова, А. С. Филатова // Труды Научно-исследовательского института радио. – 2021. – № 2. – С. 36-45.
5. Кочкаров А. А., Тимошенко А. В., Литвинов А. В., Лядова Е. Ф., Гайчук Ю. Н. Оценка непрерывности информационного взаимодействия и доведения информации в системах мониторинга с динамической структурой // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2019. – Т. 24. – № 8. – С. 66–71.
6. Лядова Е. Ф. Философия эволюционного развития специализированной системы связи и передачи данных в условиях глобальных угроз // Славянский форум. – 2019. – № 4 (26). – С. 227–237.
7. Давыдов А. Б., Лядова Е. Ф. Философия управления гибкой реконфигурацией специализированной сети связи и передачи данных // Славянский форум. – 2019. – № 4 (26). – С. 328–338.
8. Лядова Е. Ф. Организация информационного взаимодействия между беспилотным летательным аппаратом и пунктом управления системы мониторинга: основные варианты и оптимизационный выбор конфигурации // Фундаментальные и прикладные научные исследования: актуальные вопросы современной науки, достижения и инновации. Сборник научных статей по материалам III Международной научно-практической конференции. – Уфа: ООО «Научно-издательский центр «Вестник науки», 2020. – С. 81–94.
9. Дыбля А. Ю., Лядова Е. Ф., Самойлов В. В. Разработка методик определения структуры, пропускной способности, надежности и плана резервирования транспортной сети сети мобильной связи пятого поколения на базе технологий программно-конфигурируемых сетей и виртуализации сетевых функций // Славянский форум. – 2020. – № 2 (28). – С. 219–228.
10. Шайтура С. В. и др. Совокупная стоимость владения решениями на базе технологии «Интернет вещей» / С. В. Шайтура, П. А. Замятин, Л. П. Белю, Н. Л. Султаева // Вестник Курской государственной сельскохозяйственной академии. – 2021. – № 2. – С. 124–133.
11. Лядова Е. Ф., Дыбля А. Ю. Модели и методы обеспечения непрерывности информационного взаимодействия при использовании сетей связи и передачи данных специального назначения // Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXVI международной научно-технической конференции. В 6-ти томах. – Т. 2. – Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2020. – С. 343–348.
12. Давыдов А. Б. и др. Программа для расчёта энергетического бюджета радиолиний спутниковых систем и летательных аппаратов «LinkBudget» / А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля, О. С. Крылова, Е. Ф. Лядова, П. А. Замятин. – Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ 2020662703, 16.10.2020. Заявка № 2020661452 от 01.10.2020.

13. Байгутлина И. А. и др. Особенности построения и использования специализированной информационно-справочной системы «UAV-INFO» по беспилотным летательным аппаратам / Байгутлина И. А., Грищенко Д. А., Замятин П. А., Лядова Е. Ф. // Методы и программные средства информационного сервиса в информационных и пространственных полях. Сборник научных трудов. – Бургас, 2020. – С. 139–154.
14. Замятин П. А. Классификационные признаки беспилотных летательных аппаратов аэродромного базирования // Chronos. – 2020. – № 4 (43). – С. 76–84.
15. Замятин П. А. Вопросы эксплуатации беспилотных авиационных систем // Славянский форум. – 2021. – № 1(31). – С. 297–304.
16. Кушнер А. К., Кочкаров А. А., Лядова Е. Ф. Моделирование структурного разрушения сложных сетевых систем без восстановления: компьютерной исследование // Успехи современной радиоэлектроники. – 2020. – Т. 74. – № 7. – С. 38–45.
17. Байгутлина И. А. и др. Программа контроля параметров цифровых систем передачи данных «TelcoMonitoring» / И. А. Байгутлина, А. Ю. Дыбля, П. А. Замятин, Е. Ф. Лядова. – Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ 2021616960, 29.04.2021. Заявка № 2021615903 от 21.04.2021.
18. Грищенко Д. А. и др. Применение технологий искусственного интеллекта для управления системой связи летательного аппарата / Д. А. Грищенко, П. А. Замятин, Э. П. Черноштан, Д. М. Шапиро // Славянский форум. – 2020. – № 4 (30). – С. 181–192.
19. Замятин П. А. Системы управления беспилотными летательными аппаратами // Инновационная наука. – 2020. – № 4. – С. 37–42.
20. Байгутлина И. А., Замятин А. Ю. Некоторые аспекты создания региональных и национальных телекоммуникационных сетей и сервисов // Информационные ресурсы России. – 2005. – № 1 (83). – С. 2.
21. Замятин П. А. Планирование и обработка результатов экпериментов при реализации геоинформационных сервисов // Славянский форум. – 2020. – № 3 (29). – С. 259–269.
22. Шевырёв А. В., Замятин А. Ю. Концептуальные аспекты информационного противоборства // В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIII Международной научно-технической конференции. В 3-х томах. – 2017. – С. 1128–1137.
23. Лядова Е. Ф. Применение искусственного интеллекта в перспективных системах принятия решений // Состояние и перспективы развития современной науки по направлению «АСУ, информационно-телекоммуникационные системы». Сборник статей III Всероссийской нучно-технической видеоконференции. – Анапа: Федеральное автономное государственное учреждение «Военный инновационный технополис «ЭРА», 2021. – С. 76–81.
24. Байгутлина И. А. и др. Программа обучения системы искусственного интеллекта «AIRecognitionTraining» / И. А. Байгутлина, А. Ю. Дыбля, П. А. Замятин, Е. Ф. Лядова – Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ 2021615087, 02.04.2021. Заявка № 2021614056 от 23.03.2021.
25. Байгутлина И. А. и др. Программа искусственного интеллекта «AIRecognition» / И. А. Байгутлина, А. Ю. Дыбля, П. А. Замятин, Е. Ф. Лядова; В. В. Самойлов, А. С. Филатова. – Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ 2021618070. 21.05.21. Заявка № 2021617234 от 13.05.2021.
26. Давыдов А. Б., Дыбля А. Ю., Лядова Е. Ф. Использование технологий виртуальной реальности и искусственного интеллекта для эффективной эксплуатации, эволюционной модернизации и гибкой реконфигурации системы связи и передачи данных // Славянский форум. – 2019. – № 4 (26). – С. 299–309.
27. Лядова Е. Ф. Перспективные сервисы на основе технологий искусственного интеллекта и виртуальной реальности // Славянский форум. – 2021. – № 1 (31). – С. 29–40.
28. Лядова Е. Ф. Общий искусственный интеллект и геоинформационные технологии // Славянский форум. – 2021. – № 2 (32). – С. 327–335.

REFERENCES

1. Galayko I. V. and others. The issues of the spacecraft payload, the subscriber terminal stations and the control systems development in the satellite telecom systems / I. V. Galayko, S. A. Grischenko,

A. B. Davydov, A. Y. Dyblya, Y. V. Dyblya, A. V. Zaykovskiy, P. A. Zamyatin, O. S. Krylova, T. A. Kuzina, A. V. Litvinov, E. F. Lyadova, A. Y. Nepochatov, I. V. Rybka, V. V. Samoylov, A. G. Trubachev, K. V. Yakovlev. – Moscow: JSC «NPK «VTiSS», JSC «Sam Polygraphist» Publishers, 2020. – 208 p.

2. Volkov A. N. and others. The models, methods and means to provide the informational security and the information interaction continuity in the fiber optic transport networks / A. N. Volkov, I. V. Galayko, S. A. Grischenko, A. B. Davydov, A. Y. Dyblya, Y. V. Dyblya, A. A. Kochkarov, T. A. Kuzina, A. V. Litvinov, E. F. Lyadova, A. Y. Nepochatov, I. V. Rybka, V. V. Samoylov, A. V. Timoshenko, A. G. Trubachov; Edited by A. V. Timoshenko. – Moscow: JSC «NPK «VTiSS», JSC «Sam Polygraphist» Publishers, 2019. – 200 p.
3. Lyadova E. F. Setting the information interaction in the unmanned aerial vehicle based monitoring system when using the satellite telecom systems with certain limitations // The collection of articles of the International science-practical conference «The technological researches: the information provisioning, the behavior algorithms, the results interpretation» (Kazan, May 23, 2020). – Sterlitamak: AMI, 2020. – Pp. 51–57.
4. Myrova L. O. and others. Low orbit satellite telecom systems Starlink and OneWeb / L. O. Myrova, O. V. Mentus, A. B. Davydov, P. A. Zamyatin, E. F. Lyadova, A. S. Filatova // Radio Research and Development Institute Proceedings. – 2021. - No 2. – Pp. 36–45.
5. Kochkarov A. A., Timoshenko A. V., Litvinov A. V., Lyadova E. F., Ghaychuk Y. N. The estimation of the informational interaction continuity and the information delivery in the monitoring systems with the dynamic structures // Electromagnetic waves and electronic systems, Moscow: Radiotechnics, 2019. – Vol. 24. – No 8. – Pp. 66–71.
6. Lyadova E. F. The philosophy of the specialized telecom and data transmission systems evolutionary development in the conditions of the global threats // The Slav Forum. – 2019. – No 4 (26). – Pp. 227–237.
7. Davydov A. B., Lyadova E. F. The philosophy of the specialized telecom and data transmission system flexible reconfiguration // The Slav Forum. – 2019. – No 4 (26). – Pp. 328–338.
8. Lyadova E. F. Setting the informational interaction between the unmanned aerial vehicle and the monitoring system control point: the main variants and the optimization choice of the configuration // The collection of the scientific articles by the materials of the III International science-practical conference «The fundamental and application researches: the actual issues of the modern science, the achievements and innovations» (Ufa, June 13, 2020). – Ufa: NIC Vestnik Nauki Publ., 2020. – Pp. 81–94.
9. Dyblya A. Y., Lyadova E. F., Samoylov V. V. The development of methods for the structure, capacity, reliability and transport network reserve plan definition in the mobile 5G systems, basing of the software configurable networks technologies and the network functions virtualization // The Slav Forum. – 2020. – No 2 (28). – Pp. 219–228.
10. Shaytura S. V. and others. The total ownership price of the solutions based on the «Internet of things» technology / S. V. Shaytura, P. A. Zamyatin, L. P. Belyu, N. L. Sultaeva // Kursk State Agricultural Academy Proceedings. – 2021. – No 2. – Pp. 124–133.
11. Lyadova E. F., Dyblya A. Y. The models and methods of the information interaction continuity when using the specialized telecom and data transmission systems // Radiolocation, navigation, telecommunications: The scientific papers collection of The XXVI International Technical Scientific Conference (September 29th – October 1st, 2020): in 6 volumes/ Voronezh State University, JSC «Concern «Sozvezdiye». – Vol. 2. – Voronezh: VGU Publishers, 2020. – Pp. 343–348.
12. Cert. 2020662703 Russian Federation. PC SW official registration certificate. The «LinkBudget» program for the satellite systems and the aerial vehicles radio links energy budget calculation / A. B. Davydov, A. Y. Dyblya, O. S. Krylova, E. F. Lyadova, P. A. Zamyatin; the applicant and owner is Davydov A. B. (RU). – No 2020662703; appl. 01.10.20; publ. 16.10.20, The Register of the PC SW. – 1 p.
13. Baygutlina I. A. and others. The features of the «UAV-INFO» unmanned aerial vehicles information system building and operation / Baygutlina I. A., Grischenko D. A., Zamyatin P. A., Lyadova E. F. // In the collection of scientific articles: The methods and SW means of the information service in the informational and spatial fields. – Burgas, 2020. – Pp. 139–154.

14. Zamyatin P. A. The ground-based unmanned aerial vehicle classification signs // «Chronos» scientific magazine. The collection of scientific proceedings «The modern science issues: the problems, trends and the perspectives». – Proceeding 4 (43), April 13, 2020. – Pp. 76–84.
15. Zamyatin P. A. The unmanned aerial systems operation issues // The Slav Forum. – 2021. – No 1(31). – Pp. 297–306.
16. Kushner A. K., Kochkarov A. A., Lyadova E. F. The complex network systems destruction modelling: the computer research // The modern electronics success. – 2020. – No 7. – Pp. 38–45.
17. The PC SW state registration certificate 2021616960 Russian Federation. Программа контроля параметров цифровых систем передачи данных The «TelcoMonitoring» digital data transmission systems parameters control program / I. A. Baygutlina, A. Y. Dyblya, P. A. Zamyatin, E. F. Lyadova; the applicant and owner is Baygutlina I. A. – No 2021616960; appl. 21.04.21; publ. 29.04.21, The Register of the PC SW. – 1 p.
18. Grischenko D. A. and others. Using the artificial intellect technologies for the aerial vehicle telecommunication system control / D. A. Grischenko, P. A. Zamyatin, E. P. Chernoshtan, D. M. Shapiro // The Slav Forum. – 2020. – No 4 (30). – Pp. 181–192.
19. Zamyatin P. A. The unmanned aerial vehicles control systems // Innovation science. – 2020. – No 4. – Pp. 37–42.
20. Baygutlina I. A., Zamyatin A. Y. Some aspects of regional and national telecom networks and services creation // The informational resources of Russia. – 2005. – No 1(83). – Pp. 1–2.
21. Zamyatin P. A. The experiment results planning and processing when creating the geo-inform services // The Slav Forum. – 2020. - No 3 (29). – Pp. 259-269.
22. Shevyrev A. V., Zamyatin A. Y. The informational confrontation concept aspects // In the proceedings: Radiolocation, navigation, telecommunication. The collection of articles of the XXIII International science-technical conference. In three volumes. – 2017. – Pp. 1128–1137.
23. Lyadova E. F. Using the artificial intellect in the decision making systems // The materials of the III All Russian science and technical video conference «The modern science condition and the development perspectives in the «Automatic Control Systems, information and telecommunication systems» area». In three volumes. Volume 3. – Anapa: The military innovation technical park «Era», 2021. – Pp. 76–81.
24. The PC SW state registration Certificated 2021615087 Russian Federation. The «AIRecognitionTraining» artificial intellect learning program / I. A. Baygutlina, A. Y. Dyblya, P. A. Zamyatin, E. F. Lyadova; the applicant and owner is Baygutlina I. A. – No 2021615087; appl. 23.03.21; publ. 02.04.21, The PC SW Register – 1 p.
25. The PC SW state registration Certificated 2021618070 Russian Federation. The «AIRecognition» artificial intellect program / I. A. Baygutlina, A. Y. Dyblya, P. A. Zamyatin, E. F. Lyadova; V. V. Samoylov, A. S. Filatova; the applicant and owner is Baygutlina I. A. – No 2021618070; appl. 13.05.21; publ. 21.05.21, The PC SW Register – 1 p.
26. Davydov A. B., Dyblya A. Y., Lyadova E. F. Using of the virtual reality and the artificial intellect technologies for the communication and data transmission systems effective operation and flexible reconfiguration // The Slav Forum. – 2019. – No 4 (26). – Pp. 299–309.
27. Lyadova E. F. The forward-looking services based on the artificial intellect and virtual reality technologies // The Slav Forum. – 2021. – No 1 (31). – Pp. 29–40.
28. Lyadova E. F. The common artificial intellect and the geo-inform technologies // The Slav Forum. – 2021. – No 2 (32). – Pp. 327–335.

СПОСОБ ЗАЩИТЫ ЭЛЕМЕНТОВ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ ОТ ТЕХНИЧЕСКОЙ КОМПЬЮТЕРНОЙ РАЗВЕДКИ

А. С. Пермяков[1], О. М Лепешкин[2]

[1]Военная академия связи им. С.М.Будённого (ВАС), Санкт-Петербург, Россия
[2]Санкт-Петербургский политехнический университет (СПбПУ), Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В статье представлена информация об актуальности исследования, а также обоснована необходимость применения защитных механизмов для элементво информационно-телекоммуникационных сетей специального назначения, обеспечивающих противодействие технической компьютерной разведке. В качестве примера рассмотрен один из возможных способов защиты, основанный на модификации физического адреса сетевого интерфейса устройства.

Ключевые слова: информационно-телекоммуникационная сеть; техническая компьютерная разведка; физический адрес; MAC-адрес.

METHOD FOR PROTECTING ELEMENTS OF INFORMATION AND TELECOMMUNICATION NETWORKS FROM TECHNICAL COMPUTER INTELLIGENCE

A. S. Permyakov[1], O. M. Lepeschkin[2]

[1]Military Academy of Telecommunications named after. S.M. Budyonny, Saint-Petersburg, Russia
[2]Saint Petersburg Polytechnic University (SPbPU), Saint Petersburg, Russia

Abstract. The article provides information on the relevance of the study, as well as substantiates the need to use protective mechanisms for elements of special-purpose information and telecommunication networks that provide countermeasures to technical computer intelligence. As an example, we have considered one of the possible protection methods based on modifying the physical address of the device's network interface.

Keywords: information and telecommunications network; technical computer intelligence; physical address; MAC-address.

1. Введение

В настоящее время глобальная информационная сеть Интернет стала пространством, объединяющим абсолютное большинство интеллектуальных технических устройств, обеспечивающих быт и работу людей, разнообразных промышленных технологических датчиков (так называемый «Интернет вещей»), сети различного масштаба (от локальных до трансконтинентальных). Объемы передаваемого трафика растут в геометрической прогрессии [1], а размеры самой сети увеличиваются во всех проекциях. Передаваемая информация содержит как общедоступный развлекательный и образовательный контент, так и конфиденциальные сведения, относящиеся к вопросам государственного управления, коммерческой и государственной тайне. Естественно, в незаконном доступе к такого рода информации заинтересованы как отдельные хакеры и их группировки, так и хорошо организованные и оснащенные правительственные структуры различных государств. Несколько десятков стран имеют в составе своих вооруженных сил подразделения, целью которых

является не только защита государственных информационно-телекоммуникационных сетей от деструктивных воздействий, но и разведка сетей других государств [2].

2. Характеристика технической компьютерной разведки

Ведение разведывательной деятельности в информационно-телекоммуникационном пространстве возложено на техническую компьютерную разведку (ТКР).

Источниками информации для нее являются:

1) данные, сведения и информация, обрабатываемые, в том числе передаваемые и хранимые, в информационно-телекоммуникационных системах и сетях различного масштаба;

2) характеристики программных, аппаратных и программно-аппаратных комплексов, используемых для обработки, передачи и хранения информации;

3) персональные данные, учетные записи, психологические портреты и характеристики пользователей информационно-телекоммуникационных систем и сетей.

По принципам построения программно-аппаратных комплексов, каналам утечки информации и функциональному предназначению выделяют девять видов ТКР [3]: семантическую, алгоритмическую, вирусную, разграничительную, сетевую, потоковую, аппаратную, форматную, пользовательскую. При этом семантическая, алгоритмическая, сетевая, потоковая ТКР ведутся с помощью разведывательных датчиков формата представления данных (датчики ТКР).

Датчиками ТКР называются устройства, внедренные в телекоммуникационную инфраструктуру и предназначенные для зеркалирования трафика для последующего анализа на высокопроизводительных серверах, либо непосредственная фильтрация на месте с целью выявления целевых потоков данных, идентификации корреспондирующих пар абонентов, блокировки доступа к определенному контенту. В основном, местами их расположения являются трафикообменные узлы.

Резюмируя вышесказанное отметим, что ТКР позволяет в реальном, либо отложенном масштабе времени путем анализа заголовков и содержания перехваченных через точки присутствия дейтаграмм выявлять информационные потоки, их направления, интенсивность и содержание, определять отправителя и получателя, их местоположение, состав и параметры используемых технических средств, и, на основе анализа этих данных, вскрывать структуру сетей связи, осуществлять целенаправленные воздействия, в том числе деструктивные, активировать скрытые возможности оборудования [4].

ТКР характеризуется проводимыми ею атаками и их интенсивностью. Атаки нацелены на отдельные узлы (комплексы технических средств), на серверное либо телекоммуникационное оборудование, а также на циркулирующие между ними информационные потоки.

Защита от подобного рода воздействий может осуществляться административным, техническим либо программным путем.

3. Описание способа защиты

В работе предлагается программно-технический способ защиты элементов информационно-технических сетей специального назначения от техничкой компьютерной разведки, заключающийся в определенного рода маскировке, то есть уменьшении контрастности элементов сети на общем фоне многочисленных устройств, подключенных к Интернету.

Отличительными признаками, составляющими уникальный цифровой отпечаток устройства в сети, являются следующие его характеристики:

– *IP*-адрес;

– *MAC*-адрес;

– открытые порты;

– используемые протоколы и их параметры (например, для протокола *TCP*: *MTU*, *TTL*, *Maximum Segment Size*, *Windows Scale*, *Selective Acknowledgement*, *Timestamp* и другие);

– используемое программное обеспечение и его версии;

– сдвиг времени.

Следовательно, для уменьшения контрастности, либо введения в заблуждение ТКР необходимо регулярно модифицировать цифровой отпечаток.

Рассмотрим некоторые перечисленные параметры подробнее.

Сетевой адрес (*Ethernet* или *IP*-адрес) – это 32-битное целое число, для удобства отображения записываемое в виде 4-х десятичных чисел через точку. Количество возможных *IPv4* адресов составляет 2^{32}. То есть, энтропия параметра определения сетевого адреса составляет 32 бита.

Согласно [1], реальное количество *IP*-адресов составлять $3{,}7*10^9$ в глобальной сети, что не многим менее $2^{32} = 4{,}3\times10^9$.

Физический адрес (*MAC*-адрес) – это 48-битное число, присваиваемое производителем конкретному экземпляру сетевого устройства. При этом первые три октета обозначают производителя, а вторые три обычно назначаются произвольно (рисунок 1). Количество возможных *MAC*-адресов стандарта *MAC*-48 (данный стандарт используется в сетях *Ethernet*, *Token ring*, *FDDI*, *WiMax*) составляет 2^{48}. То есть, энтропия параметра определения физического адреса составляет 48 бит.

Рис. 1. Расшифровка состава физического адреса устройства

Количество используемых портов в стеке *TCP/IP* составляет 9999. То есть, энтропия параметра определения номера порта составляет около 13 бит.

При этом количество информации, содержащейся в типе протокола не превышает 8 бит.

Количество информации, содержащееся в типе операционной системы, составляет порядка 3 бит.

Таким образом, общее количество информации, содержащейся в цифровом отпечатке элемента системы, содержащем указанные характеристики, составляет 104 бита (рисунок 2).

IP	MAC	Port number	Protocol number	Type OS	Σ
32 бита	48 бит	13 бит	8 бит	3 бита	104 бита

Рис. 2. Графическое изображение энтропии параметров цифрового отпечатка

Модификация физического адреса устройства, подключенного к сети возможна как программным, так и аппаратным способом. Программная замена предпочтительна по причине ее более простой реализации.

Информация о производителе, содержащаяся в первых трех октетах адреса (см. рисунок 1), для сохранения реалистичности устройства, должна выбираться из общедоступной базы и согласовываться со списком производителей сетевых интерфейсов, функционирующих в том же сегменте сети. Данные в четвертом-шестом октетах адреса могут быть заполнены произвольно.

Таким образом цифровой отпечаток устройства, доступный для считывания датчиком ТКР, будет существенно отличаться от реального и при этом будет достаточно схож с цифровыми отпечатками активных устройств, подключенных к тому же сегменту глобальной сети. Для дальнейшего уменьшения контрастности необходимо осуществлять мониторинг данных устройств и анализировать варианты маскировки, включающие в том числе изменение времени функционирования, используемые протоколы, порты и программное обеспечение [5].

4. Заключение

Существует большое количество превентивных способов защиты объектов информационно-телекоммуникационных сетей, предполагающих противодействие деструктивным воздействиям нарушителя [6]. Представленный способ основан на предположении, что скрытие подлежащего защите объекта среди большого количества других элементов сети обеспечит более надежную защиту по причине ограниченного ресурса у нарушителя и малой вероятности обнаружения объекта при успешном выполнении мероприятий маскировки.

Литература

1. Макроскопические исследования интернет-инфраструктуры. https://www.ididb.ru, 01.09.2021.
2. Стародубцев Ю. И., Закалкин П. В., Иванов С. А. Техносферная война как основной способ разрешения конфликтов в условиях глобализации // Военная мысль, 2020, № 10. - С. 16-21.
3. Лепешкин О. М., Пермяков А. С., Шуравин А. С. Анализ возможностей нарушителя по контролю трафика в инфотелекоммуникационной сети // В сборнике: Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО 2020). IX Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сборник научных статей, Санкт-Петербург, 2020. - С. 683-688.
4. Лепешкин М. О., Лепешкин О. М., Сагдеев А. К. Методологический подход оценки функциональной безопасности критической социотехнической информационной системы // В сборнике: Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. Сборник научных статей: в 3-х томах, Санкт-Петербург, 2016. - С. 294-299.
5. Шостак Р. К., Лепешкин О. М., Новиков П. А., Худайназаров Ю. К. Активирующая подсистема сетевого мониторинга системы связи специального назначения // В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIV Международной научно-технической конференции. В 5-и томах, Воронеж, 2018. - С. 39-44.
6. Пермяков А. С., Лепешкин О. М., Митрофанов М. В. Проблемы защищенности информационнотелекоммуникационных сетей специального назначения // В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXVI Международной научно-технической конференции. В 6-ти томах, Воронеж, 2020. – С. 44-48.

References

1. Macroscopic studies of Internet infrastructure. https://www.ididb.ru, 01.09.2021.
2. Starodubtsev Y. I., Zakalkin P. V., Ivanov S. A. Technosphere war as the main method of resolving conflicts in the context of globalization // Voennaya mysl’, 2020, № 10. – Pp. 16-21.
3. Lepeshkin O. M., Permyakov A. S., Shuravin A. S. Analysis of the intruder's capabilities to control traffic in the infotelecommunication network // In the collection: Actual problems of infotelecommunications in science and education (APINO 2020). IX International scientific-technical and scientific-methodical conference: collection of scientific articles, St. Petersburg, 2020. - Pp. 683-688.
4. Lepeshkin M. O., Lepeshkin O. M., Sagdeev A. K. Methodological approach to assessing the functional security of a critical socio-technical information system // In the collection: Actual problems of information telecommunications in science and education. Collection of scientific articles: in 3 volumes, St. Petersburg, 2016. - Pp. 294-299.
5. Shostak R. K., Lepeshkin O. M., Novikov P. A., Khudaynazarov Yu. K. Activating subsystem of network monitoring of a special-purpose communication system // In the collection: Radar, navigation, communication. Proceedings of the XXIV International Scientific and Technical Conference. In 5 volumes, Voronezh, 2018 .- Pp. 39-44.
6. Permyakov A. S., Lepeshkin O. M., Mitrofanov M. V. Security problems of information and telecommunication networks for special purposes // In the collection: Radar, navigation, communication. Proceedings of the XXVI International Scientific and Technical Conference. In 6 volumes, Voronezh, 2020. - Pp. 44-48.

СПОСОБ ОЦЕНКИ МАКСИМАЛЬНОЙ ДАЛЬНОСТИ СВЯЗИ МЕЖДУ ВОЗДУШНЫМИ СУДАМИ И РАДИОЦЕНТРАМИ

А. В. Кейстович, М. А. Кириллов

АО «НПП «Полет», г. Нижний Новгород, РФ.

Аннотация. Предложен способ оценки максимальной дальности связи между воздушными судами (ВС) и радиоцентрами (РЦ) с помощью предварительного моделирования процедуры изменения энергетического потенциала линии передачи данных и непрерывного определения в процессе эксперимента величины отношения сигнал/шум в канале связи. Рассмотрен алгоритм обмена данными в системе радиосвязи прямой видимости, который представляет собой совокупность соответствующих процедур, осуществляемых в вычислителях воздушного судна и радиоцентра, оснащенных современными комплексами связи.

Ключевые слова: отношение сигнал-шум; помехоустойчивость; оценка дальности радиосвязи.

METHOD OF ESTIMATION OF MAXIMUM COMMUNICATIONS RANGE BETWEEN AIRCRAFT AND RADIO COMMUNICATIONS CENTERS

A. V. Keistovich, M. A. Kirillov

JSC “POLYOT Research & Production Company”, Nizhny Novgorod, RF

Abstract. A method of estimation of maximum communications range between aircraft (A) and radio communications centers (RCC) is proposed. The estimation method is based on preliminary simulation of the data link energy potential change procedure and continuous evaluation of signal-to-noise ratio value in the communications link during the experiment. An algorithm of data exchange in the line-of-sight radio communications system is considered. This algorithm is realized as a set of relevant procedures implemented in the computers installed on board an aircraft and in a radio communications center which are equipped with modern communications suites.

Keywords: signal-to-noise ratio; noise immunity; radio range estimation.

1. Введение

Важнейшей процедурой при управлении воздушными судами с радиоцентров является обеспечение устойчивой связи на заданных дальностях от радиоцентра в ОВЧ и УВЧ диапазонах. Дальность устойчивой связи определяется участком трассы полета ВС, на котором величина отношения сигнал/шум, а значит и надежность связи больше заданного. Канал связи «воздух-земля» ввиду особенностей требований к бортовой аппаратуре имеет меньший энергетический потенциал и большую изрезанность диаграммы направленности антенны, чем канал «земля-воздух». Поэтому процедуру оценки дальности устойчивой связи на передачу и прием с воздушного судна проводят в радиоканалах «воздух-земля» и «земля-воздух».

Эффективность авиационных систем радиоуправления по каналам ОВЧ и УВЧ диапазонов, в том числе воздушными судами определяется, в основном, вероятностью достоверной передачи информации D_{0j} на j-е ВС m средствами связи различных

диапазонов радиоцентра, разнесенных территориально, хотя бы одного из параллельно передаваемых сообщений и вероятностью полной ошибки D_{nj} за заданное время [1]

$$D_{0j} = 1 - \prod_{i=1}^{m}\left(1 - \overline{D}_{0ij}\right), \tag{1}$$

$$D_{nj} = \left(1 - P_{1j}\right)P_{лтj} + P_{1j}\left(1 - \sum_{i=n}^{m}\left(1 - P_{0j}\right)^{iN}\left(1 - P_{0j}\right)^{m-1}\right), \tag{2}$$

где $P_{лтj}$ – вероятность ложной тревоги для j-го ВС;

P_{1j} – априорная вероятность того, что команда управления передается на j-е ВС в течение заданного интервала времени;

P_{0j} – вероятность подавления помехами одного разряда (символа), входящего в N-значный цифровой код сообщения;

число n характеризует минимальное число достоверно принятых кодограмм из общего числа m, участвующих в их передаче.

В качестве критерия эффективности – правила принятия решения, выбора того или иного способа функционирования системы передачи команд управления предлагается использовать вероятность доведения команд управления до обслуживаемых ВС и вероятность приема ложных команд управления и донесений об их исполнении, зависящие от отношения сигнал/шум g.

Актуальность рассматриваемой темы заключается в том, что при проверке качества управления во время летных испытаний бортовых комплексов связи воздушных судов возникают проблемы обеспечения требуемого качества доставки достоверной информации абоненту, находящемуся в наземном радиоцентре даже в радиоканалах прямой (оптической) видимости ОВЧ и УВЧ диапазонов при полетах ВС по маршруту и при посадке на взлетно-посадочную полосу аэропорта.

Но из-за чего возникают снижение качества управления ВС?

Снижение качества управления ВС наблюдается из-за так называемых «обрывов» связи – уменьшения дальности устойчивой связи, определяемая максимальным расстоянием между воздушным судном и радиоцентром, при котором отношение сигнал/шум на выходе приемного устройства средства связи больше заданного, и зависящая от нескольких факторов.

2. Прямая видимость

Прямая видимость определяется оптической видимостью между антеннами воздушных судов. Ее величина находится по формуле:

$$D_{пр} = \sqrt{\frac{R_{\alpha}\alpha_{з}2R_{З}H}{57.3}} - \frac{R_{З}H}{57.3}, \tag{3}$$

где $R_{З}$ – эквивалентный радиус Земли (8500 км);

$\alpha_{з}$ – угол закрытия;

H – высота подъема антенны.

Или приближенно для инженерных расчетов:

$$D_{пр} = A(\sqrt{H_1} + \sqrt{H_2}), \quad (4)$$

где $A = (3{,}57 - 4{,}12)$ в зависимости от рабочей частоты, используемой для передачи сообщений;

H_1 и H_2 – высоты подъема над землей антенн на ВС и РЦ соответственно.

Если на пути распространения радиоволн есть какие-нибудь преграды (лес, холмы и другие препятствия), то необходимо учесть сокращение дальности прямой видимости при расчетах, например, для ОВЧ диапазона, в соответствии с таблицей.

Таблица 1. Зависимость угла закрытия от высоты полёта

Высота полета ВС, км	Угол закрытия				
	0°	0,2°	0,8°	1,5°	3°
0,2	58	36	14	8	4
0,5	92	67	31	18	10
10	412	384	310	240	162

При потере прямой видимости между абонентами, например, из-за наличия на пути распространения радиоволн естественных препятствий: гор, высоких холмов, лесов, наблюдается резкое ослабление мощности сигнала, принимаемого на радиоцентре, уменьшается отношение сигнал/шум, что приводит к снижению достоверности передаваемой информации и потере связи. При расстоянии между абонентами более дальности прямой видимости передача данных в каналах ОВЧ и УВЧ диапазонов, без принятия дополнительных мер, практически невозможна.

Дальность связи $D_{св}$ в канале прямой видимости зависит от параметров системы радиосвязи в соответствии с известной формулой [2]:

$$D_{св} = (\lambda/4\pi)\sqrt{P_{пер.б.} Q_{пер} Q_{пр} L_{пер} L_{пр} L_{атм} q k T_{ш} N \Delta f}, \quad (5)$$

где λ – длина волны выделенного диапазона;

$Q_{пер}$ – коэффициент усиления передающей антенны;

$Q_{пр}$ – коэффициент усиления приемной антенны другого воздушного судна;

$L_{пер}$ – потери мощности радиосигнала в передающем тракте;

$L_{пр}$ – потери радиосигнала в приемном тракте;

$L_{атм}$ – потери на трассе распространения радиоволн;

q – отношение сигнал/шум на выходе приемного устройства;

N – шум-фактор приемного устройства.

3. Помехи в радиоканале

При расчете дальности связи необходимо учитывать кроме электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств в группе летательных аппаратов и преднамеренные помехи. Известно [3], что любая помеха в полосе частот приводит к уменьшению дальности передачи информации с заданной достоверностью в соответствии с выражением:

$$D_{св} = \sqrt{\frac{P_{пер} Q_{пер} \Delta F_{пом} D_{пом} Q_{пр} G_{s}}{P_{пом} Q_{пом} \Delta F \gamma q^{2} Q_{прпом}}}, \qquad (6)$$

где $\Delta F_{пом}$ – эффективная полоса частот спектра помехи;

$D_{пом}$ – расстояние между постановщиками помех и приемным пунктом;

$P_{пом}$ и $Q_{пом}$ – мощность и коэффициент усиления антенны передатчика помех соответственно;

$\gamma = 0,5$ – при антенне постановщика помех с круговой поляризацией, а антенны приемника сигналов – с линейной;

$Q_{прпом}$ – коэффициент усиления антенны приемника радиолинии связи в направлении на передатчик помех.

Для обеспечения требуемого качества управления (доставки достоверной информации абоненту) необходима непрерывная оценка отношения сигнал/шум на участках маршрута полета воздушного судна, где наиболее вероятно может наблюдаться потеря связи. Для уменьшения потерь информации управления требуется правильно задать воздушным судам соответствующие эшелоны полета. Разработана модель оценки качества передачи команд управления позволяет не только оценить величину отношения сигнал/шум на маршруте, но и выдать предупреждение на выбранное для связи воздушное судно о возможном «обрыве» связи.

4. Влияние доплеровского сдвига несущей частоты радиосигнала

Влияние на величину отношения сигнал/шум доплеровского сдвига несущей частоты радиоканала из-за взаимного движения абонентов, активных помех в полосе частот передачи, методов помехоустойчивого кодирования, различных видов обратной связи для повышения достоверности передачи информации в разработанной модели не учитывается.

5. Влияние отражения радиоволн от поверхности земли

При передаче данных между ВС радиосигналы поступают на приемную антенну двумя путями: по прямому и отраженному лучам (рисунок 1). В случае прихода радиосигналов в фазе они складываются, а в противофазе – вычитаются. Непрерывность изменения фазы во время полета принимаемых сигналов по двум лучам при движении ВС приводит к искажению формы диаграммы направленности приемных антенн, что

приводило к изменению отношения сигнал/шум в радиоканале связи *i*-го ВС, с РЦ, и, следовательно, к изменению величины вероятности ошибочного приема P_{oi}.

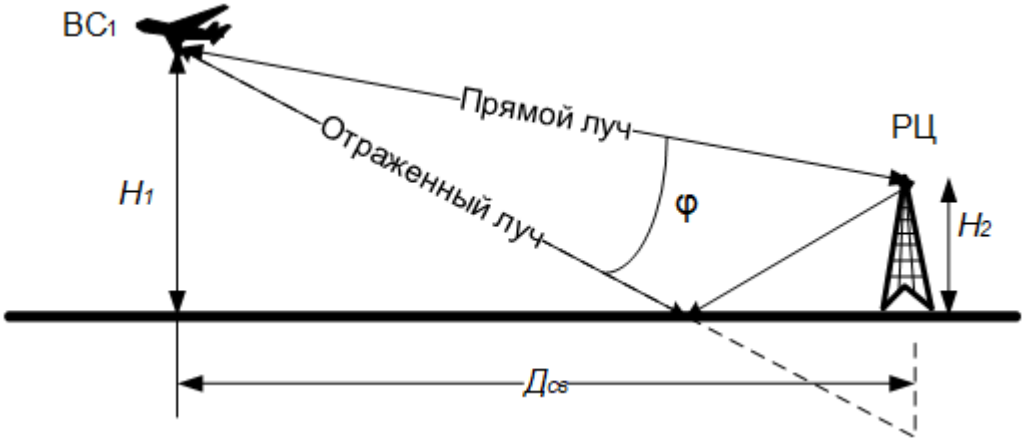


Рис. 1. Схема, поясняющая прохождение радиосигналов на приемную антенну РЦ двумя путями: по прямому и отраженному лучу.

Приведенные исследования [2, 4, 5] показывают, что для получения заданного качества доставки достоверной информации по каналу «воздух-земля» необходимо иметь на выбранном для связи ВС отношение сигнал/шум выше заданного. Одной из основных причин приема недостоверной информации и ее потери являются влияние отражений радиоволн от поверхности Земли на величину отношения сигнал/шуми и вылет ВС за пределы прямой (оптической) видимости относительно приемной антенны выбранного для связи ВС. Тогда дальность связи $D_{св}$ в канале прямой видимости в зависимости от искажения формы диаграмм направленности антенн определяется формулой [2]:

$$D_{св} = (\lambda/4\pi)\sqrt{P_{пер.б.}Q_{пер}Q_{пр}L_{пер}L_{пр}L_{атм}qkT_{ш}N\Delta f} \cdot F_{пер}(\theta)F_{пр}(\theta), \quad (7)$$

где $F_{пер}(\theta)$ – диаграмма направленности бортовой антенны в угломестной плоскости на одном ВС;

$F_{пр}(\theta)$ – множитель влияния поверхности Земли на характеристики антенны другого абонента;

θ – угол места нахождения одного ВС относительно антенны РЦ.

Обозначим коэффициент, учитывающий искажение диаграммы направленности антенны в вертикальной плоскости, возникающее из-за отражений радиоволн от земной поверхности, символом *G*. Тогда известная формула будет иметь вид:

$$\frac{GP_{пер}Q_{пер}S_{пр}}{(4\pi D_{св}^2 kT_{ш}\Delta FL)} = q^2, \quad (8)$$

где $P_{пер}$ – мощность передатчика бортового комплекса связи;

$Q_{пер}$ – коэффициент усиления бортовой передающей антенны радиостанции соответственно;

$S_{пр} = \frac{\lambda^2}{4\pi}Q_{пр}$ – эффективная площадь приемной антенны на РЦ;

λ – длина волны;

$Q_{пр}$ – коэффициент усиления приемной антенны выбранного для связи ВС, если бы она использовалась и в качестве передающей;

$D_{св}$ – дальность связи;

k – постоянная Больцмана;

$T_ш$ – шумовая температура приемной системы в градусах абсолютной шкалы;

ΔF – эффективная полоса пропускания приемной части радиолинии;

L – коэффициент, характеризующий потери полезного сигнала в антенно-фидерных трактах ВС и РЦ от выхода передатчика до входа приемника;

q – отношение сигнал/шум (на практике допустимое значение отношения сигнал/шум часто принимают равным 10 дБ) [4, 5].

Порядок расчета дальности радиосвязи в пределах прямой видимости заключается в следующем. Радиосигналы в каналах «воздух-земля» при полетах воздушных судов имеют многолучевое распространение и частотно-селективные замирания при взаимном перемещении ВС относительно радиоцентра. Это приводит к различным условиям распространения, обусловленным влиянием зеркального отражения от поверхности Земли. Количество возможных комбинаций нежелательных для связи явлений при движении абонентов настолько велико, что приемлемое математическое решение этой задачи является слишком сложным для практического использования. Поэтому для получения оценки параметров канала связи обычно рекомендуют совместное использование аналитических и экспериментальных методов. Основное требование при этом – получить расчетные данные, на основании которых можно было бы оценить возможность беспровального управления воздушными судами по трассам, находящимся в зоне ответственности рассматриваемого радиоцентра. Этот метод предсказания потери связи на участках маршрута ВС является действенным средством, позволяющим получить результаты, близкие к реальным.

Потери мощности принимаемого сигнала из-за влияния отражений радиоволн от земной поверхности можно пояснить следующим образом. Учитывая, что дальность связи прямой видимости во много раз меньше радиуса Земли ($R_З \gg D_{СВ}$), поверхность Земли в зоне действия радиостанции при инженерных расчетах можно считать плоской и зеркально отражающей [5]. В упрощенном виде можно считать, что излучаемая передающим устройством энергия попадает на приемную антенну двумя путями: прямым и отраженным – после отражения радиосигналов от земной поверхности.

Коэффициент отражения высокочастотного сигнала от поверхности Земли представляет собой комплексную величину $\bar{r} = re^{j\psi}$. Действительная часть выражения – r описывает амплитуду, а аргумент ψ учитывает фазовый сдвиг при отражении. Замирание радиосигналов на входе приемника происходит из-за поступления прямой и отраженной волн в противофазе вследствие движения ВС и различия путей прохождения ΔR. Если угол $\psi < 10°$ (рис. 1), то можно записать:

$$\Delta R = 2H_1 sin\psi \approx \frac{2H_1(H_1 + H_2)}{D_{св}}, \quad (9)$$

где H_1 и H_2 – высоты подъема антенны ВС и РЦ соответственно.

Разность фаз ψ прямого и отраженного сигнала состоит из суммы двух величин:

$$\psi = \theta + \gamma, \quad (10)$$

где ψ - изменение фазы при отражении сигнала от Земли;

γ – набег фазы из-за разности расстояний до приемной антенны:

$$\gamma = \frac{2\pi\Delta R}{\lambda} \quad (11)$$

В случае идеального (зеркального) отражения θ = π. Полная разность фаз прямого и отраженного сигнала на входе приемного устройства радиостанции составит [5]:

$$\psi = \frac{2\pi}{\lambda}\frac{2H_1(H_1 + H_2)}{D_{св}} \quad (12)$$

Результирующая двух сигналов с единичной амплитудой и разностью фаз ψ равна $[2(1 + cos\,\psi)]^{1/2}$. Поэтому отношение мощности, попадающей на приемную антенну радиостанции, к мощности, которая бы попала на нее при нахождении антенны в свободном пространстве, будет равна:

$$G = 2\left(1 - cos\frac{4\pi H_1(H_1 + H_2)}{\lambda D_{св}}\right) = 4sin^2\frac{2\pi H_1(H_1 + H_2)}{\lambda D_{св}} \quad (13)$$

Поскольку величина синуса в зависимости от аргумента изменяется от 0 до 1, то при идеально отражающей подстилающей поверхности ($\bar{r} = -1$) коэффициент распространения G , а, следовательно, и отношение сигнал/шум, будет изменяться от 0 до 4. Напряженность электромагнитного поля из-за многолепестковой диаграммы направленности приемной антенны будет максимальна в том случае, когда аргумент синуса выражения (13) равен $(2n + 1)\pi/2$, где $n = 0, 1, 2, \ldots$ Учитывая необходимость обеспечения требуемой вероятности ошибочного приема дискретной информации, высота полета ВС должна выбираться из условий прямой видимости (при условии одновременного учета кривизны поверхности Земли и нахождения приемной антенны в максимуме главного лепестка диаграммы направленности передающей антенны ВС в угломестной плоскости.

6. Модель оценки дальности радиосвязи

В качестве примера оценка дальности радиосвязи в канале, составленном из двух радиостанций «Барс МВ» [7] и двух серийных антенн ОВЧ и УВЧ диапазонов на частоте 300 МГц, при высотах полета H_1 = 10000 м, высоты антенны РЦ H_2 = 16 м заданном отношении сигнал/шум, равным 10 дБ, представлена на рисунке 2.

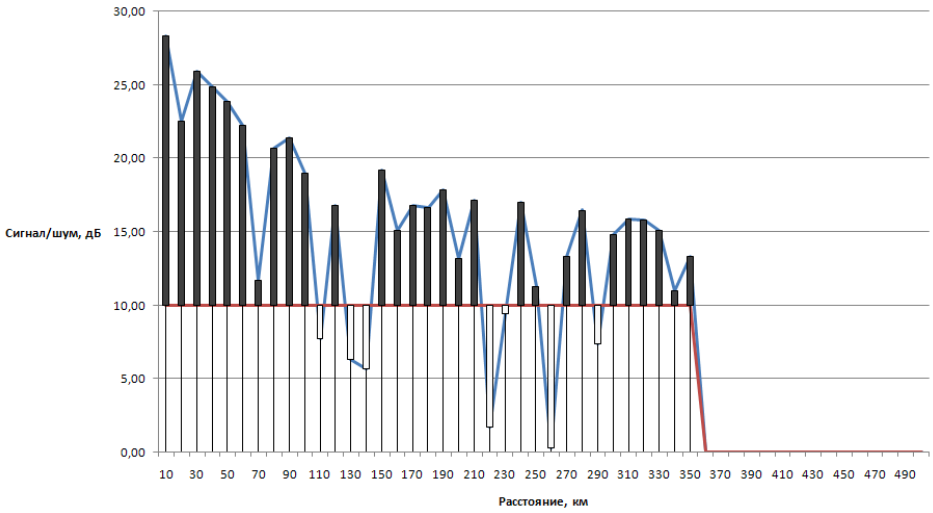


Рис. 2. Оценка дальности устойчивой радиосвязи на частоте 300 МГц.

Из рисунка 2 видно, что на участках 110, 130-140, 220-230, 260, 290 км ожидается существенное снижение качества управления – потеря связи. Следовательно, заблаговременно изменив высоту полета одного из ВС, можно обеспечить бесперебойное устойчивое управление ВС.

Последовательность процедур в разработанном алгоритме обеспечения проведения испытаний по определению максимальной дальности связи между ВС и РЦ следующая.

1. Выбор по электронной карте местности трассы полета с учетом отсутствия препятствий на пути распространения радиоволн, приводящих к уменьшению зоны прямой видимости, и запись ее координат в память бортового и наземного вычислителей.

2. Выбор высоты подъема наземной антенны с учетом высоты полета ВС и соответствующего моделирования величины отношения сигнал/шум по формуле (9) (по аналогии с рисунком 2)

3. Измерение коэффициентов усиления Q диаграмм направленности антенн воздушных судов (целесообразно эту операцию осуществить на этапе приемо-сдаточных испытаний самолета). Полученные данные коэффициентов усиления антенн в зависимости от азимута и угла места записываются в память бортового и наземного вычислителей.

3. Ввод полученных данных в память всех бортовых и наземных вычислителей – участников эксперимента;

4. Постоянное определение местоположения и параметров движения воздушного судна в полете с помощью данных с выхода приемника глобальных навигационных спутниковых систем, организация связи между, выбранными для обмена данными. В память бортового вычислителя записывается информация о высоте, курсе (тенденции изменения высоты и направления полета), которая в заданном темпе передается на РЦ.

5. После приема и обработки сообщений и оценки его достоверности на РЦ формируется квитанция о правильном (неправильном) приеме и передается на ВС.

6. После окончания эксперимента определяется максимальная дальность устойчивой связи и рассчитывается ее надежность путем деления суммы правильно принятых сообщений на РЦ и квитанций на ВС на общее число переданных сообщений и квитанций без учета данных, полученных в областях, где в результате моделирования вероятностная величина отношения сигнал/шум оказалась менее требуемой (рисунок 2), и полученная величина сравнивается с заданной [8, 9].

7. Заключение

Использование предложенного метода позволит увеличить время устойчивого управления при различных траекториях движения воздушных судов.

Литература

1. Авиационные системы радиоуправления. Т.3. Системы командного радиоуправления. Автономные и комбинированные системы наведения. / Под ред. А.И. Канащенкова и В.И. Меркулова. – М.: Радиотехника, 2004. – 320 с.
2. Кейстович, А.В. Некоторые особенности обмена данными по каналам радиосвязи «воздух-земля» и «земля-воздух» / А.В. Кейстович, А.С. Касьян // Системы и средства связи, телевидения и радиовещания. 2004. №1,2. С. 3-7.
3. Палий, А.И. Радиоэлектронная борьба / А.И. Палий. - М.: Воениздат, 1974. – 123 с.
4. Кейстович А.В., Комяков А.В. Системы и техника радиосвязи в авиации: учеб. пособие / А.В. Кейстович, А.В. Комяков; Нижегород. гос. техн. ун-т. им. Р.Е. Алексеева. – Нижний Новгород, 2012. – 236 с.
5. Кейстович А.В., Милов В.Р Виды радиодоступа в системах подвижной связи. Учебное пособие для вузов - М.: Горячая линия – Телеком, 2015, 278 с.
6. Крухмалев, В.В. Цифровые системы передачи / В.В. Крухмалев [и др.] – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 350 с.
7. http://www/polyot.nnov.rfnet.ru.
8. Hughes, David. Tale of Two Date Links // Aviation Week & Space Technology. 2003.V.159, №.2. P.56-59.
9. Уильям К. Ли. Техника подвижных систем связи. - М., Радио и связь, 1985, 391 с.
10. Ivanov, A. B. Methods of receiving and processing the signal on the background of white noise. // Journal, 2001, Vol. 21, No. 7. – P.29-47
11. Ivanov, A. B., Peter, B. V., Estimation of signals parameters against the background noise. M.: Radio, 1986. – P.264
12. Ivanov, A. B., Petrov B. V., Popov, I. I. The method of nonharmonic signal processing. RU 24**615 C2, stated. 15.02.2001, publ. 20.05.2002.
13. Requirements for the design of reports on RLNS*2018. http://rlnc.ru, 15.12.2017.
14. Bibliographic reference. GOST R 7.05 – 2008, Moscow, 2008. – P.22
15. Ivanov, A. B. Radiolocation of heterogeneous environments / Ivanov A. B., Ivanov B. P., Petrov N. A. Petrov P. A., Popov A. P. // Journal, 2012, Vol. 10, No. 4. – P.56-75
16. Smith, J. Radiolocation technique. New York: Radio physics, 2002. – P.253

References

1. Aircraft radio control systems. T.3. Command radio control systems. Autonomous and combined guidance systems. / Ed. A.I. Kanashenkov and V.I. Merkulova. - M .: Radiotekhnika, 2004 .-- 320 p.
2. Keistovich, A.V. Some features of data exchange through radio communication channels "air-ground" and "ground-air" / A.V. Keistovich, A.S. Kasyan // Systems and means of communication, television and radio broadcasting. 2004. No. 1,2. S. 3-7.
3. Paliy, A.I. Electronic warfare / A.I. Paliy. - Moscow: Military Publishing, 1974 .-- 123 p.

4. Keistovich A.V., Komyakov A.V. Systems and technology of radio communication in aviation: textbook. manual / A.V. Keistovich, A.V. Komyakov; Nizhny Novgorod. state tech. un-t. them. R.E. Alekseeva. - Nizhny Novgorod, 2012 .-- 236 p.
5. Keistovich AV, Milov VR Types of radio access in mobile communication systems. Textbook for universities - M .: Hot line - Telecom, 2015, 278 p.
6. Krukhmalev, V.V. Digital transmission systems / V.V. Krukhmalev [and others] - M .: Hot line - Telecom, 2007. - 350 p.
7. http: //www/polyot.nnov.rfnet.ru.
8. Hughes, David. Tale of Two Date Links // Aviation Week & Space Technology. 2003.V.159, No. 2. P.56-59.
9. William K. Lee. Technique of mobile communication systems. - M., Radio and communication, 1985, 391 p.
10. Ivanov, A. B. Methods of receiving and processing the signal on the background of white noise. // Journal, 2001, Vol. 21, No. 7. - P.29-47
11. Ivanov, A. B., Peter, B. V., Estimation of signals parameters against the background noise. M .: Radio, 1986. - P.264
12. Ivanov, A. B., Petrov B. V., Popov, I. I. The method of nonharmonic signal processing. RU 24 ** 615 C2, stated. 02/15/2001, publ. May 20, 2002.
13. Requirements for the design of reports on RLNS * 2018. http://rlnc.ru, 15.12.2017.
14. Bibliographic reference. GOST R 7.05 - 2008, Moscow, 2008. - P.22
15. Ivanov, A. B. Radiolocation of heterogeneous environments / Ivanov A. B., Ivanov B. P., Petrov N. A. Petrov P. A., Popov A. P. // Journal, 2012, Vol. 10, No. 4. - P.56-75
16. Smith, J. Radiolocation technique. New York: Radio physics, 2002. - P.253

ХАРАКТЕРИСТИКИ РАСПРЕДЕЛЁННЫХ СЕТЕЙ СВЯЗИ С НАПРАВЛЕННЫМИ АНТЕННАМИ

Л. И. Аверина, А. Е. Лимарев, Д.Ю. Чаркин

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. В рамках протокольной модели помех и обобщенной модели затухания сигнала проведен анализ влияния направленных антенн на такие характеристики случайной распределенной сети как средняя пропускная способность и средняя задержка пакетов при многоскачковой передаче. Выведены соотношения для коэффициента увеличения пропускной способности и коэффициента сокращения задержки в зависимости от ширины основного луча диаграммы направленности антенной системы. Показано, что при уменьшении ширины луча происходит одновременное улучшение обоих показателей: увеличение пропускной способности и уменьшение задержки передачи пакетов. Проведён сравнительный анализ параметров сетей со всенаправленными и направленными антеннами.

Ключевые слова: распределённые сети связи, многоскачковая передача, ширина диаграммы направленности, средняя пропускная способность, средняя задержка пакетов.

CHARACTERISTICS OF DISTRIBUTED COMMUNICATION NETWORKS WITH DIRECTIONAL ANTENNAS

L. I. Averina, A.E. Limarev, D.Y. Charkin

JSC "Concern "Sozvezdie", Voronezh, Russia

Abstract. Within the framework of the protocol model of interference and the generalized model of signal attenuation, the analysis of the influence of directional antennas on such characteristics of a random distributed network as the average throughput and average packet delay in multi-hop transmission is carried out. The ratio for the coefficient of increasing the throughput and the coefficient of reducing the delay depending on the width of the main beam of the antenna system's directional pattern are derived. It is shown that with a decrease in the beam width, there is a simultaneous improvement in both indicators: an increase in the throughput and a decrease in the packet transmission delay. A comparative analysis of the parameters of networks with omnidirectional and directional antennas is carried out.

Keywords: distributed communication networks, multi-hop transmission, beam width, average throughput, average packet delay.

1. Введение

В настоящее время широко исследуется вопрос применения радиомодемов на основе цифровых антенных решёток для различных систем связи СВЧ диапазона, обладающих возможностью формировать диаграмму направленности с узким основным лепестком. Поэтому целью настоящей работы является рассмотрение влияния направленности антенн на улучшение качества функционирования сети связи.

Важными показателями оценки качества функционирования сети могут служить пропускная способность и время задержки при передаче информации от источника в место назначения. Под пропускной способностью будем понимать количество бит/с, которое каждый узел может передавать в выбранное место назначения. Максимально возможное значение средней пропускной способности для распределенной сети с n

узлами будем обозначать через $T(n)$. Как показано в [1] при использовании всенаправленных антенн максимальное значение средней пропускной способности каждого узла определяется величиной $T(n)=\Theta(W/\sqrt{n\log n})$ бит/с для случайной сети и $T(n)=\Theta(W/\sqrt{n})$ бит/с для произвольной сети. Здесь обозначено: W – количество бит/с, которое каждый узел может передавать в общей для всей сети полосе, $f(n)=\Theta(g(n))$ означает, что существует некоторая константа c и целое n_0 такое, что $f(n)\le cg(n)$ для всех $n > n_0$. Из результатов, представленных в [1], следует, что пропускная способность узлов уменьшается с ростом их числа в сети. Это объясняется тем, что во время передачи конкретным узлом, другим узлам из ближайшего окружения запрещается передача, т.к. из-за изотропного излучения антенной они создают помехи искомому узлу. Кроме этого, короткая дальность связи, которую обеспечивают всенаправленные антенны, требует большого числа скачков при передаче пакетов от источника к месту назначения, что приводит к увеличению задержки при передаче. Под задержкой понимается время, которое проходит от момента передачи пакета от источника до момента получения его потребителем. В [2] для многоскачковых сетей с всенаправленными антеннами установлена зависимость между средней пропускной способностью $T(n)$ и средней задержкой $D(n)$: $D(n)=\Theta(nT(n))$. Как следует из данного соотношения при применении всенаправленных антенн нельзя одновременно улучшить оба показателя: уменьшить задержку и увеличить пропускную способность. В [3] ищется компромисс между уменьшением задержки и увеличением пропускной способности. В [4-5] исследуется влияние направленных антенн на пропускную способность сети. В частности, как показано в [4], применение направленных антенн с диаграммами направленности в виде кругового сектора и углами (ширинами лучей) α для передающей антенны и β - для принимающей обеспечивает выигрыш у изотропной антенны для произвольной сети в $k=2\pi/\sqrt{\alpha\beta}$ раз и в $k=4\pi^2/(\alpha\beta)$ раз для случайной сети. Однако, в данной работе не учитывалось затухание сигнала при распространении и не рассмотрено влияния направленности антенн на задержку пакетов при многоскачковом распространении. Кроме этого, используемые в [4] модели антенн и каналов распространения являются упрощенными и не в полной мере адекватны реальным. Поэтому целью настоящей работы является исследование влияния направленности антенн на пропускную способность распределённой системы связи и задержку пакетов при многоскачковой передаче при рассмотрении моделей антенн, каналов и помех, близких к реально существующим.Во многих практических задачах радиолокации, радионавигации и радиосвязи необходимо с высокой точностью измерять координаты источников излучения (ИИ), одновременно формирующих сигналы, имеющие одинаковые несущие частоты. К подобным сигналам относятся преднамеренные активные помехи, а также естественные помехи, возникающие из-за особенностей распространения сигнала в околоземном пространстве, приводящие к многолучевости в точке приема. Кроме того, увеличение количества работающих радиосредств гражданского назначения,

наблюдающееся в настоящее время, приводит к сильной загруженности радиодиапазонов.

2. Моделирование основных элементов системы

Модель антенн. Обозначим через G_0 - коэффициент усиления изотропной антенны, которая равномерно излучает энергию по всем направлениям, а через G_m - коэффициент усиления направленной антенны относительно изотропной. Будем далее считать, что антенны излучают одинаковую мощность *P*. Коэффициент усиления направленной антенны относительно изотропной определяется как [6]

$$g = \frac{G_m}{G_0} = \frac{P/A}{P/S} = \frac{S}{A}, \qquad (1)$$

где, например, для сферического источника обозначено: A – площадь участка сферы, образованного пересечением сферы радиуса r и прямого кругового конуса с плоским углом θ (шириной луча), $S = 4\pi r^2$ - площадь сферы радиуса r. Площадь участка сферы $A = 2\pi r^2(1-\cos(\theta/2)) = 4\pi r^2 \sin^2(\theta/4)$. В этом случае коэффициент усиления (1)

$$g = \frac{1}{\sin^2(\theta/4)}. \qquad (2)$$

Модель канала. В качестве модели затухания сигнала используется обобщенная модель

$$P_r(d) = P_t G_t G_r \frac{k}{d^\alpha}, \qquad (3)$$

где G_t, G_r - коэффициенты усиления передающей и принимающей антенн соответственно, $P_t, P_r(d)$-мощности передающей и принимающей антенн, *d*- расстояние между антеннами, *k* – некоторая величина, не зависящая от расстояния между антеннами, например, равна произведению высот для двулучевой модели($k = h_t h_r$) или пропорционален квадрату длины волны для свободного пространства($k = (\lambda/4\pi)^2$) , $2 \le \alpha \le 4$ - параметр затухания ($\alpha = 2$ соответствует свободному пространству, $\alpha = 4$ - двулучевой модели распространения [7,8]). Из уравнения (3) можно получить затухание мощности между передающей и принимающей антенной

$$\beta(d) = \frac{P_t}{P_r} = \frac{d^\alpha}{kG_tG_r}. \qquad (4)$$

Предполагается, что корректное декодирование на приемной стороне возможно, если затухание окажется меньше некоторого порогового значения β_{tr}, т.е. должно выполняться условие

$$\beta(d) < \beta_{tr}. \qquad (5)$$

Из (4) и (5) получается значение для дальности связи, обеспечивающей корректное декодирование

$$d_{tr} = \sqrt[\alpha]{k\beta_{tr}G_tG_r}. \qquad (6)$$

Выражение (6) позволяет определить эффект влияния направленной антенны на дальность связи. Предположим, что обе антенны (принимающая и передающая) изотропные с коэффициентом усиления G_0. Дальность связи в этом случае равна $d_{tr0} = \sqrt[\alpha]{k\beta_{tr}G_0^2}$. Максимальная дальность связи для двух направленных антенн $d_{tr\max} = \sqrt[\alpha]{k\beta_{tr}G_m^2}$. Откуда следует, что максимальное увеличение дальности, которое можно получить за счет направленности антенн, определяется выражением

$$k_a = d_{tr\max} / d_{tr0} = \sqrt[\alpha]{G_m^2 / G_0^2} = 1/(\sin^2(\theta/4))^{2/\alpha}. \qquad (7)$$

Из (7) следует, что дальность связи с использованием направленных антенн r_d выражается через дальность связи изотропной антенны r_0 следующим образом

$$r_d = r_0 / \sqrt[\alpha]{\sin^4(\theta/4)}.$$

Предположим, что направленными антеннами с шириной луча θ оснащены все узлы. Исходя из понятия геометрической вероятности, вероятность накрытия передающей антенны своим лучом точки в заданном направлении равна $\theta/2\pi$. Аналогичная вероятность имеет место и для приемной антенны. Следовательно, успешная передача пакета в направление от источника к месту назначения происходит при совместном выполнении этих двух событий. Вероятность такого события равна $(\theta/2\pi)^2$.

Модели помех. Согласно [1], для описания помех, создаваемых пользователям сети, существует две модели: протокольная и физическая.

Протокольная модель состоит в следующем. Передача от узла X_i к узлу X_j будет успешно завершена, если другие узлы из ближайшего окружения узла X_j своей передачей не создают ему помех. Одновременная с узлом X_i передача другого узла X_k допускается протоколами, если выполняется следующее условие

$$\begin{cases} |X_k - X_j| \geq (1+\Delta)|X_i - X_j| \\ \text{или луч от } X_k \text{ не накрывает } X_j \end{cases}, \qquad (8)$$

где пространственный защитный интервал $\Delta > 0$, $|X_i - X_j|$ - евклидово расстояние между узлами. Рисунок 1. иллюстрирует условие (8).

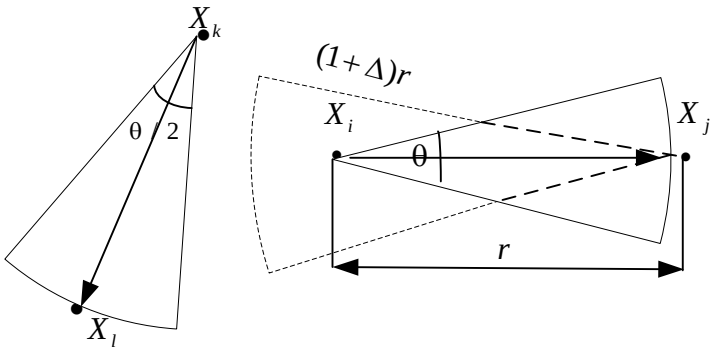


Рис.1. Иллюстрации протокольной модели помех

Физическая модель. Обозначим через P_{ij} - мощность сигнала, которая поступает узлу X_j от узла X_i по линии $X_i \to X_j$. В соответствии с моделью канала (3) данную мощность можно представить следующим образом

$$P_{ij} = P_0 G_i G_j \frac{k}{d_{ij}^{\alpha}}, \qquad (9)$$

где P_0-одинаковая мощность передатчиков каждого из узлов, $d_{ij} = \left| X_i - X_j \right|$-расстояние между узлами. Тогда отношение сигнал – помеха по мощности на входе приемника узла X_j может быть записана следующим образом

$$SINR = \frac{P_{ij}}{W_0 N_0 + \sum_{k \in I} P_{kj}}, \qquad (10)$$

где $\{X_k; k \in I\}$ - множество всех узлов, которые работают одновременно с узлом X_j и создают ему помехи, W_0 - ширина полосы входного тракта приемника каждого узла, N_0 спектральная плотность мощности теплового шума приемника. Передача от узла X_i, $i \in I$ будет успешно принята узлом X_j, если отношение сигнал-помеха на входе приемника превысит некоторое заранее заданное пороговое значение β, т.е. должно выполняться условие

$$\frac{P_0 k G_i G_j / \left| X_i - X_j \right|^{\alpha}}{W N_0 + P_0 k \sum_{k \in I} G_k G_j / \left| X_k - X_j \right|^{\alpha}} \geq \beta, \qquad (11)$$

Пороговое значение β выбирается исходя из заданного критерия качества связи (вероятности ошибки на бит) и зависит от вида применяемой модуляции.

3. Оценка пропускной способности и задержки сети с направленными антеннами

Найдем пропускную способность случайной сети [1] с направленными антеннами, когда *n* узлов случайным образом с равномерным законом распределены в некоторой области единичной площади. Для определенности положим, что это квадрат. Основная идея методов анализа, разработанная в [1-3] для всенаправленных антенн и протокольной модели помех, состоит в построении схемы маршрутизации и последующей процедуре разделения времени. В рамках данной схемы удается получить оценки для пропускной способности и задержки при передаче пакетов. В настоящей работе используется данный подход и его развитие для направленных антенн [4-5, 8]. В рамках данного подхода процедуру решения задачи условно можно разделить на несколько этапов:

- Разбиение на ячейки. На этом этапе область размещения сети разбивается на ячейки. Размер ячейки должен удовлетворять условиям сетевого подключения, т.е. в

каждой ячейке с высокой вероятностью должен присутствовать, по крайней мере, один узел.

- Выбор маршрутизации. Этот этап с учетом допустимой дальности направленных антенн посвящен выбору многоскачкового маршрута передачи пакета «вперед» по принципу «наименьшего расстояния» от источника *S* до места назначения *D*.

- Планирование передачи**.** На заключительном этапе проектируется множественный доступ с временным разделением общего канала, обеспечивающий передачу без коллизий.

Этап 1. Разбиение на ячейки опирается на свойства мозаики Вороного. Предположим, что имеетсся конечное множество из n точек (узлов) на ограниченной площади плоскости. Для каждого узла существует некоторая область (ячейка Вороного), точки которой ближе к искомому узлу, чем к другим узлам. Образованные таким образом ячейки являются выпуклыми многоугольниками и покрывают всю область размещения сети. Предположим для определенности, что площадь области размещения сети равна единице. Вся область разделяется равномерной виртуальной сетью с размерностью ячеек $1/\sqrt{a(n)} \times 1/\sqrt{a(n)}$, где $a(n)$ - площадь ячейки Вороного. Как показано в [1] для равномерно распределенных в области случайных узлов ячейки Вороного обладают следующими свойствами:

каждая ячейка содержит круг радиуса $\rho(n) = c_1\sqrt{\log n / n}$, где c_1 константа;

каждая ячейка содержится в круге радиуса $2\rho(n)$, где $c_2 > c_1$ константа;

выбирая дальность прямой связи с всенаправленными антеннами, равной $r(n) = 8\rho(n) = 2\sqrt{2a(n)}$, можно установить радиосвязь между узлами внутри ячейки и с соседними ячейками.

Тогда, если $a(n) > 2\log(n)/n$, то в каждой ячейке с большой вероятностью содержится хотя бы один узел. Действительно, если обозначить через A_i событие, состоящее в том, что *i*-я ячейка содержит хотя бы один узел и при этом число ячеек $m = 1/a(n)$, то вероятность события A_i может быть выражена через вероятность противоположного события (в ячейке нет ни одного узла) следующим образом

$$P_r(\mathrm{A}_i) = 1 - P_r(\overline{\mathrm{A}_i}) = 1 - (1 - 1/m)^n . \qquad (12)$$

Искомую вероятность можно оценить для $n > 1$ с использованием второго замечательного предела $(1 + 1/n)^n \approx e$. С этой целью преобразуем (12) к виду

$$P_r(\mathrm{A}_i) = 1 - (1 - 1/m)^n = 1 - (1 + \frac{1}{x})^{x\cdot(-n/m)} \approx 1 - e^{-n/m},$$

где $x = -nm/n$. Так как $m < n/(2\log(n))$, то вероятность события A_i при $n > 1$

$$P_r(\mathrm{A}_i) \approx 1 - e^{-n/m} > 1 - 1/n^2 . \qquad (13)$$

Таким образом, для $n > 1$ с практической достоверностью можно утверждать, что в каждой ячейке находится хотя бы один узел и условия сетевого подключения выполняются. Для понимания дальнейшего изложения приведем определение, данное в [4]. *Две ячейки называются интерферирующими, если внутри другой ячейки находится*

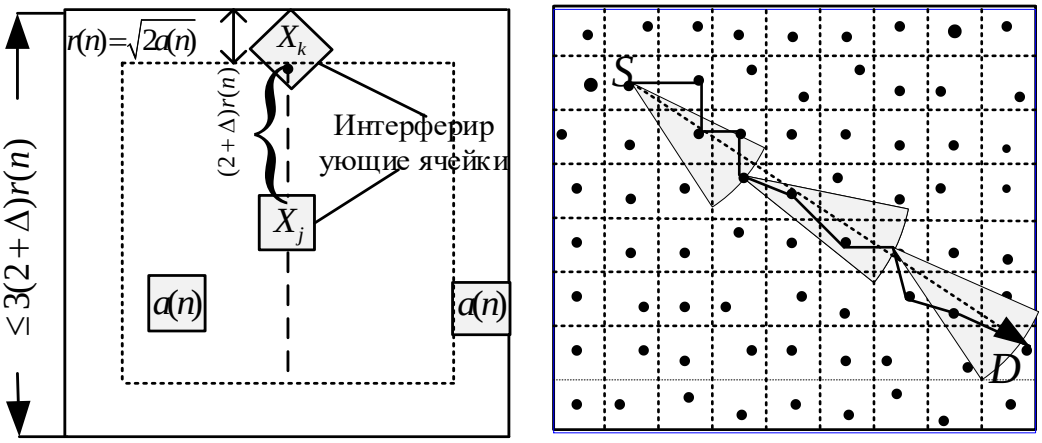
точка на расстоянии меньше, чем $(2+\Delta)r(n)$ *от узла в первой ячейке, где* $r(n)$ *означает дальность связи для всех узлов.*

Оценим число ячеек, которые интерферируют с заданной ячейкой. Во-первых, вначале рассмотрим сеть из n узлов с всенаправленными антеннами, в которой любой узел из ячейки должен осуществлять передачу другим узлам из этой же ячейки или узлам из восьми соседних ячеек. Так как площадь одной ячейки равна $a(n)$, то в этом случае расстояние между передающим и принимающим узлами следует выбрать равным $r_0(n)=2\sqrt{2a(n)}$. Из (7) следует, что применение направленных антенн увеличивает дальность связи до величины $r_d(n)=r_0(n)/\sqrt[\alpha]{\sin^4(\theta/4)}$. В соответствии с определением интерферирующих ячеек расстояние между двумя узлами должно превосходить величину $(2+\Delta)r_d(n)$ (рис. 2а). Как видно из рис.3а интерферирующая область ограничена квадратом со стороной $\overline{r}_d(\mathrm{n})=3(2+\Delta)r_d(n)$. Для направленных антенн два узла интерферируют друг с другом, если точки интерферирующей области одновременно накрываются лучами передающей и принимающей антенн. Как уже отмечалось, вероятность такого события равна $\left(\frac{\theta}{2\pi}\right)^2$. Следовательно, в среднем площадь интерферирующей области

$$S_{\text{int}}=\left(\frac{\theta}{2\pi}\right)^2 9(2+\Delta)^2 r_d^2(n)=\left(\frac{\theta}{2\pi}\right)^2 9(2+\Delta)^2 r_0^2(n)/\sqrt[\alpha]{\sin^8(\theta/4)}. \qquad (14)$$

Учитывая, что $r_0(n)=2\sqrt{2a(n)}$, а площадь одной ячейки равна $a(n)$, получим верхнюю границу для числа интерферирующих ячеек

$$k_2=\frac{S_{\text{int}}}{a(n)}\le\left(\frac{\theta}{2\pi}\right)^2(2+\Delta)^2\cdot 72/\sqrt[\alpha]{\sin^8(\theta/4)}. \qquad (15)$$



(а) (б)

Рис.2. Зона интерференции ячеек (а), многоскачковый маршрут с изотропными и направленными антеннами (б)

Этап 2. На этом этапе выбирается схема маршрутизации, обеспечивающая наикратчайший путь между источником S и местом назначения D (рис.2б). Источник посылает пакет данных в место назначения вдоль соседних ячеек линии $S \to D$. На рис.3б приведен пример $S \to D$ линии, на которой видно, что для направленной антенны потребовалось всего три скачка, а для всенаправленной антенны потребовалось десять скачков. Таким образом, применение направленных антенн может существенным образом сократить число скачков и, как следствие, уменьшить задержку при передаче пакетов. Далее приведем границы для числа $S \to D$ линий, проходящих через любую ячейку (рис.3). Для всенаправленных антенн максимальное число $S \to D$ линий, проходящих через любую ячейку сети, с высокой вероятностью оценивается величиной [2]

$$L_0(n) = \Theta(n\sqrt{a(n)}). \tag{16}$$

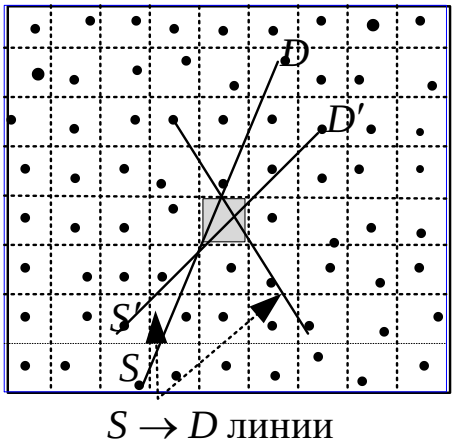


Рис.3. $S \to D$ линии, проходящие через произвольную ячейку

Для направленных антенн длина каждого скачка в $S \to D$ паре согласно (7) увеличится в $1/\sqrt[\alpha]{\sin^4(\theta/4)}$ раз. Следовательно, из-за увеличения дальности связи и фиксированной области сети число $S \to D$ пар сократится пропорционально величине $\sqrt[\alpha]{\sin^4(\theta/4)}$, а из-за направленности области покрытия антенной вероятность одновременного накрытия данной ячейки принимающей и передающей антеннами составит $(\theta/2\pi)^2$. Поэтому число $S \to D$ линий, проходящих через любую ячейку сети (16) уменьшится пропорционально $\left(\frac{\theta}{2\pi}\right)^2 \sqrt[\alpha]{\sin^4(\theta/4)}$ и составит

$$L_d(n) = \Theta(n\sqrt{a(n)}\left(\frac{\theta}{2\pi}\right)^2 \sqrt[\alpha]{\sin^4(\theta/4)}). \tag{17}$$

Этап 3. В рамках временного разделения каналов (TDMA) рассматривается схема планирования передачи, предложенная для всенаправленных антенн в [2]. В этой модели единица времени (секунда) разбивается на временные слоты (*слот- ячейки*). В каждой пространственной ячейке в одной временной слот-ячейке запланировано не более одного

приема или передачи. Далее, каждая слот-ячейка в свою очередь разбивается на мини-слоты (рис.4). В каждом мини-слоте планируется один скачок из $S \to D$ линии.

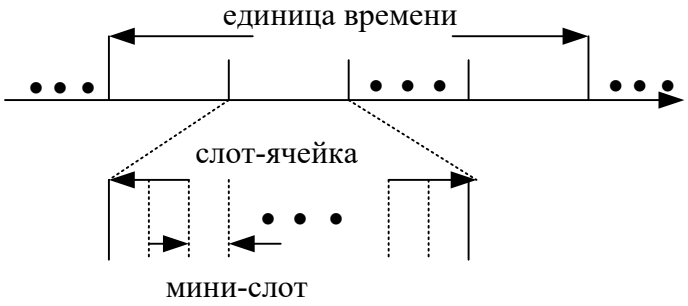


Рис.4. Планирование передачи с временным разделением каналов

Остановимся подробнее на выборе длительности каждого временного слота. При выборе длительности слот-ячейки будем исходить из того, что число ячеек, интерферирующих с данной, не превосходит k_2. Следовательно, если положить длительность одной слот-ячейки, равной k_2 доли от единицы времени, то можно разделить во времени передачу интерферирующих ячеек. Согласно (17), число $S \to D$ линий, проходящих через данную ячейку, пропорционально величине $L_d(n)$. Поэтому, чтобы передачи по $S \to D$ линиям не пересекались во времени, необходимо длительность слот-ячейки разделить на $n\sqrt{a(n)}\left(\frac{\theta}{2\pi}\right)^2 \sqrt[\alpha]{\sin^4(\theta/4)}$ частей.

Оценка предельной средней пропускной способности. Определим среднюю пропускную способность. Каждый узел может передавать информацию со скоростью W бит/с. В соответствии с планированием передачи (рис.5) каждой $S \to D$ паре для передачи без помех от других станций выделяется один мини-слот, длительность которого составляет $\frac{1}{k_2 L_d(n)}$ часть от единицы времени (секунды). Следовательно, за это время по $S \to D$ линии было передано $\frac{W}{k_2 L_d(n)}$ бит. Поскольку в остальных временных слотах передача не производилась, то в среднем это количество информации передано в секунду. Таким образом, в среднем пропускная способность узла источника по линии $S \to D$ пары с учетом соотношений (15), (17) составит

$$T_d(n) = \frac{W}{k_2 L_d(n)} = \frac{W}{n\sqrt{a(n)}\left(\frac{\theta}{2\pi}\right)^2 \sqrt[\alpha]{\sin^4(\theta/4)} \cdot \left(\frac{\theta}{2\pi}\right)^2 (2+\Delta)^2 \cdot 72 / \sqrt[\alpha]{\sin^8(\theta/4)}} \text{ бит/с.} \quad (18)$$

Соотношение (18) с учетом того, что $a(n) > 2\log(n)/n$, с точностью до постоянного множителя можно записать в общепринятых обозначениях следующим образом:

$$T_d(n) = \Theta\left(\frac{W \sqrt[\alpha]{\sin^4(\theta/4)}}{\sqrt{n \log n}} \cdot \left(\frac{2\pi}{\theta}\right)^4\right) \text{ бит/с.} \quad (19)$$

Оценка средней задержки. Вычислим среднюю задержку пакетов $D(n)$. Как было отмечено ранее, задержка пакетов для каждой $S \to D$ пары складывается из задержек на каждом скачке. Следовательно, вначале нужно найти оценку для среднего числа скачков. С этой целью обозначим через $r_d(n)$ - дальность связи направленной антенной на каждом скачке, d_i - длину i –ой $S \to D$ линии, через $k_{hop} = d_i / r_d(n)$ число скачков на этой линии . Как показано в [2] число скачков, усредненное по всем $S \to D$ парам, равно $\bar{k}_{hop} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} d_i / r_d(n)$. Так как для больших n средняя длина $S \to D$ пар есть $\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} d_i \approx 1$ [2], то среднее число скачков оценивается величиной

$$\bar{k}_{hop} = \Theta(\frac{1}{r_d(n)}) \quad . \tag{20}$$

Так как дальность связи при применении направленной антенны r_d(n) связана с дальностью связи при использовании всенаправленной антенны r_o(n) соотношением (7а), т.е. имеет место равенство, где $r_d = r_0 / \sqrt[\alpha]{\sin^4(\theta/4)}$ - дальность связи при использовании всенаправленных антенн. С другой стороны, величина r_o(n) ограничена размерами ячейки $\sqrt{a(n)}$, которые должны удовлетворять условию подключения $a(n) > 2\log(n)/n$. После проведения указанных подстановок в (20) получим

$$D_d(n) = \Theta\left(\sqrt[\alpha]{\sin^4(\theta/4)} \cdot \sqrt{n/\log n}\right) . \tag{21}$$

Как следует из (21) задержка возрастает с ростом числа узлов в сети и убывает с уменьшением ширины луча антенны.

4. Сравнительный анализ параметров сетей со всенаправленными и направленными антеннами

Определим коэффициент увеличения пропускной способности от применения направленных антенн следующим образом

$$g_T = T_d(n) / T_0(n), \tag{22}$$

где $T_0(n), T_d(n)$ - максимальные значения средних пропускных способности сетей с применением всенаправленных и направленных антенн соответственно. Как показано в [1, 2] пропускная способность сети с всенаправленными антеннами определяется выражением

$$T_0(n) = \Theta(W / \sqrt{n \log n}). \tag{23}$$

После подстановки (19) и (23) в (22) получим

$$g_T(\theta) = \Theta\left(\left(\frac{2\pi}{\theta}\right)^4 \sqrt[\alpha]{\sin^4(\theta/4)}\right). \tag{24}$$

Определим теперь эффект от применения направленных антенн на задержку пакетов. Введём понятие коэффициента сокращения времени задержки пакетов как

$$g_D = D_d(n) / D_0(n), \tag{25}$$

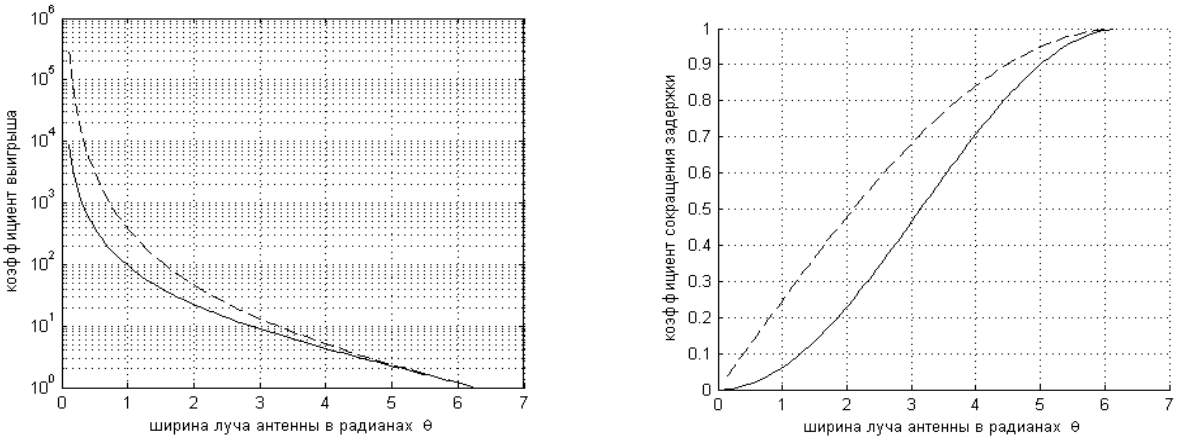
где $D_d(n)$ находится из (21), а $D_0(n)$ согласно [2] определяется выражением

$$D_0(n) = \Theta(\sqrt{n \log n}). \tag{26}$$

После подстановки (21), (26) в (25) получим выражения для коэффициента сокращения времени задержки пакетов

$$g_D(\theta) = \Theta(\sqrt[\alpha]{\sin^4(\theta/4)}). \tag{27}$$

На рис.5а в логарифмическом масштабе приведены зависимости коэффициента выигрыша в пропускной способности от применения направленной антенны у изотропной от ширины луча направленной антенны, измеряемого в радианах. Непрерывные кривые соответствуют модели затухания в свободном пространстве ($\alpha = 2$), пунктирные кривые соответствуют двулучевой модели затухания ($\alpha = 4$). Кривые, соответствующие другим значениям $2 < \alpha < 4$, находятся между ними. Из графиков видно, что эффект от применения направленной антенны с точки зрения увеличения пропускной способности для двулучевой модели выше, чем для свободного пространства. Зависимости коэффициента сокращения задержки много скачковой передачи пакетов от ширины луча приведены на рис.5б, где непрерывные кривые соответствуют затуханию в свободном пространстве, а пунктирные – двулучевой модели.



а) б)

Рис.5. Выигрыш в пропускной способности (а) и сокращении задержки (б) в сети от применения направленных антенн

Как следует из рис.5б, увеличение параметра затухания α приводит к возрастанию коэффициента сокращения задержки и снижению по этому критерию эффективности от применения направленных антенн. Следовательно, увеличение α с одной стороны приводит к улучшению одного критерия (пропускной способности) и ухудшению другого (задержку пакетов).

Улучшение обоих показателей при применении направленных антенн подтверждены также статистическим моделированием [10]. Результаты моделирования

сети при применении направленных антенн в рамках двулучевой модели распространения приведены в таблице 1.

Таблица 1.

	Всенаправленная антенна	Направленная антенна
Пропускная способность, бит/с	1219.55	4093.97
Задержка из конца в конец, мс	106.19	1.81
Частота ошибочных пакетов, %	61.9	1.63

5. Заключение

В рамках протокольной модели помех и обобщенной модели затухания сигнала в работе проведен анализ влияния направленных антенн на такие характеристики случайной распределенной сети как средняя пропускная способность и средняя задержка пакетов при многоскачковой передаче. Выведены соотношения для коэффициента увеличения пропускной способности и коэффициента сокращения задержки в зависимости от ширины основного луча диаграммы направленности антенной системы. Показано, что при уменьшении ширины луча происходит одновременное улучшение обоих показателей: увеличение пропускной способности и уменьшение задержки передачи пакетов. Это объясняется тем, что узкий луч антенн в сети увеличивает дальность и уменьшает воздействие взаимных помех. Увеличение дальности приводит к сокращению числа скачков и, как следствие, к уменьшению задержки пакетов. Сокращение взаимных помех приводит к увеличению пропускной способности.

Литература

1. Gupta P. The capacity of wireless networks / Gupta P., Kumar P.R. // IEEE Trans. on Information Theory. – 2000. - Vol. 46, No.3. – pp. 388–404.
2. Gamal A.Throughput-delay trade-off in wireless networks / Gamal A., Mammen J., Prabhakar B., Shah D. // Proc. of Twenty-third Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies (INFOCOM). – 2004. – pp. 464-475.
3. Gamal A. Optimal throughput-delay scaling in wireless networks-part I: The fluid model / Gamal A., Mammen J., Prabhakar B., Shah D. / IEEE Trans. Inf. Theory. – 2006. - Vol. 52, No.6. - pp. 2568–2592.
4. Yi S. On the capacity improvement ad hoc wireless networks using directional antennas / Yi S., Pei Y., Kalyanaraman S. // Proc. ACM. – 2003. – pp. 108-116.
5. Dai H.N. On the delay reduction ad hoc wireless networks with directional antennas / Dai H.N., Zhao O. // EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking. – 2015. – No.1. - 13 P.
6. Ramanathan R. On the performance of ad hoc networks with beam forming antennas / Ramanathan R. // Proc. of the ACM International Symposium on Mobile Ad Hoc Networking and Computing (MobiHoc). – 2001. – pp. 95-105.
7. Ермолаев М.П. Теоретические основы обработки сигналов в системах мобильной связи / Ермолаев М.П., Флаксман А.Г. - Нижний Новгород. – 2011. - 368 с.
8. Долуханов М.П. Распространение радиоволн / Долуханов М.П. – М.: Связь. – 1972. - 336 с.
9. Cheng S. Improving Capacity and Delay in Directional Hybrid Wireless Networks with Range Extension / Cheng S., Wu J., Huang X. // International Journal of Distributed Sensor Networks. – 2015.

10. Cakan T. QoS Parameters Enhancement by using Directional Antennas in MANET / Cakan T., Wieser V. // IEEE ELEKTRO. – 2012. – pp. 26-29.

REFERENCES

1. Gupta P. The capacity of wireless networks / Gupta P., Kumar P.R. // IEEE Trans. on Information Theory. – 2000. - Vol. 46, No.3. – pp. 388–404.
2. Gamal A.Throughput-delay trade-off in wireless networks / Gamal A., Mammen J., Prabhakar B., Shah D. // Proc. of Twenty-third Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies (INFOCOM). – 2004. – pp. 464-475.
3. Gamal A. Optimal throughput-delay scaling in wireless networks-part I: The fluid model / Gamal A., Mammen J., Prabhakar B., Shah D. / IEEE Trans. Inf. Theory. – 2006. - Vol. 52, No.6. - pp. 2568–2592.
4. Yi S. On the capacity improvement ad hoc wireless networks using directional antennas / Yi S., Pei Y., Kalyanaraman S. // Proc. ACM. – 2003. – pp. 108-116.
5. Dai H.N. On the delay reduction ad hoc wireless networks with directional antennas / Dai H.N., Zhao O. // EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking. – 2015. – No.1. - 13 P.
6. Ramanathan R. On the performance of ad hoc networks with beam forming antennas / Ramanathan R. // Proc. of the ACM International Symposium on Mobile Ad Hoc Networking and Computing (MobiHoc). – 2001. – pp. 95-105.
7. Ermolaev M.P. Teoreticheskie osnovi obrabotki signalov v sistemah mobilnoi svyasi / Ermolaev M.P., Flaksman A.G. – Niznii Novgorod. – 2011. - 368 s.
8. Doluhanov M.P. Rasprostranenie radiovoln / Doluhanov M.P. – M.: Svyaz. – 1972. - 336 s.
9. Cheng S. Improving Capacity and Delay in Directional Hybrid Wireless Networks with Range Extension / Cheng S., Wu J., Huang X. // International Journal of Distributed Sensor Networks. – 2015.
10. Cakan T. QoS Parameters Enhancement by using Directional Antennas in MANET / Cakan T., Wieser V. // IEEE ELEKTRO. – 2012. – pp. 26-29.

ПРИМЕНЕНИЕ ОПТОАКУСТИЧЕСКОГО ЭФФЕКТА ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ КРОВИ

Д.А. Кравчук

Южный Федеральный Университет, г. Таганрог, Россия

Аннотация. Одной из важных составляющих приоритетных исследований в области наномедицины является как создание новых лекарственных препаратов и устройств мониторинга, так и применение новых диагностических средств и методов, необходимых для своевременной диагностики переходных физиологических процессов и подбора необходимой терапии. Для решения таких задач целесообразно использовать оптоакустический (ОА) эффект - термооптическое возбуждение акустических волн в среде при поглощении в ней модулированного по интенсивности лазерного излучения, т.к. углеродные нанотрубки сильно поглощают лазерное излучение с длиной волны 850 нм и вследствие ОА эффекта звук обнаруживается ультразвуковым преобразователем.

Модели АЭ в крови могут быть построены с использованием различных подходов/методов, причем некоторые вопросы в существующих публикациях рассмотрены недостаточно полно. Одним их таких малоисследованных направлений является использование ОА методов. Поэтому целью настоящей работы является комплексный анализ математических моделей (и реализующих их вычислительных алгоритмов) для исследования ОА сигналов на агрегатах эритроцитов при разных размерах таких агрегатов. К патологиям относятся, в частности, большинство социально значимых заболеваний: сахарный диабет, гипертензия, кроме того, усиление АЭ может быть и результатом «побочных воздействий» применения в клинической практике некоторых медикаментозных средств. Значительная АЭ может иметь два основных негативных следствия: закупорку мелких сосудов (капилляров) агрегатами – в т.ч. и в альвеолах легких; ухудшение условий транспортировки кислорода в крови человека – за счет уменьшения суммарной площади контакта совокупности эритроцитов с кровью. Поэтому контроль уровня АЭ целесообразно осуществлять для следующих категорий пациентов: находящихся на диспансерном учете в связи с наличием перечисленных выше заболеваний; проходящих амбулаторное лечение или лечение в «стационарах на дому»; находящихся на излечении в стационарных медучреждениях. Для проведения периодических оценок уровней АЭ в крови человека требуются соответствующие методики (по возможности, не инвазивные) и медицинское оборудование. В свою очередь для их разработки необходимо проведение соответствующих исследований с помощью математического моделирования.

Ключевые слова: оптоакустический эффект, уровень агрегации эритроцитов, углеродные нанотрубки.

APPLICATION OF THE OPTOACOUSTIC EFFECT FOR BLOOD DIAGNOSTICS

D.A. Kravchuk

Southern Federal University, Taganrog, Russia

Abstract. One of the important components of priority research in the field of nanomedicine is both the creation of new drugs and monitoring devices, and the use of new diagnostic tools and methods necessary for the timely diagnosis of transient physiological processes and the selection of the necessary therapy. To solve such problems, it is advisable to use the optoacoustic (OA) effect - thermooptical excitation of acoustic waves in a medium upon

absorption of intensity-modulated laser radiation in it. Carbon nanotubes strongly absorb laser radiation with a wavelength of 850 nm and due to the OA effect, sound is detected by an ultrasonic transducer.

AE models in blood can be constructed using various approaches / methods, and some issues in existing publications are not considered fully enough. One of these little-studied areas is the use of OA methods. Therefore, the purpose of this work is a comprehensive analysis of mathematical models (and computational algorithms that implement them) for studying OA signals on erythrocyte aggregates at different sizes of such aggregates. Pathologies include, in particular, the majority of socially significant diseases: diabetes mellitus, hypertension, in addition, an increase in AE may also be the result of "side effects" of the use of certain medications in clinical practice. Significant AE can have two main negative consequences: blockage of small vessels (capillaries) by aggregates - incl. and in the alveoli of the lungs; deterioration of the conditions for transporting oxygen in human blood - due to a decrease in the total area of contact of a set of erythrocytes with blood. Therefore, it is advisable to monitor the level of AE for the following categories of patients: those who are registered in the dispensary due to the presence of the above diseases; undergoing outpatient treatment or treatment in “home hospitals”; being treated in inpatient medical facilities. Periodic assessments of AE levels in human blood require appropriate techniques (if possible, non-invasive) and medical equipment. In turn, for their development, it is necessary to conduct appropriate research using mathematical modeling.

Keywords: optoacoustic effect, level of aggregation of erythrocytes, carbon nanotubes.

1. Введение

В настоящее время наиболее часто используемые методы определения оптических свойств требуют инвазивных процедур и автономного анализа in vitro, основанных на затухании с использованием спектрофотометрии, коэффициента отражения, флуоресцентной спектроскопии, рамановской спектроскопии. Потенциальные преимущества неинвазивного метода in vivo будут значительными и помогут ускорить время принятия терапевтического решения. Таким образом, оптоакустические методы являются перспективными в области исследования состава крови, а именно установления уровня гематокрита, определения степени агрегации эритроцитов и др. В работе исследованы численные методы моделирования этих процессов с экспериментальным подтверждением.

Существуют многочисленные возможности исследования гематологического состава in vitro, однако больший интерес представляет неинвазивный анализ как удобный и комфортный метод, не меняющий морфологический состав крови. Для усиления сигнала эффективно использование наноразмерных агентов. Углеродные нанотрубки, размером до 100 нм, сильно поглощают лазерное излучение с длиной волны 850 нм, что позволяет использовать лазерный импульс небольшой мощности, около 20 мДж/см^2 [1]. Использование лазера малой мощности исключает повреждение биологических тканей, обеспечивая достаточную для детектирования ультразвуковым преобразователем мощность сигнала.

2. Применение оптоакустического метода

Для решения поставленных научно-исследовательских задач предлагается использование методов обработки сигналов, системного анализа, математической статистики. При математическом моделировании в качестве инструментария будет использоваться среда Matlab R2014b.

Метод математического моделирования заключается в следующем: сначала генерируется трехмерная реализация тканей заполненных эритроцитами с помощью программной среды MathLab размером объема 100*100*100 мкм3 рис. 1[2-5].

При разработке метода и алгоритмов неинвазивного оптоакустического (ОА) исследования крови и его последующей интеграции в mHealth необходимо решить задачу создания электронной медицинской системы неинвазивного исследования крови, которая будет доступна в обычном ритме жизни человека, без очередей в больницах и даже личного посещения врача [6-8].

Структура метода показана на рисунке 1.

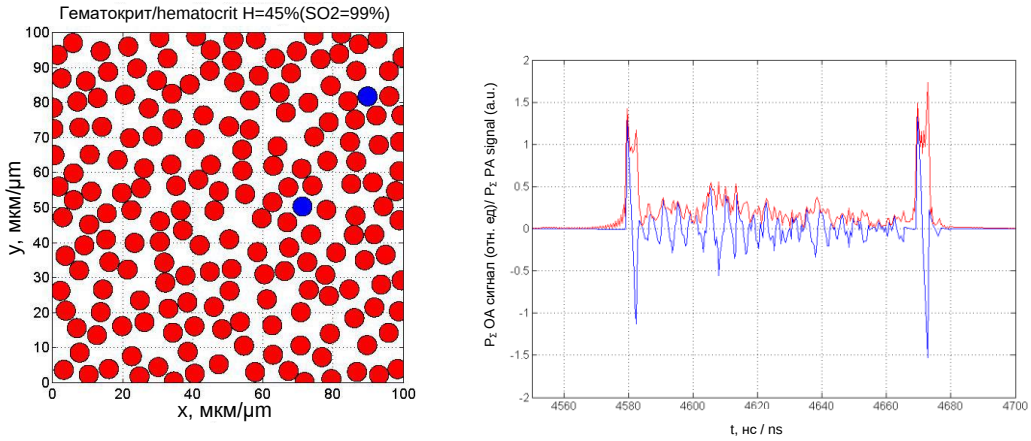


Рис. 1 Случайно помещенные неперекрывающиеся эритроциты, моделирующие реализацию 2D-ткани (слева), оптоакустический сигнал (справа).

Перед началом проведения анализа пациент закрепляет на своем теле диагностический модуль (ДМ) над любым средним или крупным кровеносным сосудом, например, на подколенную вену. ДМ имеет небольшие габаритные размеры и может быть закреплен над сосудами разного диаметра (рис.2).

После установки ДМ на своем теле пациент принимает перорально раствор с наноразмерными объектами, адгезированными к заданному типу объектов в крови, наличие которых требуется диагностировать. Такими объектами диагностики могут являться, например, раковые клетки или тромбы. Через 10-15 минут после приема раствора пациент запускает мобильное приложение, установленное на своем мобильном устройстве и запускает начало измерений, которые проводятся ДМ, состоящего из измерительного лазерного модуля ИК диапазона и пьезокерамического приемника. Пьезокерамический приемник регистрирует суммарный уровень акустического давления, которое генерируется в результате оптоакустического преобразования в крови пациента в присутствии наноразмерных объектов [1, 9, 10].

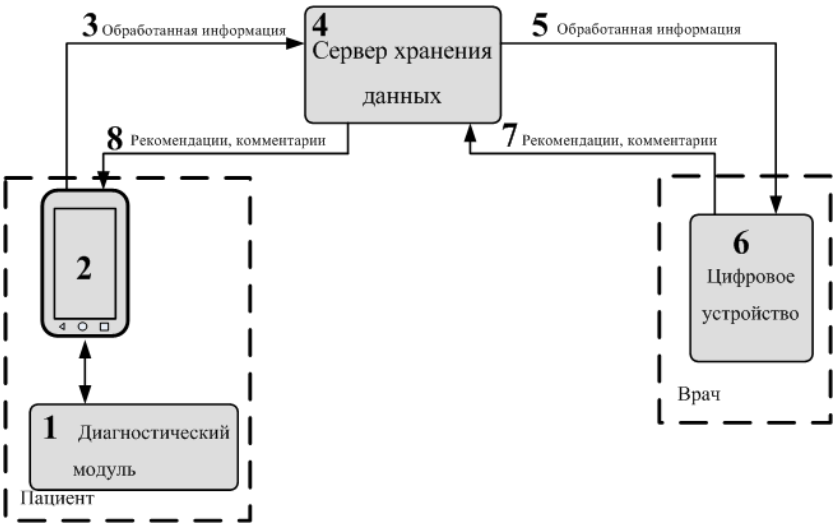


Рис. 2. Метод неинвазивного оптоакустического исследования крови: 1 – диагностический модуль, 2 – мобильное устройство пациента, на котором происходит обработка полученной информации посредством специализированного мобильного приложения, 3 – передача данных на сервер, на котором сохраняется копия данных, 4 – сервер хранения данных, 5 – передача обработанной информации врачу, 6 - прием и анализ полученной информации на мобильном устройстве врача и принятие им решений, 7 – отправка рекомендаций и комментариев от врача на сервер, где сохраняется копия данных, 8 – передача данных на мобильное устройство пациента.

3. Заключение

Оптоакустическая диагностика является перспективной областью современной медицины, позволяя точно и безболезненно проводить анализ крови, предоставляя сведения о степени агрегации эритроцитов и уровне гематокрита с возможностью визуализации. С применением углеродных нанотрубок увеличивается точность измерений и повышается контрастность изображения.

Оптоакустическое исследование крови может применяться в гематологии, при клиническом анализе крови и диагностике ряда заболеваний по состоянию эритроцитов (таких как степень агрегации, уровень гематокрита), при подсчёте количества эритроцитов или бактериальных клеток с адгезированными наночастицами. Для развития данной области необходимо дальнейшее изучение методов математического моделирования и проведение экспериментов.

Литература

1. Воронина К.А., Кравчук Д.А., Старченко И.Б., Орда-Жигулина Д.В. Метод экспресс анализа крови с использованием контрастных агентов – наночастиц // В сборнике: Нанотехнологии: образование, наука, инновации. Сборник статей X Всероссийской научно-практической конференции. Ответственный редактор: П.А. Белов. 2019. С. 59-61.
2. Д. А. Кравчук, И. Б. Старченко, Модельная оценка уровня агрегации эритроцитов оптоакустическим методом. // Прикаспийский журнал: управление и высокие технологии, 2017, № 4 (40), с. 174-183.
3. Д. А. Кравчук, И. Б. Старченко, Математическое моделирование оптикоакустического сигнала от эритроцитов. // Вестник новых медицинских технологий, 2018, Т. 25, № 1, с. 96-101.

4. Кравчук Д.А., Старченко И.Б., Орда-Жигулина Д.В., Воронина К.А Исследование оптоакустических сигналов на моделях эритроцитов в жидкости с контрастными наноагентами // Акустический журнал. 2021. Т. 67. № 3. С. 345-348.
5. Кравчук Д.А. Математическая модель обнаружения внутриэритроцитарных инфекций с помощью оптоакустического метода // Biomedical Photonics. – 2018. – Т. 7. – № 3. – С. 36-42.
6. Кравчук Д.А., Старченко И.Б. Теоретическая модель для диагностики эффекта кислородонасыщения эритроцитов с помощью оптоакустических сигналов // Прикладная физика. – 2018. – № 4. – С. 89-94.
7. И. В. Митрофанова, И. В. Мильто, И. В. Суходоло, Г. Ю. Васюков, Возможности биомедицинского применения углеродных нанотрубок. // Бюллетень сибирской медицины, 2014, Т. 13, № 1, с. 135-144.
8. Н. В. Саяпина, А. А. Сергиевич, Т. А. Баталова, М. А. Новиков, А. Н. Асадчева, В. В. Чайка, К. С. Голохваст, Экологическая и токсикологическая опасность углеродных нанотрубок: обзор российских публикаций. // Известия Самарского научного центра Российской академии наук, 2014, Т. 16, № 5(2), с. 949-953.
9. Кравчук Д.А. Моделирование восстановления оптоакустического изображения оксигенированных эритроцитов // Прикладная физика. 2021. № 2. С. 73-77.
10. Kravchuk D.A., Starchenko I.B. Reconstruction of the optical acoustic signal for visualization of biological tissue //. В книге: Physics and Mechanics of New Materials and Their Applications. Abstracts & Schedule. Kitakyushu, Japan, 2021. С. 156.

REFERENCES

1. Voronina K.A., Kravchuk D.A., Starchenko I.B., Orda-Zhigulina D.V. The method of express blood analysis using contrast agents - nanoparticles // In the collection: Nanotechnology: education, science, innovation. Collection of articles of the X All-Russian scientific-practical conference. Executive editor: P.A. Belov. 2019.S. 59-61.
2. DA Kravchuk, IB Starchenko, Model assessment of the level of aggregation of erythrocytes by the optoacoustic method. // Caspian journal: management and high technologies, 2017, no. 4 (40), p. 174-183.
3. DA Kravchuk, IB Starchenko, Mathematical modeling of the optical-acoustic signal from erythrocytes. // Bulletin of new medical technologies, 2018, T. 25, No. 1, p. 96-101.
4. Kravchuk DA, Starchenko IB, Orda-Zhigulina DV, Voronina KA Study of optoacoustic signals on models of erythrocytes in liquid with contrast nanoagents // Acoustic journal. 2021. T. 67. No. 3. S. 345-348.
5. Kravchuk D.A. Mathematical model for the detection of intra-erythrocytic infections using the optoacoustic method // Biomedical Photonics. - 2018. - T. 7. - No. 3. - P. 36-42.
6. Kravchuk D.A., Starchenko I.B. A theoretical model for diagnosing the effect of oxygen saturation of erythrocytes using optoacoustic signals // Applied Physics. - 2018. - No. 4. - P. 89-94.
7. IV Mitrofanova, IV Milto, IV Sukhodolo, G. Yu. Vasyukov, Possibilities of biomedical application of carbon nanotubes. // Bulletin of Siberian Medicine, 2014, T. 13, No. 1, p. 135-144.
8. N. V. Sayapina, A. A. Sergievich, T. A. Batalova, M. A. Novikov, A. N. Asadcheva, V. V. Chaika, K. S. Golokhvast, Ecological and toxicological hazard of carbon nanotubes : a review of Russian publications. // Bulletin of the Samara Scientific Center of the Russian Academy of Sciences, 2014, T. 16, No. 5 (2), p. 949-953.
9. Kravchuk D.A. Modeling the restoration of the optoacoustic image of oxygenated erythrocytes // Applied Physics. 2021. No. 2. S. 73-77.
10. Kravchuk D.A., Starchenko I.B. Reconstruction of the optical acoustic signal for visualization of biological tissue //. In the book: Physics and Mechanics of New Materials and Their Applications. Abstracts & Schedule. Kitakyushu, Japan, 2021, p. 156.

АДАПТИВНЫЙ СПОСОБ И ЭФФЕКТИВНОСТЬ ДЛИТЕЛЬНОГО НАКОПЛЕНИЯ СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ ПРОТЯЖЕННОЙ ПО ДАЛЬНОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ЦЕЛИ

Ле Ван Кыонг

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (БГУИР), Минск, Беларусь

Аннотация. Приведены результаты анализа эффективности алгоритмов комбинированной обработки при длительном накоплении (ДН) отраженного сигнала (ОС) от протяженной по дальности радиолокационной цели (РЛЦ) типа «самолет». Получено выражение для решающей статистики при обнаружении протяженной по дальности РЛЦ на основе адаптивной оценки распределения мощности ОС по элементам разрешения, на которые разделяется РЛЦ, по результатам комбинированного накопления в каждом элементе разрешения по дальности с компенсацией миграции дальности (МД) и частоты (МЧ). С использованием математического моделирования исследованы характеристики ОС для различных значений ширины спектра зондирующего сигнала (ЗС). Показано, что для типовой РЛЦ увеличение ширины спектра зондирующего сигнала приводит к возрастанию времени корреляции флуктуаций ОС для длины волны 3 см с единиц до сотен миллисекунд с соответствующим увеличением времени когерентного накопления и повышением вероятности правильного обнаружения. Приведена аналитическая методика расчета вероятности правильного обнаружения. Показана сходимость результатов имитационного моделирования и аналитических расчетов.

Ключевые слова: протяженная по дальности цель, миграция дальности, миграция частоты, блестящие точки, угловые рыскания, когерентное накопление, комбинированное накопление, вероятность обнаружения.

ADAPTIVE METHOD AND EFFICIENCY OF LONG-TERM ACCUMULATION OF A SIGNAL REFLECTED FROM AN EXTENDED RANGE RADAR TARGET

Le Van Cuong

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Minsk, Belarus

Abstract. The results of the algorithm's efficiency analysis for combined processing with long-term accumulation of the reflected signal (RS) from extended range radar target (RT) of the "aircraft" type are presented. An expression is obtained for the decisive statistics when detecting extended range RT based on an adaptive estimate of the RS power distribution by resolution elements, into which the RT is divided, based on the results of combined accumulation in each range resolution element with compensation for range and frequency migration. Using mathematical modeling, the characteristics of the RS were investigated for various values of the width of the spectrum of the probing signal. It is shown that for a typical RT, an increase in the width of the probe signal spectrum leads to an increase in the correlation time of RS fluctuations for a wavelength of 3 cm from units to hundreds of milliseconds with a corresponding increase in the coherent accumulation time and an increase in the probability of correct detection. An analytical method for calculating the probability of correct detection is presented. The convergence of the results of simulation and analytical calculations is shown.

Keywords: extended range target, range and frequency migration, scatters, angular yaw, coherent accumulation, combined accumulation, probability of detection.

1. Введение

В [1] предложены модификации способов длительного накопления ОС при наличии миграции дальности и частоты применительно к сложной многоэлементной РЛЦ с учетом ее угловых рысканий. Под ДН понимается ситуация, когда за время наблюдения РЛЦ смещается по дальности на расстояние, превышающее элемент разрешения по дальности.

Последовательность операций при обработке [1] приведена на рисунке 1. Справа от блоков алгоритма обработки схематически представлены результаты обработки в виде положения сжатого сигнала на плоскости «дальность-номер импульса» и выходного сигнала обработки.

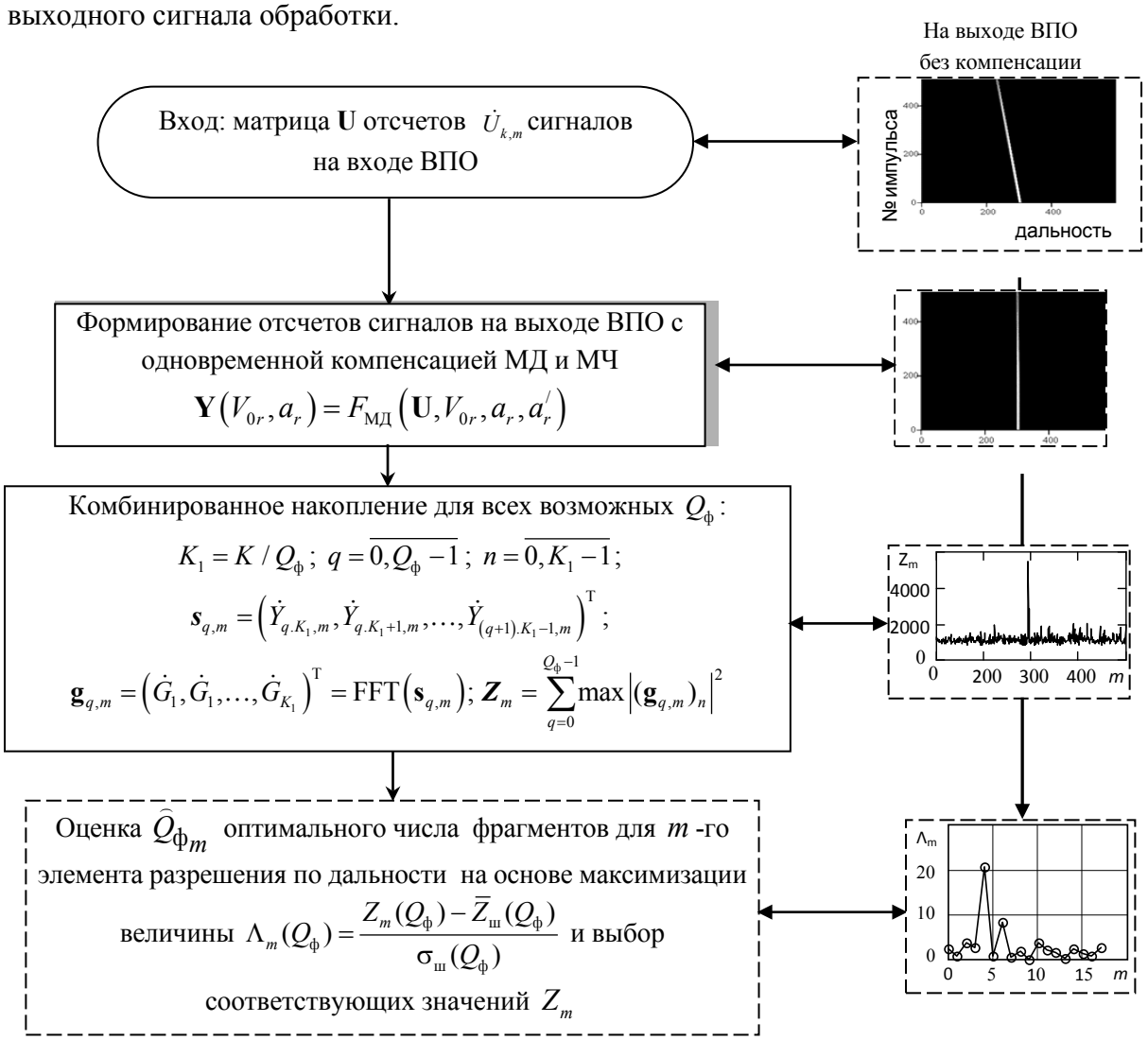


Рис. 1. Блок-схема алгоритма длительного комбинированного накопления в каждом элементе разрешения многоэлементной цели

Способы предполагают единый предварительный этап, на котором выполняется внутрипериодная обработка (ВПО) с одновременным устранением миграции дальности (МД) и составляющей миграции частоты (МЧ), обусловленной квадратичным и последующими членами изменения дальности до центра масс РЛЦ в соответствии с ожидаемыми значениями ее радиальной скорости V_{0r}, ускорения a_r и производной (при

необходимости) ускорения $a_r^{/}$. В результате матрица **U** (матрица **U** с размерностью $K \times M$ комплексных отсчетов $\dot{U}_{k,m}$ принимаемой реализации, где $m = \overline{1,M}$ - индекс времени в пределах одного периода повторения; $k=\overline{1,K}$ - индекс времени по периодам повторения) преобразуется в матрицу **Y** с комплексными отсчетами $\dot{Y}_{k,m}$. Каждый столбец матрицы **Y** содержит отсчеты $\dot{Y}_{k,m}$ сигналов на выходе ВПО, приведенные по дальности к первому импульсу пачки.

Процедура КомбН в сравнении с традиционной [2,3] имеет следующие существенные особенности. Каждый столбец матрицы **Y** разделяется на $Q_{\text{ф}}$ фрагментов - подпачек по $K_1 = K / Q_{\text{ф}}$ импульсов и вычисляется быстрое преобразование Фурье (БПФ) по каждой подпачке. Доплеровский сдвиг частоты ОС в процессе радиолокационного наблюдения может последовательно находится в нескольких элементах разрешения по частоте, причем закон изменения доплеровского смещения частоты неизвестен. Однако, если отношение сигнал/шум по когерентно накапливаемым фрагментам достаточно велико, то максимум амплитудного спектра будет соответствовать среднему доплеровскому сдвигу частоты сигнала в пределах фрагмента. Поэтому при КомбН из результатов БПФ для каждого фрагмента выбираются и суммируются максимальные значения квадратов модулей спектральных отсчетов. Оценка $\widehat{Q}_{\text{ф}m}$ оптимального числа фрагментов, на которые разделяется ОС для m-го элемента разрешения по дальности проводится [1] на основе максимизации величины $\Lambda_m(Q_{\text{ф}}) = (Z_m(Q_{\text{ф}}) - \overline{Z}_{\text{ш}}(Q_{\text{ф}})) / \sigma_{\text{ш}}(Q_{\text{ф}})$, где $\overline{Z}_{\text{ш}}(Q_{\text{ф}})$, $\sigma_{\text{ш}}(Q_{\text{ф}})$ - среднее значение и среднее квадратическое отклонение выходного сигнала накопителя при наличии только шума (на тех участках по дальности, где сигнал заведомо отсутствует) при разделении интервала наблюдения на $Q_{\text{ф}}$ фрагментов.

Таким образом, предложенный в [1] способ при угловых рысканиях радиолокационной цели обеспечивает адаптивное формирование решающей статистики для каждого элементе разрешения по дальности, в которых присутствует отраженный от протяженной по дальности цели сигнал с учетом характеристик его флуктуаций. По значениям указанной решающей статистик может быть решена задача «поэлементного» обнаружения цели с последующим применением для обнаружения цели в целом цифровых критериев типа «k из m», то есть цель считается обнаруженной, если обнаружение произошло не менее чем k раз из m последовательных по дальности элементах разрешения РЛС. Этот вариант является прямым аналогом алгоритмов некогерентного обнаружения пачечного сигнала или алгоритмов завязки траектории [3] при вторичной обработке радиолокационной информации и является заведомо неоптимальным. Кроме того, неопределенным является выбор параметров k раз из m для протяженной по дальности цели с различными вариантами распределения удельной эффективной поверхности рассеяния по длине цели.

Представляет интерес развитие способов обработки сигнала [1] для учета протяженности цели по дальности и оценка эффективности такой обработки, что и является цель настоящей работы.

2. Формирование решающей статистики при обнаружении пространственно-протяженной цели

Пусть протяженная по дальности РЛЦ при использовании ЗС с шириной спектра Δf_0 разделяется $n=\overline{1,N_{\text{бт}}}$ элементов разрешения. Флуктуации ОС считаем независимыми как между элементами разрешения, так и между отдельными накапливаемыми фрагментами в одном элементе разрешения.

Отраженный сигнал после компенсации МД и МЧ и ВПО можно представить в виде

$$\dot{Y}(t)=e^{j\varphi_0}\sum_{n=1}^{N_{\text{бт}}}\dot{M}_n(t)\sum_{k=1}^{K}\dot{U}_{\text{впо}}(t-t_r-n/\Delta f_0-kT_r)e^{j(\omega_0+\Omega_{DS_n}(t))}, \qquad (1)$$

где $\dot{M}_n(t)$ - комплексная огибающая ОС в n-м элементе разрешения, определяющая его амплитудные и фазовые флуктуации; $\dot{U}_{\text{впо}}(t)$ - форма одиночного сигнала на выходе устройства ВПО; t_r - время задержки по отношению к началу каждого периода повторения, которое после компенсации МД одинаково для всех импульсов пачки; $\Omega_{DS_n}(t)$ - закон изменения доплеровской частоты ОС в n-м элементе разрешения после компенсации МЧ; φ_0 - начальная фаза ОС.

Корреляционная функция комплексной огибающей ОС, принимаемого в n-м элементе разрешения:

$$\dot{R}_n(\tau)=\overline{\dot{M}_n(t)M_n^*(t-\tau)}=\sigma_n^2 r_n(\tau), \qquad (2)$$

где σ_n^2, $r_n(\tau)$ - средняя мощность и нормированная корреляционная функция флуктуаций сигнала в n-м элементе разрешения. При достаточно большом числе «блестящих точек», попадающих в элемент разрешения считается [2], что $r_n(\tau)=e^{-|\tau|/\tau_{\text{с}n}}$, где $\tau_{\text{с}n}$ - время корреляции флуктуаций ОС в n-м элементе разрешения.

Полная энергия сигнала:

$$E=\sum_{n=1}^{N_{\text{бт}}}E_n=\tau_{\text{сж}}\sum_{n=1}^{N_{\text{бт}}}\sigma_n^2=\tau_{\text{сж}}\sigma_\Sigma^2, \qquad (3)$$

где $E_n=\tau_{\text{сж}}\sigma_n^2$ - энергия ОС в n-м элементе разрешения; $\tau_{\text{сж}}=1/\Delta f_0$ - длительность одиночного сигнала на выходе ВПО; $\sigma_\Sigma^2=\sum_{n=1}^{N_{\text{бт}}}\sigma_n^2$ - полная (во всех элементах разрешения) средняя мощность ОС.

Отношение сигнал/шум в каждом элементе разрешения на выходе ВПО составит $\gamma_n = \sigma_n^2 / \sigma_{\text{ш}}^2$, где $\sigma_{\text{ш}}^2$ - мощность шума на выходе ВПО. Время когерентного накопления и число фрагментов, на которые разделяется принимаемая реализация, в n-ом элементе разрешения составляет $T_{\text{кн}_n}$ и L_n, соответственно. Вектор наблюдаемых величин $\mathbf{z}$ после комбинированного накопления представляет собой отсчеты $Z_{n,\ell}$ сигналов в $n = \overline{1, N_{\text{бт}}}$ элементах разрешения, сигнал в каждом из которых разделяется на $\ell = \overline{1, L_n}$ фрагментов: $\mathbf{z} = (Z_{1,1}, ..., Z_{1,L_1}, ..., Z_{N_{\text{бт}},1}, ..., Z_{N_{\text{бт}},L_{N_{\text{бт}}}})^{\text{T}}$.

Многомерная плотность вероятности $w_0(\mathbf{z})$ выходных сигналов обработки при отсутствии ОС с учетом выбора квадратов максимумов спектральных отсчетов для каждого фрагмента является негауссовой и представляет собой произведение плотностей вероятности $\text{w}_{\max}(x, N_{\text{бпф}})$ максимумов квадратов модулей результатов БПФ:

$$w_0(\mathbf{z}) = \prod_{n=1}^{N_{\text{бт}}} \prod_{\ell=1}^{L_n} \text{w}_{\text{ш_max}}(Z_{n,\ell}, N_{\text{бпф}_n}), \tag{4}$$

где $N_{\text{бпф}_n} = 2^{\left[\ln(T_{\text{кн}_n}/T_r)\right]}$ - число отсчетов БПФ по периодам повторения принимаемого сигнала.

Для плотности вероятности $\text{w}_{\text{ш_max}}(x, N_{\text{бпф}})$ максимумов запишем:

$$\text{w}_{\text{ш_max}}(x, N_{\text{бпф}}) = \frac{N_{\text{бпф}}}{\sigma_{\text{ш}}^2} \left(1 - e^{-\frac{x}{\sigma_{\text{ш}}^2}}\right)^{N_{\text{бпф}}-1} \cdot e^{-\frac{x}{\sigma_{\text{ш}}^2}} \tag{5}$$

Многомерная плотность вероятности выходного сигнала при комбинированном накоплении при наличии ОС представляет собой произведение плотностей вероятности для каждого элемента разрешения и каждого фрагмента (остаточной корреляцией между фрагментами для одного элемента разрешения пренебрегаем). В свою очередь для одного элемента разрешения и одного фрагмента величина $Z_{n,\ell}$ представляет собой максимум из одного сигнального отсчета и $N_{\text{бпф}_n} - 1$ шумовых отсчетов на выходе БПФ с плотностью вероятности $\text{w}_{\text{c_max}}(x, N_{\text{бпф}})$ вида

$$\text{w}_{\text{c_max}}(x, N_{\text{бпф}}) = w_{\text{c}}(x, n)\, \text{W}_{\text{ш_max}}(x, N_{\text{бпф}} - 1) + W_{\text{c}}(x, n)\, \text{w}_{\text{ш_max}}(x, N_{\text{бпф}} - 1), \tag{6}$$

где $w_{\text{c}}(x, n) = \dfrac{1}{\sigma_{\text{ш}}^2 \left(1 + \gamma_n \dfrac{T_{\text{кн}_n}}{T_r}\right)} e^{-\frac{x}{\sigma_{\text{ш}}^2 \left(1 + \gamma_n \frac{T_{\text{кн}_n}}{T_r}\right)}}$; $W_{\text{c}}(x, n) = \int_0^x w_{\text{c}}(\text{t}, n)\, dt$ - плотность вероятности и функция распределения отсчета БПФ, где находится отраженный сигнал; $\text{W}_{\text{ш_max}}(x, N) = \int_0^x \text{w}_{\text{ш_max}}(x, N)\, dt$ - функция распределения шумовых отсчетов.

Аналогично (4) для многомерной плотности вероятности при наличии отраженного сигнала запишем:

$$w_1(\mathbf{z}) = \prod_{n=1}^{N_{\text{бт}}} \prod_{\ell=1}^{L_n} \mathrm{w}_{\text{c_max}}(Z_{n,\ell}, N_{\text{бпф}_n}) \tag{7}$$

Сформируем отношение правдоподобия

$$\Lambda(\mathbf{z}) = \frac{w_1(\mathbf{z})}{w_0(\mathbf{z})} = \frac{\prod_{n=1}^{N_{\text{бт}}} \prod_{\ell=1}^{L_n} \mathrm{w}_{\text{c_max}}(Z_{n,\ell}, N_{\text{бпф}_n})}{\prod_{n=1}^{N_{\text{бт}}} \left(\frac{N_{\text{бпф}}}{\sigma_{\text{ш}}^2}\right)^{L_n} \prod_{\ell=1}^{L_n} \left(1 - e^{-\frac{Z_{n,\ell}}{\sigma_{\text{ш}}^2}}\right)^{N_{\text{бпф}}-1} \cdot e^{-\frac{Z_{n,\ell}}{\sigma_{\text{ш}}^2}}}. \tag{8}$$

Выражение (8) для отношения правдоподобия получилось весьма сложным и его преобразование и упрощение представляется затруднительным. Непосредственное использование (8) также осложняется необходимостью наличия данных об отношениях сигнал/шум $\mu_n = \gamma_n T_{\text{кн}_n} / T_r$ на выходе когерентного накопителя по каждому элементу разрешения цели.

В рамках адаптивного баейесового подхода оценки отношений $\hat{\mu}_n$ сигнал/шум могут быть получены путем максимизация вытекающей из (8) функции правдоподобия. Однако такой алгоритм обработки является весьма сложным для практики. Это обуславливает необходимость обоснования упрощенного адаптивного алгоритма, базирующегося на известных закономерностях обнаружения протяженных по дальности целей [4].

Как известно, оптимальная обработка сигнала протяженной по дальности цели заключается в реализации оптимальной обработки в каждом элементе разрешения с последующим весовым суммированием (интегрированием) результатов обработки в пределах длительности цели. Структурная схема устройства обработки – двухфильтрового радиометра [4 С. 455] приведена на рисунке 2, где обозначены: $\tilde{r}(t)$ - принимаемая реализация; $S_R(\lambda)$ - функция, определяющая распределение эффективной площади рассеяния (а равно и мощности отраженного сигнала и отношения сигнал/шум) по длине λ цели; $|x(\lambda)|^2$ - выходной сигнал согласованного фильтра как функция λ.

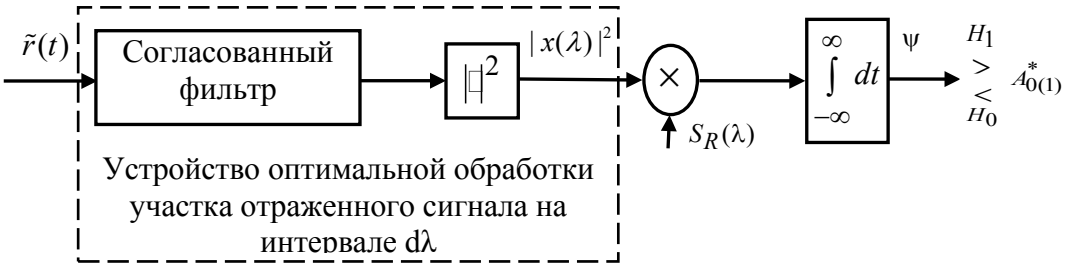


Рис. 2. Структурная схема устройства обработки – двухфильтрового радиометра

Результат обработки выражается в виде

$$\Psi = \int_{-\infty}^{\infty} S_R(\lambda)\,|x(\lambda)|^2\,\mathrm{d}\lambda, \tag{9}$$

где $|x(\lambda)|^2 \, d\lambda$ - результат оптимальной обработки отраженного сигнала на участке $d\lambda$. Сформированная статистика Ψ сравнивается с порогом, в результате чего формируется решения $A^*_{0(1)}$ об отсутствии (гипотеза H_0) или наличии (H_1) РЛЦ.

Схема двухфильтрового радиометра в [4] была сформирована исходя из приема одиночного зондирующего сигнала. В нашем случае в каждом элементе разрешения по дальности имеет место прием пачек флуктуирующих сигналов с различными статистическими параметрами флуктуаций для каждого элемента разрешения по дальности. Поэтому согласованный фильтр совместно с квадратором необходимо заменить на устройство оптимальной обработки участка отраженного сигнала на интервале $d\lambda$, то есть на устройство, реализующее описанный выше алгоритм комбинированного накопления в каждом элементе разрешения по дальности (обведено на рисунке 5 пунктирной линией). Кроме того, необходимо априори иметь или в рамках адаптивного байесовского подхода сформировать апостериорную оценку $\widehat{S}_R(\lambda)$ распределения мощности отраженного сигнала по длине цели.

Для формирования указанной оценки воспользуемся тем, что в процессе оптимального комбинированного накопления для каждого m-го элемента разрешения были сформированы оптимальные значения числа фрагментов $Q_{\text{ф}m}$, на которые нужно разделить принимаемый в m-м элементе разрешения сигнал, и соответствующие величины Λ_m, пропорциональные мощности ОС. Поэтому эти величины могут быть использованы для формирования оценки $\widehat{S}_R(\lambda)$.

Возможность использования сформированных в процессе адаптивного комбинированного накопления величин Λ_m в качестве оценки распределения эффективной площади рассеяния по длине цели определялась с использованием математического моделирования. Для моделирования была выбрана радиолокационная цель – среднеразмерный реактивный однодвигательный самолет с радиальной протяженностью 19 м и размахом крыла 15,6 м (типа F-15). Самолет совершал горизонтальный полет в турбулентной атмосфере (ясная погода) в направлении на РЛС с начальной дальности 50 км и на высоте 4 км. Скорость самолета принималась равной 1100 км/ч.

Моделирование ОС проводилось с использованием программного комплекса BSCS [5,6] при следующих условиях: время наблюдения $T_{\text{н}}$=1 с; ширина спектра зондирующего линейно-частотного-модулированного сигнала Δf_0=150 МГц; длительность сигнала 10 мкс; период повторения T_r=1 мс. В результате формировался массив комплексных отсчетов отраженного сигнала на выходе внутрипериодной обработки с учетом угловых рысканий цели. К указанному массиву добавлялись некоррелированные гауссовские шумы со среднеквадратическим отклонением, определяемым заданным отношением сигнал/шум, после чего реализовывалась обработка с компенсацией миграции дальности и адаптивным комбинированным накоплением (рисунок 1). Радиальные скорость и ускорение центра масс цели при

компенсации миграции дальности и частоты считались точно известными. По результатам обработки оценивалось распределение ЭПР по длине цели (при отсутствии шумов) и оценивались значения $Q_{\text{ф}m}$, Λ_m (при наличии шумов).

Типичная ситуация для случая использования сформированных величин Λ_m приведена на рисунке 6, где показаны значения Λ_{m-m_0} (круглые маркеры), где m_0 - номер отсчета по дальности для первого элемента разрешения цели, и соответствующая функция $S_R(n)$, отражающая распределение ЭПР по протяженности цели (отрезки с квадратными маркерами). Для удобства функция $S_R(n)$ отмасштабирована для совпадения с Λ_{m-m_0}. Отношение сигнал/шум по наиболее мощному элементу разрешения при когерентной обработке составляло 30.

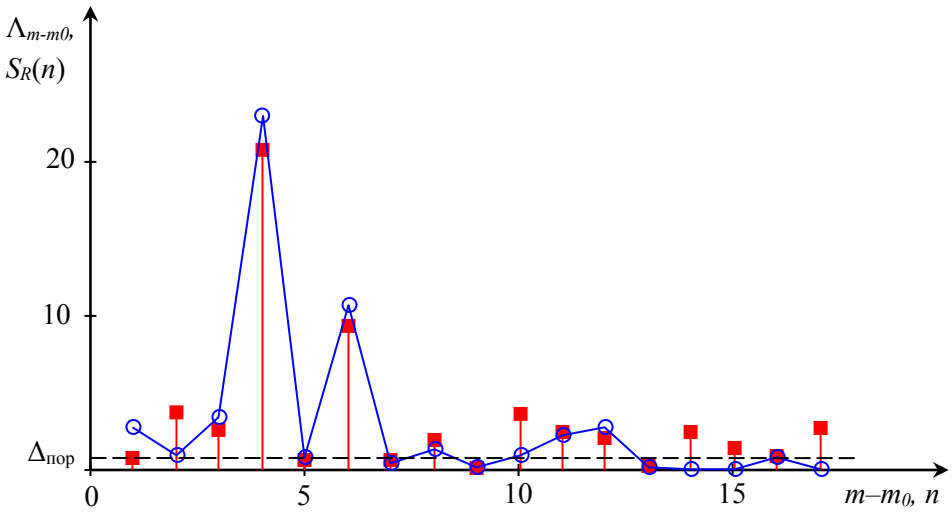


Рис. 3. Истинное распределение мощности ОС (квадратные маркеры) и величин Λ (круглые маркеры) по элементам разрешения

Как следует из рисунка 3, значения Λ_{m-m_0}, сформированные в процессе адаптивного комбинированного накопления при длительном наблюдении, при указанном выше и достаточно большом отношении сигнал/шум достаточно точно отражают распределение ЭПР по длине цели для наиболее мощных элементов разрешения.

Для элементов, где отношение сигнал/шум невелико, ошибки увеличиваются. Однако вклад указанных элементов в результат окажется относительно небольшим. Поэтому величины Λ_m могут быть использованы для оценки распределения ЭПР по длине цели.

Для исключения влияние элементов разрешения, где сигнал слабый, может быть использовано предварительное цензурирование выборки по правилу

$$\Lambda_m^{/} = \begin{cases} \Lambda_m, \text{ если } \Lambda_m \geq \Lambda_{\text{пор}}; \\ 0, \quad \text{если } \Lambda_m < \Lambda_{\text{пор}}, \end{cases} \tag{10}$$

при пороговом значении $\Lambda_{\text{пор}} = 1...1{,}5$ (рисунок 3). Параметр $\Lambda_{\text{пор}}$ является оптимизируемой величиной алгоритма.

В качестве нормированного распределения ЭПР по протяженности цели в скользящем окне длительностью $n=\overline{1,N_{\text{бт}}}$ элементов разрешения, начиная с m-го элемента разрешения может быть принята величина

$$\widehat{S}_R(m,n)=\begin{cases}\dfrac{\Lambda^{/}_{m+n}}{\sum\limits_{k=1}^{N_{\text{бт}}}\Lambda^{/}_{m+k}}, \text{ если } \sum\limits_{k=0}^{N_{\text{бт}}-1}\Lambda^{/}_{m+k}>0;\\ \dfrac{1}{N_{\text{бт}}}, \text{ если } \sum\limits_{k=0}^{N_{\text{бт}}-1}\Lambda^{/}_{m+k}<0.\end{cases} \tag{11}$$

Результат обработки формируется при скользящем взвешенном суммировании результатов комбинированного накопления по длительности цели:

$$V_m=\sum_{n=1}^{N_{\text{бт}}}\widehat{S}_R(m,n)\frac{Z_{m+n}}{Q_{\text{ф}_{m+n}}}. \tag{12}$$

Отличительной особенностью (12) является нормировка результата комбинированного накопления в каждом элементе разрешения к числу некогерентно накапливаемых фрагментов (нормировка проводится величиной $Q_{\text{ф}_{m+n}}$, если БПФ вычисляется с симметрирующим коэффициентом $1/\sqrt{K}$ как это реализовано в MathCad; $Q^2_{\text{ф}_{m+n}}$ при вычислении БПФ с коэффициентом $1/K$; нормировка не требуется при вычислении БПФ в классической форме $X(k)=\sum\limits_{n=1}^{N}U(n)e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}$). Сравнивая величины V_m с порогом, принимаем решение о наличии цели. Таким образом, выражения (10)-(12) расширяют алгоритм [1] длительного накопления флуктуирующего отраженного сигнала для протяженной по дальности РЛЦ в части формирования решающей статистики по всем элементам разрешения.

3. Методика и результаты математического моделирования

При математическом моделировании решались задачи по проверке работоспособности предлагаемого алгоритма, исследовании его эффективности и сравнительной оценки адаптивного алгоритма с неадаптивным для случая, когда распределение отражательной способности цели по ее протяженности известно. Дополнительной задачей являлось проведения сравнительной оценки эффективности использования для обнаружения узкополосных и широкополосных сигналов. Моделирование ОС проводилось с использованием программного комплекса BSCS [5,6] применительно к указанному выше типу РЛЦ и условиям моделирования.

На рисунке 4 для одной из реализаций приведено распределение нормированной средней мощности ОС $S_R(m_0,n)$, где m_0 - номер отсчета в пределах периода повторения, где начинается отраженный сигнал, при отсутствии шумов и цензурирования (10) при времени наблюдения $T_{\text{н}}$=1 с и ширине спектра зондирующего сигнала 150 МГц. На этом же графике (правая вертикальная ось) указаны выборочные

коэффициенты междупериодной корреляции флуктуаций $\hat{r}_m$ отраженного сигнала, которые вычислялись по формуле

$$\hat{r}_m = \frac{\sum_{k=0}^{K-2} \dot{Y}_{k,m} Y_{k+1,m}^*}{\sqrt{\sum_{k=0}^{K-2} |Y_{k,m}|^2 \sum_{k=0}^{K-2} |Y_{k+1,m}|^2}}$$

также при отсутствии шумов.

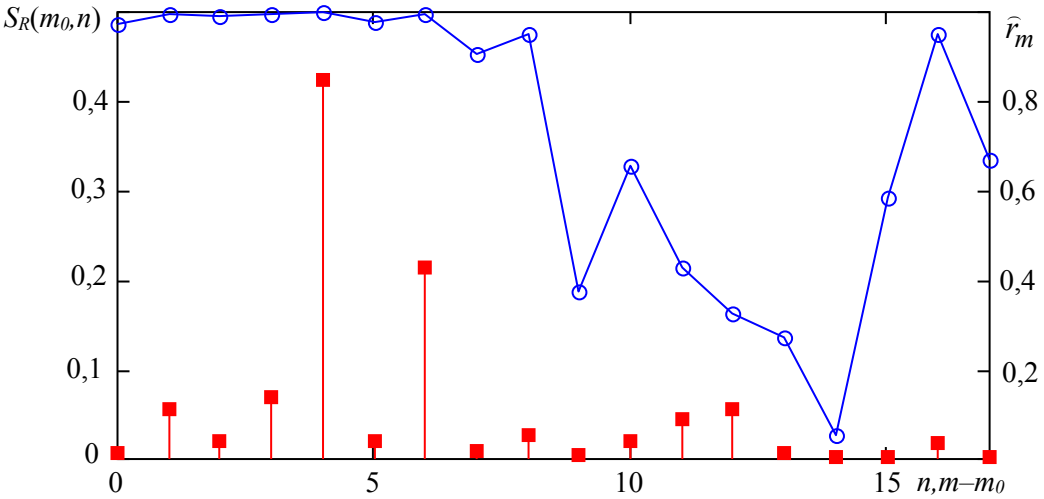
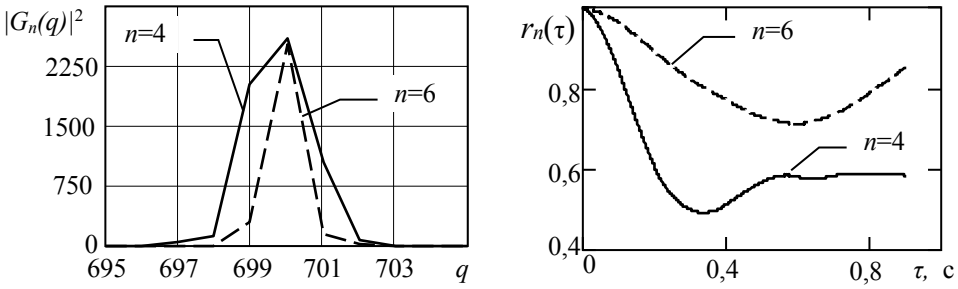


Рис. 4. Распределение нормированной средней мощности (квадратные маркеры) и значения выборочных коэффициентов междупериодной корреляции флуктуаций ОС (круглые маркеры) в элементах разрешения

Как видно из рисунка 4, рассматриваемая РЛЦ при заданной ширине спектра ЗС включает два элемента разрешения с ОС большой мощности, расположенных в радиальном направлении на удалении 4 и 6 метров от начала цели. На эти элементы разрешения приходится 42% и 21% от общей энергии отраженного сигнала. Примечательно, что значения междупериодного коэффициента корреляции флуктуаций ОС для них близки к единице и составляют 0,999 и 0,997, соответственно. Другие элементы разрешения, где находится отраженный сигнал, характеризуются относительной мощностью не более 8% при существенно меньшем среднем значении междупериодного коэффициента корреляции флуктуаций ОС. Это обуславливает их незначительный вклад в результат накопления. В ряде других реализаций дополнительно появлялся элемент с n=11, на который могло приходиться до 25% мощности ОС при низком, 0,3…0,5, значении междупериодного коэффициента корреляции флуктуаций. Таким образом, можно утверждать, что при указанной ширине спектра сигнала и условиях наблюдения рассматриваемая цель имеет до 3-х разрешаемых по дальности значимых элементов разрешения. Отраженные сигналы от двух из них с номерами отсчетов n=4,6 могут быть когерентно накоплены в течении длительного, 300…900 мс, времени.



а) б)

Рис. 5. Оценки квадратов модуля спектра и нормированных корреляционных функций флуктуаций сигналов из элементов разрешения с наибольшим вкладом

На рисунке 5 показаны квадраты модуля отсчетов доплеровского спектра и соответствующие нормированные корреляционные функции флуктуаций сигналов для указанных наиболее значимых элементов разрешения. Начальный участок нормированной корреляционной функции $r(\tau)$ до значений τ=0,3…0,5 с является приближенно экспоненциальным (хотя и со сглаженной вершиной в окрестности точки τ =0), после чего характер функции изменяется в сторону колебательного. Несмотря на то, что точечная оценка междупериодного коэффициента корреляции флуктуаций $\hat{r}_4 = 0,999$ превышает $\hat{r}_6 = 0,997$, ширина спектра флуктуаций сигнала при $n = 4$ примерно в 2,5 раза больше, чем при $n = 6$, то есть сигнал с $n = 6$ можно когерентно накапливать в течении более длительного интервала. Указанное несоответствие имеет место из-за отличия формы нормированной корреляционной функции флуктуаций от экспоненциальной.

На рисунке 6а, б приведен результат комбинированной обработки с учетом нормировки (величины $Z_m^{(\text{н})} = Z_m / Q_{\text{ф}m}$ при соответствующем симметрирующем коэффициент при вычислении БПФ), на рисунке 6в, г и 6д, е – результат накопления по протяженности цели при априорно известном распределении мощности ОС по протяженности цели и использовании адаптивного алгоритма, соответственно. Рисунки 6б, г, е, расположенные справа, представляют собой увеличенную по времени область в окрестности пика отраженного сигнала. Отношение сигнал/шум на выходе ВПО по элементу разрешения с наиболее мощным ОС составляло –12 дБ (0,06 раз).

Как видно из рисунка 6а, б, длительное комбинированное накопление в каждом элементе разрешение оказалось весьма эффективным: несмотря на низкое отношение сигнал/шум на выходе ВПО для значимых элементов разрешения сигнал уверенно обнаруживается. Амплитуды сигнала на выходе устройства комбинированного накопления правильно отражают наличие двух доминирующих элементов разрешения, причем исходное соотношение между по уровню изменено с учетом времени когерентного накопления каждого сигнала: более мощный сигнал при *n*=4 был разделен на две подпачки, а с *n*=6 накапливался когерентно в течении всего времени наблюдения.

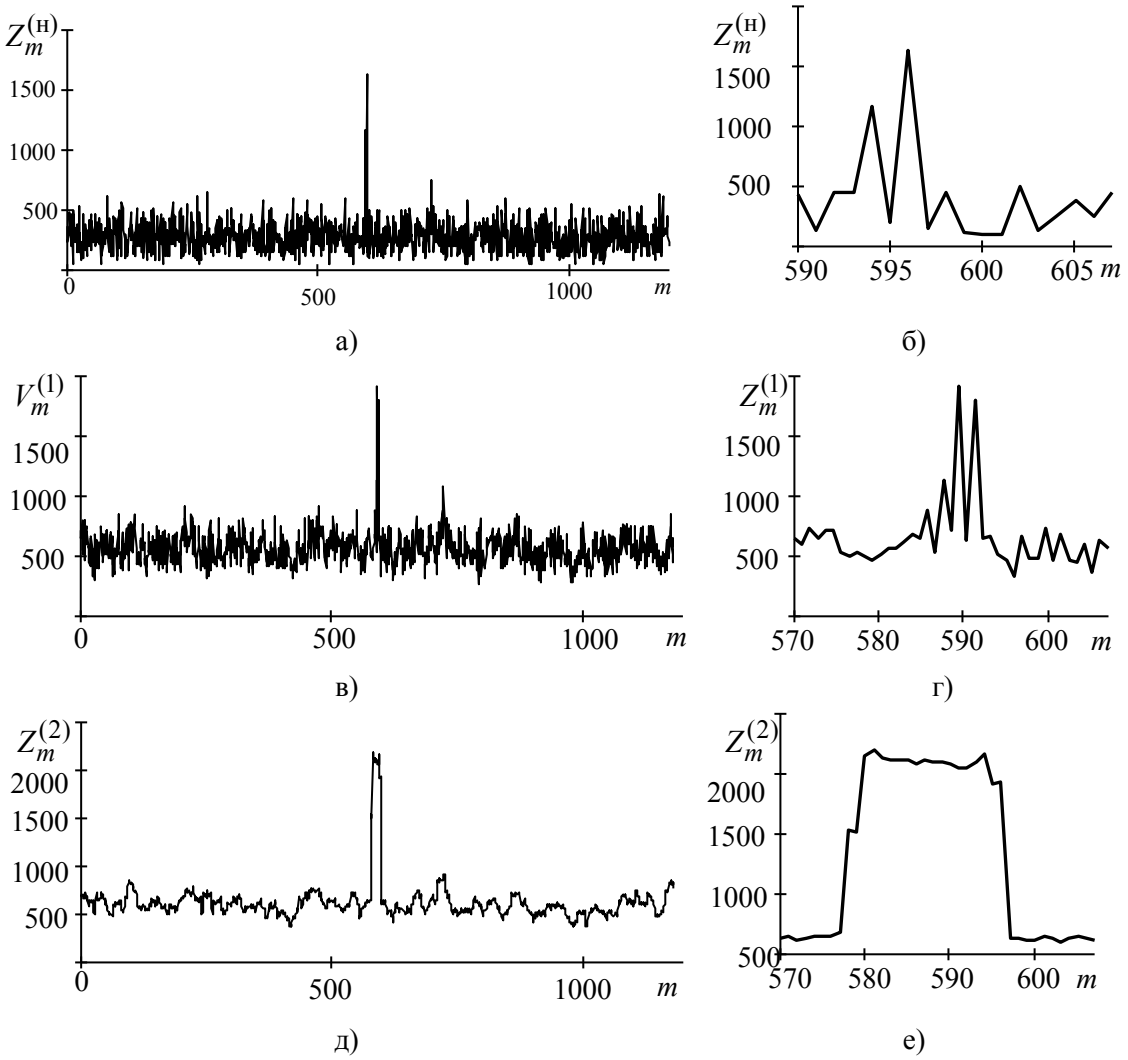


Рис. 6. Результат комбинированной обработки с учетом нормировки (а, б), накопления по протяженности цели при априорно известном (1) распределении мощности ОС (в, г) и использовании адаптивного (2) алгоритма (д, е)

Последующее накопление по радиальной протяженности цели приводит к улучшению визуального обнаружения цели как для случая априори известного распределения мощности (рисунок 6в, г), так и для адаптивного алгоритма (рисунок 6д, е). Вид выходного сигнала для указанных случаев различается: при априори известном распределении форма выходного сигнала близка к заданному распределению ЭПР по длине цели; использование адаптивного алгоритма приводит к большему сглаживанию сигнала по дальности (времени задержки) и расширению пика (с сохранением его амплитуды). При этом соотношения между амплитудой пика и среднеквадратическим уровнем выходного сигнала на участках, где отраженный от цели сигнал отсутствует, остается примерно одинаковым.

Таким образом, результаты моделирования подтверждают работоспособность способа длительного накопления ОС в каждом элементе разрешения с последующим адаптивным некогерентным накоплением по протяженности цели.

Представляют интерес статистические характеристики результатов обработки для случаев отсутствия и наличия ОС. Указанные характеристики исследовались методом математического моделирования.

Для случая отсутствия ОС проводилось вычисление гистограммы, математического ожидания m_0 и среднего квадратического отклонения σ_0 выходного сигнала алгоритма обработки. По полученным результатам проводилась идентификация плотности вероятности выходного сигнала и устанавливался порог. По результатам моделирования установлено, что во всех случаях выборочные распределения выходного сигнала с высокой степенью точности аппроксимировались хи-квадрат распределением [2], параметры которого зависят от априорного числа элементов разрешения, на которые разделяется РЛЦ.

Результаты оценки математического ожидания, СКО, а также половины числа степеней свободы $n_{\chi 0} = m_0^2 / \sigma_0^2$ хи-квадрат распределения для адаптивного алгоритма оценивания распределения мощности ОС по протяженности цели при мощности шума на выходе ВПО $\sigma_{ш}^2$ =1 приведены в таблице 1.

Таблица 1. Статистические характеристики выходного сигнала устройства обработки при отсутствии отраженного сигнала для разных значений априорного числа элементов разрешения, на которые разделяется радиолокационная цель

Априорное число $N_{бт}$ элементов разрешения для цели	Статистические характеристики		
	Математическое ожидание m_0	Среднее квадратическое отклонение σ_0	Половина числа степеней свободы хи-квадрат распределения $n_{\chi 0}$
3	5,7	2,0	8,6
5	5,8	1,6	13,4
7	5,8	1,4	18,8
9	5,9	1,2	24,6
11	5,9	1,1	30,8
15	5,9	0,9	43,8
17	5,9	0,83	50

Математическое ожидание и СКО линейно зависят от мощности $\sigma_{ш}^2$ шума на выходе ВПО, а параметр $n_{\chi 0}$ не зависит от $\sigma_{ш}^2$, что позволяет использовать данные таблицы 1 для установки порога в изменяющихся условиях функционирования.

Как следует из приведенных в таблице 1 результатов, при увеличении размера цели, выражаемого в числе элементов разрешения по дальности, которые она занимает, наблюдается уменьшении СКО выходного сигнала схемы обработки и увеличении числа степеней свободы хи-квадрат распределения. Поэтому при малом числе элементов, занимаемых целью (то есть, при обнаружении малоразмерных целей) для

установки порога следует использовать хи-квадрат распределение. Для большого числа элементов возможно использование нормального распределения.

Результаты оценки вероятности правильного обнаружения для рассматриваемой радиолокационной цели при двух значения отношения сигнал/шум на выходе ВПО по элементу разрешения с наиболее мощным сигналом, а также нормированного расстояния $\Delta = (\max(V) - \widehat{M}_{ш}) / \widehat{\sigma}_{ш}$ между максимумом выходного сигнала накопителя $\max(V)$ и математическим ожиданием $\widehat{M}_{ш}$ выходного сигнала при наличии только шума, где $\widehat{\sigma}_{ш}$ - среднее квадратическое значение шума на выходе накопителя приведены в таблице 2.

Таблица 2. Результаты оценки вероятности правильного обнаружения для двух значений отношения сигнал/шум

№ реализации	При известном распределении		Адаптивный		При известном распределении		Адаптивный	
	Δ	Обнару.	Δ	Обнару.	Δ	Обнару	Δ	Обнару.
	ОСШ max(γ)= –15,0 дБ				ОСШ max(γ)= –18,0 дБ			
1	13,5	+	16,7	+	5,1	-	5,1	-
2	4,3	-	3,5	-	3,6	-	3,5	-
3	8,5	+	8,9	+	4,3	-	3,5	-
4	9,4	+	10,0	+	4,3	-	3,5	-
5	8,2	+	8,3	+	4,3	-	3,5	-
6	15,7	+	19,9	+	6,2	+	6,9	+
7	9,9	+	9,4	+	4,3	-	4,8	-
8	6,0	-	5,8	-	4,3	-	3,5	-
9	11,5	+	12,2	+	5,1	-	5,7	-
10	10,0	+	10,7	+	4,3	-	3,5	-
11	14,5	+	18,6	+	5,7	-	5,8	-
12	4,9	-	4,7	-	4,3	-	3,5	-
13	14,8	+	20,5	+	5,3	-	5,3	-
14	12,3	+	15,3	+	4,9	-	4,3	-
15	7,7	+	7,6	+	4,3	-	3,5	-
16	10,5	+	11,3	+	4,3	-	3,5	-
17	13,0	+	15,8	+	4,4	-	3,6	-
18	3,9	-	4,1	-	4,3	-	3,5	-
19	12,5	+	13,9	+	5,1	-	5,4	-
20	9,6	+	11,0	+	4,3	-	3,5	-
Среднее/ частота обнаружения	10,0	0,8	11,4	0,8	4,6	0,05	4,2	0,05

Как видно из приведенных из таблицы 2 результатов, оценка вероятности правильного обнаружения резко зависит от отношения сигнал/шум. Так, увеличение

отношения сигнал/шум на 3 дБ привело к увеличению частоты правильного обнаружения с уровня 0,05 до уровня 0,8. При малых отношениях сигнал/шум результаты обнаружения для случаев априори известного распределения мощности по протяженности цели и использования адаптивного алгоритма сильно коррелированы, то есть факт обнаружения цели имеет место в одних и тех же реализациях. Это косвенно свидетельствует о близком, с позиций результата, характере вариантов обработки, когда априорное распределение ЭПР по длине цели известно, либо адаптивно оценивается по принимаемой реализации.

4. Оценка вероятности правильного обнаружения протяженной по дальности цели аналитическими методами

Запишем математическое ожидание m_1 и среднее квадратическое отклонение выходного сигнала алгоритма обработки для случая наличия полезного сигнала в предположении, что отношение сигнал/шум при комбинированном накоплении для наиболее значимых элементов разрешения цели достаточно велико и число фрагментов, на которые разделяется сигнал в элементе разрешения и его весовой коэффициент оценивается правильно.

Математическое ожидание

$$m_1 = \sum_{n=1}^{N_{\text{бт}}} \omega_n \sigma_{\text{ш}}^2 \left(1 + \gamma_n \frac{T_{\text{кн}_n}}{T_r}\right), \tag{13}$$

где $\omega_n = S_R(n)$ - весовой коэффициент, определяющий долю средней мощности сигнала, отраженного от протяженной по дальности цели, сосредоточенную в n-ом элементе разрешения.

Среднее квадратическое отклонение и половина числа степеней свободы хи-квадрат распределения:

$$\sigma_1 = \sqrt{\sum_{n=1}^{N_{\text{бт}}} \frac{1}{L_n} \left[\gamma_n \sigma_{\text{ш}}^2 \left(1 + \gamma_n \frac{T_{\text{кн}_n}}{T_r}\right)\right]^2}\ ; \tag{14}$$

$$n_{\chi 1} = \frac{m_1^2}{\sigma_1^2} = \frac{\left(\sum_{n=1}^{N_{\text{бт}}} \omega_n \left(1 + \gamma_n \frac{T_{\text{кн}_n}}{T_r}\right)\right)^2}{\sum_{n=1}^{N_{\text{бт}}} \frac{1}{L_n} \left[\gamma_n \left(1 + \gamma_n \frac{T_{\text{кн}_n}}{T_r}\right)\right]^2}. \tag{15}$$

Порог ℓ_* принятия решения об обнаружении цели является решением уравнения

$$F = 1 - \int_0^{\ell_*} w(x, m_0, n_{\chi 0}) dx\,, \tag{16}$$

где $w(x,m,n)=\left(\frac{n}{m}\right)^n \frac{x^{n-1}}{\Gamma(n)} e^{-\frac{n}{m}x}$ - плотность вероятности для хи-квадрат распределения с математическим ожиданием m и половиной числа степеней свободы n; $\Gamma(n)$ - полная гамма-функция.

Вероятность правильного обнаружения:

$$D=\int_0^{\ell_*} w(x,m_1,n_{\chi 1})dx\,. \qquad (17)$$

Таким образом для вычисления вероятности правильного обнаружения протяженной по дальности цели необходимо задать нормированное распределение мощности сигнала ω_n по элементам протяженной по дальности цели и значения r_n коэффициентов междупериодной корреляции флуктуаций отраженных от этих элементов разрешения сигналов, вычислить взаимосвязанные с указанными характеристиками отношения сигнал/шум γ_n на выходе ВПО в соответствии с условиями наблюдения и значения $T_{\text{кн}_n}$ времени когерентного накопления и L_n числа фрагментов, на которые разделяется принимаемый сигнал в элементах разрешения при комбинированном накоплении. Далее, используя (16), а также данные по m_0, σ_0, $n_{\chi 0}$ из таблицы 1 с учетом априорного числа элементов разрешения $N_{\text{бт}}$, на которые разделяется цель, согласно (16) и (17) вычислить вероятность правильного обнаружения.

Зависимость вероятности правильного обнаружения от отношения сигнал/шум по наиболее значимому элементу разрешения цели приведена на рисунке 7. Квадратными маркерами показаны значения вероятности правильного обнаружения цели, полученные в ходе математического моделирования по данным таблицы 2. На рисунке 8 приведено семейство зависимостей вероятности правильного обнаружения от междупериодного коэффициента корреляции флуктуаций сигнала в наиболее значимом элементе разрешения цели.

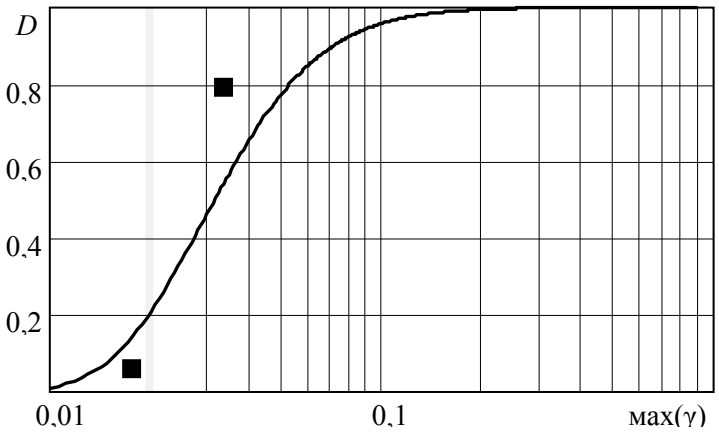


Рис. 7. Зависимость вероятности правильного обнаружения от отношения сигнал/шум по наиболее значимому элементу разрешения цели

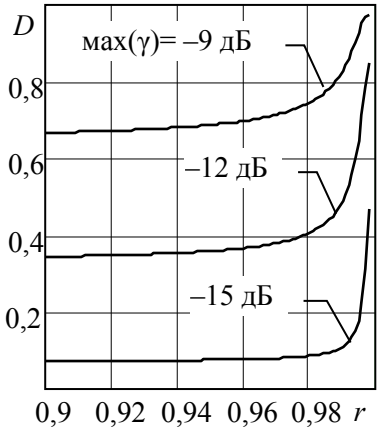


Рис. 8. Зависимость вероятности правильного обнаружения от междупериодного коэффициента корреляции флуктуаций

По приведенным на рисунках 7, 8 зависимостям можно отметить достаточно хорошее совпадение аналитических оценок и результатов моделирования, а также высокую чувствительность вероятности правильного обнаружения к величине междупериодного коэффициента корреляции флуктуаций ОС.

Действительно, нормированное время когерентного накопления $T_{\text{кн}} / T_r = -1/\ln r$ (рисунок 9) резко увеличивается при r>0,99, что приводит к соответствующему возрастанию отношения сигнал/шум на выходе когерентного накопителя, увеличению различимости сигнала и шума при комбинированном накоплении и повышению вероятности правильного обнаружения.

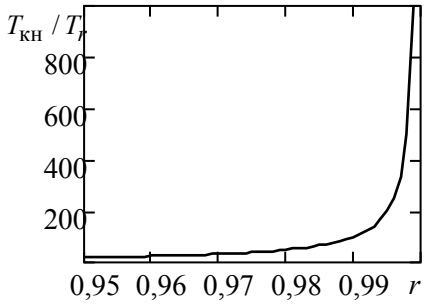


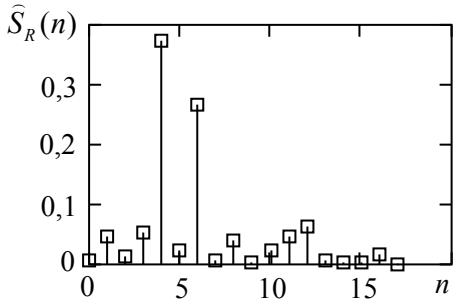
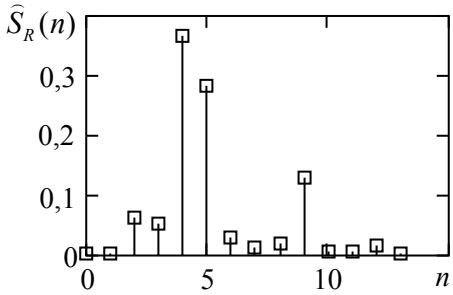
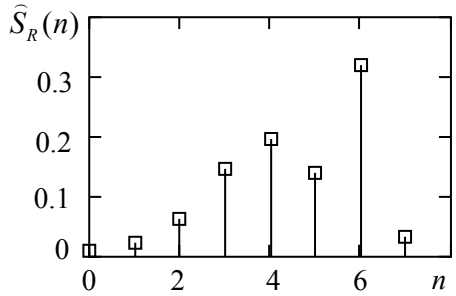
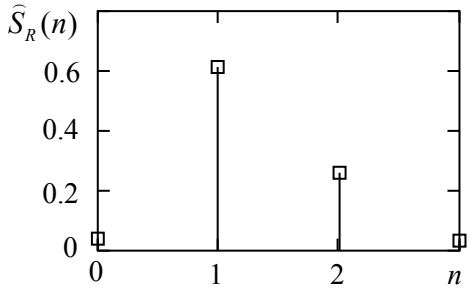
Рис. 9. Зависимость нормированного времени когерентного накопления от коэффициента междупериодной корреляции флуктуаций отраженного сигнала

При этом, чем меньше отношение сигнал/шум на выходе ВПО, тем более резко возрастает вероятность правильного обнаружения при стремлении междупериодного коэффициента корреляции флуктуаций к единице.

5. Оценка влияния ширины спектра сигнала на эффективность обнаружения

С учетом полученных выше результатов представляет интерес исследование влияние ширины спектра ЗС на эффективность обнаружения. Ожидаемые закономерности в данном случае могут быть следующими. С одной стороны, при увеличении ширины спектра сигнала число элементов разрешения, в которых находится отраженный сигнал, будет увеличиваться, а энергии парциальных сигналов в элементах разрешения – уменьшаться, что приведет к уменьшению вероятности обнаружения. С другой стороны, с увеличением ширины спектра зондирующего сигнала будет наблюдаться увеличение междупериодного коэффициента корреляции флуктуаций ОС, что приведет к увеличению времени когерентного накопления и увеличению вероятности правильного обнаружения. Поэтому в зависимости от типа цели, числа значимых элементов разрешения, в которых присутствует отраженный сигнал, и коэффициентов корреляции флуктуаций ОС в этих элементах разрешения оптимальным будет использование сигналов с определенным значением ширины спектра. Для примера в таблице 3 приведены полученные моделированием в программе BSCS с последующим применением алгоритмов компенсации миграции дальности нормированные распределения мощности ОС по длине цели (дальномерные портреты) указанной выше РЛЦ с указанием междупериодных коэффициентов корреляции флуктуаций для наиболее значимых элементов разрешения. Оценки проводились для указанных выше типа цели, пространственных условий наблюдения и параметров ЗС.

Таблица 3. Характеристики ОС и оценка частоты правильного обнаружения для различных ширины значений спектра зондирующего сигнала и мощности шума

Ширина спектра ЗС, МГц / Число элементов разрешения	Нормированное распределение мощности отраженного сигнала по протяженности цели	Междупериодный коэффициент корреляции флуктуаций ОС
150 / 19		r_1=0,9961; r_2=0,9948; r_4=0,9990; r_6=0,9977; r_{12}=0,2012
100 / 13		r_2=0,9946; r_4=0,9984; r_5=0,9971 r_6=0,9524; r_9=0,3457
50 / 6		r_2=0,9992; r_3=0,9995; r_4=0,9991 r_5=0,9942; r_6=0,2816; r_7=0,9408
10 / 2		r_1=0,1845; r_2=0,2967

На рисунке 10 для этих же условий приведены зависимости частоты правильного обнаружения (при вероятности ложной тревоги 10^{-6}) от суммарного отношения сигнал/шум $\gamma_\Sigma = \sum_{n=1}^{N_{\text{Бт}}} \gamma_n$ по всем элементам разрешения. Оценки проводились по 20 реализациям ОС.

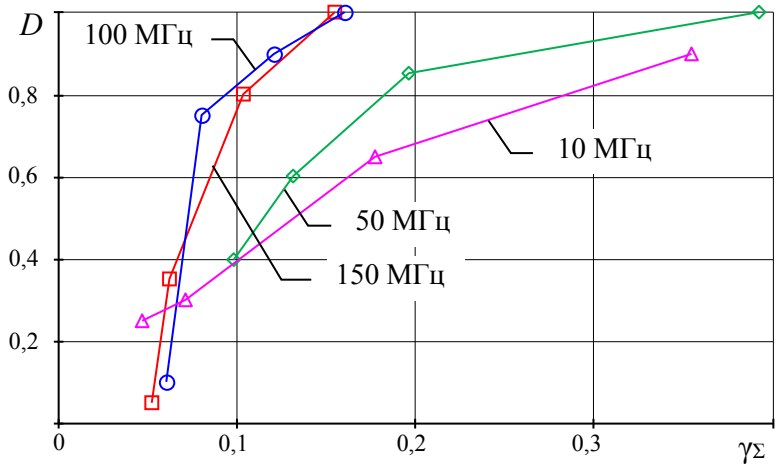


Рис. 10. Зависимости вероятности обнаружения от суммарного отношения сигнал/шум для различных значений ширины спектра зондирующего сигнала

Из результатов, приведенных в таблице 3 и на рисунке 10, можно сделать следующие выводы:

для широкополосного зондирующего сигнала с шириной спектра 100…150 МГц (разрешение по дальности 1,5…1 м), время корреляции флуктуаций $\tau_c = -T_r / \ln \hat{r}$ отраженного сигнала в двух доминирующих по мощности элементах разрешения будет составлять 300…900 мс, что определяет их разделение на 3…1 фрагмента с соответствующим продолжительным когерентным накоплением каждого из них; для третьего по относительной мощности элемента разрешения время корреляции флуктуаций значительно меньше и составит всего 0,6 мс, поэтому ОС в указанном элементе разрешения будет накапливаться некогерентно на протяжении всего времени наблюдения; частота правильного обнаружения более 0,8 будет наблюдаться при полном ОСШ на выходе ВПО $\gamma_\Sigma \approx 0{,}1$;

при уменьшении ширины спектра ЗС до 50 МГц (разрешение 3 м) характер распределения мощности ОС по протяженности цели изменятся в сторону более равномерного, однако более 33% мощности приходится на элемент разрешения (n=6) с временем корреляции флуктуаций 0,8 мс, который будет накапливаться некогерентно; это приводит к возрастанию полного ОСШ на выходе ВПО, при котором частота правильного обнаружения будет составлять 0,8, до $\gamma_\Sigma \approx 0{,}18$;

при дальнейшем уменьшении ширины спектра ЗС до 10 МГц (разрешение 15 м) ОС будет присутствовать в двух элементах разрешения примерно одинаковой мощности при времени корреляции флуктуаций менее 0,8 мс и накапливаться некогерентно; низкая эффективность некогерентного накопления по отношению к когерентному, приведет к тому, что частота правильного обнаружения более 0,8 будет наблюдаться при $\gamma_\Sigma \approx 0{,}28$.

Таким образом, для рассматриваемого типа РЛЦ при длительном накоплении ОС в условиях низких отношений сигнал/шум на выходе ВПО предпочтительным является использование широкополосных ЗС с шириной спектра 100…150 МГц. Указанный эффект достигается за счет резкого увеличения времени корреляции флуктуаций ОС,

что обуславливает возможность реализации его комбинированного накопления при большой, сотни мс, длительности фрагментов. При этом, несмотря на разделение мощности ОС на несколько элементов разрешения, результаты комбинированной обработки которых далее накапливаются некогерентно, вероятность правильного обнаружения увеличивается в сравнении с узкополосным ЗС. Энергетический выигрыш использования широкополосного (100…150 МГц) ЗС в сравнении с относительно узкополосным (10 МГц) составляет в рассматриваемых условиях примерно 4,5 дБ. Дальнейшее увеличение ширины спектра, во-первых, приведет к увеличению числа элементов разрешения, между которыми распределяется мощность ОС с соответствующими потерями при некогерентном сложении, во-вторых, сложно реализуемо технически.

6. Заключение

Приведенные результаты могут быть использованы при обосновании характеристик и режимов работы радиолокационных средств обнаружения в условиях низких отношений сигнал/шум. Представляет интерес развитие полученных результатов в части расширения числа анализируемых типов РЛЦ и условий их наблюдения, а также экспериментальная проверка предлагаемых способов и алгоритмов накопления сигналов.

Литература

1. Козлов С. В., Ле Ван Кыонг., Радионович В. В. Длительное накопление отраженного сигнала при высоком разрешении по дальности и угловых рысканиях радиолокационной цели // Новости науки и технологий, 2021, № 2. - С. 19-30.
2. Охрименко А. Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба, ч. 1. М.: Радио, 1983. - 456 с.
3. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981.
4. Трис В. Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции, том третий. М.: Радио, 1997. - 662 с.
5. Shirman Y. D. Radar Target Backscattering Simulation Software and User's Manual. Artech House, Boston, London, 2002. – 69 p.
6. Shirman Y. D. Computer Simulation of Aerial Target Radar Scattering, Recognition, Detection & Tracking. Artech House, Boston, London, 2001. – 294 p.

References

1. Kozlov, S. V., Le Van Cuong., Radionovic, V. V. Long-term accumulation of the reflected signal for high-range resolution radars taking into account angular yaw of target. // Science and Technology News, 2021, No. 2. - Pp. 19-30.
2. Okhrimenko, A. E. Fundamentals of radar and electronic warfare, part 1. M.: Radio, 1983. – 456 p.
3. Shirman, Y. D., Manzhos, V. N. Theory and technique of processing radar information against the background of interference. M.: Radio. Radio and communication, 1981.
4. Trees, V. H. Detection, Estimation, and Modulation Theory, part 3. M.: Radio, 1997. – 662 p.
5. Shirman, Y. D. Radar Target Backscattering Simulation Software and User's Manual. Artech House, Boston, London, 2002. – 69 p.
6. Shirman, Y. D. Computer Simulation of Aerial Target Radar Scattering, Recognition, Detection & Tracking. Artech House, Boston, London, 2001. – 294 p.

АЛГОРИТМ РАБОТЫ УГЛОВОГО ДИСКРИМИНАТОРА РАДИОЛОКАТОРА СОПРОВОЖДЕНИЯ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ КОМБИНИРОВАННОЙ ИМИТИРУЮЩЕЙ И МАСКИРУЮЩЕЙ ПОМЕХИ

И. В. Чигирь

Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь» (УО «ВА РБ»), Минск, Республика Беларусь

Аннотация. Для импульсно-доплеровских радиолокаторов сопровождения синтезирован алгоритм работы углового дискриминатора для сопровождения постановщика комбинированной имитирующей и маскирующей помехи.

Ключевые слова: комбинированная имитирующая и маскирующая помеха; импульсно-доплеровский радиолокатор сопровождения; угловой дискриминатор.

ALGORITHM OF OPERATION OF ANGULAR DISCRIMINATOR OF A PULSE DOPPLER RADAR UNDER EXPOSURE TO A COMBINED IMITATING AND MASKING INTERFERENCE

I. Chigir

The Educational Establishment «Military Academy of the Republic of Belarus» (Military Academy of the Republic of Belarus), Minsk, Republic of Belarus

Abstract. For pulse-Doppler radars, an algorithm for the operation of the angular discriminator has been synthesized to accompany the producer of the combined imitating and masking interference.

Keywords: combined imitating and masking interference; pulse-Doppler tracking radar; corner discriminator.

1. Введение

Алгоритм защиты от воздействия КИМ-помех предполагает при обнаружении маскирующей составляющей КИМ-помех осуществить ее компенсацию [2] и на фоне остатков компенсации решать задачу обнаружения, измерения параметров ОС. В свою очередь КИМ-помеха является помехой самоприкрытия, т.е. информацию об угловом положении ВЦ несут не только отраженный от цели сигнал, но и все составляющие КИМ-помехи. Энергетическое превосходство КИМ-помехи может обеспечить повышение точности пеленгации сопровождаемой ВЦ. Для повышения точности углового сопровождения ВЦ при постановке с ее борта КИМ-помех необходимо адаптировать угломер ИД РЛС к виду и параметрам такого рода помех.

2. Постановка задачи

Рассмотрим ситуацию, когда ИД РЛС сопровождает по дальности, радиальной скорости и угловым координатам одиночную ВЦ. В момент времени t_0 с борта ВЦ осуществляется постановка КИМ-помехи. В начальный момент постановки КИМ-помехи (t_0) и в течение некоторого времени ($\leq \sim 1$ с) время запаздывания и частота

Доплера УП соответствуют времени запаздывания и частоте Доплера ОС $t_{\text{гУП}} = t_{\text{гОС}}$, $F_{\text{ДУП}} = F_{\text{ДОС}}$ [2].

В ИД РЛС следящее измерение угловых координат осуществляется методом амплитудного мгновенного сравнения (АМС) с суммарно-разностной обработкой [3], при этом формируются одна передающая и четыре приемных диаграммы направленности антенны (ДНА – рисунок 1) с шириной $\Delta\beta$ в азимутальной и $\Delta\varepsilon$ в угломестной плоскостях.

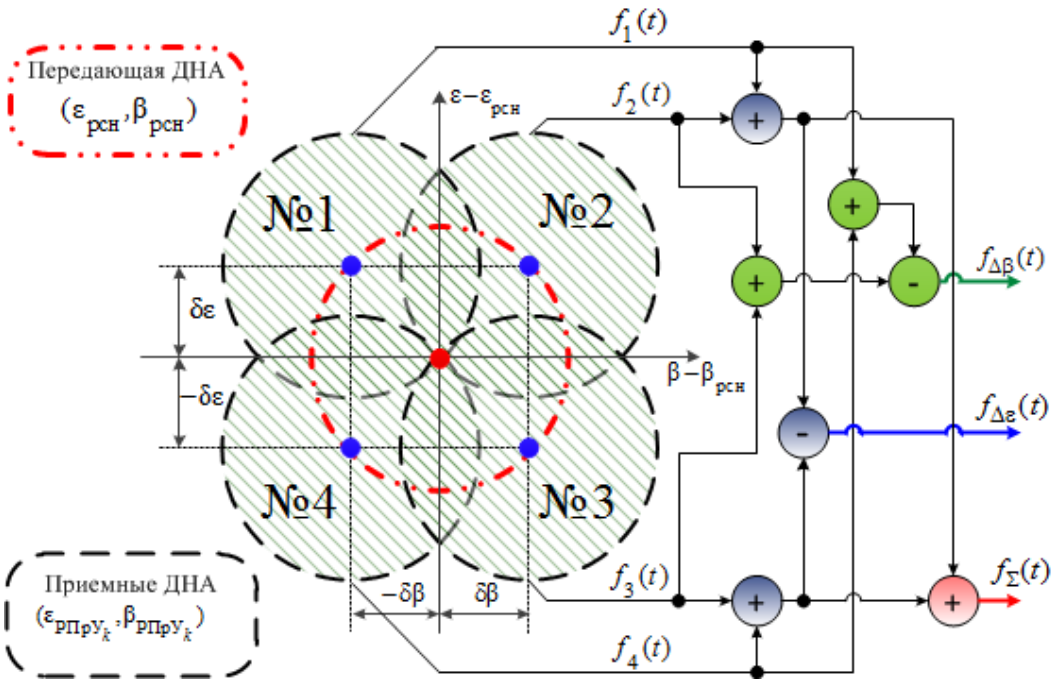


Рис. 1. Схема расположения передающей, приемных ДНА в картинной плоскости

Сигнал на выходе суммарного канала формируется как сумма сигналов на выходе каналов приема, $f_1(t)$, $f_2(t)$, $f_3(t)$, $f_4(t)$, формируемых четырьмя парциальными ДНА $f_\Sigma(t) = f_1(t) + f_2(t) + f_3(t) + f_4(t)$. Сигналы на выходе разностного азимутального $f_{\Delta\beta}(t)$ и угломестного $f_{\Delta\varepsilon}(t)$ каналов формируются по следующим алгоритмам $f_{\Delta\beta}(t) = [f_1(t) + f_4(t)] - [f_2(t) + f_3(t)]$ и $f_{\Delta\varepsilon}(t) = [f_1(t) + f_2(t)] - [f_3(t) + f_4(t)]$

Угловое направление передающей ДНА совпадает с равносигнальным направлением (РСН) и характеризуется координатами $\beta_{\text{рсн}}$, $\varepsilon_{\text{рсн}}$. Приемные ДНА смещены относительно передающей на заданные углы $\delta\theta_\beta$, $\delta\theta_\varepsilon$ и их пространственное положение определяется угловыми координатами $\beta_{\text{РПрУ}_k}$, $\varepsilon_{\text{РПрУ}_k}$.

В ИД РЛС используется когерентное накопление импульсов на всем интервале наблюдения, составляющем ~5 мс. В результате время-частотной обработки принятого сигнала в приемнике обзора формируется матрица «дальность-скорость» Z [3]. Данная матрица представляет собой выходные сигналы I взаимно расстроенных узкополосных фильтров (УПФ) с учетом квадратичного детектирования, принимаемых в J каналах однозначного измерения дальности (рисунок 2).

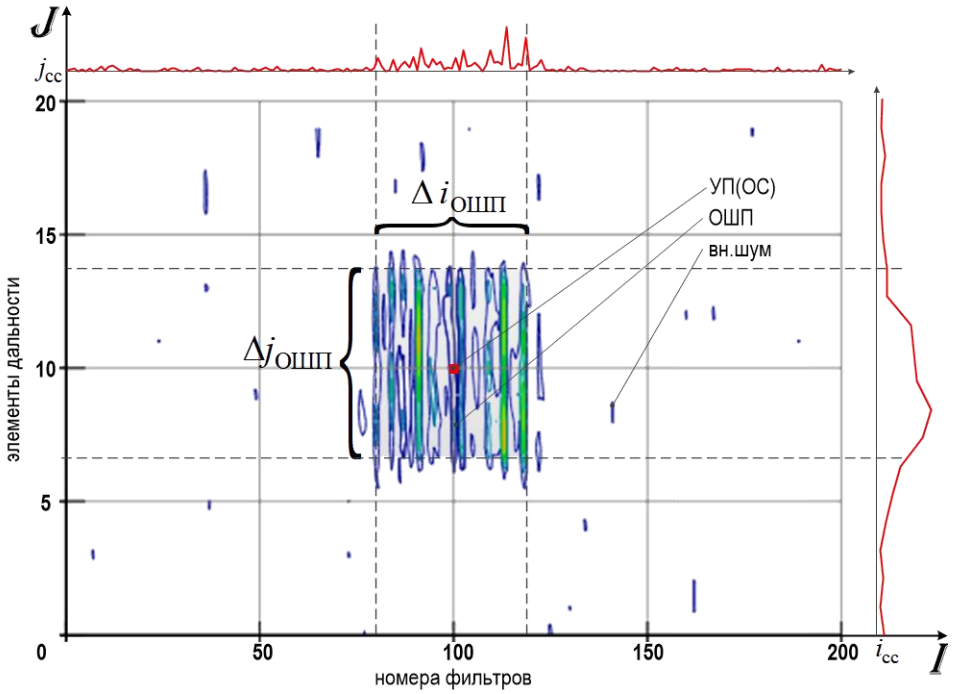


Рис. 2. Результат обработки принятого сигнала в матрице «дальность-скорость»

Количество элементов разрешения по частоте I матрицы «дальность-скорость» определяется числом когерентно накапливаемых импульсов $L_{кн}$. Когерентное накопление осуществляется на всем интервале наблюдения, поэтому I соответствует числу импульсов ОС L. Ширина одного УПФ $\Delta F_{П}$ определяется временем наблюдения $T_{н}$ (числом импульсов ОС L и периодом повторения $T_{п}$) [3]

$$\Delta F_{П} = \frac{1}{T_{н}} = \frac{1}{LT_{п}}. \qquad (1)$$

Количество элементов разрешения по времени запаздывания J определяется периодом повторения $T_{п}$ и интервалом дискретизации Δt

$$J = \frac{T_{п}}{\Delta t}. \qquad (2)$$

Уводящая по дальности и скорости помеха представляет собой сосредоточенный объект в пространстве времени и частоты соответствующий вектору временных параметров $\boldsymbol{\alpha}_{УП}^{T} = \left| t_{r\,УП} \quad F_{ДУП} \right|$ (рисунок 2).

В матрице «дальность-скорость» Z УП занимает элементы $i_{УП}$ и $j_{УП}$, и уводящая помеха и занимают $\boldsymbol{\alpha}_{УП} = \left| t_{r\,УП} \quad F_{ДУП} \right|^{T}$ – вектор временных параметров УП.

Протяженная по дальности коррелированная ОШП занимает некоторое количество элементов разрешения по дальности и скорости, т.е. представляет собой пространственно распределенную цель.

Значение априорно неизвестного параметра $\boldsymbol{\alpha}_{\text{ОШП}} = \left\| T_{0_{\text{ОШП}}} \quad t_{r_{\text{ОШП}}} \quad \Delta f_{\text{ОШП}} \right\|^T$ – длительности одиночного шумового импульса – $T_{0_{\text{ОШП}}}$, времени запаздывания одиночного шумового импульса – $t_{r_{\text{ОШП}}}$ и ширины ее спектра частот – $\Delta f_{\text{ОШП}}$ можно выразить через количество элементов разрешения по частоте и времени запаздывания соответственно

$$T_{0_{\text{ОШП}}} = \Delta j_{\text{ОШП}} \cdot \Delta t \,. \tag{3}$$

$$t_{r_{\text{ОШП}}} = j_{\text{ОШП}_{\min}} \cdot \Delta t \,. \tag{4}$$

$$\Delta f_{\text{ОШП}} = \Delta i_{\text{ОШП}} \cdot \Delta F_{\text{II}} \,. \tag{5}$$

где $\Delta i_{\text{ОШП}} = i_{\text{ОШП}_{\max}} - i_{\text{ОШП}_{\min}}$ – количество УПФ занятых ОШП; $\Delta j_{\text{ОШП}} = j_{\text{ОШП}_{\max}} - j_{\text{ОШП}_{\min}}$ – количество интервалов дискретизации занятых ОШП; $i_{\text{ОШП}_{\min(\max)}}$ – минимальный (максимальный) номер фильтра занятый ОШП; $j_{\text{ОШП}_{\min(\max)}}$ – минимальный (максимальный) номер интервала дискретизации занятый ОШП.

Векторному параметру $\boldsymbol{\alpha}_{\text{ОШП}}$, с учетом выражений (3) – (5), соответствует вектор $\boldsymbol{\Theta}_{\text{ОШП}}$

$$\boldsymbol{\Theta}_{\text{ОШП}} = \left\| i_{\text{ОШП}_{\min}} \quad i_{\text{ОШП}_{\max}} \quad j_{\text{ОШП}_{\min}} \quad j_{\text{ОШП}_{\max}} \right\|^T . \tag{6}$$

Элементы вектора $\boldsymbol{\Theta}_{\text{ОШП}}$ подлежат определению в результате решения задачи адаптации [2], реализация оптимального алгоритма обнаружения предполагает использование оценок неизвестных элементов вектора параметров $\boldsymbol{\Theta}_{\text{ОШП}} \cong \hat{\boldsymbol{\Theta}}_{\text{ОШП}}$.

3. АЛГОРИТМ КВАЗИОПТИМАЛЬНОГО УГЛОВОГО ДИСКРИМИНАТОРА ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ КИМ-ПОМЕХ

При постановке с борта ВЦ КИМ-помех алгоритм работы квазиоптимального дискриминатора метода АМС записывается в следующем виде

$$D_{\text{АМС}}(t,\Delta\theta_{\text{ц}}) = \frac{\sum\limits_{i=i_{\text{ОШП}_{\min}}}^{i_{\text{ОШП}_{\max}}} \sum\limits_{j=j_{\text{ОШП}_{\min}}}^{j_{\text{ОШП}_{\max}}} Z_{ij} \cdot \dfrac{\operatorname{Re}[S_{\Sigma_{ij}}(t,\Delta\theta_{\text{ц}}) \cdot S^*_{\Delta_{ij}}(t,\Delta\theta_{\text{ц}})]}{\left| S_{\Sigma_{ij}}(t,\Delta\theta_{\text{ц}}) \right|^2}}{\sum\limits_{i=i_{\text{ОШП}_{\min}}}^{i_{\text{ОШП}_{\max}}} \sum\limits_{j=j_{\text{ОШП}_{\min}}}^{j_{\text{ОШП}_{\max}}} Z_{ij}} \,, \tag{7}$$

где $S_{\Sigma}(t,\Delta\theta_{\text{ц}}) = A_{\Sigma}(\Delta\theta_{\text{ц}}) S_{f\Sigma}(t) + S_{\Sigma\text{ш}}(t)$ – сигнал на выходе устройства когерентной обработки основного (суммарного) канала измерителя;

$S_{\Delta}(t,\Delta\theta_{ц}) = A_{\Delta}(\Delta\theta_{ц})S_f(t) + S_{\Delta ш}(t)$ – сигнал на выходе устройства когерентной обработки дополнительного (разностного) канала измерителя; Z_{ij} – значение квадрата модуля корреляционного интеграла, соответствующие элементам времени и частоты.

После суммарно-разностной обработки, для каждого дискрета дальности формируется сигнал ошибки по углам. В пределах КИМ-помехи (маскирующей ее составляющей – ОШП) по дальности берется два отсчета разностных каналов по углам и умножаются на одноименный отсчет суммарного канала и делится на квадрат его модуля. Далее в том же стробе дальности проводятся те же самые операции для всех остальных отсчетов дальности (вычисляется сигналы ошибок по углам) и затем усредняется с учетом весов. Тем самым получаются уточненные сигналы ошибки по углу места и азимуту в течении одного времени наблюдения. Сигналы ошибки, полученные по результатам нескольких обзоров, поступают на схемы фильтрации и коррекции, где формируются команды для управления силовыми следящими приводами.

В работе приведены результаты моделирования и проведен анализ показателей качества разработанного алгоритма.

4. Заключение

Применительно для РЛС сопровождения разработан алгоритм работы углового дискриминатора импульсно-доплеровских РЛС сопровождения при воздействии комбинированных имитирующих и маскирующих помех, отличающийся возможностью оценивать угловые координаты двух видов активных помех с адаптацией к их время-частотной структуре. Его работа позволяет повысить точность пеленгации ВЦ при постановке с ее борта КИМ-помех.

Литература

1. Ван Брант, Лерой. Применение РЭБ. Vol. 1, 2 / Лерой. Ван Брант – EW Engineering Inc, 1972. – 1700 p.
2. Чигирь, И. В. Анализ воздействия комбинированной имитирующей и маскирующей помехи на системы сопровождения по дальности и скорости радиолокаторов точного измерения координат / И. В. Чигирь, С. А. Горшков, Н. К. Кузьмичев, // Вестн. ВА РБ. – 2018. – № 1 (58). – С. 71–81.
3. Горшков, С. А. Основы радиолокации: конспект лекций. Ч. 3 / С. А. Горшков, С. Ю. Седышев, А. С. Солонар, С. Н. Ярмолик. – Мн: ВА РБ, 2015. – С. 182.

References

1. Van Brunt, Leroy. B. Applied ECM. Vol. 1, 2 / Leroy. B. Van Brunt – EW Engineering Inc, 1972. – 1700 p.
2. Chigir, I. Analysis of the effect of combined imitating and masking interference on the range and speed tracking systems for precise coordinate measurement / I. Chigir, S. Gorshkov, N. Kuzmichev, // Vestn. VA RB. - 2018. - No. 1 (58). - S. 71–81.
3. Gorshkov, S. Fundamentals of radar: lecture notes. Part 3 / S. Gorshkov, S. Sedyshev, A. Solonar, S. Yarmolik. - Mn: VA RB, 2015 .- P. 182 s.

АНАЛИЗ РАБОТЫ АЛГОРИТМОВ СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ НА ПРИМЕРЕ ROOT-MUSIC

Д. Ю. Мохорт[1], Т. И. Тагаев[1], Д. А. Музафаров[1]

[1]ГУАП, Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В данной статье, по ходу разбора математической части алгоритма сверхразрешения root-MUSIC, были сделаны выводы, что несмотря на перспективность алгоритмов сверхразрешения и современные вычислительные способности, на практике мало где можно их применить, вероятно в дальнейшим с увеличением вычислительных мощностей, мы сможем все больше их использовать.

Ключевые слова: алгоритм сверхразрешение; root-MUSIC; MUSIC; РЛС; антенная решетка; корреляционная матрица;

ANALYSIS OF THE OPERATION OF SUPER-RESOLUTION ALGORITHMS ON THE EXAMPLE OF ROOT-MUSIC

D. Y. Mokhort[1], T. I. Tagaev[1], D. A. Muzafarov. [2]

[1]SUAI, Saint Petersburg, Russia

Abstract. In this article, in the course of analyzing the mathematical part of the root-MUSIC super-resolution algorithm, it was concluded that despite the prospects of super-resolution algorithms and modern computing abilities, there are few places where they can be applied in practice, probably in the future with an increase in computing power, we will be able to use them more and more.

Keywords: algorithm super-resolution; root-MUSIC; MUSIC; radar; antenna array; correlation matrix;

1. Введение

Разрешающая способность РЛС, рисунок 1, зависит от параметров сигнала и геометрических размеров антенны. Что сильно ограничивает возможности РЛС, установленных, например, на ракетах, имеющих ограниченное пространство, предназначенное для антенны. Для решения таких задач уже давно ведется разработка и усовершенствование алгоритмов сверхразрешения, за счет математических вычислений, они позволяют увеличить разрешающую способность РЛС. Одним из их недостатков являются высокие системные требования, однако современное поколение вычислительной техники теоретически позволяет применять алгоритмы сверхразрешения в реальном масштабе времени.

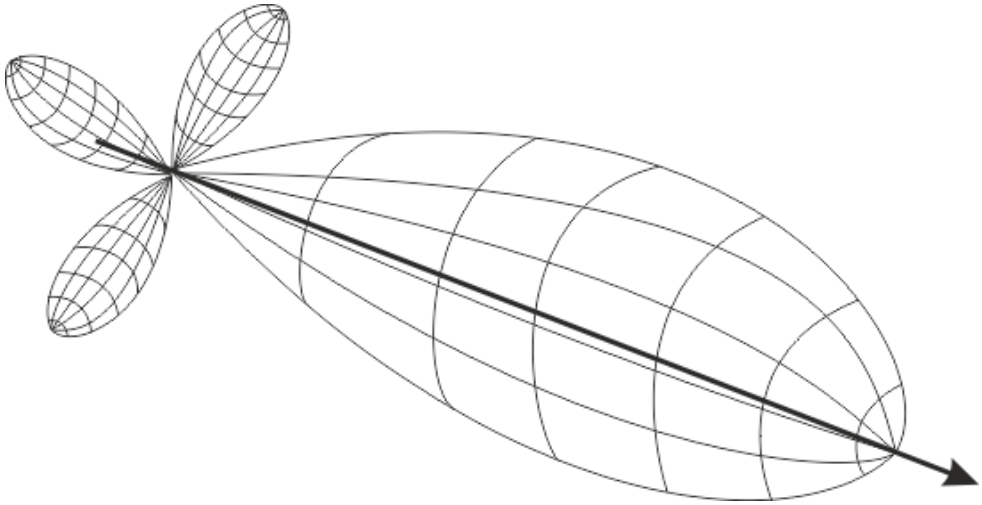


Рис. 1. Диаграмма направленности

2. Алгоритм сверхразрешения Root-MUSIC

Алгоритм root-MUSIC основывается на подпространстве собственных векторов шума, поэтому первым делом необходимо вычислить корреляционную матрицу решетки (1),

$$\bar{R}_{xx} = \bar{A}\bar{R}_{ss}\bar{A}^H + \sigma_n^2 I \,, \tag{1}$$

из которой нам необходимо найти собственные значение и собственные вектора. Однако, стоит понимать, что в действительности корреляционная матрица решетки не будет принимать идеальный вид, в котором дисперсия шума для всех элементов одинакова и сигналы абсолютно не коррелированы. Поэтому необходимо использовать данные, которые непосредственно приходят на элементы решетки (2), используя временное усреднение для оценки матрицы.

$$\begin{aligned}\hat{R}_{xx} &= E[\bar{x}(k)\cdot\bar{x}^H(k)] \approx \frac{1}{K}\sum_{k=1}^{k}\bar{x}(k)\cdot\bar{x}^H(k)\\ &\approx \bar{A}\hat{R}_{ss}\bar{A}^H + \bar{A}\hat{R}_{sn} + \hat{R}_{ns}\bar{A}^H + \hat{R}_{nm}\,.\end{aligned} \tag{2}$$

Матрица $\hat{R}_{xx}$ асимптотически приближается к корреляционной матрице $\bar{R}_{xx}$ в соответствии числу отсчетов. По мере увеличения отсчетов мы значительно увеличиваем время необходимое для обработки сигнала, в некоторых случаях это недопустимо. Однако, есть иные методы оценки корреляционной матрицы, которые больше подходят для систем, в которых необходима высокая скорость, например метод пространственного сглаживания. После нахождения собственных значений и собственных векторов, мы формируем подпространство, охватываемое собственными векторами шума.

$$\bar{E}_N = \begin{matrix}\bar{e}_1 & \bar{e}_2 & \dots & \bar{e}_{M-D}\end{matrix}\,. \tag{3}$$

Собственные векторы шумового подпространства ортогональны массиву векторов управления по углам прибытия. Из этого условия можно выразить Евклидово расстояние для каждого угла прибытия.

$$d^2 = \bar{a}(\theta)^H \bar{E}_N \bar{E}_N^H \bar{a}(\theta) = 0 \qquad (4)$$

Разместив выражение в знаменатель, мы получим псевдоспектр алгоритма MUSIC.

$$P_{MU}(\theta) = \frac{1}{\left|\bar{a}(\theta)^H \bar{E}_N \bar{E}_N^H \bar{a}(\theta)\right|}. \qquad (5)$$

Можно упростить выражение знаменателя, определив эрмитову матрицу. Это приводит к выражению root-MUSIC

$$P_{RMU}(\theta) = \frac{1}{\left|\bar{a}(\theta)^H \bar{C}\bar{a}(\theta)\right|}. \qquad (6)$$

Вектор управления представляет собой набор фазовых задержек плоской волны рисунок 2, оцениваемых на множестве элементов решетки. Фазы задаются относительно произвольной точки.

Рис. 2. Излучатели на решетке

Элемент управляющего вектора (7) задается

$$a_m(\theta) = e^{jkd(m-1)\sin\theta} \quad m = 1, 2, \ldots, M. \qquad (7)$$

Далее необходимо расписать знаменатель (8)

$$\bar{a}_m(\theta)^H \bar{C}\bar{a}(\theta) = \sum_{m=1}^{M}\sum_{n=1}^{M} e^{-jkd(m-1)\sin\theta} C_{mn} e^{jkd(n-1)\sin\theta} = \sum_{\iota=-M+1}^{M-1} c_\iota e^{-jkd\iota\sin\theta}, \qquad (8)$$

где C_L сумма диагональных элементов C вдоль L-й диагонали такова, что

$$c_\iota = \sum_{n-m=\iota} C_{mn}. \qquad (9)$$

Следует отметить, что матрица C имеет недиагональные суммы, такие что $c_0 > |c_\iota|$ для $\iota \neq 0$ Таким образом, сумма элементов, расположенных не на одной диагонали всегда меньше, чем сумма основных диагональных элементов. В дополнение $c_\iota = c_{-\iota}^*$ Для матрицы 6 × 6 у нас есть 11 диагоналей, начиная от диагональных чисел $\iota = -5, -4, \ldots, 0, \ldots, 4, 5.$ Нижняя левая диагональ представлена L = -5, тогда как верхняя правая диагональ представлена L = 5. Коэффициенты C_L рассчитываются $c_{-5} = C_{61}, c_{-4} = C_{51} + C_{62}, c_{-3} = C_{41} + C_{52} + C_{63}.$

Мы можем упростить уравнение знаменателя в виде многочлена, коэффициенты которого равны. Таким образом

$$D(z) = \sum_{t=-M+1}^{M-1} c_t z^t \tag{10}$$

где

$$z = e^{-jkd\sin\theta} \quad . (11)$$

Корни D(z), которые лежат ближе всего к единичному кругу, соответствуют полюсам псевдоспектра MUSIC. Таким образом, этот способ называется root-MUSIC. Многочлен уравнения имеет порядок 2(M–1) и, следовательно, имеет корни $z1, z2, ..., z2(M-1)$. Каждый корень может быть сложным и с использованием полярной нотации может быть расаписан как

$$z_i = |z_i| e^{j\arg(z_i)} \quad i = 1, 2, ..., 2(M-1) \tag{12}$$

где $\arg(z_i)$ - фазовый угол z_i

Точные нули в $D(z)$ существуют, когда корневые величины $|z_i| = 1$. Можно рассчитать, сравнив $e^{j\arg(z_i)}$ с $e^{jkd\sin\theta}$ (11), чтобы получить угловые координаты.

$$\theta_i = -\sin^{-1}\left(\frac{1}{kd}\arg(z_i)\right). \tag{13}$$

3. Возможные отклонения

Точность вычисления угловых координат низколетящей цели алгоритмом root-MUSIC напрямую зависит от точности вектора управления, в идеальной математической модели предполагается, что излучатели идеально расположены друг относительно друга, однако в действительности это не так, рисунок 3. Эта проблема проявляется на всех этапах производства антенной решетки. Для максимально точного расположения излучателей, необходимо на каждом этапе производства соблюдать высокую точность, однако из-за специфики работы этого трудно достичь и даже в таком случае, ошибки все ровно будут присутствовать, тем самым затрачиваемые ресурсы не окупаются. В связи с чем было принято решение компенсировать все на этапе вычислений. Поэтому в алгоритм дополнительно закладывается учет вероятного отклонения.

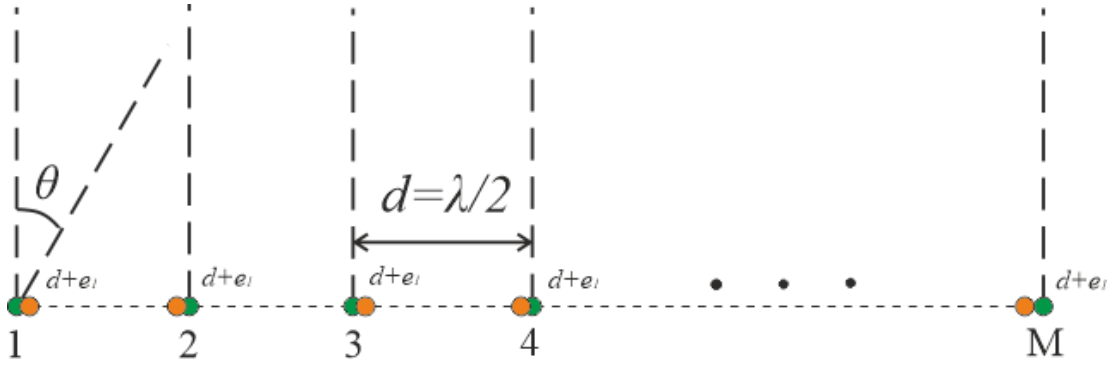


Рис. 3. Не идеальное расположение излучателей

Ошибка в длине расстояния между датчиками, является Гауссовой случайной величиной, которая суммируется с рассчитанным идеальным расстоянием. Несмотря на то, что алгоритм весьма чувствителен к точности позиционирования излучателей, при грамотной калибровке можно достичь нужных результатов. В статье [1] было проведено моделирование, в котором дисперсия расстояния составляла 1% и 5%, оно доказало, что несмотря на снижение производительности алгоритма, он все еще способен успешно различать направления прихода сигнала.

4. Заключение

Алгоритм сверхразрешения root-MUSIC теоретически очень пригодно способен, однако на практике возникает ряд трудностей с которым необходимо мириться, не смотря на это, дальнейшее развитие вычислительной техники может позволить нам справиться с задачами и позволить алгоритму найти больше мест приминения

Литература

1. H. K. Hwang, Zekeriya Aliyazicioglu, Marshall Grice, Anatoly Yakovlev. Direction of Arrival Estimation using a Root-MUSIC Algorithm // Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists 2008 Vol II, 1- 4.
2. F. B. Gross, Smart Antennas with MATLAB Second Edition // McGraw-Hill Education,2015, New-York, 215-228.
3. А.В. Филинович, В.А. Миронов, к вопросу о сверхразрешении стохастических сигналов в радиолокационных системах // Воздушно-космические силы. Теория и практика» No 16, 2020, 272-274.

References

1. H. K. Hwang, Zekeriya Aliyazicioglu, Marshall Grice, Anatoly Yakovlev. Direction of Arrival Estimation using a Root-MUSIC Algorithm // Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists 2008 Vol II, 1- 4.
2. F. B. Gross, Smart Antennas with MATLAB Second Edition // McGraw-Hill Education,2015, New-York, 215-228.
3. A.V. FILONOVICH, V.A. MIRONOV, On the issue of stochastic signals super resolution in radar systems // “Aerospace forces. Theory and practice” No 16, 2020, 272-274.

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМА СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ ESPRIT ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ РАЗРЕШЕНИЯ ДВУХ САМОЛЕТОВ, РАЗНЕСЕННЫХ НА МАЛОЕ УГЛОВОЕ РАССТОЯНИЕ, В АЭРОПОРТУ

Т. И. Тагаев[1], Д. А. Музафаров[1], Д. Ю. Мохорт[1]

[1]ГУАП, Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В данной статье анализируется эффективность применения алгоритма сверхразрешения ESPRIT для различения целей, разнесенных на малое угловое расстояние и необходимые параметры принимаемого сигнала и антенной решетки. Согласно результатам моделирования рассматриваемый алгоритм при параметрах сигнала и антенной решетки, определенных в статье, способен обеспечить достаточное угловое разрешение для различения двух целей, разнесенных на малое угловое расстояние со среднеквадратическим отклонением ниже заданного уровня.

Ключевые слова: алгоритмы сверхразрешения, ESPRIT, направление прибытия.

ANALYSIS OF THE EFFICIENCY OF THE ESPRIT SUPER-RESOLUTION ALGORITHM FOR SOLVING THE PROBLEM OF RESOLVING TWO AIRCRAFT SPACED AT SHORT ANGULAR DISTANCES IN THE AIRPORT

T. I. Tagaev[1], D. A. Muzafarov[1], D. Y. Mochort[1]

[1]SUAI, Saint-Petersburg, Russia

Abstract. This article analyzes the effectiveness of using the ESPRIT super-resolution algorithm to distinguish targets separated by a small angular distance and the necessary parameters of the received signal and the antenna array. According to the simulation results, the algorithm under consideration, with the signal and antenna array parameters defined in the article, is able to provide sufficient angular resolution to distinguish two targets separated by a small angular distance with a standard deviation below a given level.

Keywords: super-resolution algorithms, ESPRIT, direction of arrival.

1. Введение

В радиолокации важным является определение угловых координат целей, разнесенных на малое угловое расстояние. Например, при одновременном взлете или посадке самолетов на соседние полосы аэропорта, что может быть необходимо при определенных обстоятельствах для сохранения жизней людей, они оказываются на небольшом расстоянии друг от друга, поэтому трассовому радиолокационному комплексу (ТРЛК) необходимо иметь высокую разрешающую способность, чтобы различить их. При посадке самолетов на соседние полосы в аэропорте «Пулково», минимальное расстояние между ними, определенное при помощи спутниковых карт, приведенных на рисунке 1, составляет приблизительно 28 метров, поэтому, трассовый радиолокатор, расположенный на расстояниях 3990 и 4010 метров от соседних концов двух полос должен будет различить источники, разнесенные на угловое расстояние 0,28 градусов.

Рис. 1. Снимок со спутниковых карт

Помочь достигнуть необходимой разрешающей способности могут алгоритмы сверхразрешения, применяемые для вторичной или третичной обработки сигналов, полученных адаптивными антенными решетками [1, 2]. Основными представителями таких алгоритмов являются: MUSIC, ESPRIT и их производные [2].

Алгоритм MUSIC используется для обработки сигналов, полученных решетками с произвольной, заранее известной конфигурацией элементов и откликом. Суть MUSIC заключается в построении псевдоспектра для оценки угловых координат целей, однако ему нужен дополнительный алгоритм, выбирающий в псевдоспектре максимумы, соответствующие целям. Это требует значительных вычислительных затрат, особенно при большом количестве целей [2].

Алгоритм ESPRIT является вычислительно более легкими и надежным, чем MUSIC [4], поэтому в этой статье он используется для увеличения углового разрешения антенной решетки. ESPRIT применяется для эквидистантных антенных решеток. При выполнении ESPRIT антенная решетка разделяется на две подрешетки, смещенные относительно друг друга на расстояние d_s, кратное расстоянию между элементами решетки.

2. Алгоритм сверхразрешения ESPRIT

Рассмотрим линейную эквидистантную антенную решетку с M элементами, на которую падает плоская волна от N источников. Направление прихода сигнала от источников задается матрицей направлений A, столбцами которой являются N векторов направлений:

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ e^{-\frac{2\cdot\pi\cdot i\cdot d\cdot\sin(\theta_1)}{\lambda}} & e^{-\frac{2\cdot\pi\cdot i\cdot d\cdot\sin(\theta_2)}{\lambda}} & \cdots & e^{-\frac{2\cdot\pi\cdot i\cdot d\cdot\sin(\theta_N)}{\lambda}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-\frac{2\cdot\pi\cdot i\cdot d\cdot(M-1)\cdot\sin(\theta_1)}{\lambda}} & e^{-\frac{2\cdot\pi\cdot i\cdot d\cdot(M-1)\cdot\sin(\theta_2)}{\lambda}} & \cdots & e^{-\frac{2\cdot\pi\cdot i\cdot d\cdot(M-1)\cdot\sin(\theta_N)}{\lambda}} \end{pmatrix} \quad (1)$$

где θ_i – угол прибытия i-того сигнала,

d – расстояние между соседними элементами антенной решетки,

λ – длина волны сигнала.

Сигналы, падающие на антенную решетку, задаются матрицей S, строками которой являются сигналы, падающие на каждый элемент антенной решетки, а столбцами – временные отсчеты:

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} S_1(t_1) & S_1(t_2) & \cdots & S_1(t_K) \\ S_2(t_1) & S_2(t_2) & \cdots & S_2(t_K) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_M(t_1) & S_M(t_2) & \cdots & S_M(t_K) \end{pmatrix} \tag{2}$$

где K- количество временных отсчетов.

Мощность сигнала с i-того направления задается матрицей **P**:

$$\mathbf{P} = \begin{pmatrix} P_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & P_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & P_N \end{pmatrix} \tag{3}$$

Матрица сигналов, снимаемых с выхода антенной решетки, **x**(t) имеет вид:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}\cdot\mathbf{P}\cdot\mathbf{S} + \mathbf{n} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ e^{-\frac{2\cdot\pi\cdot i\cdot d\cdot\sin(\theta_1)}{\lambda}} & e^{-\frac{2\cdot\pi\cdot i\cdot d\cdot\sin(\theta_2)}{\lambda}} & \cdots & e^{-\frac{2\cdot\pi\cdot i\cdot d\cdot\sin(\theta_N)}{\lambda}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-\frac{2\cdot\pi\cdot i\cdot d\cdot(M-1)\cdot\sin(\theta_1)}{\lambda}} & e^{-\frac{2\cdot\pi\cdot i\cdot d\cdot(M-1)\cdot\sin(\theta_2)}{\lambda}} & \cdots & e^{-\frac{2\cdot\pi\cdot i\cdot d\cdot(M-1)\cdot\sin(\theta_N)}{\lambda}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} P_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & P_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & P_N \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} S_1(t_1) & S_1(t_2) & \cdots & S_1(t_K) \\ S_2(t_1) & S_2(t_2) & \cdots & S_2(t_K) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_M(t_1) & S_M(t_2) & \cdots & S_M(t_K) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_M(t) \end{pmatrix} \tag{4}$$

где $n_i(t)$ – аддитивный шум приемника с дисперсией σ^2, принимаемый i-тым элементом антенны.

Корреляцонная матрица **R**:

$$\mathbf{R} = \frac{1}{K}\cdot\sum_{t=t_1}^{K}\mathbf{x}(t)\cdot\mathbf{x}^H(t) \tag{5}$$

где $\mathbf{x}^H(t)$ – эрмитово-сопряженная матрица к матрице $\mathbf{x}(t)$,

t_1 - начальный момент времени.

Для использования алгоритма ESPRIT необходимо знать количество источников сигналов. Определение количества источников осуществляется при помощи сингулярного разложения корреляционной матрицы(5):

$$\mathbf{R} = \mathbf{U}\cdot\mathbf{\Lambda}\cdot\mathbf{U}^H \tag{6}$$

где **U** – матрица, столбцами которой являются сингулярные векторы корреляционной матрицы,

$\mathbf{\Lambda}$ – диагональная матрица сингулярных значений корреляционной матрицы, $\mathbf{\Lambda} = diag\{\lambda_1, \lambda_2, ..., \lambda_M\}$, $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \cdots \geq \lambda_M \geq 0$.

Сингулярные значения векторов сигнала будут больше σ^2, сингулярные значения векторов шума будут равны его дисперсии: $\lambda_{N+1} = \lambda_{N+2} = \cdots = \lambda_M = \sigma^2$. Таким образом, количество источников будет равно количеству сингулярных чисел корреляционной матрицы, больших σ^2.

Разложим матрицу (6) на ортогональные сигнальное и шумовое подпространства:

$$\mathbf{R} = \mathbf{U}_s \mathbf{\Lambda}_s \mathbf{U}_s^{\ H} + \mathbf{U}_n \mathbf{\Lambda}_n \mathbf{U}_n^{\ H} \tag{7}$$

где $\mathbf{U}_s$ и $\mathbf{U}_n$ – матрицы сингулярных векторов сигнального и шумового подпространств,

$\mathbf{\Lambda}_s$ и $\mathbf{\Lambda}_n$ – матрицы сингулярных значений сигнального и шумового подпространств.

Матрица $\mathbf{U}_s$, столбцами которой являются сингулярные вектора сигналов, имеет вид:

$$\mathbf{U}_s = \begin{pmatrix} U_{s_{11}} & U_{s_{21}} & \cdots & U_{s_{N1}} \\ U_{s_{12}} & U_{s_{22}} & \cdots & U_{s_{N2}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ U_{s_{1M}} & U_{s_{2M}} & \cdots & U_{s_{NM}} \end{pmatrix} \tag{8}$$

Матрицы $\mathbf{U}_{s_x}$ и $\mathbf{U}_{s_y}$ являются матрицами сингулярных векторов первых М-1 элементов антенной решетки и последних М-1 элементов соответственно:

$$\mathbf{U}_{s_x} = \begin{pmatrix} U_{s_{11}} & U_{s_{21}} & \cdots & U_{s_{N1}} \\ U_{s_{12}} & U_{s_{22}} & \cdots & U_{s_{N2}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ U_{s_{1(M-1)}} & U_{s_{2(M-1)}} & \cdots & U_{s_{N(M-1)}} \end{pmatrix} \tag{9}$$

$$\mathbf{U}_{s_y} = \begin{pmatrix} U_{s_{12}} & U_{s_{22}} & \cdots & U_{s_{N2}} \\ U_{s_{13}} & U_{s_{23}} & \cdots & U_{s_{N3}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ U_{s_{1M}} & U_{s_{2M}} & \cdots & U_{s_{NM}} \end{pmatrix} \tag{10}$$

Матрица $\mathbf{\Psi}$ является решением матричного уравнения $\mathbf{U}_{s_x} \cdot \mathbf{\Psi} = \mathbf{U}_{s_y}$:

$$\mathbf{\Psi} = \mathbf{U}_{s_y} \cdot \mathbf{U}_{s_x}^{\ -1} = \mathbf{U}_\Psi \cdot \Lambda_\Psi \cdot \mathbf{U}_\Psi^{\ -1}, \tag{11}$$

$$\boldsymbol{\varphi} = diag\{\Lambda_\Psi\} \tag{12}$$

Матрица $\boldsymbol{\varphi} = diag\{\Lambda_\Psi\}$ – вектор-строка сингулярных чисел $\mathbf{\Psi}$.

Углы прибытия сигналов определяются выражением:

$$\theta_i = \arcsin\left(\frac{-|\varphi_i| \cdot \lambda}{2 \cdot \pi \cdot d}\right) \tag{13}$$

Одним из недостатков алгоритма ESPRIT является уменьшение сектора обзора при увеличении d_s – смещения подрешеток относительно друг друга [2]. Согласно результатам моделирования, разрешающая способность алгоритма ESPRIT превосходит в 1.5-2 раза разрешающую способность MUSIC [3,5].

3. Определение среднеквадратического отклонения

Для определения необходимых для работы описанного алгоритма параметров сигнала и антенны проведем измерения среднеквадратического отклонения(СКО) в зависимости от отношения сигнал/шум(ОСШ), частоты принимаемого сигнала и количества элементов антенной решетки. СКО определяется по формуле:

(14)

где n – количество измерений,
x_i – i-тое значение случайной величины,
M[x] – математическое ожидание.

Зависимость СКО от отношения мощности сигнала к мощности шума представлена на рисунке 2.

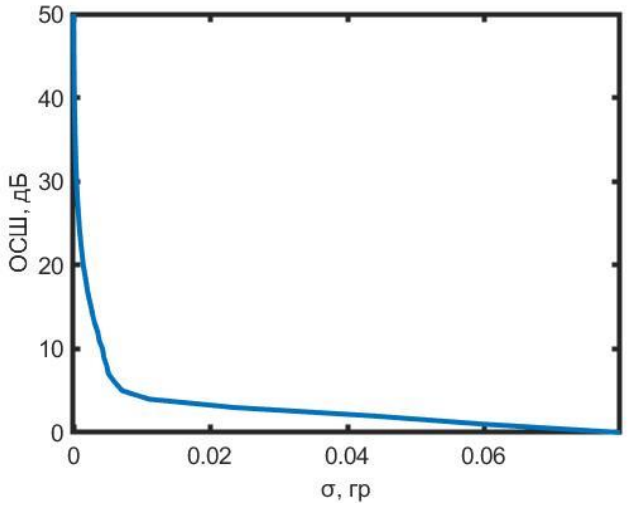


Рис. 2. Зависимость СКО от ОСШ

Зависимость СКО от частоты принимаемого сигнала при ОСШ 10 дБ и частоте дискретизации $2 \cdot 10^{11}$ Гц представлена на рисунке 3.

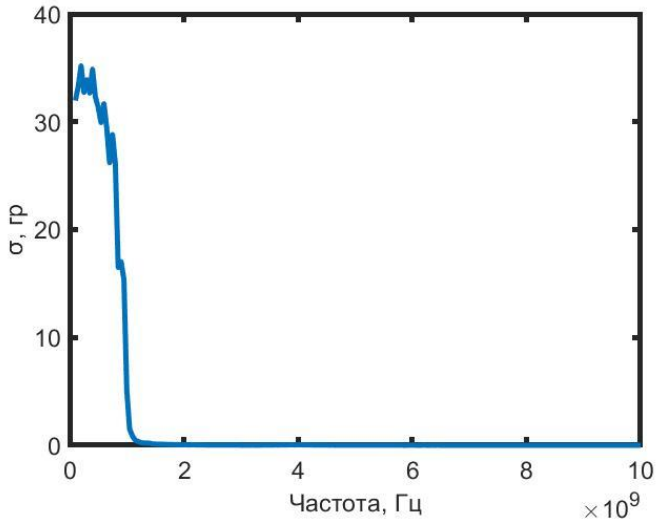


Рис. 3. Зависимость СКО от частоты принимаемого сигнала

Зависимость СКО от количества элементов антенны при ОСШ 10 дБ и частоте сигнала 4 ГГц представлена на рисунке 4.

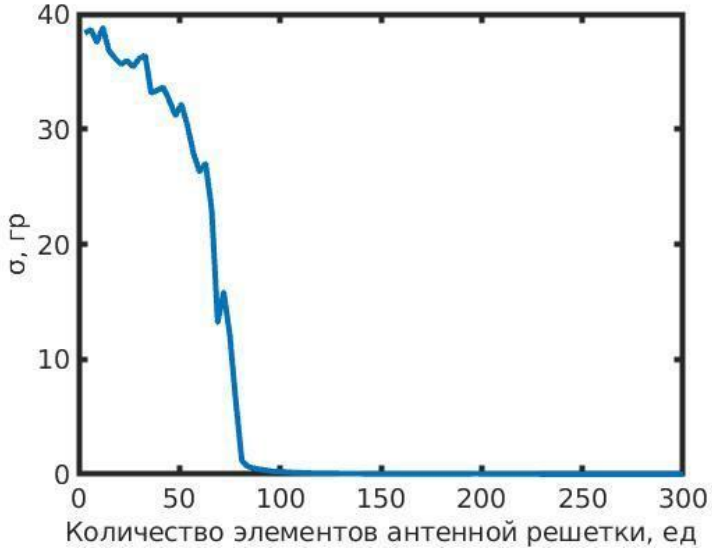


Рис. 4. Зависимость СКО от количества элементов антенны

Так как минимальное расстояние между крыльями соседних самолетов при одновременном взлете или посадке составляет около 10 м, то допустимым среднеквадратическим отклонением является 0,03 градуса. Для этого необходимо, чтобы отношение сигнал/шум было не ниже, чем 2,6 дБ. Для моделирования возьмем ОСШ равное 10 дБ. При заданном ОСШ необходимое СКО обеспечивается при частоте принимаемого сигнала не ниже 2,35 ГГц. Моделирование проводилось на частоте 4 ГГц. При определенных выше ОСШ и частоте СКО выше 0,03 градуса обеспечивается при количестве элементов антенны более 155. Количество элементов в модели – 240.

Результатами моделирования, произведенного на языке MATLAB, работы алгоритма ESPRIT для решения задачи различения двух целей, разнесенных на угловое расстояние, определенное выше, с ОСШ 10 дБ, частоте принимаемого сигнала 4 ГГц и количестве элементов антенны 240 единиц, являются значения углов 0 и 0,28 градусов со среднеквадратическим отклонением 0,0096 градусов.

4. Заключение

Таким образом, при помощи разделения антенной решетки на две подрешетки, смещенные относительно друг друга на d_s, разложения корреляционных матриц сигналов на выходах подрешеток на ортогональные подпространства векторов и сигналов, последующей обработки сингулярных векторов сигнального подпространства двух подрешеток, алгоритм ESPRIT, эффективность которого зависит от отношения сигнал/шум, частоты сигнала и параметров антенной решетки, позволяет определить направления прихода сигналов, расположенных на малом угловом расстоянии с необходимым среднеквадратическим отклонением.

Литература

1. Храмцов Е.М. Анализ методов сверхразрешения для определения угловых координат цели // Журнал «StudNet» №9/2020.
2. Манохин Г.О., Гельцер А.А., Рогожников Е.В. Увеличение разрешающей способности радиолокационной системы за счёт параметрических методов обработки сигналов // Журнал «Вестник СибГУТИ», 2015 №1.
3. Карташов В.М., Корытцев И.В., Олейников В.Н., Зубков О.В., Бабкин С.И., Шейко С.А., Левский Н.А., Селезнев И.С. Алгоритмы пеленгации беспилотных летательных аппаратов по их акустическому излучению // «Радиотехника» 2019, вып. 196.
4. Петров В. П., Шауэрман А. К. Спектральные способы оценки направления источников сигналов в адаптивных антенных решетках // Журнал «Вестник СибГУТИ», 2011 №2.
5. Макаров Е.С. Анализ углового сверхразрешения источников электромагнитного поля в многоканальных системах с малой апертурой. Воронеж, 2009. 167 с.

References

1. Khramtsov E. M. Analysis of super-resolution methods for determining the angular coordinates of a target / / StudNet Magazine No. 9/2020.
2. Manokhin G. O., Geltser A. A., Rogozhnikov E. V. Increasing the resolution of a radar system due to parametric signal processing methods / / SibGUTI Bulletin Magazine, 2015 No. 1.
3. Kartashov V. M., Trough I. V., Oleinikov, V. N., O. V. Zubkov, S. I. Babkin, Sheiko, S. A., Levski N. A., Seleznev I. S. Algorithms for direction finding of drones according to their acoustic radiation // "radio engineering" 2019, vol. 196.
4. Petrov V. P., A. K. Sauermann Spectral methods of assessing the direction of signal sources in adaptive antenna arrays // the Journal "Vestnik SibSUTI", 2011 №2.
5. Makarov E. S. Analysis of the angular superresolution of electromagnetic field sources in multichannel systems with a small aperture. Voronezh, 2009. 167 p.

ВЫБОР ЗНАЧЕНИЙ ЧАСТОТЫ ПОВТОРЕНИЯ ЗОНДИРУЮЩИХ ИМПУЛЬСОВ БОРТОВОГО РАДИОЛОКАТОРА, ОБЕСПЕЧИВАЮЩИХ РАСКРЫТИЕ «СЛЕПЫХ» ЗОН ПО ДАЛЬНОСТИ И СКОРОСТИ

С. Н. Ярмолик, А. С. Храменков, М. В. Свинарский

Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»
(УО «ВА РБ»), Минск, Республика Беларусь

Аннотация. Для борьбы со «слепыми» дальностями и скоростями в бортовом радиолокаторе предлагается использовать несколько пачек импульсных сигналов с различным значением частоты повторения. В докладе представлен способ выбора частот повторения зондирующих импульсов бортового радиолокатора применительно к режимам функционирования с высокой и средней частотой повторения. Предложенный подход обеспечивает возможность устранения «слепых» зон по дальности и скорости в требуемом диапазоне анализа при наблюдении цели в передней и задней полусферах. Изменение частоты повторения зондирующих импульсов от пачки к пачке осуществляется при обеспечении постоянного значения скважности, что позволяет сохранить дальность действия бортового радиолокатора постоянной. Эффективность предложенного подхода подтверждена результатами математического моделирования.

Ключевые слова: бортовой радиолокатор; высокая частота повторения; средняя частота повторения; «слепые» дальности; «слепые» скорости.

SELECTION OF THE PRF VALUES ON AIRBORNE RADAR, WHICH ELIMINATE THE «BLIND» ZONES IN RANGE AND VELOCITY

S. N. Yarmolik, A. S. Khramiankou, M.V. Svinarskiy

The Educational Establishment «Military Academy of the Republic of Belarus» (Military Academy of the Republic of Belarus), Minsk, Republic of Belarus

Abstract. In the report the approach to selection of a set pulse repetition frequency in airborne radar at high and medium PRF is presented. This approach provides possibility of elimination of «blind» zones on range and velocity in a demanded range at purpose supervision in forward and back hemispheres. Change of pulse repetition frequency from package to a package is carried out at constant values of porosity, it allows to keep range of action of an airborne radar of a constant.

Keywords: airborne radar; high pulse repetition frequency; medium pulse repetition frequency; «blind» ranges; «blind» velocities.

1. Введение и постановка задачи

Эффективность применения летательных аппаратов во многом зависит от возможностей и тактико-технических характеристик не только носителя, но и комплекса его бортового оборудования [1]. Основу комплекса бортового оборудования современного истребителя составляет бортовой радиолокатор (БРЛС). Бортовой радиолокатор представляют собой многофункциональную импульсно-доплеровскую радиолокационную систему с квазинепрерывным излучением. Для решения задач обнаружения и сопровождения воздушных целей в БРЛС используются высокие (ВЧП) и средние (СЧП) частоты повторения импульсов.

Для сантиметрового диапазона волн значения ВЧП, как правило, соответствует $F_{п}^{H} = 150...250$ кГц, а для СЧП – $F_{п}^{M} = 10...40$ кГц [1, 2]. При решении задачи обнаружения это обстоятельство в режиме ВЧП приводит к возникновению «слепых» зон приема по дальности, а в режиме СЧП – как «слепых» зон по дальности, так и «слепых» зон по скорости (доплеровской частоте). «Слепые» зоны приема возникают вследствие особенностей, связанных с функционированием БРЛС и спектральной структурой принимаемых сигналов [1, 2]. Особенности формирования «слепых» зон по дальности и скорости представлены на рисунках 1, 2.

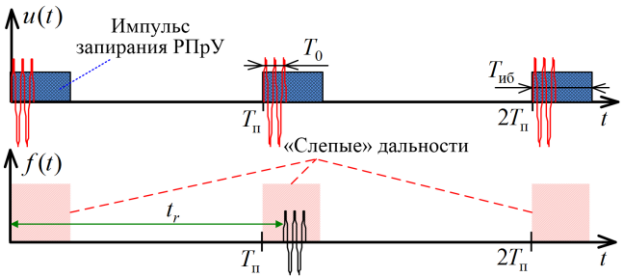


Рис. 1. Принцип формирования «слепых» зон по дальности.

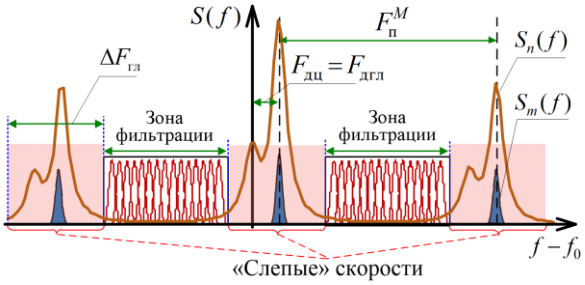


Рис. 2. Принцип формирования «слепых» зон по скорости.

Участки дальности, соответствующие моменту запирания приемника БРЛС, называют «слепыми» дальностями (рисунок 1). Значения радиальных скоростей сближения, при которых спектральные составляющие отраженного сигнала $S_m(f)$ совпадают со спектральными составляющими мешающих отражений $S_n(f)$ ($\Delta F_{гл}$ – ширина спектра мешающих отражений, принимаемых по главному лучу диаграммы направленности антенны), называют «слепыми» скоростями (рисунок 2).

Наиболее эффективно проблема со «слепыми» дальностями и скоростями в БРЛС (при ВЧП и СЧП) решается путем вобуляции частоты повторения зондирующих импульсов от пачки к пачке [1 – 3]. Однако вопрос выбора конкретных значений частот повторения в литературе остается не раскрытым. Различные подходы к выбору частот повторения представлены в [3, 4], при этом большинство из них является малоэффективными, поскольку базируются на условии постоянства длительности зондирующего сигнала. Обеспечение постоянного значения длительности импульсов при вобуляции периода их повторения приводит к вариациям импульсной мощности передатчика и как следствие – изменению дальности обнаружения БРЛС.

В связи с этим актуальной задачей является поиск эффективной методики расчета частот повторения, обеспечивающих в БРЛС раскрытие «слепых» зон приема по дальности и скорости, при условии постоянства скважности зондирующего сигнала.

2. Методика выбора частот повторения

а. Выбор частот повторения при ВЧП

Для раскрытия «слепых» зон по дальности при ВЧП, как правило, используется не менее трех частот повторения.

Исходные данные

Максимальная скорость движения самолета – носителя БРЛС – V_{cmax}; максимальная скорость обнаруживаемой цели – $V_{\text{цmax}}$; длина волны БРЛС – λ; скважность зондирующего сигнала – Q_H; требуемая дальность обнаружения цели при ВЧП – $R^H_{\text{цmax}}$.

Рассчитывается минимальное значение периода повторения, обеспечивающего возможность предотвращения попадания мешающих отражений от Земли в зону фильтрации [2]:

$$T^H_{\text{пmin}} = \frac{\lambda}{2\cdot(2V_{\text{cmax}} + V_{\text{цmax}})}.$$

С учетом требуемой максимальной дальности обнаружения, определяется значение базового периода повторения: $T^H_{\text{пmax}} = 2R^H_{\text{цmax}}/c$, где $c = 3\cdot 10^8$ м/с – скорость распростронения электромагнитных волн.

Рассчитывается значение коэффициента кратности по дальности: $k = \text{trunc}\left(T^H_{\text{пmax}}/T^H_{\text{пmin}}\right)$, где $\text{trunc}(x)$ – функция, возвращающая целую часть *x*.

Значение первого периода повторения импульсов для набора из трех частот, определяется на основании базового периода повторения импульсов $T^H_{\text{пmax}}$, в соответствии с выражением:

$$T^H_{\text{п1}} = T^H_{\text{пmax}}/k. \qquad (1)$$

Значение второго периода повторения импульсов не является кратным первому периоду и при условии $T^H_{\text{п2}} < T^H_{\text{п1}}$, определяется выражением:

$$T^H_{\text{п2}} = T^H_{\text{п1}}\left(1 - \frac{2}{k\cdot Q_H}\right). \qquad (2)$$

Значение третьего периода повторения импульсов (при условии $T^H_{\text{п3}} < T^H_{\text{п2}}$), определяется в соответствии с выражением:

$$T^H_{\text{п3}} = T^H_{\text{п2}}\left(1 - \frac{2}{k\cdot Q_H}\right). \qquad (3)$$

Соответствующие значения частоты повторения при ВЧП имеют вид:

$$F^H_{\text{п1}} = \frac{k}{T^H_{\text{пmax}}},\ F^H_{\text{п2}} = \frac{1}{T^H_{\text{пmax}}}\cdot\frac{k^2\cdot Q_H}{k\cdot Q_H - 2},\ F^H_{\text{п3}} = \frac{1}{T^H_{\text{пmax}}}\cdot\frac{k^3\cdot Q_H^2}{\left(k\cdot Q_H - 2\right)^2}. \qquad (4)$$

Полученный набор частот повторения обеспечивает устранение «слепых» дальностей для заданной максимальной дальности обнаружения $R^H_{\text{цmax}}$, а также отсутствие «слепых» скоростей во всем интересующем диапазоне. Номинальные значения периодов повторения не являются кратными и выбираются с учетом скважности *Q* и коэффициента *k*.

б. Выбор частот повторения при СЧП

Для раскрытия «слепых» зон по дальности и скорости при СЧП, как правило, используется не менее четырех частот повторения.

Исходные данные

Опорная (первая) частота повторения – $F_{п1}^{M}$; требуемая дальность обнаружения при СЧП – $R_{цmax}^{M}$; максимальная радиальная скорость сближения при СЧП – V_{rmax}^{M}.

Значение второй частоты повторения определяется на основе частоты $F_{п1}^{M}$, в соответствии с требованием устранения «слепых» дальностей [5] и при условии, что $F_{п2}^{M} > F_{п1}^{M}$, определяется согласно выражению:

$$F_{п2}^{M} = F_{п1}^{M} \cdot \frac{k+1}{k}, \qquad (5)$$

где $k = \mathrm{trunc}\left(R_{цmax}^{M} / R_{одн1}^{M}\right) + 1$ – количество «слепых» зон по дальности при зондировании на $F_{п1}^{M}$; $R_{одн1}^{M} = c/(2 \cdot F_{п1}^{M})$ – значение однозначной дальности при зондировании на $F_{п1}^{M}$.

Значение третьей частоты повторения выбирается на основе частоты $F_{п1}^{M}$, в соответствии с требованием устранения «слепых» скоростей [5] и при условии, что $F_{п3}^{M} > F_{п1}^{M}$, определяется согласно выражению:

$$F_{п3}^{M} = F_{п1}^{M} \cdot \frac{l}{l-1}, \qquad (6)$$

где $l = \mathrm{trunc}\left(V_{rmax}^{M} / V_{rодн1}^{M}\right) + 1$ – количество «слепых» зон по скорости при зондировании на $F_{п1}^{M}$; $V_{rодн1}^{M} = \lambda \cdot F_{п1}^{M} / 2$ – значение однозначной скорости при зондировании на $F_{п1}^{M}$.

Значение четвертой частоты повторения выбирается на основе частоты $F_{п3}^{M}$, в соответствии с требованием устранения «слепых» дальностей [5]:

$$F_{п4}^{M} = F_{п3}^{M} \cdot \frac{m+1}{m}, \qquad (7)$$

где $m = \mathrm{trunc}\left(R_{цmax}^{M} / R_{одн3}^{M}\right) + 1$ – количество «слепых» зон по дальности при зондировании на $F_{п3}^{M}$; $R_{одн3}^{M} = c/(2 \cdot F_{п3}^{M})$ – значение однозначной дальности при зондировании на $F_{п3}^{M}$.

Полученный набор частот повторения обеспечивает устранение «слепых» дальностей для заданной максимальной дальности обнаружения $R_{цmax}^{M}$ и «слепых» скоростей во всем интересующем диапазоне. Частоты повторения $F_{п1}^{M}$ и $F_{п2}^{M}$ позволяют устранять «слепые» дальности в заданном диапазоне, однако это сопровождается наличием «слепых» скоростей. Частоты повторения $F_{п3}^{M}$ и $F_{п4}^{M}$ также позволяют устранять «слепые» дальности в заданном диапазоне, однако «слепые» зоны по скорости имеют уже иные значения.

Следует отметить, что на СЧП часть однозначного диапазона дальностей, соответствующая времени прихода сигнала от поверхности, находящейся непосредственно под самолетом (альтиметровая зона), не анализируется, что требует, в свою очередь, увеличения количества частот повторения.

3. Оценка эффективности подхода к выбору частот повторения

а. Пример расчета набора частот повторения при ВЧП

Для иллюстрации предложенного подхода проведен расчет значений частот повторения для ВЧП. В качестве исходных данных были выбраны: $V_{\text{cmax}} = 825$ м/с, $V_{\text{цmax}} = 700$ м/с, $\lambda = 3{,}1$ см, $R^{H}_{\text{цmax}} = 150$ км, $Q_H = 5$.

На основании выражений (1) – (4) были получены значения частот повторения для ВЧП: $F^{H}_{\text{п1}} = 151$ кГц, $F^{H}_{\text{п2}} = 151{,}4$ кГц, $F^{H}_{\text{п3}} = 151{,}8$ кГц.

Для оценки качества устранения «слепых» дальностей с помощью полученного набора частот повторения была сформирована результирующая зона прозрачности по дальности $S_{R_\Sigma}(r_i) = (S_{R_T^{H}_{\text{п1}}}(r_i) + S_{R_T^{H}_{\text{п2}}}(r_i) + S_{R_T^{H}_{\text{п3}}}(r_i))/3$. С этой целью для каждого периода повторения осуществлялся последовательный перебор значений дальности от 0 до $R^{H}_{\text{цmax}}$. Если применительно к заданному периоду повторения (к примеру $T^{H}_{\text{п1}}$) текущее значение дальности r_i попадает в «слепую» зону по дальности (рисунок 1), то $S_{R_T_{\text{п1}}}(r_i) = 0$, иначе – анализируемая дальность является прозрачной $S_{R_T_{\text{п1}}}(r_i) = 1$.

На рисунке 3 представлена результирующая зона прозрачности для рассчитанного набора частот повторения при ВЧП.

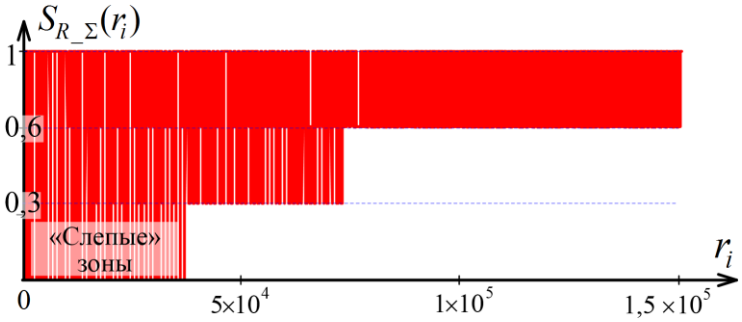


Рис. 3. Результирующая зона прозрачности по дальности при ВЧП.

Наличие «слепой» зоны по дальности на начальном участке (0 до 37 км) объясняется тем, что временные сдвиги между периодами повторения $T^{H}_{\text{п1}} = 6{,}623$ мкс, $T^{H}_{\text{п2}} = 6{,}605$ мкс и $T^{H}_{\text{п3}} = 6{,}588$ мкс выбраны небольшими. Соответственно смещение импульсов в течение начальных периодов повторения будет не большим, это и приводит к формированию «слепых» дальностей. С другой стороны, если периоды повторения будут слишком сильно различаться, то «слепые» зоны по дальности будут распределены по всей анализируемой дистанции. Следует отметить, что выбранный набор частот повторения импульсов при ВЧП обеспечивает 97,45 %-ю зону прозрачности. В связи с

этим, режим ВЧП, целесообразно использовать для обнаружения и сопровождения целей на встречных курсах и большом удалении. Для обнаружения целей на небольших дальностях (на которых возможно наличие «слепых» зон) должен использоваться режим СЧП.

б. Пример расчета набора частот повторения при СЧП

Для иллюстрации предложенного подхода проведен расчет значений частот повторения для СЧП. В качестве исходных данных были выбраны: $V_{r\max}^{M} = 600$ м/с, $F_{п1}^{M} = 18{,}61$ кГц, $\lambda = 3{,}1$ см, $R_{ц\max}^{M} = 75$ км, скважность зондирующего сигнала при СЧП $Q_M = 19$, максимальная ширина спектра МО по главному лучу ДНА $\Delta F_{гл_\max} = 7$ кГц.

На основании выражений (5) – (7) были получены значения частот повторения для СЧП: $F_{п1}^{M} = 18{,}61$ кГц, $F_{п2}^{M} = 20{,}47$ кГц, $F_{п3}^{M} = 27{,}92$ кГц, $F_{п4}^{M} = 29{,}91$ кГц.

Для оценки качества устранения «слепых» дальностей и скоростей с помощью полученного набора частот повторения были сформированы результирующие зоны прозрачности по дальности ($S_{R_12}(r_i) = (S_{R_T_{п1}^{M}}(r_i) + S_{R_T_{п2}^{M}}(r_i))/2$ и $S_{R_34}(r_i) = (S_{R_T_{п3}^{M}}(r_i) + S_{R_T_{п4}^{M}}(r_i))/2$), а также скорости ($S_{V_12}(V_{r_j}) = (S_{V_F_{п1}^{M}}(V_{r_j}) + S_{V_F_{п2}^{M}}(V_{r_j}))/2$ и $S_{V_34}(V_{r_j}) = (S_{V_F_{п3}^{M}}(V_{r_j}) + S_{V_F_{п4}^{M}}(V_{r_j}))/2$). С этой целью для каждого периода повторения осуществлялся последовательный перебор значений дальности (от 0 до $R_{ц\max}^{M}$) и радиальной скорости (от 0 до $V_{r\max}^{M}$).

На рисунке 4 представлены результирующие зоны прозрачности при ВЧП по дальности для частот повторения $F_{п1}^{M}$ и $F_{п2}^{M}$ (рисунок 4, *а*), а также $F_{п3}^{M}$ и $F_{п4}^{M}$ (рисунок 4, *б*), к тому же на рисунке 5 приведены зоны прозрачности по скорости для частот повторения $F_{п1}^{M}$ и $F_{п2}^{M}$ (рисунок 5, *а*), а также $F_{п3}^{M}$ и $F_{п4}^{M}$ (рисунок 5, *б*).

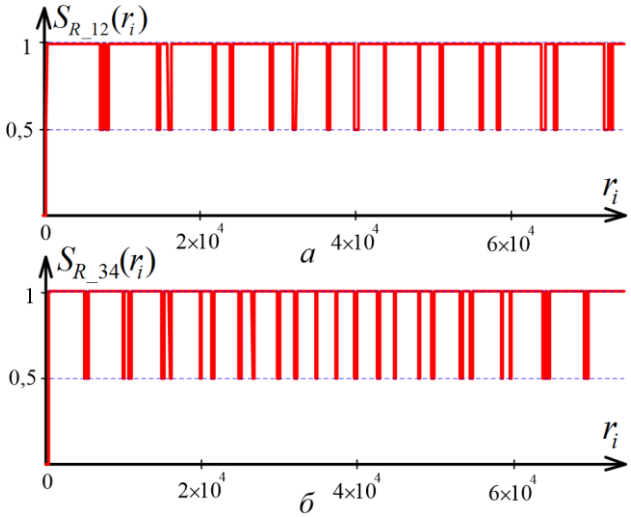


Рис. 4. Результирующая зона прозрачности по дальности при СЧП для: *а* – частот повторения $F_{п1}^{M}$ и $F_{п2}^{M}$; *б* – частот повторения $F_{п3}^{M}$ и $F_{п4}^{M}$.

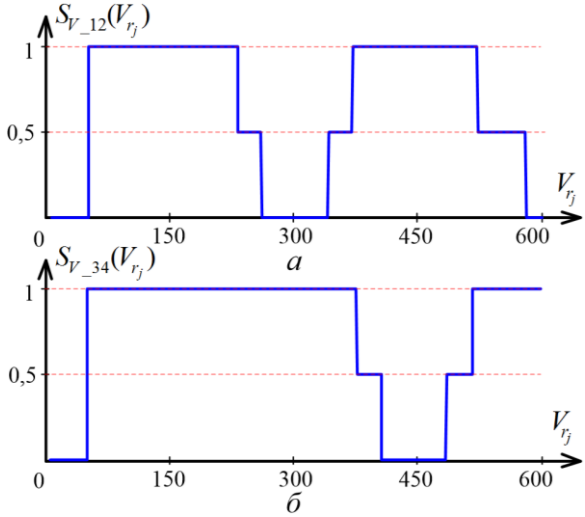


Рис. 5. Результирующая зона прозрачности по скорости при СЧП для: *а* – частот повторения $F_{п1}^{M}$ и $F_{п2}^{M}$; *б* – частот повторения $F_{п3}^{M}$ и $F_{п4}^{M}$.

Сформированный набор частот повторения для СЧП ($F_{п1}^{M}$, $F_{п2}^{M}$, $F_{п3}^{M}$, $F_{п4}^{M}$) позволяет раскрыть «слепые» зоны как по скорости, так и по дальности в заданном диапазоне значений. В частности, при зондировании на частотах повторения $F_{п1}^{M}$ и $F_{п2}^{M}$ обеспечивается возможность устранения «слепых» дальностей (рисунок 4, *а*) для диапазона возможных радиальных скоростей сближения 55 – 263 м/с, 343 – 580 м/с (рисунок 5, *а*). При зондировании на частотах повторения $F_{п3}^{M}$ и $F_{п4}^{M}$ обеспечивается возможность устранения «слепых» дальностей (рисунок 4, *б*) для диапазона возможных радиальных скоростей сближения 55 – 409 м/с и 487 – 600 м/с (рисунок 5, *б*). Таким образом, выбранные частоты повторения действительно обеспечивают перекрытие интересуемого диапазона радиальной скорости.

4. Заключение

Приведенный подход, для выбранных в качестве примера исходных данных, позволяет рассчитать:

– в режиме ВЧП значения трех частот повторения зондирующих импульсов из набора, обеспечивающего устранение «слепых» дальностей, при наблюдении цели в передней полусфере на дальностях от 37 км до 150 км;

– в режиме СЧП значения четырех частот повторения зондирующих импульсов из набора, обеспечивающего устранение «слепых» дальностей и скоростей, при наблюдении в передней и задней полусферах цели, движущейся с радиальной скоростью до 600 м/с, на дальностях до 75 км.

Эффективность использования выбранных частот повторения, обеспечивающих раскрытие «слепых» дальностей и скоростей при ВЧП и СЧП, подтверждена результатами математического моделирования.

Литература

1. Дудник П. И., Ильчук А. Р., Татарский Б. Г. Многофункциональные радиолокационные системы. М. : Дрофа, 2007. – 283 с.
2. Канащенков А. И., Меркулов В. И. Радиолокационные системы многофункциональных самолетов. Т.1. РЛС – информационная основа боевых действий многофункциональных самолетов. Системы и алгоритмы первичной обработки радиолокационных сигналов. М.: «Радиотехника», 2006. – 656 с.
3. Alabaster C. Pulse Doppler Radar. Edison : Scitech Publishing, 2012. – 411 p.
4. Сколник М.И. Справочник по радиолокации. Пер. с англ. под общей ред. В.С. Вербы. В 2 книгах. Книга 1. М. : Техносфера, 2014. – 672 с.
5. Гейстер, С. Р. Системное проектирование и расчет радиолокаторов противовоздушной обороны. Ч. 1. Выбор типа и расчет параметров зондирующего сигнала. Минск : ВА РБ, 1998. – 222 с.

References

1. Dudnik P. I., Il'chuk A. R., Tatarskij B. G. Mnogofunkcional'nye radiolokacionnye sistemy. M. : Drofa, 2007. – 283 s.
2. Kanashchenkov A. I., Merkulov V. I. Radiolokacionnye sistemy mnogofunkcional'nyh samoletov. T.1. RLS – informacionnaya osnova boevyh dejstvij mnogofunkcional'nyh samoletov. Sistemy i algoritmy pervichnoj obrabotki radiolokacionnyh signalov. M.: «Radiotekhnika», 2006. – 656 s.
3. Alabaster C. Pulse Doppler Radar. Edison : Scitech Publishing, 2012. – 411 p.
4. Skolnik M.I. Spravochnik po radiolokacii. Per. s angl. pod obshchej red. V.S. Verby. V 2 knigah. Kniga 1. M. : Tekhnosfera, 2014. – 672 s.
5. Gejster, S. R. Sistemnoe proektirovanie i raschet radiolokatorov protivovozdushnoj oborony. CH. 1. Vybor tipa i raschet parametrov zondiruyushchego signala. Minsk : VA RB, 1998. – 222 s.

ГОЛОГРАФИЧЕСКИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СТАНЦИИ

В. О. Шатилов[1], А. В. Шляхов[1], И. А. Титов[1], М. С. Таратынко[1]

[1]Военный инновационный технополис «ЭРА» (ВИТ «ЭРА»), Анапа, Российская Федерация

Аннотация. В данной статье рассмотрен метод получения изображения, называемый голографией. На основе данного метода построен принцип работы голографических радаров. Так же рассмотрены два типа голографических радаров: подповерхностный и обзорный. Дана оценка возможностей радаров данных типов и представлено возможное применение этих радаров.

Ключевые слова: голография; голографические радары.

HOLOGRAPHIC RADARS

V. O. Shatilov[1], A. V. Shlyakhov[1], I. A. Titov[1], M. S. Taratynko[1]

[1]Military innovation technopolis «ERA» (MIT «ERA»), Anapa, Russian Federation

Abstract. In this article the method of obtaining the image called by holography is considered. On the basis of this method the principle of operation of holographic radars is constructed. Two types of holographic radars are also considered: subsurface and surveillance. An assessment of opportunities of radars of these types is given and possible use of these radars is presented.

Keywords: holography; holographic radars.

1. Введение

Еще с давних времен люди рисовали наскальные рисунки, с развитием технологий человечество изобретало все новые способы передачи информации через изображения. С изобретением ЭВМ появились новые возможности изображения различных объектов, в современном мире вычислительные мощности компьютеров позволяют нам воссоздавать трехмерные объекты в реальном времени, появилось понятие голография. Методы голографии нашли широкое применение в различных сферах человеческой деятельности, например: в спектроскопии, фотограмметрии, микроскопии, голографической интерферометрии и так далее. Благодаря развитию средств вычислительной техники появилась возможность применять голографию для обработки радиолокационных изображений.

2. Понятие голографии

Голография – это метод получения изображений с помощью восстановления волнового фронта. Для этого регистрируемый объект освещается когерентным светом. Световые волны, дифрагировавшие на объекте, интерферируют с опорной волной и регистрируются на специальном устройстве. Если волны обладают достаточной степенью когерентности, то возникает устойчивая интерференционная картина с распределением интенсивности, зависящим от отношения амплитуд и разности фаз интерферирующих волн. Полученная голограмма содержит информацию о фазе и амплитуде дифрагировавших волн, поэтому возможно их восстановление. Для

восстановления волнового фронта голограмма освещается когерентной волной, идентичной опорной [1].

Голографический метод применим не только к световым волнам, но и к другим видам волн при наличии когерентных источников этих волн. В частности, при построении голографических радаров используются методы радиоголографии.

Радиоголография – раздел, в котором запись, восстановление и преобразование волнового фронта электромагнитных волн производятся на радиочастотах. Методы радиоголографии аналогичны методам оптической голографии, в обоих случаях голографический процесс сводится к получению голограммы и восстановлению изображения. Для регистрации голограмм используются радиоприемные устройства с антеннами. В приемном тракте на нелинейном элементе отраженный сигнал смешивается с опорным, который принимается устройством вместе с отраженным сигналом, либо формируется в самом устройстве. Затем полученный «смешанный» сигнал усиливается и обрабатывается для получения синтезированного изображения объекта [2].

3. Виды и принцип работы голографических радаров

В голографических радарах качестве источника когерентного излучения может использоваться стабильный когерентный гетеродин, который постоянно генерирует колебания высокостабильной частоты. С помощью делителя мощности, либо направленного ответвителя часть колебаний гетеродина остается в радаре и используется для дальнейшей демодуляции. Другая часть колебаний усиливается до высокой мощности в передатчике и излучается антенной. Интерференция между волной, отраженной от объекта, и колебанием опорной частоты имеет место в I/Q-демодуляторе.

На текущий момент существует две разновидности голографических радаров: голографические радары для малых расстояний (подповерхностный радар) и голографические радары, используемые в качестве обзорных [3]. Одним из известных производителей подповерхностных радаров является отечественная компания RSLab – разработчик голографического подповерхностного радара РАСКАН [4]. Голографические обзорные радары разрабатывает и внедряет британская компания Aveillant [5].

а. Голографический подповерхностный радар

Голографический подповерхностный радар позволяет получать интерференционную картину опорной и отраженной от объекта волн на некотором участке зондируемой поверхности. Получаемые таким способом радиоголограммы похожи на оптические голограммы, так как на них присутствует интерференционная структура, однако количество интерференционных максимумов меньше из-за поглощения электромагнитных волн в зондируемой среде и относительно узкой диаграммы направленности антенны.

Голографический подповерхностный радар работает следующим образом: сигнал, излучаемый радаром, отражается от локальной неоднородности, если ее диэлектрическая постоянная отличается от диэлектрической постоянной среды. Отраженный сигнал принимается антенной, усиливается, обрабатывается и отображается на экране компьютера.

Данные радары излучают непрерывный немодулированный сигнал на нескольких рабочих частотах, распределенных равномерно в узком диапазоне частоты. Наличие нескольких опорных частот позволяет обеспечить достаточный контраст объекта как минимум на одной из частот.

Существует ряд отличий подповерхностных радаров от импульсных. Импульсный радар имеет непрерывный спектр частоты, а форма излучаемого сигнала близка к синусоиде. Голографический радар имеет дискретный спектр. Импульсные радары обладают большей мощностью и имеют большие глубины зондирования, которые могут достигать 10 длин волн. В голографическом радаре из-за высокой степени затухания электромагнитных волн максимальная глубина зондирования не превышает 2-3 длины волны. В импульсном радаре усиление сигнала является переменным – сигнал, отраженный от более глубоких объектов, усиливается сильнее, чем от объектов, расположенных ближе к поверхности. Голографический радар имеет одно и то же усиление для всех объектов на всех глубинах, поэтому наибольшая глубина обнаружения объектов зависит от степени поглощения средой электромагнитных волн, а так же от степени неоднородности среды.

К преимуществам подповерхностных голографических радаров относятся:

1. высокое пространственное разрешение в плоскости зондирования;
2. возможность одностороннего зондирования в отличие, например, от рентгеновских приборов, где требуется двусторонний подход к объекту;
3. возможность обнаружения не только металлических, но и диэлектрических объектов, у которых диэлектрическая постоянная отличается от диэлектрической постоянной среды;
4. возможность зондирования диэлектрических материалов, расположенных под металлической подложкой;
5. малая излучаемая мощность прибора, что делает его безопасным при использовании [6].

б. Голографические радары в качестве обзорных радаров

В радаре данного типа интерференционные линии в голографической фотографии заменяются большим количеством приемных каналов и мощным компьютером. Такие радары оснащаются фазированными антенными решетками с цифровым диаграммообразованием. Данный радар облучает сразу все пространство сканирования и принимает отраженный сигнал. Приемная антенная состоит множество индивидуальных облучателей и соответствующих им приемников. Данные с приемников аккумулируются, и затем по ним производится расчет большого количества независимых диаграмм направленности антенн и, таким образом, вычисляется трехмерное изображение объекта. Так как антенна неподвижна, требуемое пространство может сканироваться до 4 раз в секунду, что существенно выше скорости вращения

обычной параболической антенны, которая составляет 1 раз в 4 секунды. За счет высокой частоты сканирования сопровождение цели становится более легким, так как отсутствует необходимость постоянного расчета нового положения цели. К преимуществам таких радаров можно отнести эффективное подавление «пассивных помех» (отражений от неподвижных объектов), так как они обнаруживаются в других приемных каналах, чем сигналы высокоскоростных целей.

Следует заметить, что обработка сигналов, полученных от множества приемников, и построение трехмерного изображения объекта требует высокой вычислительной мощности компьютера (до 50 терафлопс) [3].

4. Применение голографических радаров

Одна из проблем, которая возникает при эксплуатации обычных радаров – невозможность отличить турбины ветряных генераторов от пролетающих самолетов. Применение обзорного голографического радара решает данную проблему.

Голографический радар анализирует полученные сигналы, используя допплеровский эффект, проявляющийся в том, что параметры сигналов, отраженных от движущихся объектов отличны от сигналов, отраженных объектами неподвижными. Это позволяет радару легко отличать ветряные турбины от самолетов на расстоянии до 35 километров от аэропорта.

Идея состоит в том, чтобы не заменить использующиеся технологии, а дополнить их, интегрировав голографический радар в существующие системы. «Зная» о положении турбин, он сможет удалить их с экранов диспетчеров. По сообщениям компании их радар в настоящее время проходит испытания и демонстрирует хорошую работу в реальных условиях. Более широкие тесты, прежде чем приступать к производству, планируется провести во втором квартале следующего года.

Голографические радары так же можно применять в качестве радаров, отслеживающих объекты воздушного пространства (рис. 1).

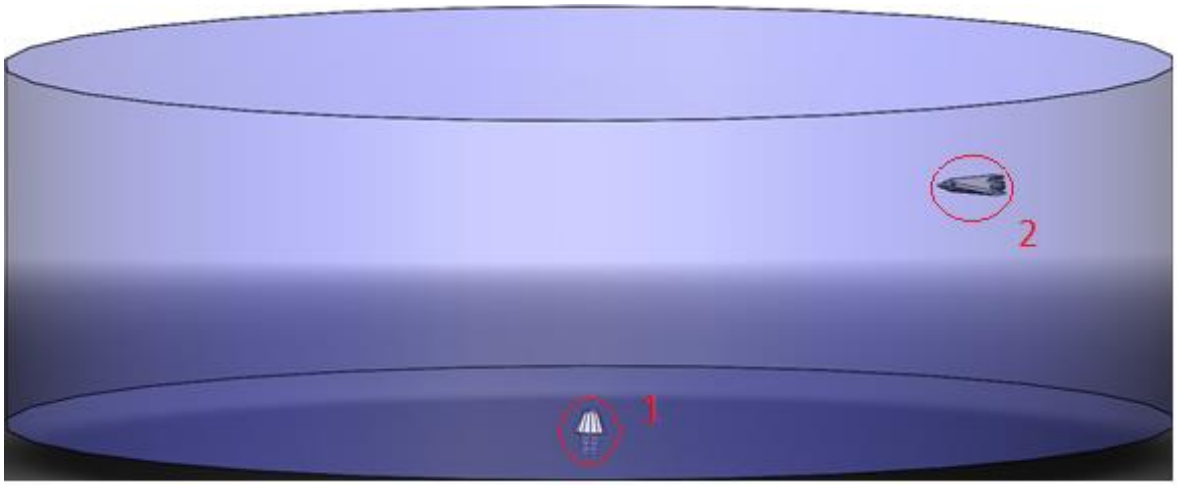


Рис.1. Область отслеживания летательных аппаратов.

Где 1 – голографическая РЛС, 2 – условный летающий объект.

Объект, попадая в зону действия ГРЛС, отображается на экране операторов (рис.2.) радара в виде 3D модели. Данный объект сопровождается на всем пути следования пока не вылетит из зоны действия радара, а также пересчитываются характеристики модели.

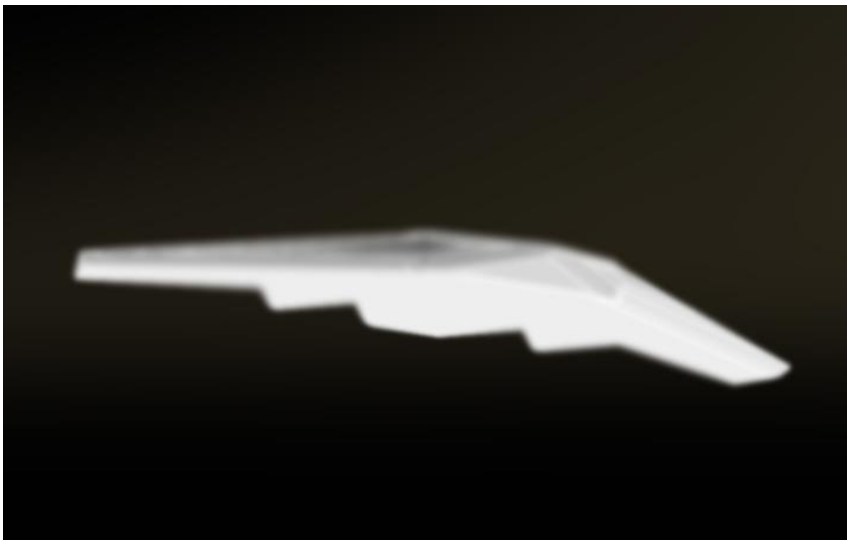


Рис.2. Изображение, выводимое на экран оператора

Голографические подповерхностные радары могут применяться в следующих случаях:

1. обнаружение подземных взрывных устройств;
2. контрразведывательная деятельность по выявлению подслушивающих устройств;
3. оперативно-розыскная деятельность правоохранительных органов;
4. зондирование строительных конструкций с целью определения положения для дистанционного обнаружения и диагностики людей, арматуры, пустот и других неоднородностей;
5. неразрушающий контроль изделий в аэрокосмической промышленности;
6. диагностика объектов культурного наследия [6].

5. Заключение

В данной статье рассмотрены основные понятия голографии, принципы работы голографических радаров и их применение. Рассмотрен пример обнаружения объекта обзорным голографическим радаром.

Литература

1. Корешев С. Н., Основы голографии и голограммной оптики. СПб: СПбГУ ИТМО, 2009. – 97 с.
2. Сафронов Г.С., Сафронова А.П. Введение в радиоголографию. М.: «Сов. радио», 1973. – 288 с.
3. Голографическая обработка радиолокационных изображений. [Электронный ресурс] : [сайт]. URL: https://www.radartutorial.eu/10.processing/sp52.ru.html. Дата обращения: 29.08.2021.
4. Лаборатория Дистанционного Зондирования. Средства для неразрушающего контроля. [Электронный ресурс] : [сайт]. URL: http://rslab.ru/russian/product. Дата обращения: 29.08.2021.

5. Holographic Radar. See everything, all of the time. [Электронный ресурс] : [сайт]. URL: https://www.southerncrossdrones.com/download/aveillant-gamekeeper-16u-brochure.pdf. Дата обращения: 29.08.2021.
6. Ивашов С.И., Васильев И.А., Журавлев А.В., Разевиг В.В. Разработка технологии голографических подповерхностных радиолокаторов и ее применение // Успехи современной радиоэлектроники, №1-2, 2009. – 5-18с.

REFERENCES

1. Koreshev S. N., Fundamentals of holography and gologrammny optics. SPb: St.Petersburg State University of ITMO, 2009. – 97 p.
2. Safronov G.S., Safronova A.P. Introduction to radio holography. M.: "Sov. radio", 1973. – 288 p.
3. Holographic processing of radar images. [Electronic resource]: [website]. URL: https://www.radartutorial.eu/10.processing/sp52.ru.html. Date of the address: 29.08.2021.
4. Laboratory of Remote Sensing. Means for nondestructive control. [Electronic resource]: [website]. URL: http://rslab.ru/russian/product. Date of the address: 29.08.2021
5. Holographic Radar. See everything, all of the time. [Electronic resource]: [website]. URL: https://www.southerncrossdrones.com/download/aveillant-gamekeeper-16u-brochure.pdf. Date of the address: 29.08.2021.
6. Ivashov S.I., Vasilyev I.A., Zhuravlev A.V., Razevig V.V. Development of technology of holographic subsurface radars and its application//Achievements of modern radio electronics, 1-2, 2009. – 5-18p.

ДАЛЬНОМЕР С НЕПРЕРЫВНЫМ ЛЧМ СИГНАЛОМ И КОНТУРОМ ФАПЧ В КАЧЕСТВЕ ИЗМЕРИТЕЛЯ

А. А. Монаков, А. А. Тарасенков

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

Аннотация. В статье предлагается новый принцип построения дальномеров малых расстояний с непрерывным линейно частотно-модулированным излучаемым сигналом. Для измерения в дальномере используется замкнутый контур фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ). В статье осуществляется синтез измерительного контура ФАПЧ, дана математическая модель дальномера и рассмотрена его функциональная схема. Математическое моделирование дальномера доказало его работоспособность и эффективность.

Ключевые слова: измерение дальности, дальномер, непрерывный ЛЧМ сигнал, фазовая автоматическая подстройка частоты.

FMCW RANGING SYSTEM WITH THE PHASE LOCKED LOOP AS AN ESTIMATOR

A. A. Monakov, A. A. Tarasenkov

Saint-Petersburg State University of aerospace instrumentation (SUAI), Saint-Petersburg, Russian Federation

Abstract. The article proposes a new FMCW short-distance ranging system with the phase locked loop (PLL) that is used for distance estimation. In the article, the synthesis of the PLL is performed, a mathematical model of the ranging system is given and its functional diagram is considered. Mathematical simulation has proven the system efficiency.

Keywords: range measurement, ranging system, frequency modulated continuous wave (FMCW) signal, phase locked loop (PLL).

1. Введение

Дальномеры с непрерывным частотно-модулированным сигналом (ДМ с НЧМС) широко используются в радионавигации, а также в радио-, акусто- и гидролокации для измерения малых расстояний [1-5]. Традиционно эти системы применяются в радиовысотомерах [6], автомобильных локаторах [7], для точного измерения расстояний в промышленности [8]. Нашли свое применение подобные системы и в медицинских исследованиях [9].

В основе работы ДМ с НЧМС лежит формирование сигнала биений (СБ), который получается на выходе смесителя, на входы которого подаются принятый антенной и усиленный приемником сигнал, отраженный от цели, и частично ослабленный излучаемый сигнал. Средняя частота СБ вне зависимости от закона частотной модуляции излучаемого сигнала оказывается прямо пропорциональной дальности до цели. Коэффициент пропорциональности – постоянная, которая зависит от скорости изменения частоты излучаемого сигнала. По способу оценки средней частоты сигнала биений ДМ с НЧМС делятся на прямоотсчетные и следящие. В прямоотсчетных ДМ измерение происходит, как правило, на основании спектрального анализа СБ. Оценка дальности в следящих ДМ может быть реализована на основании простого подсчета

числа пересечений СБ нулевого уровня или путем изменения периода частотной модуляции излучаемого сигнала, которое происходит таким образом, чтобы частота СБ была примерно постоянной [2,6]. Постоянство частоты СБ поддерживается контуром автоматического регулирования периода модуляции.

В данной статье предлагается новый принцип измерения дальности в ДМ с непрерывным линейно частотно-модулированным сигналом (НЛЧМС), который основан на использовании контура фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ). Традиционно ФАПЧ применяется в радиотехнике для поддержания равенства частот входного сигнала системы и гармонического сигнала, генерируемого управляемым генератором [10]. Подобная задача встречается в различных ситуациях: подстройка частоты гетеродина преобразователя частот, измерение частоты принимаемых сигналов, синхронизация телекоммуникационных систем и др. Вследствие того, что ФАПЧ является системой автоматического регулирования, равенство частот входного сигнала и сигнала управляемого генератора очень высока. Поэтому естественным является желание использовать принципы ФАПЧ для измерения частоты СБ. Однако на этом пути трудно преодолимым препятствием являются перевороты фазы СБ, которые возникают в моменты перехода мгновенной частоты через нулевой уровень. Если не предпринимать никаких дополнительных мер, в эти моменты каждый раз будет возникать переходный процесс, что негативно скажется на точности измерения дальности. Настоящая статья посвящена модернизации петли ФАПЧ, которая позволяет осуществить слежение за фазой СБ и может быть использована для оценки дальности.

Статья организована следующим образом. Во втором разделе излагаются важные моменты модификации петли ФАПЧ, позволяющие осуществить слежение за фазой СБ. В третьем разделе рассмотрена функциональная схема предлагаемой системы и приводятся результаты математического моделирования ее работы. Статья заканчивается Заключением, в котором сделаны выводы по работе и определены пути дальнейших исследований.

2. Математическая модель петли ФАПЧ

Допустим, что передатчик ДМ излучает сигнал, мгновенная частота которого на периоде модуляции [0, T_m] меняется в соответствии с симметричным пилообразным законом:

$$f(t) = f_0 + \frac{2\Delta F}{T_m}\begin{cases} t, 0 \le t \le \dfrac{T_m}{4} \\ \dfrac{T_m}{2} - t, \dfrac{T_m}{4} \le t \le \dfrac{3T_m}{4}, \\ t - T_m, \dfrac{3T_m}{4} \le t \le T_m \end{cases} \quad (1)$$

где ΔF – девиация частоты сигнала. Фаза излучаемого колебания при этом равна

$$\varphi(t)=2\pi\int_0^t f(\tau)\,d\tau=2\pi\begin{cases}\dfrac{\Delta F}{T_m}t^2,\ 0\le t\le\dfrac{T_m}{4}\\ \dfrac{\Delta F T_m}{8}-\dfrac{\Delta F}{T_m}\left(t-\dfrac{T_m}{2}\right)^2,\ \dfrac{T_m}{4}\le t\le\dfrac{3T_m}{4}.\\ \dfrac{\Delta F}{T_m}(t-T_m)^2,\ \dfrac{3T_m}{4}\le t\le T_m\end{cases}\qquad(2)$$

Пусть R – дальность до цели. Тогда фаза принятого сигнала равна $\varphi(t - \tau_R)$, где $\tau_R = 2R/c$ – время задержки, c – скорость света. При этом СБ можно записать в виде

$$e_b(t)=\exp\left[i\left(\varphi(t-\tau_R)-\varphi(t)\right)\right]=\exp\left[i\Phi(t,\tau_R)\right],$$

где

$$\Phi(t,\tau_R)=\varphi(t-\tau_R)-\varphi(t)=$$
$$=\nu\begin{cases}\tau_R(\tau_R-2t), & \tau_R\le t<0,25T_m\\ 2\left[t-0,5(0,5T_m+\tau_H)\right]^2+0,5\tau_R(\tau_R-T_m), & 0,25T_m\le t<0,25T_m+\tau_R\\ \tau_R(2t-T_m-\tau_R), & 0,25T_m+\tau_R\le t<0,75T_m\\ -2\left[t-0,5(0,75T_m+\tau_R)\right]^2-0,5\tau_R(\tau_R-T_m), & 0,75T_m\le t<0,75T_m+\tau_R\\ -\tau_R(2t-2T_m-\tau_R), & 0,75T_m+\tau_R\le t<T_m+\tau_R\end{cases},\qquad(3)$$

где $\nu = 2\pi\Delta F/T_m$ – скорость изменения мгновенной частоты.

Сигнал (2), фаза которого соответствует уравнению (3), является входным сигналом синтезируемой петли ФАПЧ. Во входном сигнале следует выделить зоны, где наблюдаются переходы мгновенной частоты через нулевой уровень. Эти зоны соответствуют интервалам $[0,25T_m, 0,25T_m+\tau_H]$ и $[0,75T_m, 0,75T_m+\tau_H]$.

Ширина этих зон равна времени задержки τ_R, и при условии $\tau_R << T_m$, которое обычно выполняется на практике, этими зонами можно пренебречь при построении опорного СБ $e_r(t) = \exp[i\Phi_r(t, \hat{\tau}_R)]$, фаза которого равна

$$\Phi_r(t,\hat{\tau}_R)=\nu\begin{cases}\hat{\tau}_R(\hat{\tau}_R-2t), & 0\le t<0,25T_m\\ \hat{\tau}_R(2t-T_m-\hat{\tau}_R), & 0,25T_m\le t<0,75T_m\\ -\hat{\tau}_R(2t-2T_m-\hat{\tau}_R), & 0,75T_m\le t<T_m\end{cases},\qquad(4)$$

где $\hat{\tau}_R=2\hat{R}/c$ - оценка времени запаздывания, которая соответствует оценке дальности $\hat{R}$ и вычисляется в петле ФАПЧ так, чтобы свести к нулю усредненную на текущем периоде модуляции разность фаз

$$\Delta\Phi[n]=\frac{1}{T_m}\int_{(n-1)T_m}^{nT_m}\left[\Phi(t,\tau_R)-\Phi_r(t,\hat{\tau}_R)\right]dt,\qquad(5)$$

где n – дискретное время (номер текущего периода модуляции). Однако несложно показать, что в силу характера изменения $\Phi(t, \tau_R)$ и $\Phi_r(t, \hat{\tau}_R)$ интеграл в (5) тождественно равен нулю. Поэтому разность $\Delta\Phi(t) = \Phi(t, \tau_R)$ - $\Phi_r(t, \hat{\tau}_R)$ надо

подвергнуть такому преобразованию, чтобы $\Delta\Phi[n]$ было пропорционально разности (невязке) времен задержки $\tau_R - \hat{\tau}_R$ или соответствующих дальностей.

На рис. 1, *а* и *б* приведены графики зависимостей фаз $\Phi(t, \tau_R)$ и $\Phi_r(t, \hat{\tau}_R)$ и их разности $\Delta\Phi(t)$ от времени на интервале равном одному периоду модуляции. При расчетах полагалось $R = 150$ м, $\hat{R} = 160$ м, T_m = 1 мс. Разность фаз $\Delta\Phi(t)$ носит знакопеременный характер, причем на интервалах $[0, 0{,}25T_m]$ и $[0{,}75T_m, T_m]$ этот параметр линейно возрастает, а на интервале $[0{,}25T_m, 0{,}75T_m]$ линейно убывает. Поэтому для получения нужного результата сделаем следующее:

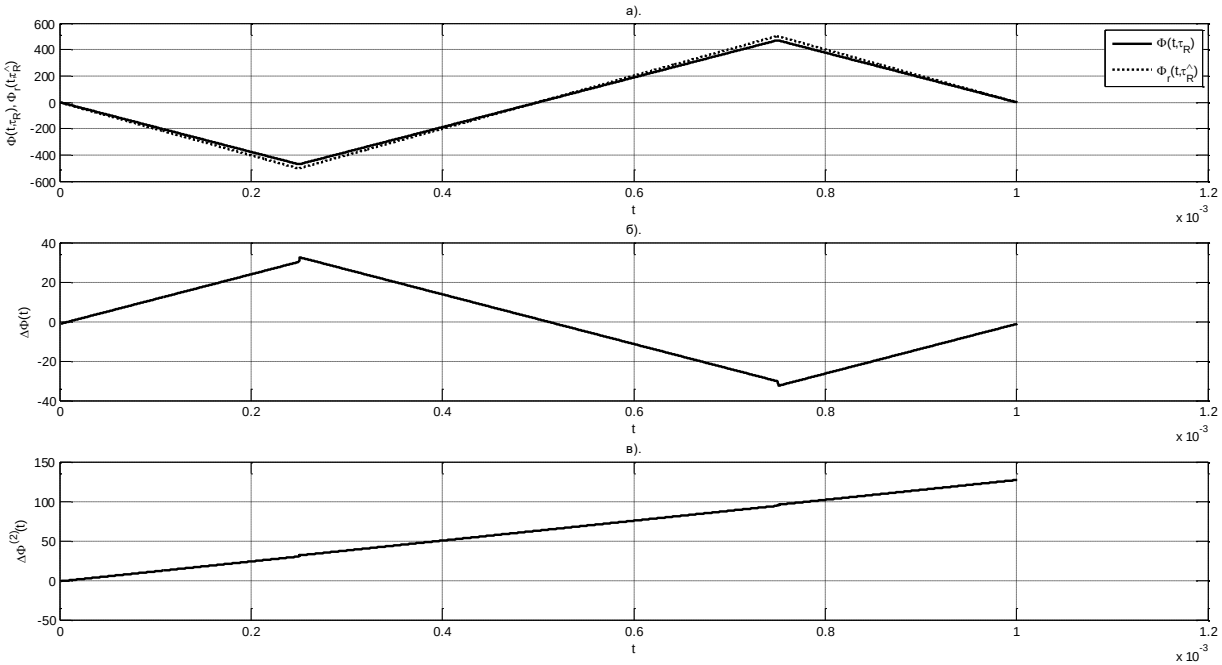


Рис. 1. Временные диаграммы фаз СБ, опорного сигнала и их разности.

1. обратим разность фаз $\Delta\Phi(t)$ на интервале $[0{,}25T_m, 0{,}75T_m]$, т.е. осуществим преобразование

$$\Delta\Phi(t) \to \Delta\Phi^{(1)}(t) = \begin{cases} \Delta\Phi(t), 0 \le t \le 0{,}25T_m \\ -\Delta\Phi(t), 0{,}25T_m \le t \le 0{,}75T_m \\ \Delta\Phi(t), 0{,}75T_m \le t \le T_m \end{cases}; \qquad (6)$$

2. полученную разность фаз подвергнем преобразованию

$$\Delta\Phi^{(1)}(t) \to \Delta\Phi^{(2)}(t) = \begin{cases} \Delta\Phi^{(1)}(t), & 0 \le t < 0{,}25T_m \\ 2\Delta\Phi^{(1)}(0{,}25T_m) + \Delta\Phi^{(1)}(t), & 0{,}25T_m \le t < 0{,}75T_m \\ 4\Delta\Phi^{(1)}(0{,}25T_m) + \Delta\Phi^{(1)}(t), & 0{,}75T_m \le t \le T_m \end{cases}. \qquad (7)$$

График полученной в результате преобразований (6) и (7) разности фаз $\Delta\Phi^{(2)}(t)$ приведен на рис. 1, *в*. Теперь $\Delta\Phi^{(2)}(t)$ на интервале времени равном одному периоду модуляции изменяется линейно, причем, как следует из (3) и (4),

$$\Delta\Phi^{(2)}(t) \approx -2\nu\left(\tau_R - \hat{\tau}_R\right)t,\ 0 \le t \le T_m. \tag{8}$$

Поэтому

$$\Delta\Phi[n] = \nu T_m\left(\tau_R - \hat{\tau}_R\right) = \frac{2\nu T_m}{c}\left(R - \hat{R}\right) = \mu\left(R - \hat{R}\right), \tag{9}$$

где $\mu = 2\nu T_m/c$ – масштабный коэффициент. Таким образом, в результате преобразований (6) и (7) среднее значение разности фаз $\Delta\Phi[n]$ прямо пропорционально невязке $\varepsilon = R - \hat{R}$. Для реализации режима слежения за дальностью цели сигнал $\Delta\Phi[n]$ достаточно подать на вход сглаживающего фильтра, в состав которого должен входить как минимум один интегратор Выходной сигнал фильтра является управляющим для подстройки опорного сигнала $e_r(t)$. Математическая модель контура ФАПЧ приведена на рис. 2. На первый вход умножителя поступает СБ $e_b(t)$. Генератор опорного сигнала ГОС формирует сигнал $e_r^*(t)$, который подается на второй вход умножителя. В фазометре ФМ вычисляется разность фаз $\Delta\Phi(t)$, которая

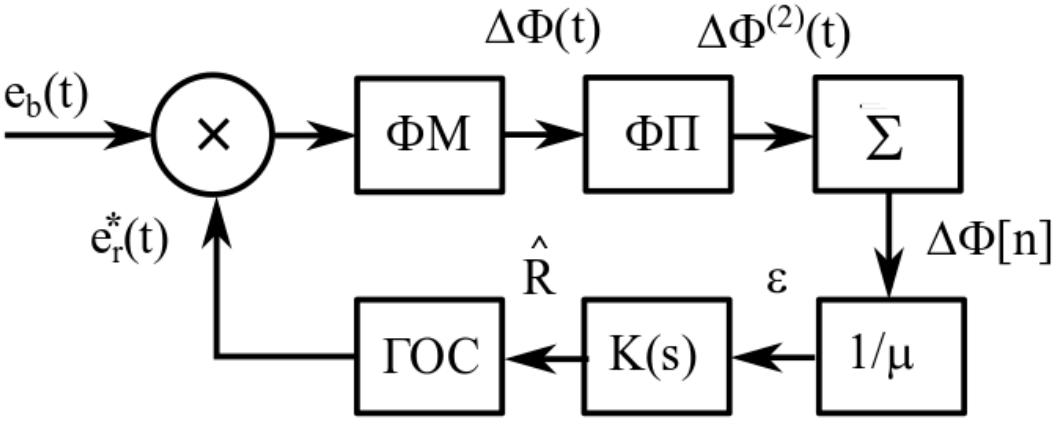


Рис. 2. Математическая модель контура ФАПЧ.

в фазовом преобразователе ФП форматируется в $\Delta^{(2)}\Phi(t)$ на основе уравнений (6) и (7). Из разности фаз $\Delta^{(2)}\Phi(t)$ после усреднения в $\bar{\Sigma}$ получается сигнал $\Delta\Phi[n]$, который после преобразователя масштаба с коэффициентом передачи $1/\mu$ поступает на вход сглаживающего фильтра с коэффициентом передачи $K(s)$. Оценка дальности $\hat{R}$ подается на управляющий вход ГОС, для вычисления опорного сигнала $e_r(t)$.

На рис. 3 приведена эпюра выходного сигнала синтезированной петли ФАПЧ, когда сглаживающий фильтр имеет коэффициент передачи

$$K(s) = \frac{k}{s(\tau s + 1)}, \tag{10}$$

где k – статический коэффициент усиления контура ФАПЧ, τ – постоянная времени. Параметры k и τ можно определить путем линеаризации полученного контура.

Несложно показать, что в этом случае замкнутая система ФАПЧ эквивалентна колебательному звену с коэффициентом передачи

$$G(s) = \frac{\Omega_0^2}{s^2 + 2\xi\Omega_0 s + \Omega_0^2}, \qquad (11)$$

где Ω_0 – граничная частота полосы пропускания и ξ – коэффициент переколебательности, который может быть вычислен, если задать перерегулирование Δ:

$$\xi = \frac{1}{\sqrt{1 + (\pi/\ln\Delta)^2}}.$$

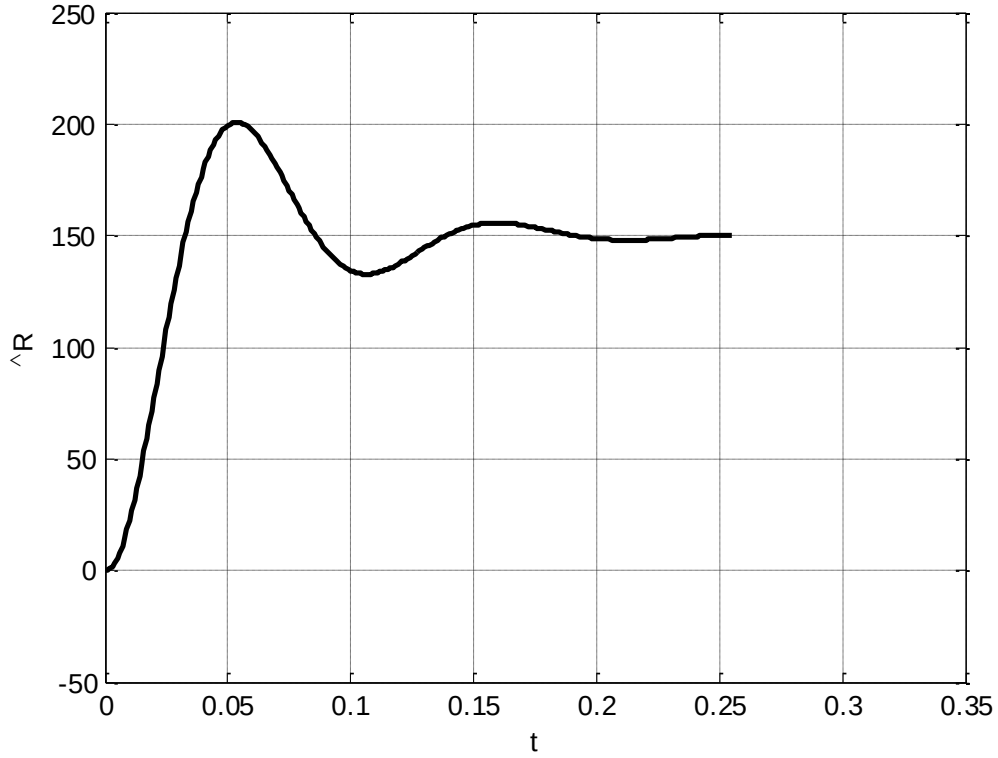


Рис. 3. Оценка дальности цели на выходе контура ФАПЧ.

Задавая граничную частоту Ω_0 и перерегулирование Δ можно определить статический коэффициент усиления k и постоянную времени τ:

$$k = \frac{\Omega_0}{2\xi}, \ \tau = \frac{1}{2\xi\Omega_0}.$$

При моделировании контура ФАПЧ были выбраны следующие параметры: R = 150 м, T_m = 1 мс, ΔF = 100 МГц, $\Omega_0 = 2\pi*10$ рад/с, Δ = 0,3. Как следует из рис.2, контур ФАПЧ отрабатывает невязку истинной и опорной дальностей с заданными показателями системы автоматического регулирования и правильно оценивает дальность цели. Переходный процесс в системе занимает 0,25 с, что составляет 250 периодов модуляции и соответствует выбранной полосе контура слежения 10 Гц.

3. Функциональная схема дальномера

Функциональная схема ДМ с синтезированной петлей ФАПЧ представлена на рис. 4. Модулирующее напряжение с периодом изменения T_m с выхода Модулятора поступает на генератор управляемый напряжением ГУН, выходным сигналом которого является непрерывное высокочастотное колебание с линейным пилообразным законом изменения мгновенной частоты (1). Этот сигнал после усиления в усилителе мощности УМ излучается в направлении цели через антенну A_1.

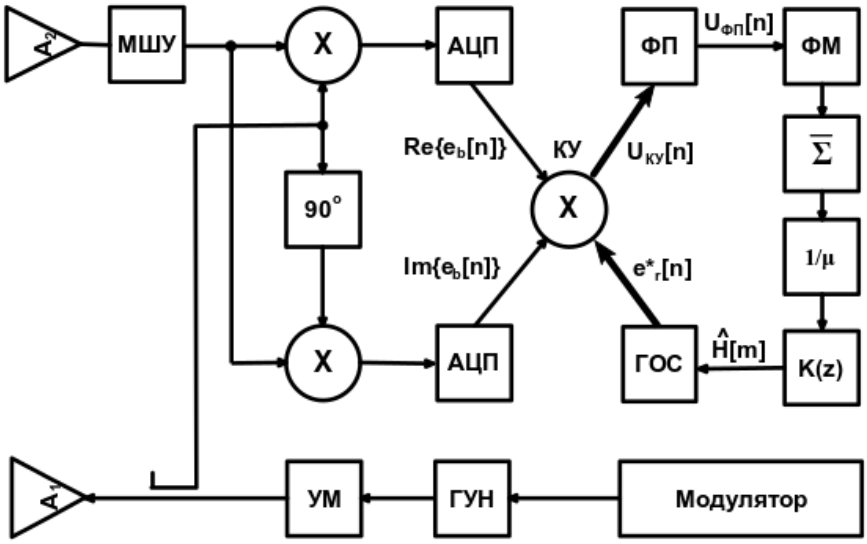


Рис. 4. Функциональная схема ДМ.

Отраженный сигнал принимается антенной A_2 и поступает на вход малошумящего усилителя МШУ. После усиления принятый сигнал подается на сигнальные входы двух смесителей. На гетеродинные входы смесителей через направленный ответвитель поступает излучаемый сигнал. Для получения квадратур СБ $e_b(t)$ излучаемый сигнал, прежде чем поступить на гетеродинный вход нижнего по схеме смесителя подвергается сдвигу по фазе на 90°. На выходах смесителей получаются действительная и мнимая компоненты СБ $e_b(t)$, которые оцифровываются в аналого-цифровых преобразователях АЦП. В результате оцифровки получаются дискретные квадратуры $\mathrm{Re}\{e_b[n]\}$ и $\mathrm{Im}\{e_b[n]\}$, где n – дискретное время, которое измеряется в периодах дискретизации АЦП T_s. Квадратуры образуют комплексный дискретный СБ $e_b[n]$, который подается на первый вход комплексного умножителя КУ. На второй вход комплексного умножителя КУ (утолщенная стрелка на рисунке) с генератора опорного сигнала ГОС поступает сигнал $e_r^*[n]$, фаза которого изменяется в соответствии с уравнением (4). Результат перемножения $U_{КУ}[n] = e_b[n]e_r^*[n]$ подается на фазовый преобразователь ФП (утолщенная стрелка на рисунке). В фазовом преобразователе в соответствии с уравнениями (6) и (7) осуществляются следующие преобразования:

1. при $nT_s \in [0{,}25T_m, 0{,}75T_m]$ происходит замена $E(t) \to E^*(t)$. Тем самым реализуется операция переворота фазы (6);

2. выходной сигнал фазового преобразователя ФП формируется в соответствии с уравнением

$$U_{ФП}[n]=\begin{cases}U_{КУ}[n], & 0\le nT_s\le 0,25T_m\\ U_{КУ}^2(0,25T_m)U_{КУ}[n], & 0,25T_m\le nT\le 0,75T_m\\ U_{КУ}^4(0,25T_m)U_{КУ}[n], & 0,75T_m\le nT\le T_m\end{cases}. \quad (12)$$

Преобразования (12) эквиваленты преобразованиям в уравнении (7). Далее сигнал $U_{ФП}[n]$ поступает на усредняющий сумматор $\bar{\Sigma}$, на выходе которого получается сигнал

$$\bar{U}[m]=\frac{1}{N}\sum\nolimits_{n=0}^{N-1}U_{ФП}[n],$$

где m – номер текущего периода модуляции, $N = [T_m/T_s]$ – количество отсчетов СБ на периоде модуляции. Сигнал $\bar{U}[m]$ поступает на преобразователь масштаба с коэффициентом передачи $1/\mu$, где $\mu = 2\nu T_m/c$. Выходной сигнал преобразователя масштаба является входным сигналом сглаживающего цифрового фильтра с коэффициентом передачи $K(z)$, прототипом которого является аналоговый фильтр с коэффициентом передачи $K(s)$ (см. уравнение (10)). На выходе цифрового фильтра получается оценка дальности $\hat{R}[m]$, которая подается на генератор опорного сигнала ГОС, выходной сигнал которого обновляется для следующего периода модуляции. Таким образом система ФАПЧ замыкается и происходит слежение за дальностью цели.

Для оценки качества работы ДМ с предлагаемым контуром ФАПЧ в работе проведено моделирование измерения высоты воздушного судна при полете над шероховатой поверхностью. Рельеф поверхности изменялся по гармоническому закону при следующих параметрах: период шероховатости поверхности X = 10 м, амплитуда высот шероховатости A = 3 м. Параметры ДМ были выбраны следующими: высота полета R = 150 м, длина волны ДМ λ = 3,2 см, период модуляции T_m = 1 мс, девиация частоты излучения ДМ ΔF = 100 МГц, ширина полосы контура ФАПЧ $\Omega_0 = 2\pi*40$ рад/с, перерегулирование Δ = 0,3. При моделировании эффекты, связанные с конечной шириной диаграммы направленности антенны высотомера не учитывались.

Результаты моделирования приведены на рис. 5. Пунктирная кривая на рисунке соответствует истинной высоте полета, сплошная – оценке высоты. Как следует из рисунка, после переходного процесса в контуре ДМ приходит в стационарный режим слежения за высотой. Максимальная ошибка оценки высоты в стационарном режиме составляет 0,8 м.

Таким образом, проведенное моделирование подтвердило работоспособность и эффективность предлагаемого дальномера.

4. Заключение

В статье рассмотрен новый принцип построения дальномера малых расстояний с непрерывным линейно частотно-модулированным сигналом, который основан на использовании контура фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ). В отличие от стандартной системы ФАПЧ опорным сигналом в дальномере является

упрощенная форма СБ, в котором отсутствуют зоны переворота фазы. В статье предложена функциональная схема дальномера и его математическая модель, которая может быть использована для определения параметров замкнутого контура ФАПЧ. Математическое моделирование контура ФАПЧ дальномера показало его работоспособность и эффективность. Дальнейшие исследования предлагаемого дальномера будут посвящены вопросам влияния параметров контура ФАПЧ на точность измерения дальности при воздействии различных факторов, снижающих качество работы.

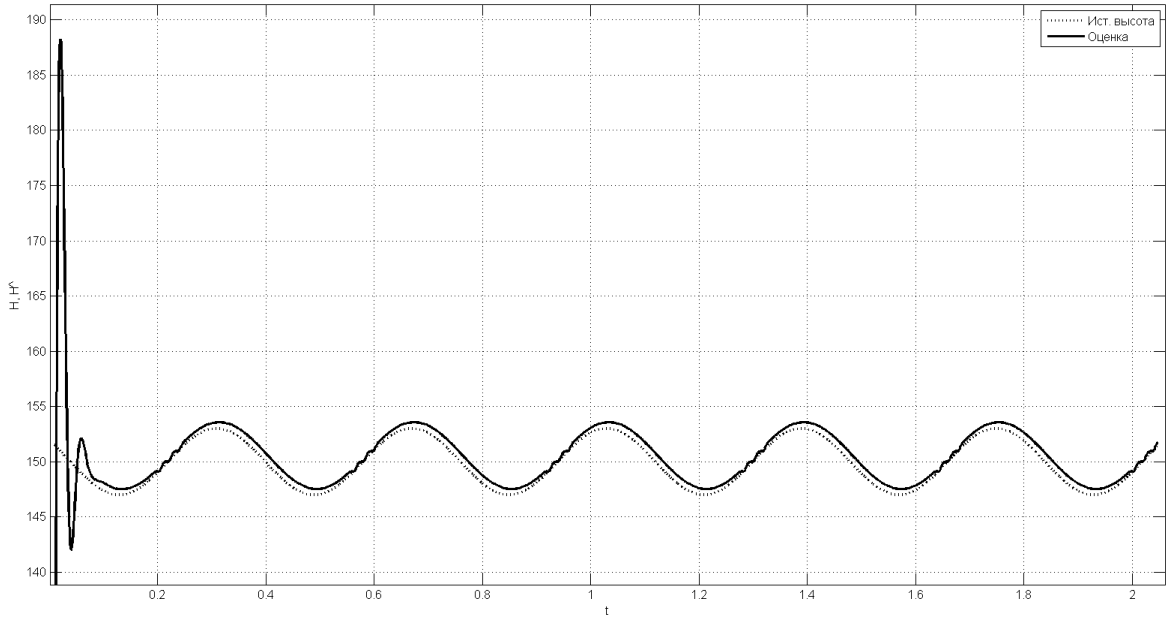


Рис. 5. Результаты моделирования работы контура ФАПЧ при полете над шероховатой поверхностью.

Литература

1. Radar handbook / Ed. M. I. Skolnik. 3rd ed. McGraw-Hill, 2008. - 1328 p.
2. Авиационная радионавигация: Справочник. / А. А. Сосновский, А. И. Хаймович, Э. А. Лутин, И. Б. Максимов; под ред. А. А. Сосновского. М.: Транспорт, 1990. – 264 с.
3. Stove A. G. Linear FMCW radar techniques. // IEE Proceedings-F, Oct. 1992, vol. 139, No 5. - Pp. 343 – 350.
4. Skolnik M. I. Introduction to radar systems. 2nd ed. McGraw-Hill, New York, 1980. – 590 p.
5. Справочник по радиолокации / Под ред. М. И. Сколника. Пер. с англ. под общей ред. В. С. Вербы. В 2-х книгах. Книга 2. М.: Техносфера, 2014. - 680 с.
6. Жуковский А. П., Оноприенко Е. И., Чижов В. И. Теоретические основы радиовысотометрии/ Под ред. А. П. Жуковского. М.: Сов. Радио, 1979. - 320 с.
7. Rohling H. Milestones in radar and the success story of automotive radar systems. // 11-th International Radar Symposium, 2010. - Pp. 1-6.
8. Woods G. S., Maskell D. L., Mahoney M. V. A high accuracy microwave ranging system for industrial applications. // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Aug. 1993, vol. 42, No 4. - Pp. 812-816.
9. Anitori L., De Jong A., Nennie F. FMCW radar for life-sign detection. // 2009 IEEE Radar Conference, 1-6, 2009.

10. Best R. E. Phase-Locked Loops. Design, Simulation, and Applications. 6th ed. McGraw-Hill, Ohio, Blacklick, 2007. - 490 p.

REFERENCES

1. Radar handbook / Ed. M. I. Skolnik. 3rd ed. McGraw-Hill, 1990. - 1328 p.
2. Aircraft radio navigation: Handbook. / A. A. Sosnovskiy, A. I. Khaimovitch, E. A. Luitin, I. B. Maximov; Ed. A. A. A. A. Sosnovskiy. Moscow: Transport, 1990. – 264 p.
3. Stove A. G. Linear FMCW radar techniques. // IEE Proceedings-F, Oct. 1992, vol. 139, No 5. - Pp. 343 – 350.
4. Skolnik M. I. Introduction to radar systems. 2nd ed. McGraw-Hill, New York, 1980. – 590 p.
5. Radar handbook / Ed. M. I. Skolnik. Trans. from Eng. Ed. V. S. Verba. Vol. 2. Moscow: Technosphera, 2014. - 680 c.
6. Zukovskiy A. P., Onoprienko E. I., Chizhov V. I. Theoretical foundations of radio altimetry. Ed. A. P. Zhukovskiy. Moscow: Sov. radio, 1979. - 320 p.
7. Rohling H. Milestones in radar and the success story of automotive radar systems. // 11-th International Radar Symposium, 2010. - Pp. 1-6.
8. Woods G. S., Maskell D. L., Mahoney M. V. A high accuracy microwave ranging system for industrial applications. // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Aug. 1993, vol. 42, No 4. - Pp. 812-816.
9. Anitori L., De Jong A., Nennie F. FMCW radar for life-sign detection. // 2009 IEEE Radar Conference, 1-6, 2009.
10. Best R. E. Phase-Locked Loops. Design, Simulation, and Applications. 6th ed. McGraw-Hill, Ohio, Blacklick, 2007. - 490 p.

ДВУХДИАПАЗОННАЯ ИЗЛУЧАЮЩАЯ СИСТЕМА АФАР РАДИОЛОКАТОРА С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ ДЛЯ РАБОТЫ В X- И L-ДИАПАЗОНАХ ЧАСТОТ

В. В. Задорожный[1], Н. И. Чиков[1]

[1] ФГУП «РНИИРС» ФНПЦ, г. Ростов-на-Дону, Россия

Аннотация. Рассмотрено построение конструкции двухдиапазонной излучающей системы активной фазированной антенной решетки (АФАР) на две поляризации радиолокатора с синтезированной апертурой (РСА) для работы в X- и L-диапазонах частот. Излучающая система состоит из антенной решетки X-диапазона с печатными излучателями, под которой расположена антенная решетка L-диапазона из щелевых излучателей. Приведены результаты моделирования характеристикb КСВ излучателя L-диапазона.

Ключевые слова: излучающая система, печатные излучатели X-диапазона, щелевые излучатели L-диапазона.

AN L-X DUAL-BAND SAR AESA RADIATING SYSTEM

V. V. Zadorozhnyy[1], N. I. Chikov

[1] FSUE “RNIIRS” FRPC, Rostov-on-Don, Russia

Abstract. Dual band dual polarization radiating system of AESA for L-X band SAR has been simulated. Radiating system consist of X-band printed antenna array and subjacent L-band slotted antenna array. The simulated SWR characteristic of slotted L-band antenna is presented.

Keywords: radiating system; supply circuit; X-band printed antenna; slotted L-band antenna.

Радиолокационная съёмка с помощью систем дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) на авиационных и космических носителях широко используется в хозяйственных и научных целях, поэтому в настоящее время разработке систем с РСА уделяется большое внимание во всем мире [1 -2].

Одним из направлений совершенствования РСА является увеличение полосы рабочих частот за счет использования АФАР с объединением нескольких диапазонов частот. Это обеспечивает расширение функциональных возможностей РСА при незначительном увеличении массы и стоимости аппаратуры.

Цель работы: разработка двухдиапазонной излучающей системы АФАР РСА. Решаемые задачи:

1 Разработка конструкции излучающей системы АФАР для работы в X- и L-диапазонах частот.

2 Оценка параметров излучающей системы.

Излучающая система АФАР должна обеспечивать работу в L-диапазоне, выделенная полоса частот для систем ДЗЗ составляет 1215- 1300 МГц и X-диапазоне, в котором выделенная полоса частот составляет 9300- 10300 МГц [1]. При этом перекрытие по полосе рабочих частот должно быть не менее 8,5 раз. Для достижения высокого КПД усилителей мощности передающей части АФАР и снижения стоимости излучающей

системы в ней использованы раздельные излучатели в X- и L-диапазонах частот. Большой разнос по частоте дает возможность реализации одновременной работы РСА в разных диапазонах при соответствующем увеличении потребляемой мощности.

Фрагмент разработанной конструкции излучающей системы для построения двухдиапазонной АФАР на две поляризации приведен на рисунке 1а. Излучатели X-диапазона выполнены печатными, при этом для расширения полосы рабочих частот использованы пассивные излучающие элементы, размещенные над основными излучателями. Пространство между ними заполнено диэлектриком с низкой диэлектрической проницаемостью. Для этого может быть использован диэлектрик типа Rohacell [3, 4] или воздушный промежуток [5].

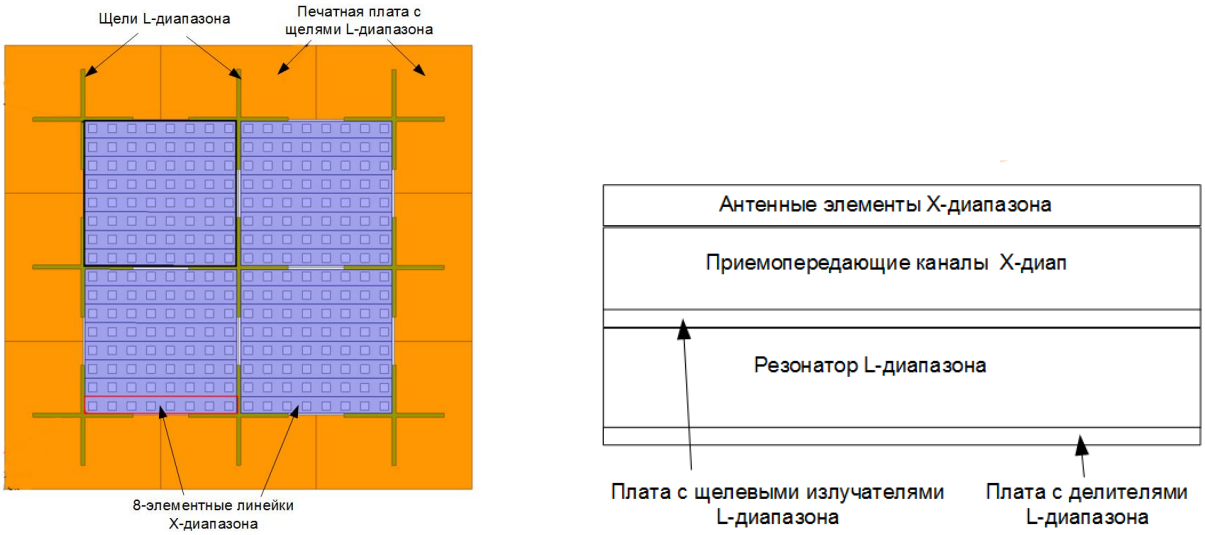
Поскольку электронное сканирование диаграммы направленности (ДН) АФАР в РСА в широком секторе производится только в угломестной плоскости, а в азимутальной плоскости сектор сканирования не превышает ±2°, излучатели X-диапазона объединены в 8-элементные горизонтальные антенные линейки.

Щелевые излучатели L-диапазона расположены под излучателями X-диапазона и размещены с шагом, в 8 раз превышающем шаг излучателей X-диапазона. Между линейками X-диапазона над местом расположения щелевых излучателей выполнены диэлектрические окна с габаритными размерами, соответствующими размерам щелевого излучателя. Приведенный фрагмент предназначен для построения масштабируемых АФАР, размеры и количество излучателей которых определяются требованиями к РСА.

Приемопередающие каналы X-диапазона с твердотельными усилителями мощности объединены в 8-канальные модули и размещены непосредственно под излучателями X-диапазона (рисунок 1б), что обеспечивает снижение потерь излучаемого сигнала X-диапазона. Между модулями X-диапазона выполнены сквозные металлизированные отверстия для обеспечения доступа электромагнитной волны к щелевым излучателям L-диапазона.

Излучатель L-диапазона содержит (рисунок 2): печатную плату с двумя ортогональными щелями в металлизации, резонатор с металлизированными или металлическими стенками и печатную плату с делителями и согласующими устройствами для штырей возбуждения. Возбуждение щелей осуществляется соответствующей парой штырей, расположенных по диагонали резонатора, питание на которые подается в противофазе.

Результаты моделирования частотных характеристик КСВ щелевого излучателя L-диапазона для описанной конструкции приведены на рисунке 3. Полоса рабочих частот излучателя составляет 120 МГц по уровню КСВ, равном 2 и 150 МГц по уровню КСВ, равном 3. Полученная полоса рабочих частот превышает выделенную полосу 85 МГц для РСА L-диапазона. Расчетная величина поляризационной развязки в L-диапазоне составляет 30 дБ.



а) б)

Рис. 1. Построение фрагмента излучающей системы двухдиапазонной АФАР: а) Вид сверху; б) структура вертикального сечения (выполнена без соблюдения масштаба).

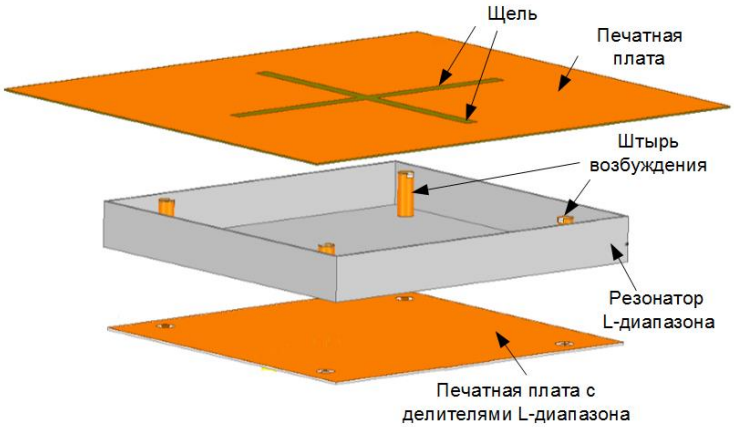


Рис. 2. Структура излучателя L-диапазона.

Результаты моделирования и экспериментальные характеристики антенных линеек печатных излучателей X-диапазона приведены в [4]. Полоса рабочих частот в X-диапазоне составляет 1170 МГц по уровню КСВ, равном 1,6; развязка по поляризации составляет – 20 дБ.

Сектор электронного сканирования разработанной излучающей системы в L-диапазоне определяется используемой сеткой расположения излучателей X-диапазона. Снижение шага размещения излучателей X-диапазона для увеличения сектора сканирования в L-диапазоне влечет за собой увеличение числа каналов X-диапазона, а следовательно, стоимости и энергопотребления изделия. Поэтому при выборе построения излучающей системы необходимо проведение оптимизации параметров конструкции решетки с учетом требований к РСА и стоимости составных частей АФАР.

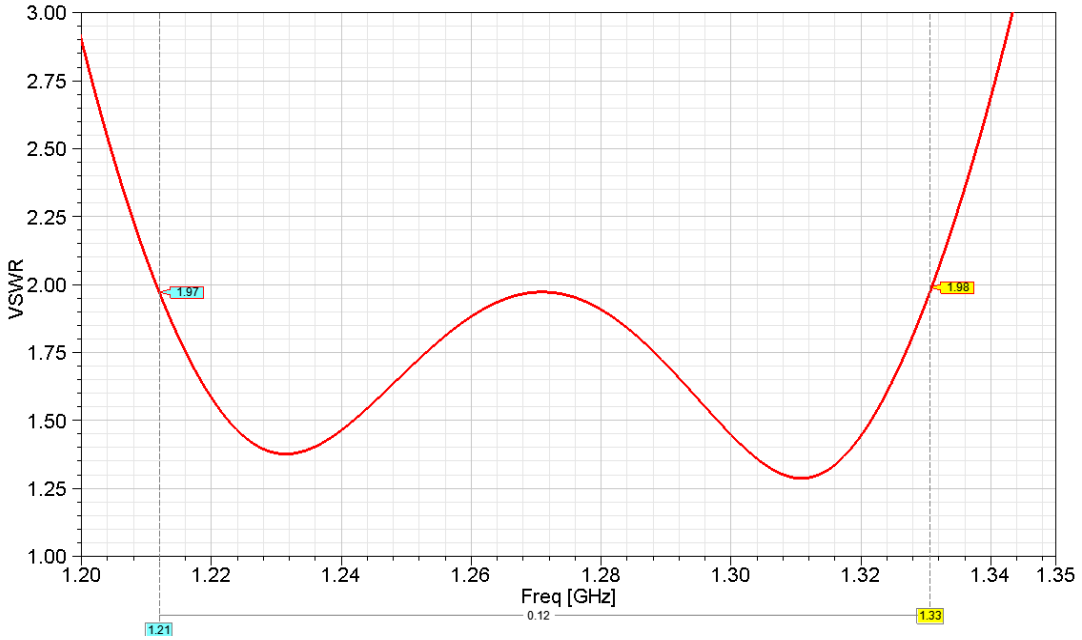


Рис. 3. Расчетная зависимость КСВ от частоты для щелевого излучателя L-диапазона.

Заключение

Разработанная конструкция двухдиапазонной излучающей системы АФАР РСА для работы в X- и L-диапазонах частот содержит 8-элементные линейки печатных излучатели X-диапазона и щелевые излучатели L-диапазона, расположенные под антенной решеткой и приемопередающими каналами X-диапазона. Для распространения волны L-диапазона между излучателями и приемопередающими каналами X-диапазона в местах над размещением излучателей L-диапазона выполнены щели.

Полоса рабочих частот излучающей системы в X-диапазоне составляет 1170 МГц по уровню КСВ, равном 1,6, поляризационная развязка – 20 дБ. Расчетная полоса рабочих частот в L-диапазоне составляет 120 МГц по уровню КСВ, равном 2 и 150 МГц по уровню КСВ, равном 3. Полученные полосы рабочих частот обеспечивают работу в выделенных полосах для РСА.

Литература

1. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / Под ред. В.С. Вербы. - М.: Радиотехника. 2010. – 680 с.
2. Нониашвили М. И., Крючков И.В., Лесников Г.А. и др. Обзор современных радиолокаторов с синтезированной апертурой космического базирования и анализ тенденций их развития // Вестник МГТУ им.Н.Э. Баумана. Сер. «Приборостроение», 2012. – с. 94-114.
3. Микрополосковая антенна: пат. 2667340 Рос. Федерация : МПК H01Q1/00 / Задорожный В.В., Карабутов С.И., Ларин А.Ю. и др. : Заявитель и патентообладатель ФГУП «РНИИРС» – заявл. 11.09.2017; опубл. 18.09.2018, Бюл. № 26.
4. Задорожный В.В., Карабутов С.И., Ларин А.Ю., Трекин А.С. Разработка микрополосковых излучателей для антенных решеток X-диапазона // Радиотехника. 2014. №8, с.96-100.
5. Микрополосковая антенна: пат. 2705937 Рос. Федерация : МПК H01Q21/00 / Задорожный В.В., Карабутов С.И., Ларин А.Ю. и др. : Заявитель и патентообладатель ФГУП «РНИИРС» – заявл. 19.03.2019; опубл. 12.11.2019, Бюл. № 32.

REFERENCES

1. Verba V.S., Neronskiy L.B., Osipov I.G. Space-based radar system for Earth observation / Ed. by V.S. Verba. Radiotekhika. 2010.
2. Noniashvili M. I., Kruchkov I.V., Lesnikov G.A. *et al*. A survey of contemporary space-based SAR and developments trends analysis, Herald of N.E. Bauman MGTU. Ser. Instrument engineering. 2012, p. 94 - 114.
3. Patent 2667340. Microstrip antenna. Zadorozhnyy V.V., Karabutov S.I., Larin A.Yu., Trekin A.S.
4. Zadorozhnyy V.V., Karabutov S.I., Larin A.Yu., Trekin A.S. X-band microstrip antenna for antenna array developments// Radiotethnika. 2014. No. 8, p. 96 -100.
5. Patent 2705937. Microstrip antenna. Zadorozhnyy V.V., Karabutov S.I., Larin A.Yu., Trekin A.S.

ЗАКОНЫ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ ДЕЙСТВИЯ И НАКАПЛИВАЮЩАЯСЯ ВЕРОЯТНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ В УСЛОВИЯХ БЛИЖНЕГО ДЕЙСТВИЯ

В. М. Артюшенко[1], В. И. Воловач[2]

[1]Технологический университет (МГОТУ), Королев, Россия
[2]Поволжский государственный университет сервиса (ПВГУС), Тольятти, Россия

Аннотация. Получены выражения для нормального и усеченного нормального законов распределения дальности действия радиотехнических устройств обнаружения, работающих в условиях ближнего действия, а также выражения для определения накапливающихся вероятностей обнаружения таких устройств. Приведена методика для нахождения ожидаемой вероятности обнаружения лоцируемого объекта, а также расчета универсальной характеристики эффективности обнаружения устройств и систем обнаружения.

Ключевые слова: накапливающаяся вероятность обнаружения; нормальное распределение; усеченное нормальное распределение; закон распределения дальности действия; эффективность обнаружения.

THE RANGE DISTRIBUTION LAWS AND ACCUMULATING PROBABILITY OF DETECTION IN THE SHORT-RANGE CONDITIONS

V. M. Artyushenko[1], V. I. Volovach[2]

[1]Technological university (MSRTU), Korolev, Russia
[2]Volga region state university of service (VRSUS), Togliatty, Russia

Abstract. Expressions are obtained for the normal and truncated normal laws of distribution of the range of action of radio-technical detection devices operating in short-range conditions, as well as expressions for determining the accumulating probabilities of detecting such devices. A technique is presented for finding the expected probability of detecting a positioned object, as well as calculating the universal characteristic of the detection efficiency of devices and detection systems.

Keywords: cumulative detection probability; normal distribution; truncated normal distribution; the distribution law of the range of action; detection efficiency.

1. Введение

Обеспечение безопасности как в глобальном, так и в локальном аспектах становятся в ряд ключевых задач, которые могут быть решены с использованием современных технических средств. Среди них значительное распространение получили радиотехнические системы и устройства ближнего действия [1, 2]. Такие системы и устройства наряду с общими вопросами, характерными для построения всех радиотехнических систем, имеют специфические особенности, связанные с небольшой удаленностью их приемопередающих антенн от обнаруживаемых, как правило, протяженных объектов. Локальность области обнаружения подразумевает создание устройств с высокой разрешающей способностью, требующих, в свою очередь, использования сложных зондирующих сигналов [3-6 и др.].

В настоящее время для обеспечения контроля, защиты и охраны открытых и закрытых территорий широко применяются радиотехнические устройства охраны [7], являющиеся разновидностью радиотехнических устройств обнаружения (РУО) ближнего действия и используемые в различных системах охраны и контроля доступа [8], в этих случаях их также часто называют радиотехническими устройствами охранной сигнализации. Основной особенностью таких устройств является использование радиолокационных принципов при обнаружении объекта.

Состояние вопроса в настоящей области характеризуется следующими основными достижениями: рассмотрены общетеоретические вопросы построения и функционирования радиотехнических систем ближнего действия [1]; предложены вероятностные гипотезы, описывающие такие системы [9]; предложены основные функциональные схемы – одно- и двухканальные устройства охраны [8].

РУО работают в условиях ближнего действия [1], и должны описываться иными характеристиками, чем те, которые были введены в теории радиотехнических систем дальнего действия. Так, если в них реализуются принципы радиолокации, то должны учитываться специфические особенности ближнего действия связанные, например, с протяженным характером объекта, со сравнимостью геометрических размеров объекта с дальностью до него, с многолучевым характером отражения сигналов от подобных объектов и т. д. Анализ этих особенностей работы таких РУО нашел отражение в ряде предыдущих работ авторов, например [10-12].

Решение проблемы создания и теоретического анализа любых РУО сводится к решению нескольких локальных задач, среди которых отметим две, непосредственным образом связанные между собой:

– разработка и оценка показателей эффективности РУО открытых пространств с учетом протяженного характера обнаруживаемых объектов, непрерывно изменяющейся дальности, различных законов мгновенной вероятности обнаружения;

– оценка эффективности радиотехнических устройств обнаружения и, в частности, устройств охраны, в условиях априорной неопределенности относительно положения объекта и его параметров движения, разработка принципов и путей технической реализации адаптации таких устройств.

Ранее авторами был рассмотрен ряд вопросов, связанных с обозначенными задачами [13-17], но при этом вопросы оценки эффективности РУО до настоящего времени исследованы недостаточно. Вместе с тем, оценка эффективности обнаружения объекта достаточно важна, поскольку позволяет оптимизировать использование технических средств обеспечения безопасности и улучшить экономические показатели системы. Далее остановимся на этом подробнее.

2. Мгновенная вероятность и интенсивность числа обнаружений

Способность РУО обнаруживать объекты можно характеризовать полем мгновенной плотности вероятности и полем накопленной вероятности обнаружения [18], которые и могут служить в качестве меры эффективности этих устройств и систем.

При этом следует различать, что при однократном наблюдении используется мгновенная (элементарная) вероятность g обнаружения объекта на данной дальности путем одного мгновенного наблюдения; а при непрерывном наблюдении – мгновенная (элементарная) вероятность γdt обнаружения в течение очень короткого промежутка времени dt. При этом величина γ является интенсивностью (мгновенной плотностью вероятности) числа обнаружений.

Рассмотренные характеристики [15] являются статистическими, т. е. могут быть найдены из опыта по следующим формулам

$$g = 1/\bar{n}; \quad \gamma = 1/\bar{t},$$

где $\bar{n}$ – математическое ожидание числа обзоров n, за которое обеспечивается обнаружение объекта РУО; $\bar{t}$ – математическое ожидание времени t, за которое обеспечивается обнаружение объекта с момента включения системы (устройства) обнаружения.

Использование величин g и γ для количественной характеристики эффективности устройств охраны как устройств обнаружения обеспечивается возможностью определения на практике статистических распределений дальности обнаружения объектов и определения на их основе зависимостей $g(R)$ и $\gamma(R)$.

Между названными характеристиками существует определенная связь [19], которая выражается следующей формулой:

$$g = 1 - \exp(-\gamma T),$$

где T – период обзора устройства обнаружения.

Эффективность процесса установления контакта с объектом за то или иное время может быть оценена с помощью накапливающихся (нарастающих) вероятностей обнаружения объекта [19].

Каждой точке плоскости соответствует вполне определенная величина мгновенной плотности вероятности и накопленной вероятности обнаружения [17]. Для систем обнаружения из неподвижных устройств можно построить статистическое поле, которое изобразится линиями равных мгновенных плотностей вероятностей обнаружения или линиями равных накопленных вероятностей обнаружения.

3. Законы распределения дальности действия устройств обнаружения

Рассмотрим ситуацию, когда распределение дальности действия устройств обнаружения, образующих рубеж, подчиняется нормальному (н.з. ND) или усеченному нормальному (у.н.з. TND) распределению, для которых:

– в случае гауссовского распределения

$$W_{\mathrm{ND}}(R) = \left(\delta\sqrt{2\pi}\right)^{-1} \exp\left\{-(R-m)^2/2\delta^2\right\}; \tag{1}$$

$$P_{\mathrm{ND}}(R) = \left(\delta\sqrt{2\pi}\right)^{-1} \int_R^{\infty} \exp\left\{-(R-m)^2/2\delta^2\right\} dR = 0.5\left[1 - \Phi\left\{(R-m)/\delta\sqrt{2}\right\}\right]; \tag{2}$$

– в случае усеченного гауссовского распределения

$$W_{\text{TND}}(R)=\left(\delta\sqrt{2\pi}\right)^{-1}\exp\left\{-(R-m)^2/2\delta^2\right\}\left\{0.5\left[1-\Phi\left\{(R-m)/\delta\sqrt{2}\right\}\right]\right\}^{-1}; \qquad (3)$$

$$P_{\text{TND}}(R)=\left[1+\Phi\left\{(R-m)/\delta\sqrt{2}\right\}\right]\Big/\left[1+\Phi\left\{m/\delta\sqrt{2}\right\}\right]. \qquad (4)$$

Для упрощения записи в выражениях (1)-(4) обозначены: математическое ожидание $m = m_R$; дисперсия плотности распределения вероятности (ПРВ) $\delta=\delta_R$; Ф – функция Лапласа.

Для известных законов распределения дальности действия устройств обнаружения [17] оценка ожидаемой вероятности установления приборного контакта сводится к определению накапливающейся вероятности обнаружения $P(t)$ на основе функции $\gamma = \gamma(t)$, рассчитываемой с учетом характеристик этих законов и характера движения объекта:

$$P(t)=1-\exp\left[-\int_0^t\gamma(t)\,dt\right]. \qquad (5)$$

При прочих равных условиях способность РУО обнаруживать объект различна для различных точек зоны действия устройства; она обычно растет с сокращением расстояния до объекта и уменьшается с его увеличением, т. е. существует зависимость, представляющая собой закон распределения дальности действия РУО:

$$\gamma = \gamma(R),$$

на основе которой для известного характера движения объекта можно определить закон установления приборного контакта в функции от t, т. е.

$$\gamma = \gamma(t).$$

Использование функции $\gamma(t)$ для количественной характеристики эффективности устройств обнаружения обусловлено возможностью определения на практике статистических распределений дальности обнаружения объектов и выявления на их основе зависимости $\gamma(R)$ для всех видов типичных условий обнаружения

$$\gamma(R)=W(R)\bar{V}\Big/\left[1-P(R)\right],$$

где $W(R)$ – функция плотности вероятности, в данном случае характеризующая дифференциальный закон распределения дальности действия; $1 - P(R) = F(R)$ – функция распределения, характеризующая интегральный закон распределения дальности необнаружения; $P(R)$ – функция распределения, характеризующая интегральный закон распределения дальности обнаружения; $\bar{V}$ – средняя скорость движения объекта, для которой была получена статистика, определяющая закон распределения дальности.

Подставляя выражения для законов распределения, найдем для нормального и усеченного нормального законов распределения дальности действия устройств обнаружения

$$\gamma(R)_{\text{ND}}=\left[N(m,\delta^2)\Big/0.5\left(1+\Phi\left\{(R-m)/\delta\sqrt{2}\right\}\right)\right]\bar{V}; \qquad (6)$$

$$\gamma(R)_{\text{TND}}=\left(N(m,\delta^2)\Big/0.5\left[\Phi\left\{m/\delta\sqrt{2}\right\}+\Phi\left\{(R-m)/\delta\sqrt{2}\right\}\right]\right)\bar{V}. \qquad (7)$$

Функцию $\gamma(t)$ можно получить, если в выражение для $\gamma(R)$ подставить закон изменения расстояния R во времени при движении объекта относительно устройства обнаружения.

Наиболее характерным является случай, когда объект движется с постоянной скоростью, имея курсовой параметр П, отличный от нуля (рис. 1). В этом случае скорость изменения расстояния между объектом и наблюдателем (устройством обнаружения) в течение времени обнаружения не остается постоянной [20].

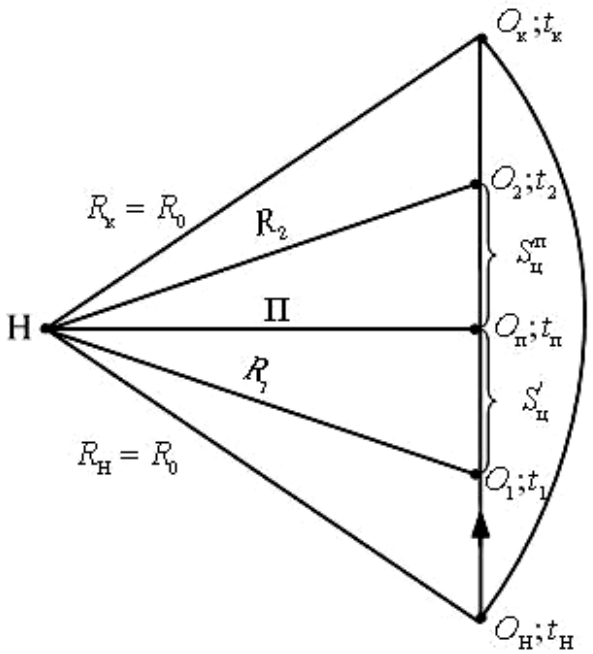


Рис. 1. Движение объекта с ненулевым курсовым параметром

Пусть объект, вначале находившийся в точке O_1 (на расстоянии R_1 от устройства обнаружения), перемещается со скоростью $V_о$, имея курсовой параметр П.

При этом перемещение объекта от точки O_1, до точки $O_п$ происходит в течение времени

$$t' = t_p - t_1 = \left(R_1^2 - P^2\right)^{0.5} / V_о.$$

Уравнение движения объекта будет

$$R^2 = P^2 + V_о^2 (t_p - t)^2$$

или

$$R^2 = P^2 + V_о^2 (t_p - t)^2 R = \left(P^2 + V_о^2 (t_p - t)^2\right)^{0.5}. \qquad (8)$$

Отсчет времени будем вести от момента $t_н$ – вхождения объекта в зону обнаружения в точке $O_н$ и заканчивать моментом $t_к = 2t_п$ – выхода из зоны обнаружения в точке $O_к$.

Если подставим в выражения (6) и (7) вместо R закон изменения расстояния (8), то получим выражения для определения $\gamma(t)_{н.з}$ и $\gamma(t)_{у.н.з}$, после подстановки которых в формулу (5) получим выражения для $P(t)_{н.з}$ и $P(t)_{у.н.з}$.

$$R^2 = P^2 + V_o^2 (t_p - t)^2 P(t)_{\text{ND}} =$$

$$= 1 - \exp\left\{ -\int_0^t \left\{ N\left(m, \delta^2\right) / 0.5\left[1 + \Phi\left\{\left[\left(P^2 + V_o^2 (t_p - t)^2\right)^{0.5} - m\right] / \delta\sqrt{2}\right\}\right]\right\} \bar{V} dt \right\};$$

$$P(t)_{\text{TND}} =$$

$$= 1 - \exp\left\{ -\int_0^t \left[N\left(m, \delta^2\right) \Big/ 0.5\left[\Phi\left(m/\delta\sqrt{2}\right) + \Phi\left\{\left[\left(P^2 + V_o\left(t_p - t\right)^2\right)^{0.5} - m\right] \Big/ \delta\sqrt{2}\right\}\right]\right] \bar{V} dt \right\}.$$

4. Накапливающаяся вероятность обнаружения объектов

Введенные соотношения справедливы для одного устройства обнаружения системы охраны. Однако во многих практически значимых случаях рассматриваемый рубеж построен таким образом, что обнаружение может произойти двумя или более РУО. В частности это будет справедливо при фиксации объекта устройствами турникетного и площадного типов. В этом случае подобную систему обнаружения с вероятностной точки зрения можно охарактеризовать полем накапливающейся вероятности обнаружения или интегральной кривой распределения по длине рубежа суммарной вероятности обнаружения $P_n(t)$.

Каждый обнаружитель работает независимо от другого. Независимость работы понимается в том смысле, что обнаружение объекта, вошедшего в область действия одного устройства обнаружения, не оказывает влияния на вероятность обнаружения этого объекта другим прибором.

Решение об обнаружении принимается в том случае, если сигнал поступил хотя бы от одного устройства обнаружения. Поэтому естественно говорить о накапливающейся вероятности обнаружения хотя бы одного устройства охраны из n участвующих в обнаружении объекта

$$P_n(t) = 1 - \prod_{i=1}^{n} \left[1 - P_i(t)\right], \tag{9}$$

где n – число устройств охраны, участвующих в обнаружении объекта; $P_i(t)$ – накапливающаяся вероятность обнаружения объекта системой охраны в целом.

Подставив в выражение (9) выражение для определения $P(t)_{\text{н.з}}$ или $P(t)_{\text{у.н.з}}$, получим выражение для нахождения суммарной накапливающейся вероятности обнаружения объекта.

Предложенная методика дает принципиальную возможность оценить ожидаемую вероятность обнаружения любого перемещающегося объекта при любых курсах его движения. Однако, как правило, особо интересует возможность определения некоторой обобщенной (интегральной) характеристики эффективности обнаружения объекта при прорыве им рубежа по кратчайшему расстоянию, т. е. для ситуации его движения курсами, перпендикулярными линии рубежа охраны.

В самом деле, располагая курсы движения объекта перпендикулярно линии рубежа с определенным шагом Δx (рис. 2), можно в данном случае, определить накопленную вероятность обнаружения объекта, движущегося с определенной скоростью для любой

точки проникновения его через линию рубежа $P_n^{(1)}$, $P_n^{(2)}$, ..., $P_n^{(m)}$. Соединив плавной кривой точки $P_n^{(1)}$, $P_n^{(2)}$,..., $P_n^{(m)}$, получим распределение суммарной вероятности обнаружения объекта по длине рубежа, которое и может рассматриваться в качестве первой обобщенной характеристики эффективности обнаружения объекта, пересекающего рубеж охраны.

Полученная таким образом кривая распределения суммарной вероятности обнаружения объекта по линии рубежа, может быть использована для характеристики ожидаемой вероятности его обнаружения на рассматриваемом рубеже применительно к нормальному или усеченному нормальному закону распределения дальности действия РУО для случая движения объекта перпендикулярно линии рубежа и полного его прохождения рубежа охраны.

Данная методика позволяет рассчитать и построить еще более общую и универсальную характеристику эффективности обнаружения объекта рубежом охраны, изображаемую в виде поля из серии эквипотенциальных кривых равных суммарных вероятностей обнаружения в зависимости от глубины проникновения объекта в зону обнаружения.

Действительно, как уже отмечалось, накопленная вероятность обнаружения называется именно так потому, что изменение ее происходит с течением времени только в сторону увеличения (от 0 до 1). Ясно, что при движении объекта в зоне действия устройств охраны каждому моменту времени будет соответствовать определенное значение ожидаемой вероятности обнаружения.

При фиксированной скорости объекта $V_{об}$, задавая различные моменты времени t и определяя для них конечную вероятность $P_n\{t\}$ и углубление $\gamma = V_o t$, можно построить поле интегральной накапливающейся вероятности обнаружения объектов в зоне обнаружения системы охраны.

Кроме того, на основе рассмотренной методики можно определять и такую обобщенную характеристику эффективности рубежа охраны, как среднее значение вероятности обнаружения объекта на рубеже. Она может быть определена путем замены площади под кривой распределения (рис. 2) на площадь прямоугольника, одна сторона которого $L_р$ – длина рубежа охраны, а другая $P_{n.med}(t)$ – среднее значение суммарной вероятности обнаружения объекта, проходящего сквозь рубеж охраны.

Точное аналитическое выражение для определения площади под кривой составить очень сложно. Практически эта площадь определяется приближенно подбором для различных ее участков эквивалентных геометрических фигур.

Данная методика может быть использована для построения полей вероятностей обнаружения объектов с помощью одного или нескольких стационарных рубежей. Она может быть применена при расчете состава, построения и расположения этих рубежей, а также для оптимального использования данных рубежей в зависимости от обстановки, физических условий наблюдения и других факторов.

Оптимальный вариант построения и использования рубежа или системы рубежей может быть выбран после просчета достаточного количества вариантов по данной методике.

С незначительными изменениями указанная методика может быть применена и для расчета движущихся рубежей охраны, а также сплошных и прерывистых полей обнаружения, состоящих из нескольких рубежей.

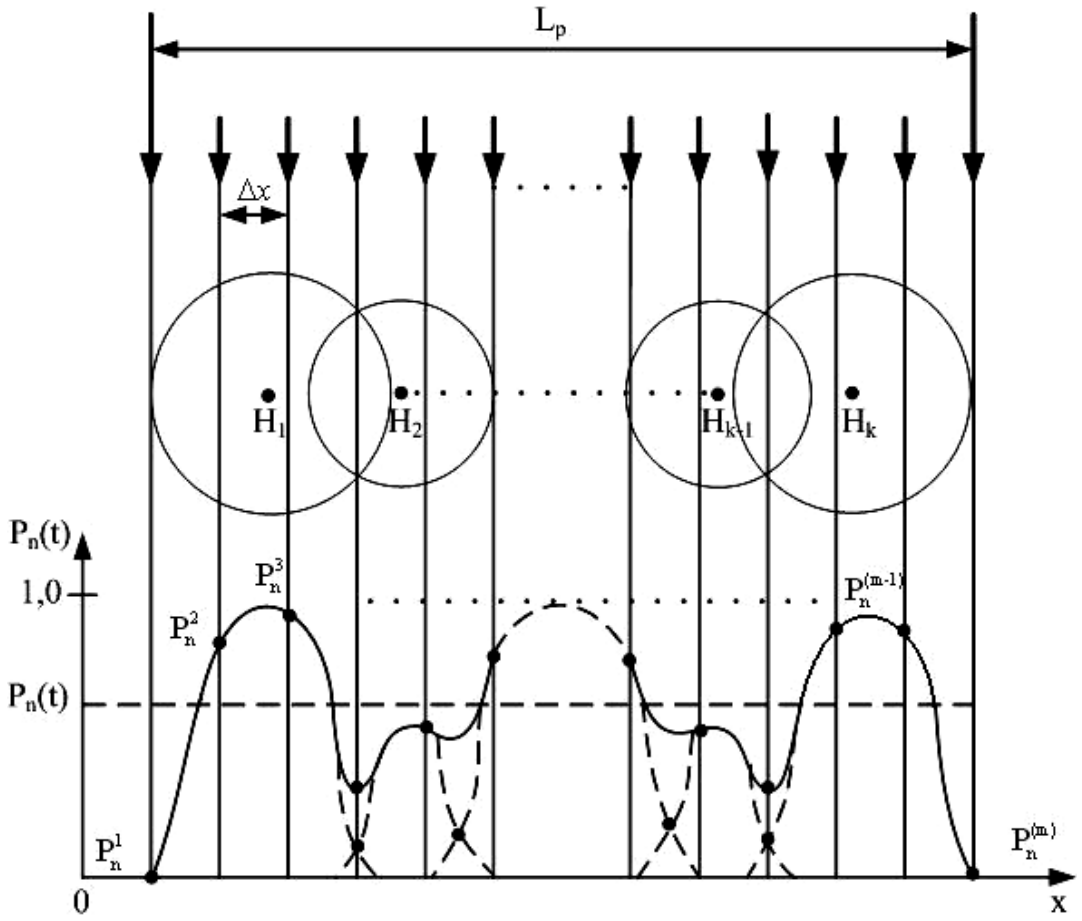


Рис. 2. To determination of total probability of object detection

5. Заключение

Получены выражения для нормального и усеченного нормального законов распределения дальности действия устройств охраны, а также выражения для определения накапливающихся вероятностей обнаружения для названных законов.

Предложена методика, позволяющая оценить ожидаемую вероятность обнаружения любого перемещающегося в зоне обнаружения системы охраны объекта в любой точке охраняемого пространства. Методика позволяет рассчитать универсальную характеристику эффективности обнаружения объекта на рубеже охраны, изображаемую в виде поля из серии эквипотенциальных кривых, равным суммарным вероятностям обнаружения объекта, в зависимости от глубины его проникновения в зону обнаружения.

Разработанная методика может успешно использоваться для расчета как стационарных, так и движущихся рубежей охраны, а также позволяет оптимизировать выбор рубежей охраны в зависимости от обстановки, физических условий наблюдения и других факторов.

Литература

1. Charvat G. L. Small and Short-Range Radar Systems. CRC Press, 2014.
2. Воловач В. И. Методы и алгоритмы анализа радиотехнических устройств ближнего действия. М.: Радио и связь, 2013.
3. Финкельштейн М. И. Основы радиолокации. М.: Радио и связь, 1983.
4. Mark Richards, Fundamentals of Radar Signal Processing. 2nd ed. McGraw-Hill Education, 2005.
5. Joseph Bentsman, Introductijn to Signal Processing, Instrumentation, and Control: An Integrative Approach. University of Illinois at Urbana, Champaign, USA, 2016.
6. Сосулин Ю. Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации: учеб. пособие для вузов. М.: Радио и связь, 1992.
7. Иванов И. В. Охрана периметров. М.: Радио и связь, 1997.
8. Магауенов Р. Г. Системы охранной сигнализации: основы теории и принципы построения : учеб. пособие. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Горячая линия–Телеком, 2008.
9. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь,1982.
10. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Анализ параметров спектра сигнала, отраженного от протяженного объекта // Известия вузов. Приборостроение, 2012, № 9. С. 62-67.
11. Artyushenko V. M., Volovach V.I. Analysis of Discrete Information Transmission in the Microwave Short-range Radio Line // XIII International IEEE Scientific and Technical Conference “Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics)”. Proceedings. Omsk: Omsk State Technical University, Omsk, Russia, November 5-7, 2019. https://doi.org/10.1109/Dynamics47113.2019.8944726
12. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Некоторые особенности передачи информации в радиолинии ближнего действия СВЧ-диапазона // Радиолокация, навигация, связь. XXV Международная научно-техническая конференция. Том 5. Воронеж, 2019. С. 364-371.
13. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Оценка интенсивности движения протяженных объектов с помощью обобщенного распределения Вейбулла // Автометрия, 2020, Т. 56, № 3. С. 58-67.
14. Artyushenko V. M., Volovach V.I. Determination of the Error of Measuring the Speed of an Extended Object at a Changing Range and Trajectory of Its Movement // 2019 International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEastCon 2019), 1-4 Oct. 2019, Vladivostok, Russia. https://doi.org/10.1109/FarEastCon.2019.8934116
15. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Анализ статистических характеристик негауссовских информационных процессов в радиотехнических системах и устройствах ближнего действия // Радиолокация, навигация, связь. XXI Международная научно-техническая конференция. Том 2. Воронеж, 2015. С. 758-769.
16. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Обнаружение протяженных объектов в условиях априорной неопределенности относительно параметров движения на фоне негауссовских помех // Радиотехника, 2015, Т. 51, № 2. С. 39-46.
17. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Оценка погрешности измерения параметров движения протяженных объектов в условиях изменяющейся дальности // Известия вузов. Радиоэлектроника, 2015, Т. 58, № 1. С. 26-37.
18. Левин Б. Р., Шварц В. Вероятностные модели и методы в системах связи и управления. М.: Радио и связь, 1985.
19. Абгук В. А., Суздаль В. Г. Поиск объектов. М. : Сов. радио, 1977.
20. Артюшенко В. М. Исследование и разработка радиолокационного измерителя параметров движения протяженных объектов. М.: ФГБОУ ВПО ФТА, 2013.

References

1. Charvat G. L. Small and Short-Range Radar Systems. CRC Press, 2014.
2. Volovach V.I. Methods and algorithms for analysis of short-range radio engineering devices. M .: Radio and communication, 2013.
3. Finkelstein M.I., Fundamentals of Radar. M .: Radio and communication, 1983.
4. Mark Richards, Fundamentals of Radar Signal Processing. 2nd ed. McGraw-Hill Education, 2005.
5. Joseph Bentsman, Introductijn to Signal Processing, Instrumentation, and Control: An Integrative Approach. University of Illinois at Urbana, Champaign, USA, 2016.

6. Sosulin Yu. G. Theoretical foundations of radar and radio navigation: textbook. manual for universities. M .: Radio and communication, 1992.
7. Ivanov I. V. Perimeter security. M .: Radio and communication, 1997.
8. Magauenov R. G. Security alarm systems: theory bases and principles of construction: textbook. allowance. 2nd ed., Rev. and add. M .: Hot line-Telecom, 2008.
9. Tikhonov V.I. Statistical radio engineering. M .: Radio and communication, 1982.
10. Artyushenko V. M., Volovach V. I. Analysis of the parameters of the spectrum of the signal reflected from an extended object // Izvestiya vuzov..
11. Artyushenko V. M., Volovach V.I. Analysis of Discrete Information Transmission in the Microwave Short-range Radio Line // XIII International IEEE Scientific and Technical Conference "Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics)". Proceedings. Omsk: Omsk State Technical University, Omsk, Russia, November 5-7, 2019. https://doi.org/10.1109/Dynamics47113.2019.8944726
12. Artyushenko V. M., Volovach V.I. Some features of information transmission in short-range radio links of the microwave range // Radar, navigation, communication. XXV International Scientific and Technical Conference. Volume 5. Voronezh, 2019.S. 364-371.
13. Artyushenko V. M., Volovach V. I. Estimation of the intensity of movement of extended objects using the generalized Weibull distribution // Avtometriya, 2020, V. 56, No. 3. P. 58-67.
14. Artyushenko V. M., Volovach V.I. Determination of the Error of Measuring the Speed of an Extended Object at a Changing Range and Trajectory of Its Movement // 2019 International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEastCon 2019), 1-4 Oct. 2019, Vladivostok, Russia. https://doi.org/10.1109/FarEastCon.2019.8934116
15. Artyushenko V. M., Volovach V. I. Analysis of the statistical characteristics of non-Gaussian information processes in radio engineering systems and short-range devices // Radiolocation, navigation, communication. XXI International Scientific and Technical Conference. Volume 2. Voronezh, 2015.S. 758-769.
16. Artyushenko V. M., Volovach V. I. Detection of extended objects in conditions of a priori uncertainty about the motion parameters against the background of non-Gaussian interference // Radiotekhnika, 2015, V. 51, No. 2. P. 39-46.
17. Artyushenko V. M., Volovach V. I. Estimation of the error in measuring the parameters of motion of extended objects in conditions of varying range // Izvestiya vuzov. Radioelectronics, 2015, T. 58, No. 1. P. 26-37.
18. Levin B. R., Shvarts V. Probabilistic models and methods in communication and control systems. M .: Radio and communication, 1985.
19. Abguk V. A., Suzdal V. G. Search for objects. M.: Sov. radio, 1977.
20. Artyushenko V. M. Research and development of a radar measuring device of motion parameters of extended objects. Moscow: FGBOU VPO FTA, 2013.

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МНОГОДИАПАЗОННЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ НАЗЕМНЫХ ОБЪЕКТОВ

А. А. Потапов[1], В. А. Кузнецов[2], Е. А. Аликулов[2]

[1]Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, г. Москва, Российская Федерация
[2]ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. Предложен новый способ моделирования зондирующего сигнала, отраженного от подстилающей поверхности и объектов на ней, основанный на реализации итерационного алгоритма проверки факта пересечения падающих лучей и треугольных фацетов с оценкой мощности отраженных лучей. Разработанная на основе способа имитационная модель позволяет определить путь, пройденный каждым лучом, за счет чего появляется возможность оценить фазу и время прихода лучей, что позволяет в полной мере учитывать случаи многократного переотражения электромагнитной волны и наличие радиолокационных теней и, в конечном счете, повысить адекватность формируемых радиолокационных изображений в различных частотных диапазонах.

Ключевые слова: многодиапазонные радиолокационные изображения; имитационная модель; радиолокационная тень; многократные переотражения; корреляция.

SIMULATION OF MULTI-BAND RADAR IMAGES OF GROUND OBJECTS

A. A. Potapov[1], V. A. Kuznetsov[2], E. A. Alikulov[2]

[1]V. A. Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics of RAS, Moscow, Russia
[2] Air Force Academy, Voronezh, Russia

Abstract. A new method is proposed for modeling the probing signal reflected from the underlying surface and objects on it, based on the implementation of an iterative algorithm for checking the fact of intersection of incident rays and triangular facets with an estimate of the power of reflected rays. The simulation model developed on the basis of the method allows one to determine the path traversed by each beam, due to which it becomes possible to estimate the phase and time of arrival of the radar images in different frequency ranges.

Keywords: multi-band radar images; simulation model; radar shadow; multiple reflections; correlation.

1. Введение

В настоящее время одним из эффективных в смысле информативности средств дистанционного зондирования Земли космического и воздушного базирования являются радиолокационные станции с синтезированной апертурой (РСА). Благодаря возможности обеспечения с помощью РСА непрерывности съемки подстилающей поверхности на больших дальностях, такие системы применяются для решения задач мониторинга подстилающей поверхности и достоверного обнаружения объектов военного и гражданского назначения. Современный уровень развития радиолокационных систем позволяет одновременно получать радиолокационные изображения (РЛИ) сразу в нескольких частотных диапазонах электромагнитных волн (ЭМВ) на любых типах поляризации, с возможностью интерферометрической

обработки принимаемых эхо-сигналов. Одновременный прием множества отраженных от подстилающей поверхности и объектов на ней сигналов обуславливает необходимость и актуальность разработки модели формирования изображений многодиапазонных РСА. При этом для повышения адекватности формируемых РЛИ целесообразно учитывать наличие радиолокационных теней и многократных переотражений ЭМВ, что обуславливает необходимость применения многолучевого подхода к описанию процессов распространения ЭМВ.

2. Способы моделирования радиолокационных изображений

Известные способы моделирования РЛИ можно условно разделить на три группы методов расчета эффективной площади рассеяния (ЭПР) объектов или элементов разрешения: статистические, строгие и асимптотические (приближенные). Наиболее подходящими для решения задачи имитационного моделирования РЛИ являются асимптотические методы, включающие в себя методы геометрической (ГО) и физической оптики (ФО), геометрической (ГТД) и физической теории дифракции (ФТД). Самым распространенным подходом к их реализации остается лучевое представление процессов распространения ЭМВ с вычислением ЭПР методами ГО или ФО. Варианты многолучевых моделей формирования РЛИ представлены на рисунке 1.

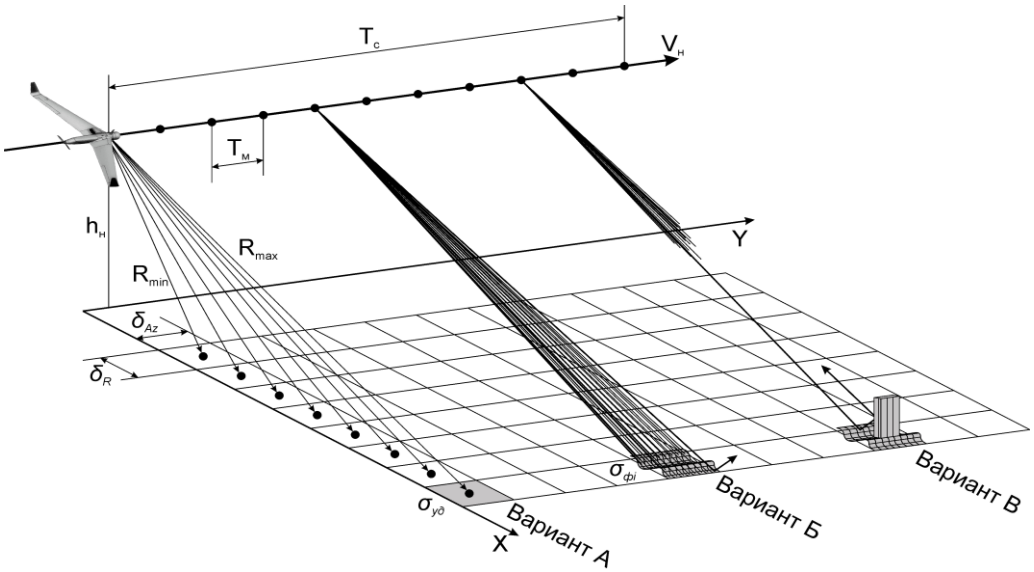


Рис. 1. Варианты моделей формирования РЛИ на основе многолучевого подхода

Как видно из рисунка 1, подстилающая поверхность представляет собой сетку с шагом разрешающей способности РСА по дальности и азимуту $\delta_R \times \delta_{Az}$. В самом простейшем случае (Вариант А), лучи, соединяющие местоположение носителя РСА с элементами разрешения РЛИ в каждом канале дальности («fast time»), определяют ракурс облучения элемента разрешения. ЭПР элемента разрешения в этом случае будет определяться удельной ЭПР $\sigma_{уд}$. Если элемент разрешения состоит из совокупности элементарных площадок (фацетов) (рисунок 1, Вариант Б), значение его ЭПР будет определяться известным соотношением – суммой ЭПР видимых с данного ракурса

фацетов $\sigma_{фi}$. Следует отметить, что проверка видимости фацетов – отдельная научно-техническая задача, которая в [1] эффективно (как в смысле вычислительной сложности, так и достоверности) впервые решается с помощью алгоритма Hidden Point Removal (HPR). Вместе с тем, в работе предложено учитывать переотражения ЭМВ (рис. 1, Вариант В). Так, в [2] предложен и в среде MATLAB R2019 реализован итерационный алгоритм решения задачи проверки факта пересечения каждого луча с большим массивом (более 10^6) треугольных фацетов и нахождения координат точки пересечения, с возможностью ограничения числа переотражений. На каждой такой итерации определяется мощность отраженного луча с учетом ЭПР фацета, определяемой с помощью любого известного метода (например, модификации метода ГО в [3]).

3. Имитационная модель формирования радиолокационных изображений

Для повышения адекватности модели формирования РЛИ подстилающей поверхности и, в особенности, объектов на ней, в данной работе предложено учитывать радиолокационные тени. Принцип формирования тени путем затенения элементов разрешения показан на рисунке 2.

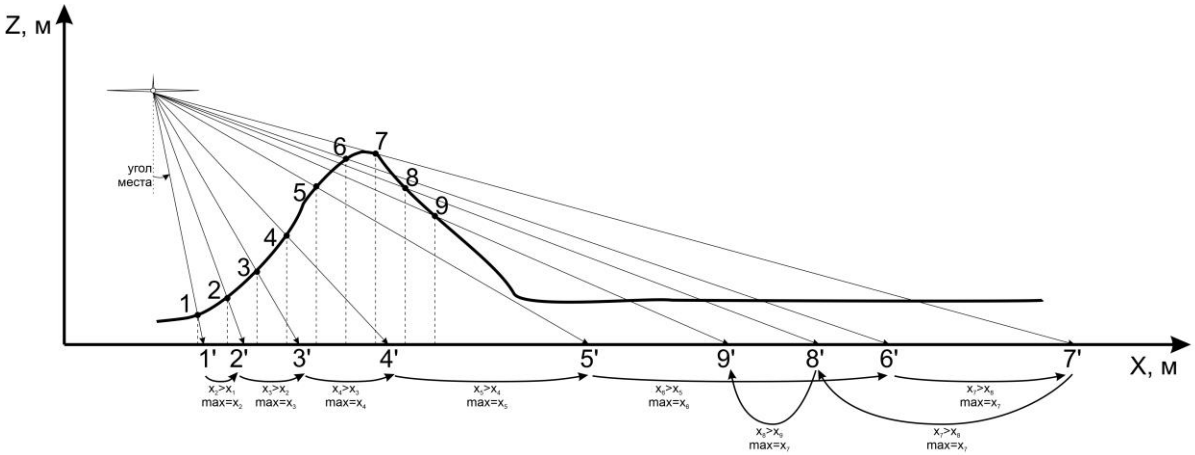


Рис. 2. Схема определения затененных элементов разрешения РЛИ

Из рисунка 2 видно, что носитель РСА летит на заданной высоте, а рельеф местности представлен по оси дальности («fast time»). Расстояние между вертикальными пунктирными линиями определяется разрешением РСА по дальности. Точки пересечения линий визирования элемента разрешения с поверхностью пронумерованы цифрами 1–9, а их продолжение на ось X – цифрами 1’–9’. По рельефу видно, что точки пересечения 1–7 не затенены, поэтому при переборе отсчетов дальности от 1 до 7 значения их «дальностей» на оси X увеличиваются. В алгоритме, реализующем данный принцип, каждую итерацию перебора отсчетов дальности запоминается значение точки пересечения на оси X и сравнивается с предыдущим – если значение меньше, то точка считается затененной. Это правило применяется, например, к точкам 8 и 9, а запомненный локальный максимум остается в точке 7.

Поскольку на каждой итерации переотражения вычисляются координаты следующей точки пересечения, появляется возможность расчета пути, пройденного

каждым лучом от передающей до приемной антенны, что, в конечном счете, дает уникальную возможность оценки фазы и времени прихода каждого луча. На основе известной разрешающей способности РСА по дальности δ_R вычисляется количество элементов в канале дальности, а затем и временной интервал для каждого элемента. Таким образом, группировка по времени прихода «собранных» в итоге лучей, отраженных в сторону приемной антенны РСА, и их суммирование по мощности, позволяет оценить амплитуду и фазу сигнала на входе приемника РСА. В том случае, если на некотором временном шаге, соответствующем определенному элементу разрешения, отсутствуют «собранные» лучи, амплитуда сигнала РСА принимается равной шумам приемника. Следует отметить, что случайную по высоте подстилающую поверхность удобно моделировать фрактальным методом с помощью модифицированной функции Вейерштрасса-Мандельброта, результат которой преобразуется к фацетному представлению. Одна из таких функций представляет собой известную диапазонно-ограниченную непрерывную фрактальную функцию $f(x)$:

$$W(x,y) = c_w \sum_{n=0}^{N-1} q^{(D-3)n} \sum_{m=1}^{M} \sin\left\{ Kq^n \left[x\cos(\frac{2\pi m}{M}) + y\sin(\frac{2\pi m}{M}) \right] + \phi_{nm} \right\}, \quad (1)$$

где c_w – константа, обеспечивающая единичную нормировку; $q > 1$ – параметр пространственно-частотного масштабирования; D – фрактальная размерность ($2<D<3$); ϕ_{nm} – произвольная фаза, распределенная равномерно в интервале $[-\pi, \pi]$.

Рассеивающие поверхности и РЛИ, синтезируемые на основе модифицированной функции Вейерштрасса-Мандельброта, представлены на рисунке 3.

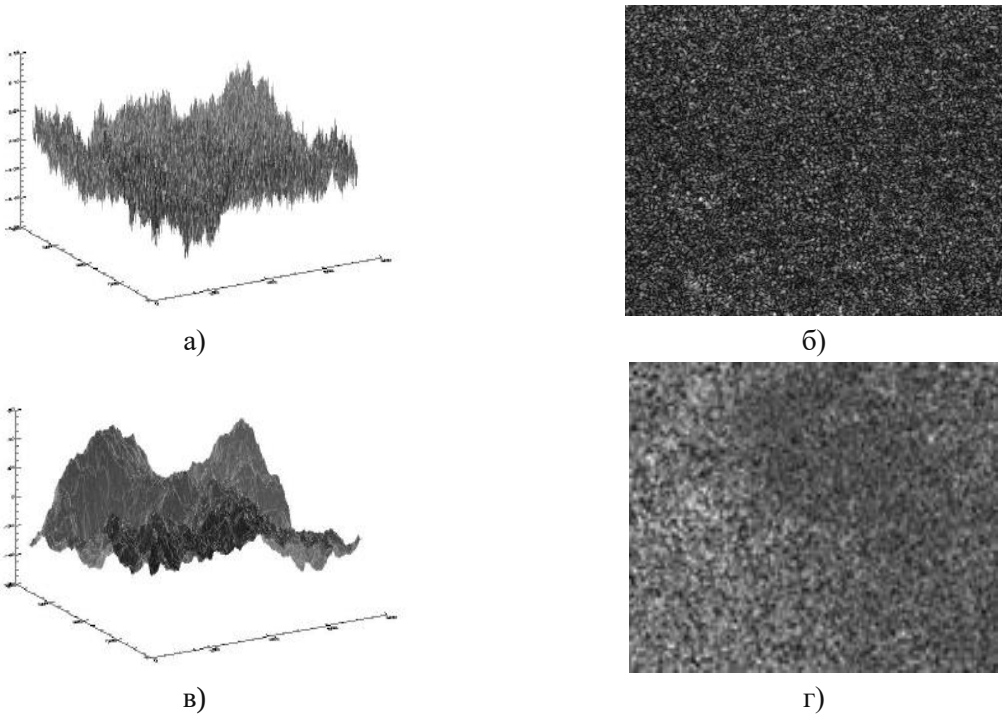
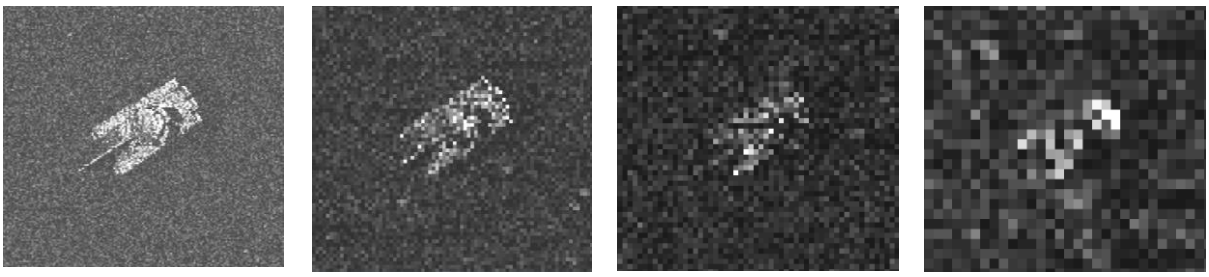


Рис. 3. Примеры моделирования рассеивающей фрактальной поверхности (а, в) и синтеза соответствующих им РЛИ в X-диапазоне (б, г) с помощью модифицированной функции Вейерштрасса-Мандельброта при D=2,8 (а, б) и D=2,2 (в, г)

Для формирования радиолокационного портрета объекта на поверхность устанавливают его фацетную модель (рисунок 4), загружаемую в среду MATLAB в формате STL, включающем в себя массивы связей вершин образующих фацеты, их координат и нормалей фацетов.

Рис. 4. Фацетная модель танка Т-72

Пример результатов совместного моделирования многодиапазонных РЛИ подстилающей поверхности и объектов представлены на рисунке 5.



а) б) в) г)

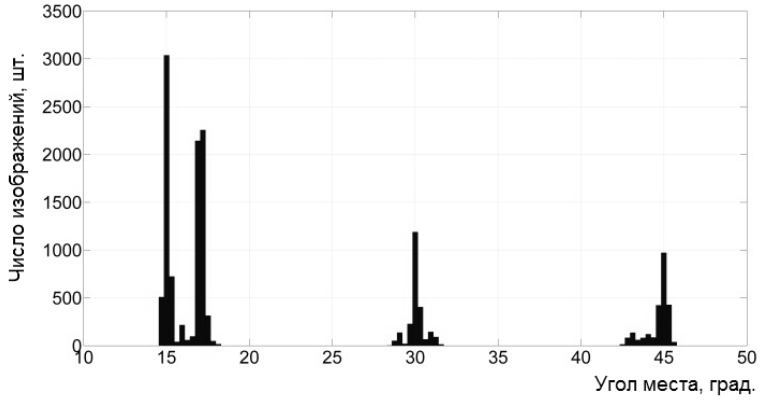
Рис. 5. Фрагменты РЛИ танка Т-72, сформированных по Варианту 3 на рис. 1 с радиолокационными тенями на частотах и при разрешающей способности РСА: а) 10 ГГц и 0,1 м; б) 10 ГГц и 0,3 м; в) 6 ГГц и 0,4 м; г) 1,3 ГГц и 0,7 м

Представленные на рисунке 5 примеры фрагментов РЛИ танка Т-72, сформированных в различных частотных диапазонах и с различным разрешением, показывают субъективно достаточно высокую адекватность реальным РЛИ на качественном уровне.

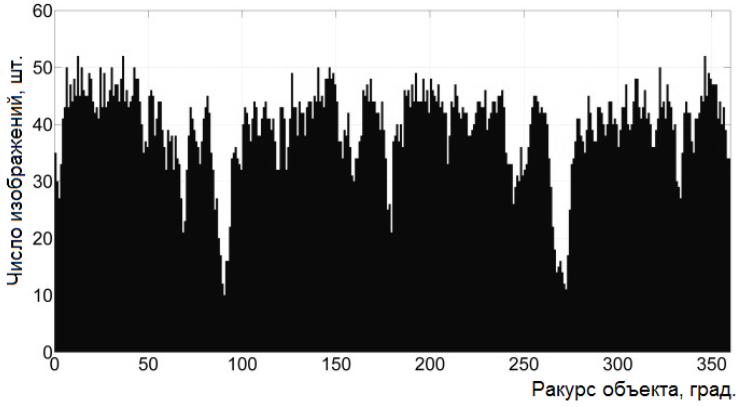
4. Количественная оценка адекватности формируемых изображений

В работе проведена количественная оценка адекватности предложенной модели на основе сравнения с реальными РЛИ объектов размером 128×128 пикселей из открытой части (порядка 14 тыс. изображений) базы данных MSTAR. На гистограммах рисунка 6 показано, что выборка реальных РЛИ представлена практически всем набором условий наблюдения и является хорошей основой для проведения достоверной сравнительной оценки хотя бы в одном диапазоне. Кроме того, каждое изображение хранится в собственном формате, который содержит помимо комплексных отсчетов РЛИ данные об условиях наблюдения, что позволяет их использовать как входные параметры рассматриваемой имитационной модели. Моделирование РЛИ проводилось для

нескольких случаев: с учетом радиолокационной тени, с учетом многократных переотражений, с учетом тени и переотражений, а также без них.



а)



б)

Рис. 6. Гистограммы распределения числа РЛИ базы MSTAR по условиям наблюдения: а) по углу места; б) по ракурсу объектов.

Показателем сравнения модельных и реальных РЛИ выбран известный двумерный коэффициент корреляции. При обработке нескольких изображений с одинаковыми условиями наблюдения значения коэффициента усреднялись. На рисунке 7 представлены итоговые результаты вычисления значений коэффициента корреляции для формируемых РЛИ танка Т-72 с учетом тени и многократных переотражений.

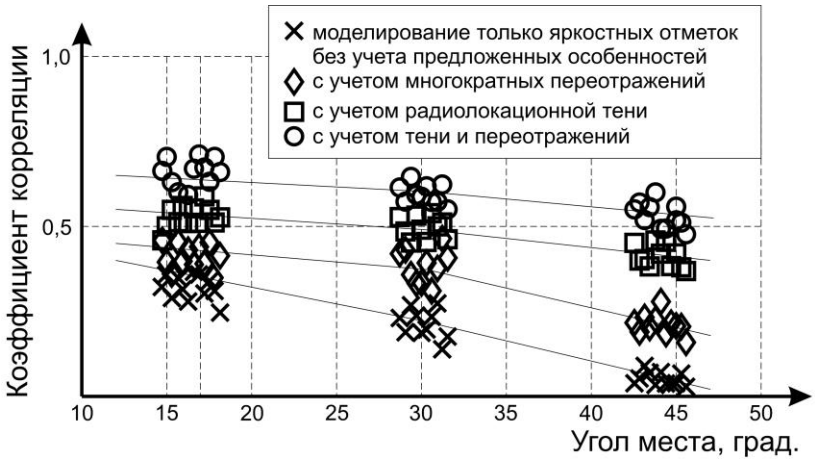


Рис. 7. Результаты сравнительной оценки адекватности имитационной модели

Как видно из рисунка 7, для «штатных» углов наблюдения (пояснение начала отсчета углов имеется на рисунке 2) в диапазоне 10–30 градусов учет в имитационной модели эффекта многократных переотражений ЭМВ и наличия радиолокационной тени не добавляет существенных преимуществ, поскольку в таких условиях наблюдения данные особенности не проявляются. Несмотря на это, коэффициент корреляции модели с учетом тени и переотражений и реальных РЛИ повысилась, в среднем, до 2 раз. Особое преимущество появляется при моделировании РЛИ в условиях малых значений угла места – например, на больших дальностях. В этом случае наличие радиолокационной тени очевидно, при этом существенно проявляются переотражения ЭМВ. В случае углов места около 45 градусов преимущество в адекватности предложенной модели достигает 7 раз по коэффициенту корреляции по сравнению с РЛИ, моделируемом только по яркостным значениям.

5. Заключение

Предложена новая имитационная модель формирования изображений РСА на основе многолучевого подхода с учетом многократного переотражения ЭМВ и наличия радиолокационных теней, позволяющая повысить как на качественном, так и на количественном уровне адекватность РЛИ, формируемых в различных частотных диапазонах. Разработанная модель применяется для формирования радиолокационных изображений многодиапазонных, поляриметрических и интерферометрических РСА, а также для исследования эффективности способов комплексирования многодиапазонных РЛИ (см., например, в [4]).

Литература

1. Кузнецов В. А., Амбросов Д. В. Алгоритмы проверки видимости модели воздушной цели в задачах оценки её эффективной площади рассеяния // Успехи современной радиоэлектроники, 2019, № 8. – С. 56–68.
2. Кузнецов В. А., Меньших Н. А., Аликулов Е. А., Финагеев А. В. Способ имитации радиосигнала. RU 2747883C1, заяв. 02.11.2020, опубл. 17.05.2021.
3. Кузнецов В. А., Амбросов Д. В. Динамическая модель пространственно-распределенной воздушной цели // Системы управления, связи и безопасности, 2019, № 2. – С. 215–235.
4. Потапов А. А., Кузнецов В. А., Аликулов Е. А. Анализ способов комплексирования изображений, формируемых многодиапазонными радиолокационными станциями с синтезированной апертурой // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника, 2021, Т. 24, № 3. – С. 6–21.

References

1. Kuznetsov V. A., Ambrosov D. V. Air target model visibility checking algorithms in radar cross section estimation // Telecommunications and Radio Engineering, 2019, No 8. – Pp. 56–68.
2. Kuznetsov V. A., Menshikh N. A., Alikulov E. A., Finageev A. V. Method for simulating radio signal. RU 2747883C1, stated. 02.11.2020, publ. 17.05.2021.
3. Kuznetsov V. A., Ambrosov D. V. The dynamic model of a spatially distributed air target // Systems of control, communication and security, 2019, No 2. – Pp. 215–235.
4. Potapov A. A., Kuznetsov V. A., Alikulov E. A. Methods for complexing images formed by multi-band synthetic aperture radars // Journal of the Russian universities. Radioelectronics, 2021, Vol. 24, No 3. – Pp. 6–21.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ЗАДАЧ ПЕЛЕНГАЦИИ НИЗКОЛЕТЯЩИХ ЦЕЛЕЙ АЛГОРИТМОМ СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ MUSIC

Н. А. Венедиктов[1], Н. В. Поваренкин[1], А. К. Ермаков[1]

[1]ГУАП, Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В настоящей работе проведено исследование качества работы алгоритма сверхразрешения MUSIC при использовании различных частотно-модулированных сигналов. В статье представлена геометрическая модель ситуации пеленгации низколетящих целей. Рассчитаны параметры моделируемой ситуации. По результатам расчетов определены допустимые характеристики сигнала. Результатом работы алгоритма MUSIC является псевдоспектр, анализ которого позволяет найти зависимости точности пеленгации от параметров сигнала.

Ключевые слова: радиолокационный сигнал; оценка направления прибытия; алгоритм MUSIC; низколетящая цель.

INVESTIGATION OF THE EFFECTIVENESS OF THE RADAR SIGNAL FOR THE PROBLEMS OF DIRECTION-FINDING OF LOW-FLYING TARGETS OF SUPER-RESOLUTION ALGORITHMS MUSIC

N. A. Venediktov[1], N. V. Povarenkin[1], A. K. Ermakov[1]

[1]SUAI, Saint-Petersburg, Russia

Abstract. In this paper, the quality of the work of the MUSIC super-resolution algorithm is investigated when using various frequency-modulated signals. The article presents a geometric model of the situation of direction finding of low-flying targets. The parameters of the simulated situation are calculated. According to the results of calculations, the permissible characteristics of the signal are determined. The result of the MUSIC algorithm is a pseudospectrum, the analysis of which allows us to find the dependencies of the direction finding accuracy on the signal parameters.

Keywords: radar waveforms; DOA estimation; MUSIC algorithm; low-flying target.

1. Введение

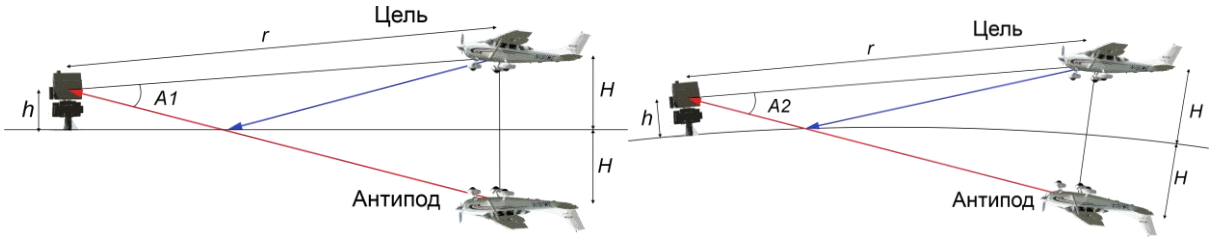
Измерение угловых координат (УК) низколетящих целей требует большую разрешающую способность радиолокационной станции (РЛС). Для этого, кроме классических физических методов, применяют спектральные методы, позволяющие значительно увеличить разрешающую способность РЛС за счет математической обработки принятой реализации. Угловое разрешение активной фазированной антенной решётки (АФАР) при использовании классических методов определяется размерами апертуры антенной системы и расположением её элементов. Среди методов спектрального анализа выделяются обычные (Bartlett, Minimum Variance Distortionless Response (MVDR), Capon и другие) и собственноструктурные (СС) методы (Писаренко, MUSIC, Root-MUSIC, ESPRIT, Min-Norm, FINE и другие) [1]. По результатам анализа методов, выбор остановился на методе MUSIC (multiple signal classification - классификация множества сигналов). Среди методов с высоким разрешением он является наиболее распространенным. Популярность MUSIC обусловлена его универсальностью,

так как он применим к решеткам произвольной геометрии, составленной из элементов с различными характеристиками. Далее будет рассматриваться алгоритм MUSIC, и методы повышения качества работы, за счет параметров излучаемого сигнала.

2. Определение модели

Наибольшую опасность при решении задач обеспечения полетов гражданской авиации представляют собой полеты самолетов малой и сверхмалой авиации на небольших высотах. В соответствии с действующими авиационными правилами полеты воздушных судов не разрешаются на высотах ниже 300 метров над самым высоким препятствием. Полеты нарушителей в таком случае совершаются в диапазоне от 100 до 400 метров [1].

На рисунке 1 построена геометрическую модель пеленгации радиолокационной цели (РЛЦ) с помощью РЛС. С самого начала примем земную (подстилающую) поверхность, как зеркальную. Нужно учитывать кривизну земной поверхности, которая с определенной дистанции пеленгования, искажает простую геометрическую модель. На рисунке 1а за счет малого расстояния, подстилающую поверхность можно рассматривать как плоскую поверхность. Именно ее и будем использовать в дальнейшем.



а) б)

Рис. 1. Модель распространения, в зависимости от расстояния

Геометрическая задача, представленная на рисунке 2, позволяет определить потенциально максимальную длительность одного зондирующего сигнала. Также рассчитать временную разницу прихода волнового фронта от цели и антипода. Максимальный период излучения рассчитывается по формуле 1. Временную задержку прихода волнового фронта от антипода, относительно – цели, рассчитывается по формуле 2. При дальнейшем моделировании, период излучения сигнала будет в десять раз меньше минимально допустимого периода излучения.

$$T = \frac{BA + BA}{c}, \tag{1}$$

$$\tau = \frac{CA - BA}{c}. \tag{2}$$

где T – максимальный период излучения; τ – время задержки.

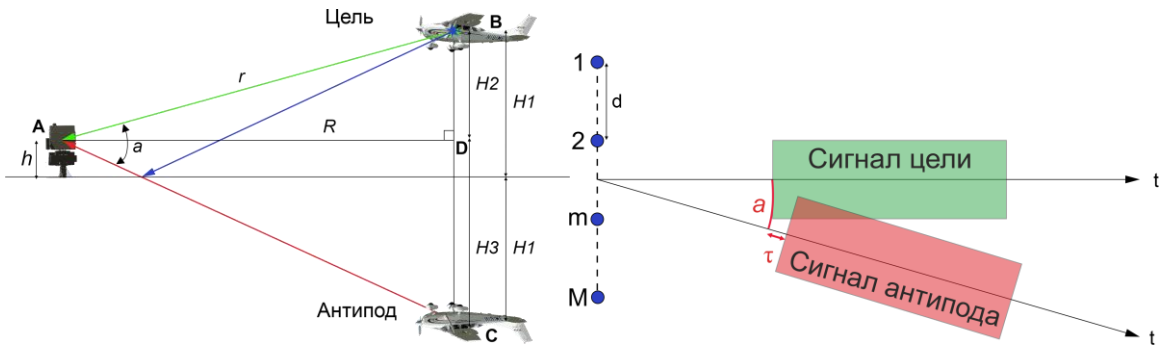


Рис. 2. Геометрическая модель зеркального переотражения

Результаты расчетов сведены в таблицу 1 и 2. Положения с минимальной и максимальной разностью приема, соответствует минимальному и максимальному углу пеленгация сигнала от цели и антипода. При данной постановке задачи углы между целями изменяются от 0,57 до 7,6 градусов.

Таблица 1. Разница прихода сигналов от цели и антипода

Разность приема сигнала, м (нс)				
		Расстояние от цели до антенны, м		
		6000	13000	20000
Высота цели, м	100	0,999 (3,333)	0,462 (1,538)	0,3 (0,999)
	200	1,999 (6,629)	0,923 (6,629)	0,6 (1,999)
	300	2,996 (9,987)	1,384 (4,614)	0,899 (2,999)
	400	3,991 (13,33)	1,845 (6,151)	1,199 (3,999)

Таблица 2. Максимальная период излучаемого сигнала

	Расстояние от антенны до цели, м		
	6000	13000	20000
Длительность импульса, мкс	40	86,7	133

Поскольку эффективность алгоритмов сверхразрешения сильно зависит от когерентности сигналов. Требуется принять максимально некогерентные сигналы.

В данной работе будет описана модель сигнала от двух источников в элементах АФАР. Эта модель необходима для построения корреляционной матрицы R_{xx}. На основе которой работает алгоритм MUSIC.

Для дальнейших расчетов введём условия модели:

- изотропная и линейная среда распространения сигнала;
- источники сигнала находятся в дальней зоне локатора;
- аддитивный белый гауссовский шум в каждом элементе АР;
- линейная АФАР с 200 излучателей;
- два источника (антипод и цель);
- зеркальная подстилающая поверхность.

АФАР определяют направление прихода сигнала, путем сравнения разности фаз принятых каждым элементом антенной решетки (рисунок 3).

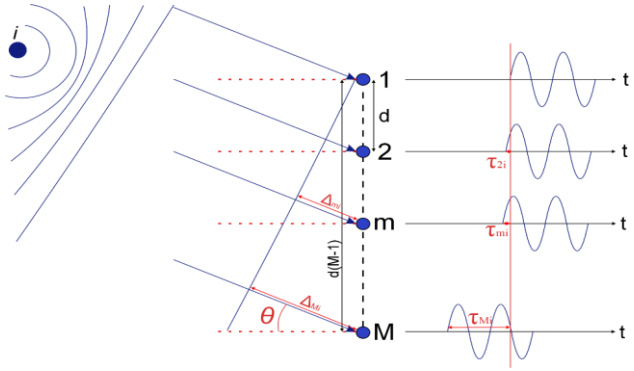


Рис. 3. Сигнал с *i*-го направления в элементах антенной решетки

Представление сигнала, принятого первым элементом антенной решетки в тригонометрическом и комплексном виде с учетом временной задержки на распространение в свободном пространстве.

$$s_i(t) = \alpha_i(t-\tau_d)cos\left[2\pi f_c(t-\tau_d)+\varphi_i(t-\tau_d)\right] = Re\{s_i(t)\}$$

$$s_i(t) = \alpha_i(t-\tau_d)exp\left\{j\left(2\pi f_c(t-\tau_d)+\varphi_i(t-\tau_d)\right)\right\}, \quad (3)$$

где i - номер источника сигнала ($1 \le i \le D$);

s_i - сигнал *i*-го источника в первом элементе АР;

α_i - амплитудный коэффициент;

τ_d - время задержки сигнала от источника;

Расстояния прохождения фронта волны *i*-го источника, от первого элемента до элемента *m*:

$$\Delta_{mi} = (m\text{-}1)d \cdot \sin\theta_i, \quad (4)$$

где: m – номер элемента антенны ($1 \le m \le M$);

d – расстояние между элементами АФАР;

θ_i – угол на источник *i* сигнала относительно нормали антенны;

Время задержки сигнала относительно первого элемента:

$$\tau_{mi} = \frac{\Delta_{mi}}{c} = (m-1)\frac{d\,sin\theta_i}{c}. \quad (5)$$

Приходящий плоский фронт волны индуцирует в М-элементах антенной решетки случайное напряжение. Видно, что сигнал в любом элементе АР можно определить относительно сигнала, принятого первым элементом.

Модель сигнала *i*-го источника в *m*-ом элементе:

$$s_{im}(t) = s_{i1}(t-\tau_{mi}) = s_i^r(t-\tau_r-\tau_{mi}) = \alpha_i(t-\tau_r-\tau_{mi})cos\left[2\pi f_c(t-\tau_r-\tau_{mi})+\varphi_i(t-\tau_r-\tau_{mi})\right]$$

$$\approx \alpha_i(t-\tau_r)cos\left[2\pi f_c(t-\tau_r)+\varphi_i(t-\tau_r)-(m-1)\mu_i\right] = Re\left[s_i(t)e^{j(m-1)\mu_i}\right]. \quad (6)$$

Появляется понятие пространственной частоты μ_i, именно для нее важно условие узкополосности принимаемого сигнала. Каждому углу падения сигнала на АР соответствует своя пространственная частота. Поэтому этот параметр так важен для радиолокации.

$$\mu_i = -\frac{2\pi f_c}{c}\Delta \sin\theta_i = -\frac{2\pi}{\lambda}\Delta \sin\theta_i \quad (7)$$

Запишем итог в комплексной форме

$$s_{im}(t) \approx \alpha_i(t-\tau_r)e^{\left[2\pi f_c(t-\tau_r)+\beta_i(t-\tau_r)\right]}e^{j(m-1)\mu_i} = e^{j(m-1)\mu_i}s_i(t) \quad (8)$$

Модель сигнала, принятого АР:

$$x_m(t) = s_i(t)\sum_{i=1}^{d} e^{j(m-1)\mu_i} + n_m(t) \quad (9)$$

Матричное представление:

$$X(k) = A_M(i)\cdot P(i)\cdot S_i(k) + N_M(k) \quad (10)$$

где $X_D(k)$ - матрица значение амплитуды смеси сигналов от D источников и гауссовского шума в m-ом элементе АР в k-ый отсчёт времени [MxK];

$A_M(i)$ - матрица векторов пространственной частоты, играющая основную роль в определении направления прихода сигналов[MxD];

P_D - мощность сигнала с i-го направления [DxD];

$S_i(k)$ - сигнал в m-ом элементе АР [DxK];

$N_M(k)$ - аддитивный белый гауссовский шум в m-ом элементе [MxK].

Алгоритм MUSIC разработан для получения спектра зашумлённого сигнала на основе разбиения его на пространство сигнала и пространство шумов. Пространственный спектр сигнала определяется по матрице векторов собственных значений. Алгоритм является универсальным как для определения направления прихода сигналов с высоким разрешением, так и для борьбы с помехами [2, 3].

На рисунке 4 показаны этапы работы алгоритма и данные, используемые на разных этапах:

Рис. 4. Этапы алгоритма MUSIC

Используя оператор математического ожидания для получения корреляционной матрицы:

$$R_{xx} = E\left[X(t) \cdot X(t)^H \right]. \tag{11}$$

В реальных системах, где используются конечные по длительности сигналы. Мы должны использовать оценку ковариационной матрицы с усреднением по времени:

$$\hat{R}_{xx} = \frac{1}{T}\int_0^T X(t) \cdot X(t)^H \, dt. \tag{12}$$

Или запишем в виде отсчетов:

$$\hat{R}_{xx} = \frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K} X(k) \cdot X(k)^H. \tag{13}$$

Увеличивая T (или K), мы можем заставить оценку ковариационной матрицы сходиться к статистической корреляционной матрице, процесс называется эргодическим в ковариационной матрице.

$$\lim_{T\to\infty} \hat{R}_{xx}(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T}\int_0^T \bar{x}(t) \cdot \bar{x}(t)^H \, dt = R_{xx}. \tag{14}$$

Именно ортогональность шумового подпространства используется для получения псевдо-спектра, именно из максимумов которого, получают информацию от количестве или положении целей. Итоговая формула для нахождения псевдоспектра MUSIC:

$$P_{MU}(\theta) = \frac{1}{\left| \bar{a}^H(\theta) E_n E_n^H \bar{a}(\theta) \right|}. \tag{15}$$

3. Моделирование

Этап моделирования начинается с определения положения цели, при котором алгоритм выдает худшие результаты. Для этого были выбраны крайние возможные координаты цели. На рисунке 5 показные результаты, проведенных измерений координат с помощью алгоритма MUSIC. Худший результат получен при наименьшем угле между принимаемыми сигналами на дальности цели двадцать километров и высоте сто метров. Именно это положение цели будет использоваться в дальнейших исследованиях для большей наглядности.

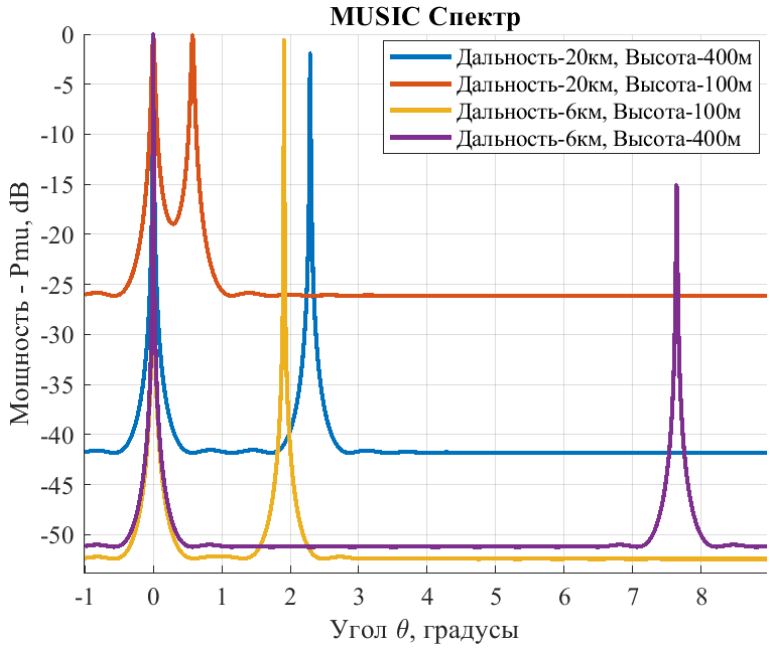


Рис. 5. Модели частотной модуляции

На рисунке 6 представлены функции частотной модуляции, которые использовались во время исследования. Эти сигналы имеют одинаковую длительность, но частотное заполнение изменяется по закону линейному закону разное количество раз. С увеличение количества перепадов, возрастает скорость девиации, что должно уменьшить когерентность двух сигналов с минимальной задержкой. Так как подстилающая поверхность является зеркальной, амплитудный спектр сигнала после переотражения не изменяется. Поэтому функции девиации частоты антипода и цели будут идентичны.

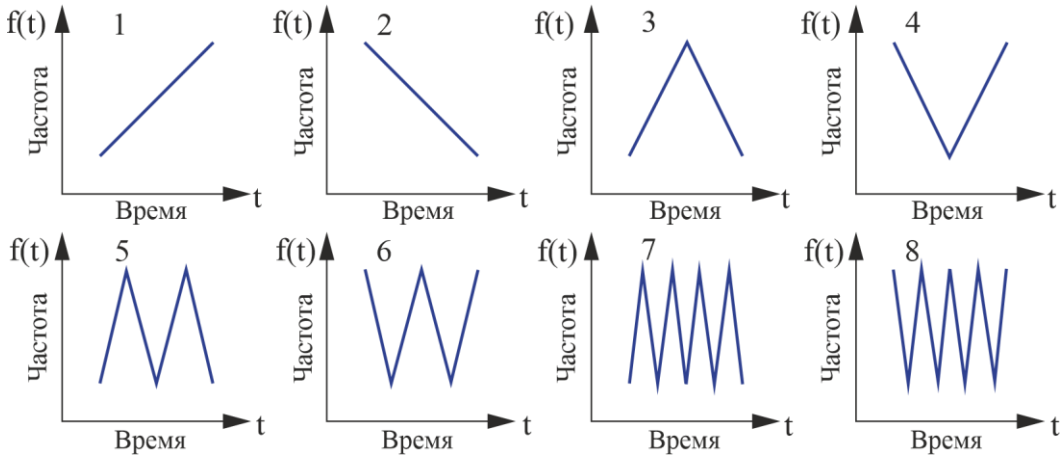
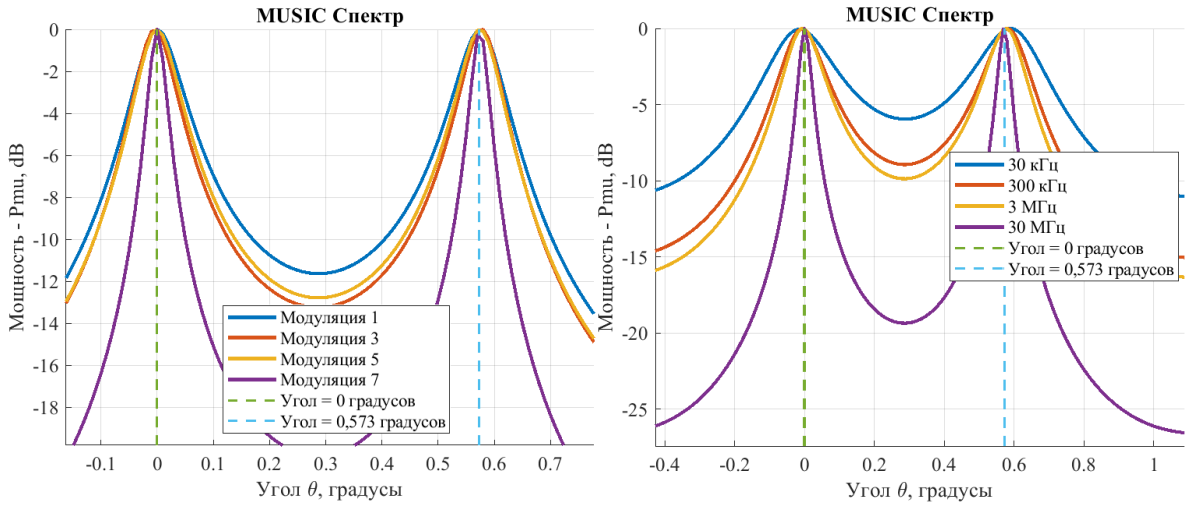


Рис. 6. Функции частотной модуляции

Для дальнейшего моделирования требовалось остановиться на определенном форме функции девиации частоты и диапазоне изменении частоты. По результатам работы алгоритма MUSIC на рисунке 7а, лучше всего себя показали модуляции под номером семь и восемь. Они имеют наибольшую скорость девиации, это достигается за счет

управляющей функции. Кроме этого, на рисунке 7б наблюдается прямая зависимость качества работы алгоритма сверхразрешения от увеличения диапазона девиации.



а) б)

Рис. 7. Полученный псевдоспектр с помощью алгоритма MUSIC

Для проверки влияния наложения сигналов от антипода и цели, изменялась длительность импульса, длительность задержки при это оставалась неизменной. На рисунке 8 представлены графики реализации алгоритма MUSIC для разных отношений времени задержки и времени импульса. Отношение выражено в процентной длительности задержки от периода импульса. Период накопления не изменялся, поэтому при уменьшении времени наложения сигналов результаты должны улучшаться, но как видно, увеличивалась угловая ошибка и пологость пиков.

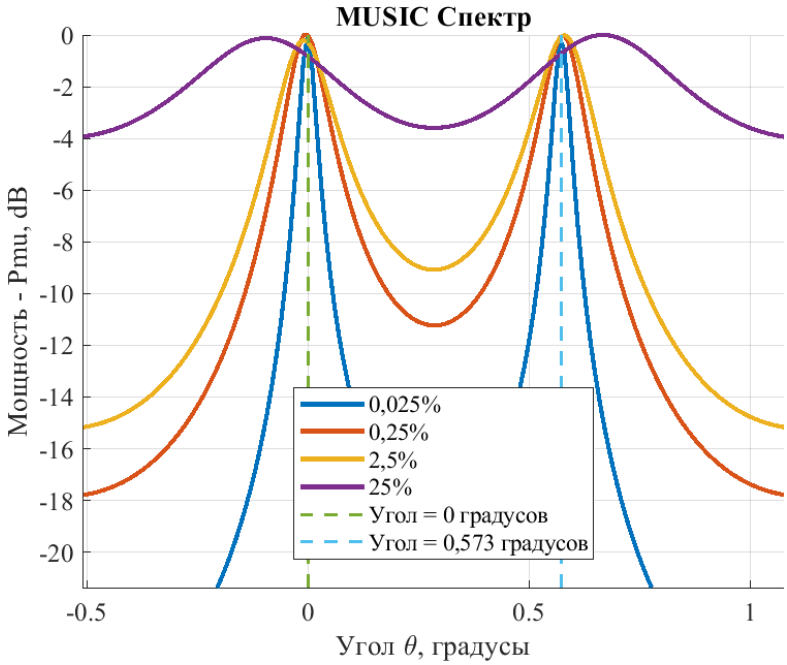


Рис. 8. Полученный псевдоспектр с помощью алгоритма MUSIC

Предположим, что негативно влияет накопление шума. Для уменьшения влияния шума, на рисунке 9 пропорционально уменьшался период накопления. Из этого эксперимента можно сделать вывод об ошибке, вызванной накоплением шума.

Окончательно ошибки из этого эксперимента убираются путем увеличения частоты дискретизации.

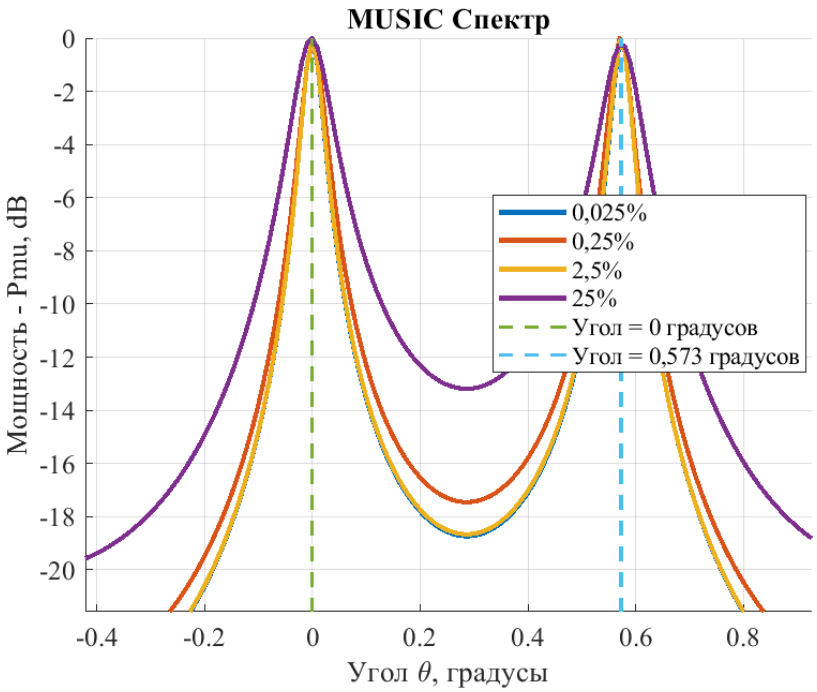


Рис. 9. Полученный псевдоспектр с помощью алгоритма MUSIC

Последнее исследование показывает сравнение седьмой и восьмой функции девиации, также их зависимость от задержки сигнала антипода. Графике на рисунке 10 показывают, что в случае зеркальной подстилающей поверхности, эффективность алгоритма от не зависит от начальной и конечной частоты импульса. В свою очередь, от времени задержки сигнала от антипода, алгоритм зависит сильно.

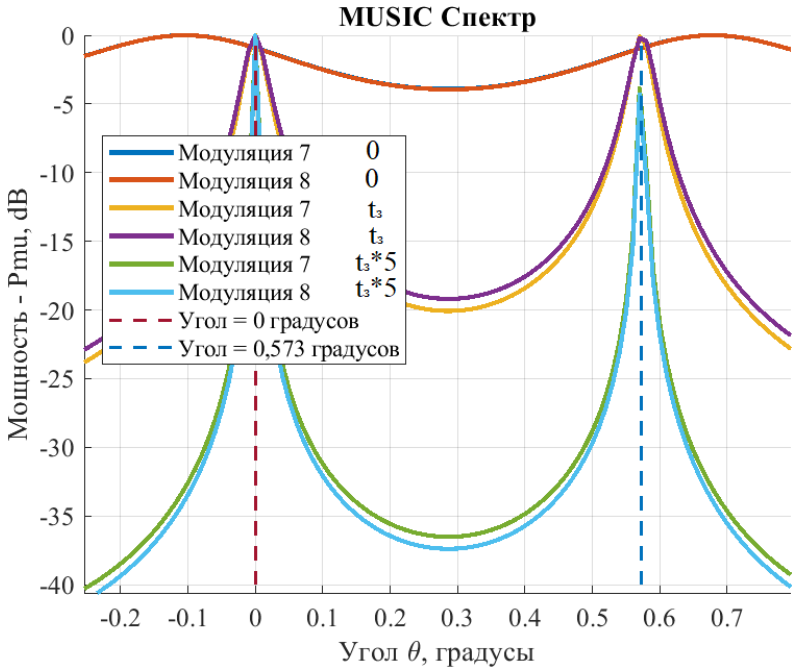


Рис. 10. Полученный псевдоспектр с помощью алгоритма MUSIC

4. Заключение

По результатам моделирования зеркального переизлучения не наблюдается зависимость алгоритма MUSIC от длительности импульса, начальной и конечной частоты импульса. В то время как скорость нарастания функции частотной модуляции, диапазон частот девиации, длительность накопления, время задержки и угол сигнала от антипода оказывают воздействие на результат работы алгоритма сверхразрешения MUSIC. Результаты данной работы необходимо учитывать при дальнейшем исследовании алгоритмов сверхразрешения.

Литература

1. Frank Gross, Smart Antennas for Wireless Communication. McGraw-Hill Education, 2015. 400с.
2. Mahmoud M., Mohamed L., Emad M., Sherif H. Optimization of MUSIC algorithm for angle of arrival estimation in wireless communications // NRIAG Journal of Astronomy and Geophysics 2013. № 2. С.116–124.
3. Zhizhang C., Gopal G., Yiqiang Y. Introduction to Direction-of-Arrival Estimation. ARTECH HOUSE, 2010. 193 с.

References

1. Frank Gross, Smart Antennas for Wireless Communication. McGraw-Hill Education, 2015. – 400 p.
2. Mahmoud M., Mohamed L., Emad M., Sherif H. Optimization of MUSIC algorithm for angle of arrival estimation in wireless communications // NRIAG Journal of Astronomy and Geophysics 2013. № 2. – Pp.116–124.
3. Zhizhang C., Gopal G., Yiqiang Y. Introduction to Direction-of-Arrival Estimation. ARTECH HOUSE, 2010. – 193 p.

К ВОПРОСУ ОБ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ В ПРИЕМНОМ УСТРОЙСТВЕ РЛС ЗГО

С.В.Литвинов[1], И.А. Глинкин[2], А.А.Кашеваров[1]

[1]РТУ МИРЭА, Москва, Россия
[2]ОАО «НПК «НИИДАР», Москва, Россия

Аннотация. В статье поднимается вопрос электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств в радиолокации. Приводится влияние на ЭМС составных частей РЛС ЗГО (антенно-фидерное устройство, передатчик и приемник). Рассматриваются причины обострения проблем ЭМС, факторы, влияющие на ЭМС приемного устройства радиолокатора. Анализируются источники возникновения помех, такие как собственные шумы приемника и зеркальные каналы; мощный сигнал собственного передатчика; непреднамеренные помехи иных источников (соседние каналы); искусственно создаваемые помехи (маскирующие и имитирующие). Предложены варианты минимизации влияния этих помех на функционирование приемных устройств.

Ключевые слова: радиолокация, загоризонтное обнаружение, приемное устройство, электромагнитная совместимость, ЭМС.

TO THE QUESTION ABOUT ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY IN THE RECEIVING DEVICE OF OTHR

S.V. Litvinov[1], I.A. Glinkin[2], A.A. Kashevarov[1]

[1]Russian Technological University (MIREA), Moscow, Russia
[2]JSC «Distant Radiocommunication Scientific Research Institute», Moscow, Russia

Abstract. The article discusses the electromagnetic compatibility of radio electronic equipment in radar. Here is the effect on the EMC of the components of the OTH radar (antenna, transmitter and receiver). Consider the reasons for the aggravation of EMC problems, factors affecting the EMC of the radar receiver. Analyze sources of interference, such as receiver intrinsic noise and mirror channels; powerful signal from its own transmitter; unintentional interference from other sources (adjacent channels); artificially created interference (masking and imitating). Variants of minimizing the influence of these interferences on the functioning of receiving devices are proposed.

Keywords: radar, over-the-horizon detection, receiving device, electromagnetic compatibility, EMC.

1. Введение

Массовое использование радиоэлектронных средств (РЭС) различного назначения привело к возникновению мешающего влияния их друг на друга за счёт создания непреднамеренных взаимных помех, которые затрудняют или исключают возможность их нормальной совместной работы (например: взаимные помехи двух несинхронизированных РЭС).

Обеспечение совместной работы различных РЭС, т.е. электромагнитной совместимости (ЭМС), с каждым годом имеет всё большее значение. Значимость проблемы ЭМС и её обострение определяется не только значительным ростом количества, многообразием и сложностью самих РЭС, являющимися естественным

следствием внедрения радиоэлектроники в различные сферы производства и потребления, но и проявляющейся иногда её недооценкой, непосредственно отвечающими за разработку и нормальное функционирование РЭС. [1]

В соответствии с ГОСТ Р 50397-2011 электромагнитная совместимость – это способность радиоэлектронных средств эффективно функционировать в реальных условиях эксплуатации с требуемым качеством при воздействии на них непреднамеренных радиопомех и не создавать недопустимых электромагнитных помех другим радиоэлектронным средствам. [2]

Обострение проблем электромагнитной совместимости в целом, и при работе радиолокаторов в частности, вызваны несколькими причинами:

1. Увеличение общего числа одновременно излучающих РЭС;
2. Ограниченность и загруженность используемого диапазона частот;
3. Увеличение мощности излучающих устройств;
4. Повышение чувствительности радиоприемных устройств;
5. Несовершенство аппаратуры (антенн, передатчиков и приемников);
6. Широкое распространение средств автоматического управления, контроля и диагностики, которые в большей степени подвержены воздействию помех.

2. Электромагнитная совместимость радиолокатора

Проблема ЭМС в радиолокации связана, прежде всего, с особенностями функционирования РЭС, в состав которых, как правило, входят три основных элемента – радиопередающее, радиоприемное и антенно-фидерное устройства. В соответствие с названиями радиопередающее устройство предназначено для генерирования, модуляции и усиления токов высокой частоты, радиоприемное устройство – для селекции, преобразования, усиления и детектирования электрических сигналов, а антенно-фидерное устройство – для излучения и селекции электромагнитных колебаний радиодиапазона, а также их преобразования в электрические токи. Структурная схема РЛС ЗГО приведена на рисунке 1.

Каждый из этих устройств по-своему влияет на ЭМС. Например антенно-фидерное устройство (АФУ) решает задачи пространственной, поляризационной и, в определенной мере, частотной селекции радиоволн. При этом пространственная селекция осуществляется благодаря диаграмме направленности (ДН) - направленным свойствам большинства типов антенн, которые характеризуются зависимостью уровня излучаемого или принимаемого излучения от направления. В отличие от идеальной, реальная диаграмма направленности имеет основной и боковые лепестки излучения (приема), которые и являются основным источником непреднамеренных помех от АФУ.

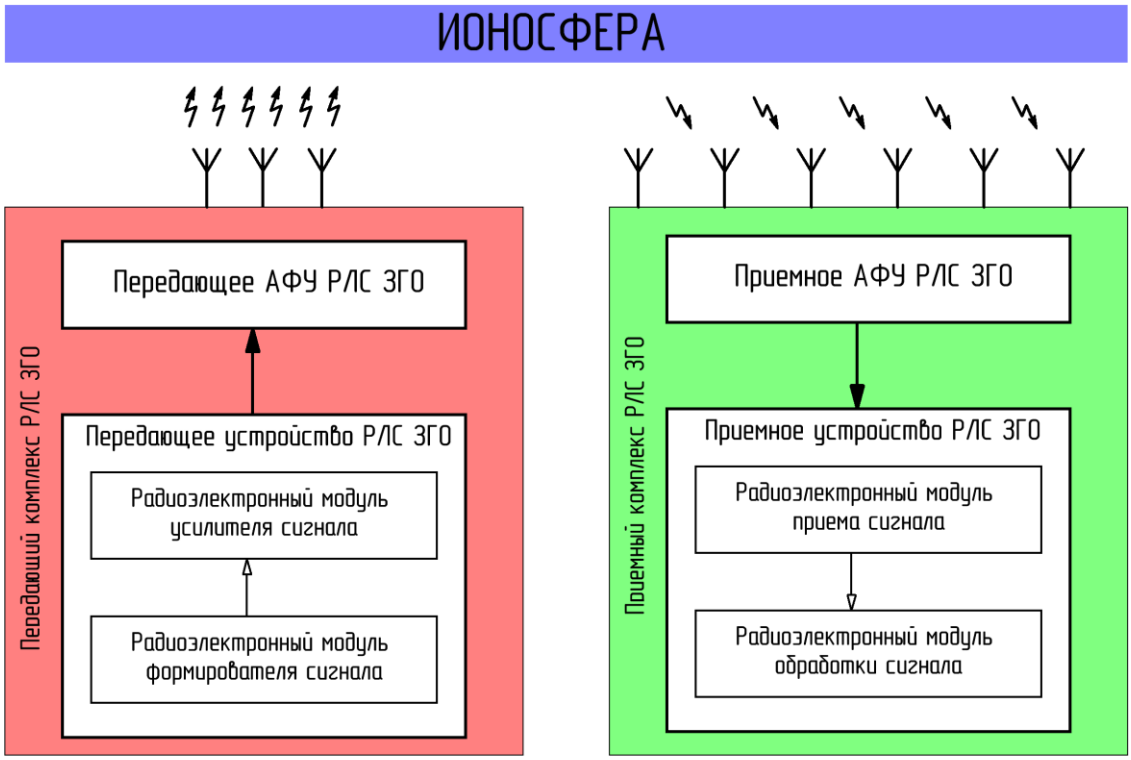


Рис. 1 Структурная схема РЛС ЗГО

В радиопередающих устройствах, являющихся источником радиоизлучений, основными параметрами, влияющими на ЭМС, являются: мощность основного излучения, ширина спектра основного излучения, несущая частота (центральная частота спектра основного излучения), диапазон рабочих частот, стабильность передатчика, частоты (ширины полосы частот) и уровни внеполосных и побочных излучений и др

Проблема ЭМС радиоприемного устройства определяется наличием различных каналов приема, как сигналов, так и помех. Основными параметрами радиоприемного устройства, влияющими на ЭМС, являются: чувствительность, диапазон рабочих частот, ширина полосы пропускания, значение промежуточной частоты, избирательность, величина ослабления по зеркальному каналу и др. В статье разбирается проблема электромагнитной совместимости при функционировании радиоприемных устройств радиолокатора загоризонтного обнаружения.

3. Факторы, влияющие на ЭМС радиоприемного устройства

При разработке любых электронных средств, в том числе радиопиемников спец.назначения, необходимо соблюдать следующие условия:

− создаваемое им электромагнитное излучение не должно превышать уровень, обеспечивающий штатное функционирование другого оборудования;

− разрабатываемое устройство должно быть устойчиво к электромагнитным помехам и способно функционировать в соответствие со своим назначением.

Как правило, требования по обеспечению ЭМС вступают в противоречие с другими требованиями к РЭС – диапазон используемых частот, массогабаритные и стоимостные характеристиками. Поэтому крайне важна конструктивная оптимизация

этих требований, так как окончательное решение является компромиссным. На практике реализация этого положения затруднена из-за малого объёма (особенно в начальной стадии проектирования РЭС) априорной информации об электромагнитной обстановке и недостаточного числа апробированных математических моделей, описывающих затухание электромагнитной энергии (ЭМЭ) в различных каналах на пути от источника к приёмнику ЭМЭ.

Основные источники электромагнитных помех, влияющие на функционирование радиоприемноих устройств:

1. Собственные шумы приемника, зеркальные каналы;
2. Мощный сигнал собственного передатчика;
3. Непреднамеренные помехи иных источников (соседние каналы);
4. Искусственно создаваемые помехи (маскирующие и имитирующие).

4. Собственные шумы приемника, зеркальные каналы

В процессе разработки приемного устройства рассматривается вопрос обеспечения электромагнитной совместимости оборудования, входящего в состав устройства, в первую очередь за счет снижения собственного излучения блоков, узлов и трактов разводки питания и сигналов.

На рисунке 2 представлена структурная схема одноканального многочастотного приемника. [3] Здесь схема приведена для рассмотрения с точки зрения ЭМС, алгоритм работы такого приемника рассмотрена в предшествующих материалах авторов.

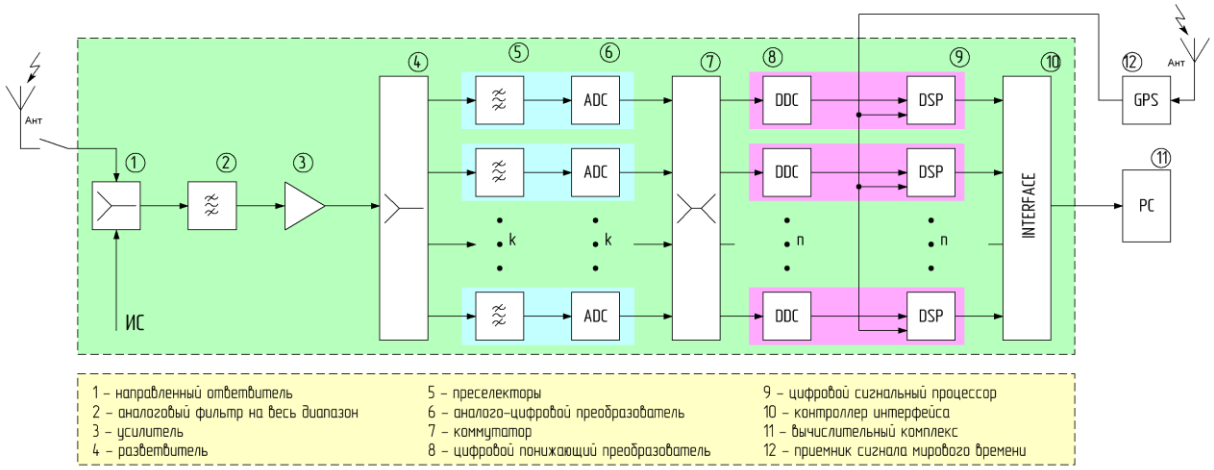


Рис. 2 Структурная схема многочастотного приемника

Применение малошумящего линейного балансного усилителя, использующего 180-градусные делители и сумматоры, позволяет подавить продукты интермодуляционных искажений второго порядка узлов усилителя за счет их противофазного сложения. В узлах усилителя использованы специальные транзисторы, имеющие значение коэффициента передачи Кр = 18 дБ, величину координаты точки пересечения IP2 не менее 60 дБм, IP3-20 дБм при токе 240 мА и коэффициент шума Ш = 2 дБ.

5. Мощный сигнал собственного передатчика

В классической радиолокации, в т.ч. в загоризонтной, для обнаружения целей используется сигнал собственного передатчика, исключение - пассивная радиолокация (здесь не рассматривается). В отсутствие развязки между передатчиком и приемником одного радиолокатора мощный сигнал передатчика может перегрузить приемник вплоть до выгорания микросхем. Причем как в случае совмещения приемной и передающей антенн, так и в случае их пространственного разнесения. [4]

Рис. 3 Передающее АФУ (слева) и приемное АФУ (справа) РЛС ЗГО

Для блокирования сигнала передатчика на входе каждого приемного канала установлен антенный коммутатор, состоящий из специального двухпозиционного ключа, защищающего приемник от воздействия сигнала передатчика и одновременно формирующий согласованную нагрузку для направленного ответвителя ввода имитационных сигналов. Такой ключ при отключении входов приемников от выходов АФУ обеспечивает в диапазоне рабочих частот (КВ-диапазон) подавление не менее 70 дБ при уровне IP3 > 50 дБм и IP2 > 80 дБм начиная с частоты 1 МГц. Время переключения не превышает 2 мкс.

6. Непреднамеренные помехи иных источников

При разработке РЭС отдельное внимание уделяется подавлению внешних электромагнитных помех находящегося рядом оборудования и непреднамеренных помех внешних источников радиосигналов.

Для защиты от ЭМС совместно работающей аппаратуры широко применяется экранирование металлическими заземленными корпусами начиная от конкретных шумящих узлов поднимаясь на уровень радиотехнических устройств и средств. Электронные модули исполняются на многослойных печатных платах с двухсторонней экранировкой. Корпуса этих блоков состоят из двух объемных крышек, выполненных фрезерованием из алюминиевого сплава Д16, и гальванически покрыты сплавом олова с висмутом. Каждая крышка имеет индивидуальные отсеки, в которых располагаются функциональные узлы, требующие экранировки. На печатной плате с обеих сторон имеется земляной контур, точно повторяющий конфигурацию отсеков в крышках. Две крышки и печатная плата крепятся между собой винтами с шагом около 30 мм.

Положение крепящих винтов обеспечивает надежный механический и электрический контакт крышек и печатной платы.

Для обеспечения электромагнитной совместимости приемного и передающего устройств РЛС ЗГО с другими РЭС, в том числе правительственного и гражданского назначения применяется система поиска рабочих каналов (ПРК). [5] Пример результата процедуры поиска рабочих каналов в диапазоне частот от 1 до 20 МГц приведен на рисунке 3.

Приемный комплекс обеспечивает измерение интенсивности сигналов непреднамеренных радиопомех (НРП) в заданных диапазонах частотного анализа. Автоматизация процесса выбора оптимальных рабочих частот (ОРЧ) обеспечивается обработкой результатов измерений интенсивности радиосигналов НРП, критерием выбора ОРЧ является минимум интенсивности НРП.

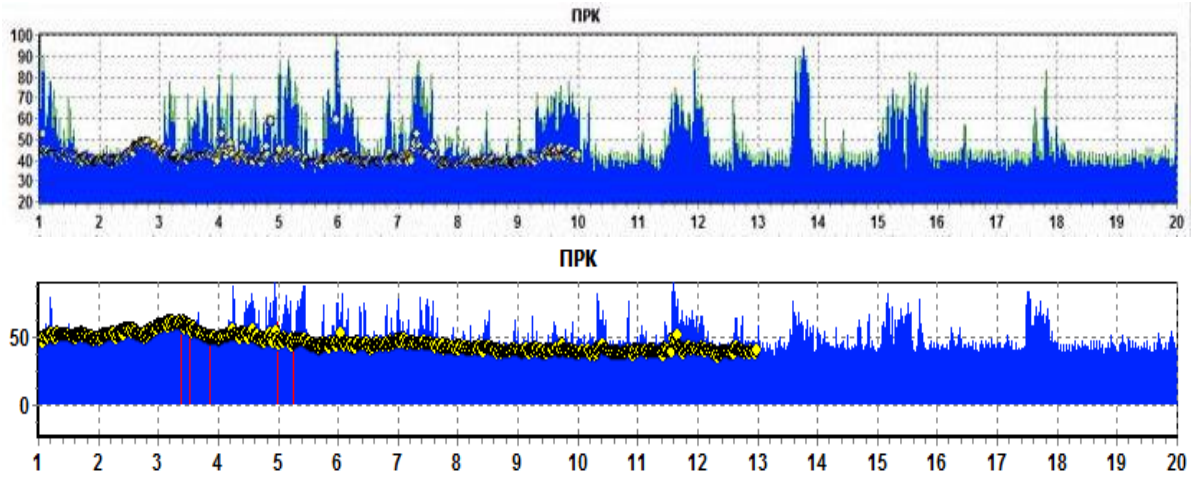


Рис. 3. Диаграмма распределения частот

Для выполнения своего предназначения обеспечивается решение следующих задач:

- осуществляется контроль электромагнитной обстановки у раскрыва приемных антенн РЛС ЗГО;
- проводится анализ азимутально-частотного распределения интенсивности радиосигналов НРП с целью выбора ОРЧ с минимальным уровнем помех в эффективной полосе частот.
- исключаются радиочастотные каналы, попавшие в маску запрещенных частот.

7. Искусственно создаваемые помехи

Борьба РЛС ЗГО с искусственно создаваемыми помехами заключается в идентификации угрозы и радиоэлектронной самозащите радиолокатора от противодействующих средств радиоэлектронного подавления с целью обеспечения функционирования радиолокационной станции.

Для выполнения этого условия решаются следующие задачи:

- обнаружение факта преднамеренной постановки активной помехи;
- автоматическое определение пеленга на источник помехи;

- оценка числа источников помех в азимутальном секторе РЛС ЗГО;
- определение оптимальных мер по устранению помехи.

8. Заключение

Обеспечение электромагнитной совместимости, т.е. достижение такого состояния, когда электротехническая, электронная и радиоэлектронная аппаратура, системы и средства способны выполнять свои функций по назначению при воздействии помех, создаваемых электротехническими изделиями и вызываемых природными явлениями, стало необходимым условием научно-технического прогресса, а следовательно, и устойчивого развития экономики, общества и государства.

При разработке приемного устройства радиолокатора загоризнотного обнаружения отдельное внимание уделяется вопросам электромагнитной совместимости. Решение это задачи достигается комплексными мерами: снижение собственных шумов и экранирование отдельных узлов, блоков, устройств; блокирование мощного сигнала отключением от АФУ, мониторинг электромагнитной обстановки близ антенного полотна и выбор оптимальных рабочих частот.

Литература

1. Пудовкин, А. П. Электромагнитная совместимость и помехозащищённость РЭС : Учебное пособие / А. П. Пудовкин, Ю. Н. Панасюк, Т. И. Чернышова. – Тамбов : Тамбовский государственный технический университет, ЭБС АСВ, 2013. – 92 с. – ISBN 9785826511947.
2. Библиографическая ссылка. ГОСТ Р 50397-92 «Совместимость технических средств электромагнитная. Термины и определения» ИУС 11-2012
3. Патент на полезную модель № 93604 «Приемник прямого цифрового преобразования». Б.А. Арансон, Ю.М. Власов, И.А. Глинкин, В.В. Панкин, Ю.В. Махалин, Б.А. Картышев и др.
4. Литвинов С.В., Глинкин И.А,, Кашеваров А.А. «Многоканальное цифровое приёмное устройство радиолокатора загоризонтного обнаружения», Радиолокация и связь – перспективные технологии. XVIII Всероссийская молодежная научно-техническая конференция (Москва, 17 декабря 2020 г.) // Сборник трудов конференции – М.: Мир науки, 2021, С 59-64.
5. Литвинов С.В. «Построение системы ионосферного обеспечения РЛС ЗГО для выбора рабочей частоты и увеличения точности определения координат цели», Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн / Материалы Всероссийской открытой научной конференции. –Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2020. С 307 - 316.
6. Ефанов, В. И. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем. Учебное пособие / В. И. Ефанов, А. А. Тихомиров. – Томск : Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012. – 228 с. – ISBN 5868891880.
7. Грачев, Н. Н. Анализ помехозащищенности конструкций аналоговых усилительных устройств РЭС / Н. Н. Грачев // Технологии электромагнитной совместимости. – 2014. – № 2(49). – С. 35-38.

References

1. Pudovkin, A.P. Electromagnetic compatibility and noise immunity of RES: Textbook / A.P. Pudovkin, Yu.N. Panasyuk, T.I. Chernyshova. - Tambov: Tambov State Technical University, EBS ASV, 2013 .-- 92 p. - ISBN 9785826511947.
2. Bibliographic reference. GOST R 50397-92 “Electromagnetic compatibility of technical equipment. Terms and definitions" IUS 11-2012

3. Patent for utility model No. 93604 “Direct digital conversion receiver”. B.A. Aranson, Yu.M. Vlasov, I.A. Glinkin, V.V. Pankin, Yu.V. Makhalin, B.A. Kartishev et al.
4. Litvinov S.V., Glinkin I.A., Kashevarov A.A. "Multichannel digital receiver for over-the-horizon detection radar", Radar and communications - promising technologies. XVIII All-Russian Youth Scientific and Technical Conference (Moscow, December 17, 2020) // Proceedings of the conference - M .: World of Science, 2021, pp. 59-64.
5. Litvinov S.V. "Construction of an ionospheric support system for the OTH radar for the choice of the operating frequency and increasing the accuracy of determining the coordinates of the target", Modern problems of remote sensing, radar, wave propagation and diffraction / Materials of the All-Russian open scientific conference. –Murom: Publishing and Printing Center MI VlSU, 2020. C 307 - 316.
6. Efanov, V.I. Electromagnetic compatibility of radioelectronic devices and systems. Textbook / V. I. Efanov, A. A. Tikhomirov. - Tomsk: Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 2012 .-- 228 p. - ISBN 5868891880.
7. Grachev, NN Analysis of noise immunity of structures of analog amplifying devices RES / NN Grachev // Technologies of electromagnetic compatibility. - 2014. - No. 2 (49). - S. 35-38.

МЕТОДИКА ОПТИМИЗАЦИИ УРОВНЯ АВТОНОМНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ КОРАБЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА С БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ

С. А. Мочалов, А.В.Тихонов

НИИ КиВ ВМФ ВУНЦ ВМФ, г. Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В статье предлагается методика, позволяющая оптимизировать уровень автономности радиоэлектронного оборудования корабельного комплекса с беспилотными летательными аппаратами, необходимая для решения задач синтеза его технического облика. Методика учитывает возможности бортовой системы управления и оператора по количеству выполняемых операций в единицу времени и возможности принятия решений в условиях неопределенности операций, а также возможности линий радиосвязи по передаче информации. Полученные графики свидетельствуют о работоспособности методики.

Ключевые слова: оптимизация, комплекс с беспилотными летательными аппаратами, радиоэлектронное оборудование, бортовая система управления, оператор.

A TECHNIQUE FOR OPTIMIZING THE LEVEL OF AUTONOMY OF RADIO-ELECTRONIC EQUIPMENT OF A SHIP COMPLEX WITH UNMANNED AIRCRAFTS

S. A. Mochalov, A. V. Tikhonov

Research Institute for shipbuilding and weapon, «The Naval Academy», St. Petersburg, Russia

Abstract. The article proposes a methodology that allows to optimize the level of autonomy of the radio-electronic equipment of a ship complex with unmanned aircrafts, which is necessary for solving the problems of synthesizing its technical appearance. The technique takes into account the capabilities of the on-board control system and the operator in terms of the number of operations performed per unit of time and the possibility of making decisions in conditions of uncertainty of operations, as well as the capabilities of radio communication lines to transmit information. The graphs obtained indicate the efficiency of the technique.

Keywords: optimization, complex with unmanned aircrafts, radio-electronic equipment, on-board control system, operator.

1. Введение

Комплексы с беспилотными летательными аппаратами (КБЛА) находят все более широкое применение [1]. Не является исключением и использование КБЛА в интересах Военно-Морского Флота. Как уже отмечалось ранее [2], большое многообразие вариантов построения КБЛА и его радиоэлектронного оборудования (РЭО) обусловлено двумя причинами. Первая - относительная простота и относительно низкая стоимость разработки КБЛА, вследствие чего за их создание берутся различные организации, даже не имеющие опыта подобных разработок. Вторая - преимущественно эвристический подход в проектировании КБЛА ввиду отсутствия или недостаточного развития методологического аппарата оптимизации или, по терминологии [5], - синтеза технического облика изделий. Первый шаг в создании данной методологии был сделан в

[2 - 4]. В частности, было предложено в качестве основы создания методологии оптимизации РЭО КБЛА использовать разработанную ранее технологию синтеза многофункциональной интегрированной радиоэлектронной системы в составе комплекса бортового оборудования летательного аппарата (ЛА) [6]. При этом учесть особенности новой исследовательской задачи, которые связаны, во-первых, с отличием беспилотных от пилотируемых ЛА, а во-вторых, с корабельными и морскими условиями применения комплекса. Там же был приведен перечень специфичных для КБЛА любого типа задач оптимизации. К ним отнесены:

- оптимизация технического облика ПУ, включающей определение состава, структуры и распределения выполняемых функций между элементами ПУ;
- оптимизация технического облика и распределения выполняемых функций элементов РЭО БЛА и ПУ, позволяющего наилучшим образом осуществлять управление БЛА и обработку получаемой БЛА информации;
- оптимизация количества БЛА в системе, функционирующей под управлением одного ПУ, а также технического облика и распределения выполняемых функций РЭО головного и ведомых БЛА в системе.

Следует заметить, что все перечисленные задачи, кроме первой, по сути, заключаются в оптимизации уровня автономности РЭО КБЛА. Необходимость оптимизации уровня автономности вызвана разными возможностями БСУ и оператора ПУ и изменением этого различия в различных условиях обстановки. Бортовая система управления, как правило, будет иметь более высокую производительность, но менее устойчива к неопределенности поступающей информации, чем действия оператора. Присутствие оператора обеспечивает более высокую устойчивость к неопределенности поступающей информации, однако, имеет более ограниченные возможности по быстродействию. Кроме того, в автономных КБЛА снижаются требования к пропускной способности и помехозащищенности линий радиосвязи Таким образом, в зависимости от решаемой задачи и условий ее решения рациональное распределение выполняемых функций между БСУ и автоматизированным ПУ будет различным. В сложной помеховой обстановке преимущество будет иметь принятие решений оператором на ПУ, а в простых условиях – БСУ. Аналогичные рассуждения справедливы и для распределения выполняемых функций РЭО ведущего и ведомых БЛА [2 - 4].

Таким образом, без разработки методического аппарата оптимизации уровня автономности РЭО КБЛА невозможно реализовать синтез комплекса и оптимизировать его работу. Данная статья и посвящена его разработке.

2. Основные соотношения методики

Итак, автономным будем считать РЭО БЛА, в которых решение принимается бортовой системой управления (БСУ) БЛА без участия человека, неавтономным – в которых решения принимаются оператором ПУ. Уровень автономности будем характеризовать двумя показателями: относительным (к полному количеству) количеством выполненных операций в автономном режиме и относительным (к полному времени работы) временем работы в автономном режиме.

Таким образом, задача оптимизации уровня автономности будет заключаться в поиске такого распределения интервалов времени $T_{бсу}$ и $T_{пу}$ работы в автономном и неавтономном режимах, а также количества операций $N_{оп\ бсу}$ и $N_{оп\ бсу}$, выполняемых в этих режимах, при котором достигается максимальная эффективность КБЛА (при условии: $N_{\Sigma} = N_{оп\,бсу} + N_{оп\,пу}$ и $T_{\Sigma} = T_{бсу} + T_{пу}$).

В качестве допущения примем, что в пределах соответствующих интервалов времени $T_{бсу}$ и $T_{пу}$ количество решаемых задач и их сложность постоянны.

Общую вероятность решения совокупности задач КБЛА представим как произведение вероятностей решения части задач за время $T_{бсу}$ в автономном режиме и решения остальных задач за время $T_{\Sigma} - T_{бсу}$ в неавтономном режиме:

$$P_{кбла} = P_{кбла\,бсу} P_{кбла\,пу}\,. \qquad (1)$$

Вероятности решения задач как в автономном, ток и неавтономном режимах в [5] предложено рассчитывать как произведение вероятностей:

$$P_{кбла\,бсу(пу)} = P_{упр\ кбла\,бсу(пу)} P_{ио\,кбла\,бсу(пу)} P_{бу\,бла\,бсу(пу)}, \qquad (2)$$

где $P_{упр\ кбла\ бсу\ (пу)}$ – вероятность правильного управления полетом и функционированием БЛА; $P_{ио\ кбла\ бсу\ (пу)}$ – вероятность выработки КБЛА данных информационного обеспечения (ИО) с требуемым качеством; $P_{бу\ бла\,бсу\,(пу)}$ – вероятность обеспечения боевой устойчивости БЛА.

Обратим особое внимание на два первых сомножителя выражения (2). С учетом необходимости соответствующего обмена информацией с ПУ в неавтономном и автономном режимах КБЛА для их оценки предлагается использовать выражения:

$$P_{упр\ кбла\,пу} = P_{ио\ у} P_{к\,пу} P_{отр\ к} P_{пр1} P_{пр2};\ P_{ио\,кбла\,пу} = P_{ио\,бла} P_{обр\ пу} P_{пр3}, \qquad (3)$$

$$P_{упр\ кбла\,бсу} = P_{ио\ у} P_{к\,бсу} P_{отр\ к};\ P_{ио\,кбла\,бсу} = P_{ио\,бла} P_{обр\ бсу} P_{пр4}, \qquad (4)$$

где $P_{ио\ у}$ – вероятность ИО данными об обстановке с требуемым для управления БЛА качеством; $P_{к\ пу}$, $P_{к\ бсу}$ – вероятности выработки команд управления полетом и функционированием БЛА оператором ПУ и БСУ БЛА; $P_{отр\ к}$ – вероятность отработки команд управления полетом и функционированием БЛА; $P_{ио\ бла}$ – вероятность получения данных ИО с требуемым качеством бортовыми средствами БЛА; $P_{обр\ пу}$, $P_{обр\ бсу}$ – вероятности требуемой обработки полученных данных ИО оператором ПУ и БСУ БЛА; $P_{пр1}$, $P_{пр2}$ – вероятности приема данных об обстановке от БЛА на ПУ и команд управления от ПУ на БЛА; $P_{пр3}$, $P_{пр4}$ – вероятности приема данных о целях от БЛА на ПУ без бортовой обработки и после бортовой обработки.

При предположении о пуассоновском характере ошибок принятия решений [4]:

$$P_{к\,пу} = \exp\left(-\sum_{k=1}^{Kк} \lambda_{к\,пу\,k} T_{к\,k}\right); \qquad P_{к\,бсу} = \exp\left(-\sum_{k=1}^{Kк} \lambda_{к\,бсу\,k} T_{к\,k}\right); \qquad (5)$$

$$P_{обр\ пу} = \exp\left(-\sum_{k=1}^{Kобр} \lambda_{обр\ пу\,k} T_{обр\,k}\right); P_{обр\ бсу} = \exp\left(-\sum_{k=1}^{Kобр} \lambda_{обр\ бсу\,k} T_{обр\,k}\right), \qquad (6)$$

где $\lambda_{к\,пу\,k}$, $\lambda_{к\,бсу\,k}$, $\lambda_{обр\ пу\,k}$, $\lambda_{обр\ бсу\,k}$ – интенсивности ошибочных решений по выработке команд управления и по обработке информации оператором ПУ и БСУ БЛА

при решении k – й задачи; $T_{к\,k}$, $T_{обр\,k}$ – заданные значения времени выработки команд и обработки информации в k – й задаче; $K_к$, $K_{обр}$ – количество задач выработки команд и обработки информации. В дальнейшем для упрощения выражений будем считать, что вероятности и интенсивности ошибочных решений, как при выработке команд, так и при обработке информации одинаковы и применять обозначения $P_{пу}$, $P_{бсу}$, $\lambda_{пу}$, $\lambda_{бсу}$. Примем также, что КБЛА участвует в решении одной задачи.

Как уже отмечено выше, интенсивность ошибочных решений зависит от возможностей БСУ и оператора по количеству выполняемых операций в единицу времени (характеризуются интенсивностью λ_N или вероятностью P_N ошибочных решений, вызванных перегрузкой) и от возможностей принятия решений в условиях неопределенности операций (характеризуются интенсивностью λ_W или вероятностью P_W ошибочных решений, вызванных неопределенностью информации).

Выражение для общей интенсивности ошибок, с учетом независимости их составляющих, приведено в [4]:

$$\lambda = \frac{N_{ош}}{T} = \frac{N_{оп}\left[1-(1-P_N)(1-P_W)\right]}{T}, \qquad (7)$$

где $N_{оп}$, $N_{ош}$ – количество операций и ошибочных решений за время T.

Вероятности ошибок можно выразить через интенсивности ошибочных решений:

$$P_N = \frac{N_{ошN}}{N_{оп}} = \frac{\lambda_N T}{N_{ол}}\ ; \quad P_W = \frac{N_{ошW}}{N_{оп}} = \frac{\lambda_W T}{N_{ол}}. \qquad (8)$$

Предположим, что зависимости интенсивности ошибочных решений, вызванных перегрузкой системы от количества операций в единицу времени имеют вид, представленный на рисунке 1 (а) и задаются выражением:

$$\lambda_N = \left(\frac{N_{оп}}{T}K_{оп}\right)^{1,6}, \qquad (9)$$

где $N_{оп}$ – количество операций, которые необходимо выполнить (решений, которые необходимо принять) системе за время T; $K_{оп}$ – коэффициент, характеризующий производительность системы, значение которого лежит в пределах от 0,1 до 0,3 ($K_{оп\,бсу} < K_{оп\,пу}$).

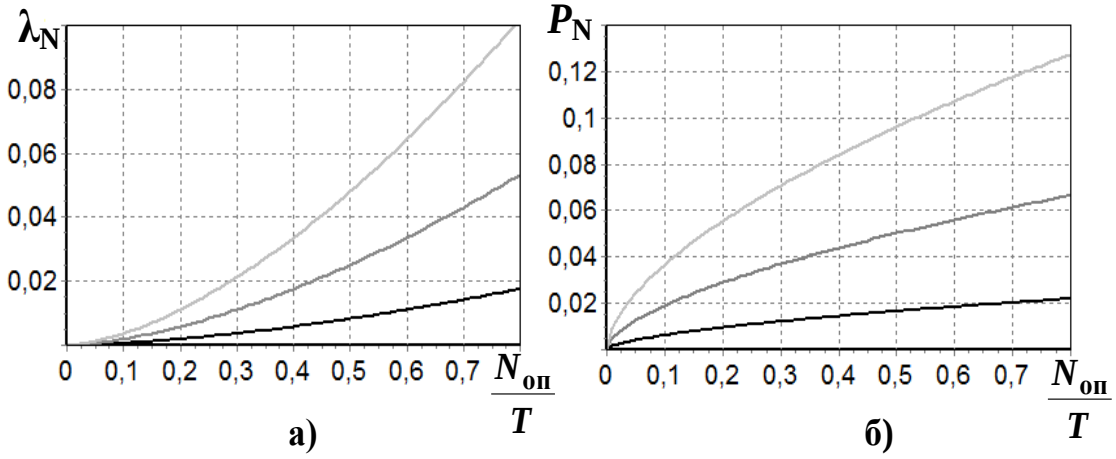


Рис. 1. Зависимости интенсивности (а) и вероятности (б) ошибочных решений от числа операций в единицу времени при значениях коэффициента $K_{оп}$ = 0,1 - ; 0,2 - ; 0,3 - .

Тогда зависимости вероятности ошибочных решений P_N, рассчитанные с использованием (8), будут иметь вид, см. рисунок 1 (б).

В [4] получено выражение для вероятности ошибочных решений, вызванных неопределенностью информации:

$$P_{W_a} = \begin{cases} 1-\Phi(Z_1)-\Phi(Z_2) & \text{при } \Delta a + a_{см} < \Delta A \\ 1-\Phi(Z_1)+\Phi(Z_3) & \text{при } \Delta a + a_{см} \geq \Delta A \text{ и } \dfrac{\Delta a + a_{см} - \Delta A}{\sigma} < 3, \\ 1 & \text{при } \dfrac{\Delta a + a_{см} - \Delta A}{\sigma} \geq 3 \end{cases} \qquad (10)$$

где $Z_1 = \dfrac{\Delta a + a_{см}}{\sigma}$; $Z_2 = \dfrac{\Delta A - \Delta a - a_{см}}{\sigma}$; $Z_3 = \dfrac{\Delta a + a_{см} - \Delta A}{\sigma}$; $\Delta A = A_{i+1} - A_i$.

$$\Phi(Z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^Z \exp\left(\frac{-t^2}{2}\right) dt \quad \text{- интеграл вероятности;} \qquad (11)$$

σ – среднеквадратическая ошибка (СКО) результатов оценки события a ($\sigma_{бсу} > \sigma_{пу}$); $a_{см}$ – смещение значения оценки события, например, вследствие воздействия имитирующей (дезинформирующей) или уводящей помехи ($a_{см\ бсу} > a_{см\ пу}$).

При этом были приняты следующие предположения:

1. Уровни неопределенности информации $W_{ио}$ характеризуются значениями плотности распределения вероятности (ПРВ) $w_{ио}$ этой информации о событии, то есть значениями ПРВ результатов его оценки.

2. Результаты оценки события считаются распределенными по нормальному закону. Пример события – нахождение цели на определенном расстоянии от БЛА. Тогда $w_{ио}$ – это ПРВ результатов оценки расстояний от БЛА до цели.

3. Решение принимается в зависимости от того, в какой интервал попадает результат оценки события. Границы интервалов принятия решений – A_1, A_2, A_3 и т.д. Если результат находится в пределах от A_1 до A_2, принимается решение R_{12}, если в пределах от A_2 до A_3, – решение R_{23} и т. д.

4. Событие a находится в интервале от A_i до A_{i+1}, причем $a = A_i + \Delta a$.

Выражение (10) было получено в результате преобразования:

$$P_{W_a} = 1 - \int_{A_i}^{A_{i+1}} w_{ио}(x, a, a_{см}) dx = 1 - \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{A_i}^{A_{i+1}} \exp\left[\frac{(x - a - a_{см})^2}{2\sigma^2}\right] dx, \qquad (12)$$

Для иллюстрации такого преобразования приведен рисунок 2. Серым цветом на рисунке выделены области, соответствующие вероятности принятия ошибочных решений.

Для усредненной вероятности P_W ошибочного решения при предположении о равномерном распределении события в пределах интервала от A_i до A_{i+1} [4]:

$$P_W = \frac{1}{\Delta A} \int_{A_i}^{A_{i+1}} P_{W_a} da. \qquad (13)$$

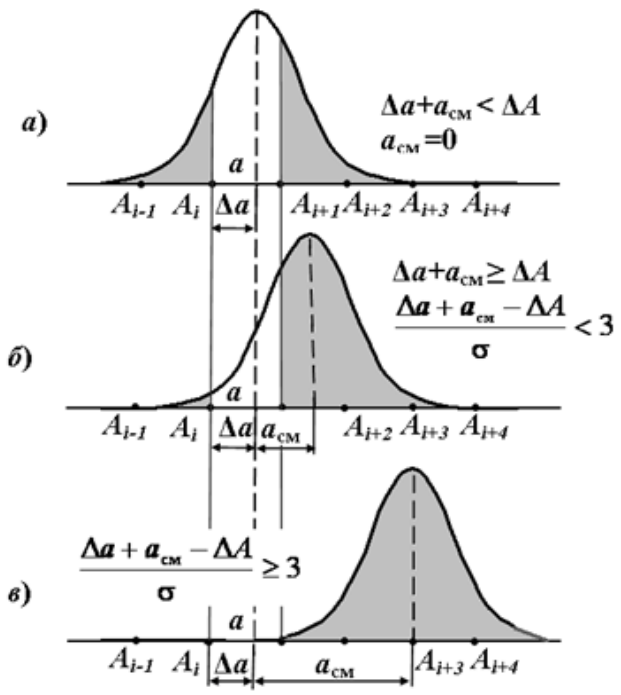


Рис. 2. Плотности распределения вероятностей результатов оценки события при отсутствии (а) и наличии (б, в) ее смещения.

На рисунке 3 приведены зависимости усредненной вероятности P_W ошибочного решения от нормированного к СКО оценки события интервала принятия решения $\frac{\Delta A}{\sigma}$ для различных нормированных к СКО значений смещения $\frac{a_{см}}{\sigma}$ результатов.

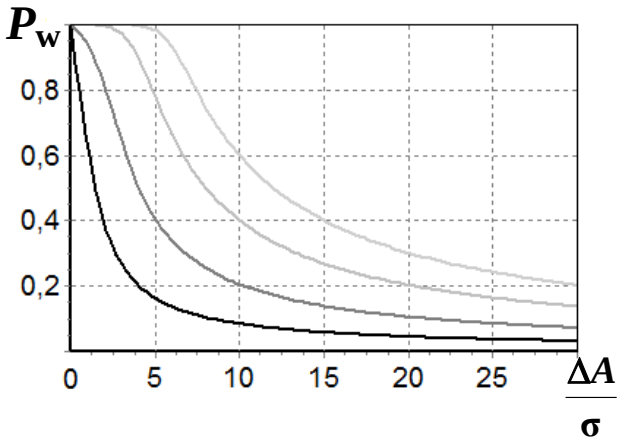


Рис. 3. Зависимости усредненной вероятности ошибочного решения от нормированного к СКО интервала принятия решения без смещения - ——— и со смещением, равным 2 СКО - ———, 4 СКО - ——— и 6 СКО - ——— результатов оценки события

3. Результаты оптимизации уровня автономности РЭО КБЛА

На рисунке 4 приведены результирующие зависимости вероятности решения задач КБЛА, рассчитанные с использованием (1) - (13) при различных значениях $\frac{\Delta A}{\sigma_{бсу}}$ от продолжительности работы комплекса в автономном режиме.

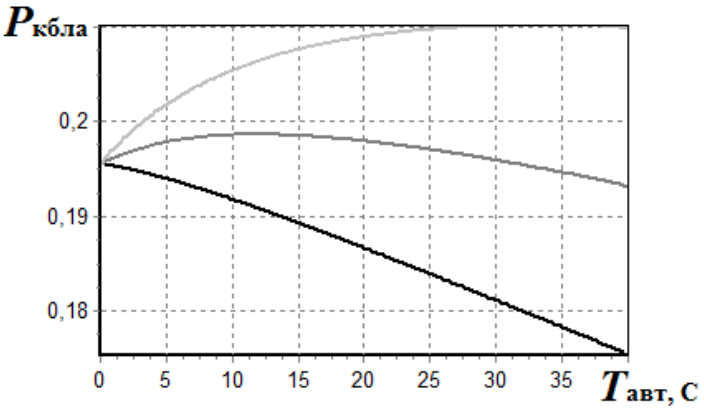


Рис. 4. Зависимости вероятности решения задач КБЛА от продолжительности работы в автономном режиме при различных значениях $\frac{\Delta A}{\sigma_{бсу}}$ = 13 - ; 14 - ; 15 -

Как отмечалось выше, относительные значения $\frac{\Delta A}{\sigma_{бсу}}$ характеризуют, прежде всего, ошибки измерения параметров. И малые значения этого отношения, принятые для автономного режима ($\frac{\Delta A}{\sigma_{бсу}}$ = 13…15), по сравнению с неавтономным ($\frac{\Delta A}{\sigma_{пу}}$ = 20), свидетельствует о более значительных величинах СКО, обусловленных более существенным влиянием в автономном режиме маскирующих помех. При выполнении оценок также принималось, что коэффициент $K_{оп}$, характеризующий производительность автономного режима, в 1,8 раза превышает аналогичный коэффициент для неавтономного режима Нормированное смещение для автономного режима принималось равным $\frac{a_{см\ бсу}}{\sigma_{бсу}}$ = 0,5, а для неавтономного режима $\frac{a_{см\ пу}}{\sigma_{пу}}$ =0, то есть уводящая помеха распознается оператором. Общее выделяемое время на выполнение 10 операций составляло 40 секунд.

Из рисунка видно, что в зависимости от ошибок определения параметров события в автономном режиме изменяется целесообразное значение продолжительности работы в этом режиме. При больших ошибках ($\frac{\Delta A}{\sigma_{бсу}}$ = 13) целесообразно минимизировать

работу КБЛА в автономном режиме. При уменьшении ошибок ($\frac{\Delta A}{\sigma_{бсу}}$ = 15) работа КБЛА в автономном режиме становится предпочтительнее. При $\frac{\Delta A}{\sigma_{бсу}}$ = 14 существует оптимум распределения времени работы КБЛА в автономном ($T_{авт}$ = 12 с) и неавтономном ($T_{неавт}$ = 40 - 12 = 28 с) режиме.

На рисунке 5 приведены зависимости оптимального количества выполняемых КБЛА операций от продолжительности работы комплекса в автономном режиме.

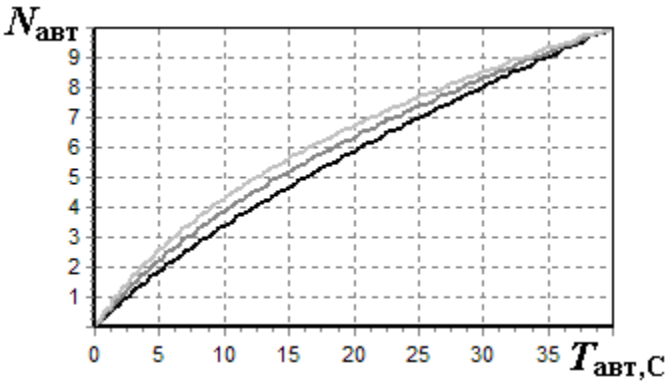


Рис. 5. Зависимости оптимального количества выполнямых КБЛА операций в автономном режиме от времени работы в автономном режиме при различных значениях $\frac{\Delta A}{\sigma_{бсу}}$ =13 ; 14 - ; 15 -

Из рисунка видно, что зависимость числа выполняемых операций в автономном режиме от времени работы комплекса в автономном режиме при уменьшении ошибок БСУ отклоняется от линейной в сторону увеличения числа $N_{авт}$.

4. Заключение

Таким образом, предложена методика, позволяющая оптимизировать уровень автономности РЭО КБЛА, необходимая для решения задач синтеза его технического облика. Под уровнем автономности РЭО при этом понимается относительное (к полному количеству) количество выполненных операций в автономном режиме и относительное (к полному времени работы) время работы КБЛА в автономном режиме. Методика учитывает возможности БСУ и оператора по количеству выполняемых операций в единицу времени и возможности принятия решений в условиях неопределенности операций, а также возможности линий радиосвязи по передаче информации. Полученные графики свидетельствуют о работоспособности методики.

Литература

1. Линник С.В. Боевое применение беспилотных летательных аппаратов // Военное обозрение, 2013. № 15.
2. Мочалов С.А., Тихонов А.В. Технология синтеза радиоэлектронного оборудования корабельных беспилотных летательных аппаратов // Сборник трудов 26 международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», т.4, 2020. - С.83-91.
3. Ищук В.И., Мочалов С.А., Тихонов А.В. Методика обоснования ТТХ радиоэлектронного оборудования корабельного комплекса с беспилотными летательными аппаратами // Труды 23 Всероссийской научно-практической конференции «Актуальные проблемы защиты и безопасности», т. 3, 2020. - С. 85-90.
4. Мочалов С.А., Тихонов А.В. Развитие методики обоснования ТТХ радиоэлектронного оборудования корабельного комплекса с беспилотными летательными аппаратами // Сборник научных статей 8 Международной НПК «Академические Жуковские чтения», 2020. - С. 211-215.
5. Вентцель Е.С. Исследование операций. Задачи, принципы методология. М.: Наука, 1988.- 206 с.
6. Мочалов С.А. Автоматизированный синтез многофункциональной интегрированной радиоэлектронной системы. Методология исследования авиационных комплексов ВМФ. М.: Радиотехника, 2014. - 239 с.

References

1. Linnik S.V. Combat use of unmanned aircrafts // Military Review. 2013. No. 15.
2. Mochalov S.A., Tikhonov A.V. Technology of synthesis of radio-electronic equipment of shipborne unmanned aircrafts //Collection of works of the 26th international scientific and technical conference "Radar, navigation, communications", v.4, 2020.- P. 83-91.
3. Ischuk V.I., Mochalov S.A., Tikhonov A.V. Methodology for substantiating the performance characteristics of radio-electronic equipment of a ship complex with unmanned aircrafts// Proceedings of the 23rd All-Russian scientific-practical conference "Actual problems of protection and security", v. 3. 2020. - P. 85-90.
4. Mochalov S.A., Tikhonov A.V. Development of a methodology for substantiating the performance characteristics of radio-electronic equipment of a ship complex with unmanned aircrafts// /Collection of scientific articles of the 8th International Scientific and Practical Conference “Academic Zhukov Readings”, 2020. - P. 211-215.
5. Wentzel E.S. Operations research. Tasks, principles, methodology. M.: Science, 1988.- 206 p.
6. Mochalov S.A. Automated synthesis of a multifunctional integrated radio-electronic system. Methodology for the study of aviation complexes of the Navy. M.: Radiotekhnika, 2014.-239 p.

МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ФИЛЬТР ГАРМОНИК

Д. А. Будаев[1], С. Н. Власенко[1], В. В. Задорожный[1], М. М. Мусаев[1]

[1] ФГУП «РНИИРС» ФНПЦ, г. Ростов-на-Дону, Россия

Аннотация. Представлен компактный микрополосковый фильтр гармоник для установки на выходе транзисторного усилителя мощности (УМ). Фильтр объединен со схемой согласования выхода усилителя и выполнен на трехслойной печатной плате. Для увеличения подавления второй и третьей гармоник на втором слое платы выполнена частотно-селективных структура из трех резонаторов. Лабораторные испытания макета фильтра показали, что достигнуто подавление второй гармоники на 35 - 38 дБ, а третьей на 40 – 45 дБ.

Ключевые слова: усилитель мощности; гармоники; микрополосковый фильтр; частотно-селективная структура.

MICROSTRIP HARMONIC FILTER

D. A. Budaev[1], S. N. Vlasenko[1], V. V. Zadorozhnyy[1], M. M. Musaev[1]

[1] FSUE “RNIIRS” FRPC, Rostov-on-Don, Russia

Abstract. Microstrip harmonic filter for transistor power amplifier is described. Filter is consolidated with amplifier adapter circuit and made on three layer printed circuit board. For increasing of second and third harmonics reject, frequency selective structure is made on second layer. Measurement of filter prototype frequency response demonstrates 35-38 dB second harmonic rejects and 40-45 dB third harmonics reject.

Keywords: power amplifier; harmonics; microstrip filter; frequency selective structure.

1. Введение

С развитием систем связи и передачи данных актуальным вопросом становится обеспечение электромагнитной совместимости (ЭМС) совместной работы устройств различного применения. В приемопередающих активных фазированных антенных решетках (АФАР) основной вклад во внеполосное излучение вносят транзисторные усилители мощности (УМ). Для подавление гармонических и внеполосных составляющих выходного сигнала на выходе УМ необходимо устанавливать полоснозаграждающие фильтры [1].

Одним из основных требований к фильтру является минимизация занимаемой площади печатной платы. Для построения фильтров гармоник часто используют микрополосковые ступенчатые и шлейфовые полоснозаграждающие фильтры [2; 3], одним из способов повышения подавления гармоник в фильтре является применение частотно-селективных структур (ЧСС) [4].

Цель работы.

Построение фильтра гармоник сигнала транзисторного УМ с минимальными габаритными размерами.

Решаемые задачи.

1 Разработка конструкции компактного микрополоскового фильтра гармоник УМ.

2 Анализ характеристик разработанного фильтра.

2. Основной раздел

Фильтр гармоник расположен на печатной плате УМ, содержащей три слоя диэлектрика. Первый и третий слой это Rogers 4003 (толщиной 305 микрон), имеющий диэлектрическую проницаемость ε =3.55, второй слой - FR4 (толщиной 250 микрон) с диэлектрической проницаемостью ε=4.6. На рисунке 1 представлена структура печатной платы.

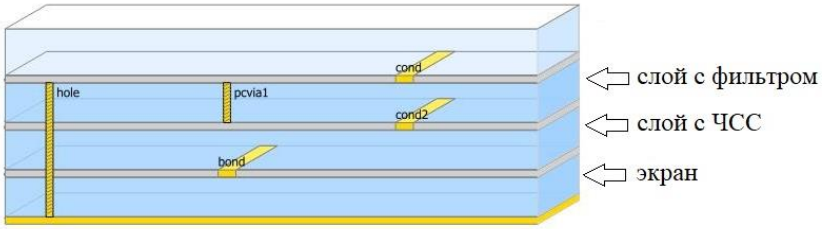
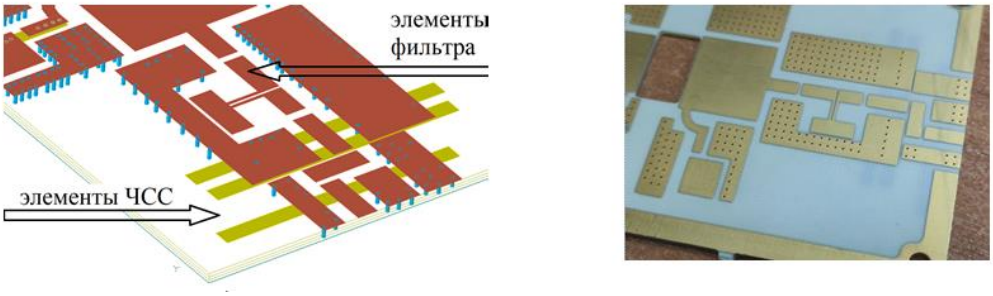


Рис. 1. Структура печатной платы

На верхнем слое печатной платы, с толщиной металлизации 18 микрон, расположена топология фильтра гармоник, объединенного с объединен со схемой согласования выхода усилителя. На втором слое печатной платы расположена ЧСС, обеспечивающая увеличение крутизны спадания АЧХ для улучшения фильтрации гармоник выходного сигнала без удлинения топологии УМ. Схема расположения элементов топологии фильтра на печатной плате и внешний вид макета фильтра представлены на рисунке 2.



а) б)

Рис. 2. Топология фильтра: а) схема расположения элементов фильтра на слоях печатной платы; б) внешний вид макета фильтра

В качестве прототипа разработанного фильтра гармоник использован полосно-заграждающий фильтр на квазисосредоточенных резонаторах с четвертьволновыми связями [5]. В таком фильтре колебательный контур или набор контуров (включенных параллельно линии) реализуется в виде короткого отрезка линий с высоким волновым сопротивлением, являющегося эквивалентом индуктивности, и разомкнутого на конце шлейфа с низким волновым сопротивлением, реализующего емкость.

Общие габариты фильтра составляют $0{,}096\lambda_0 x 0{,}081\lambda_0$, где λ_0 – длина волны центра рабочего диапазона частот. Расчетная АЧХ данного фильтра обеспечивает подавление второй и третьей гармоники не менее чем на 35 дБ (рисунок 3).

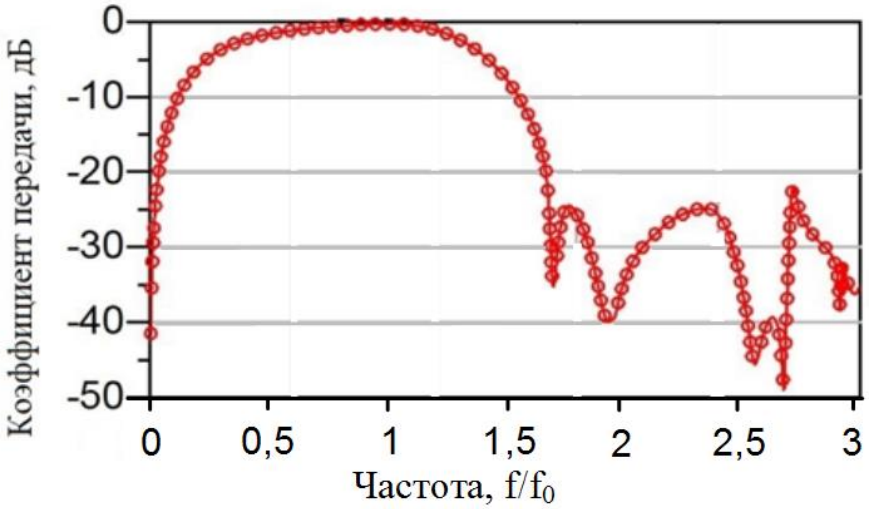


Рис. 3. Расчетная АЧХ фильтра

Расположение элементов ЧСС относительно основного полоска фильтра приведено на рисунке 4.

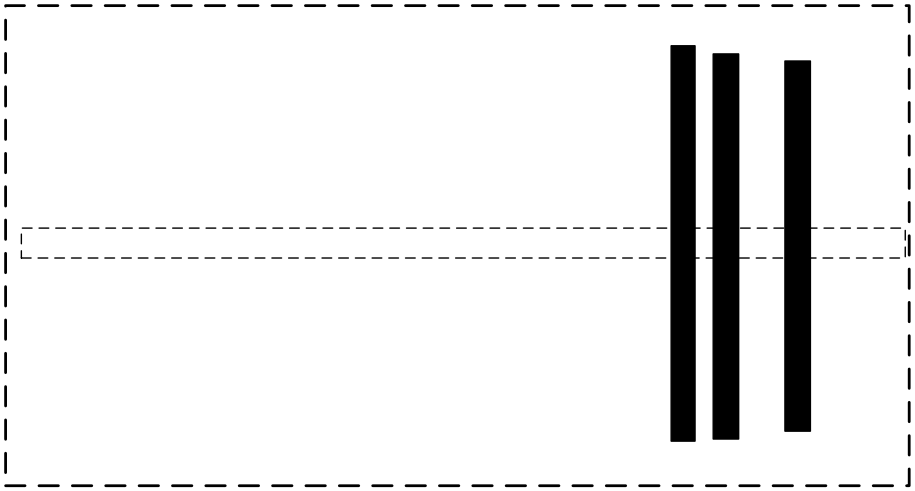


Рис. 4. Топология частотно-селективной структуры

ЧСС, расположенная на втором слое печатной платы, представляет собой три прямоугольных резонатора с толщиной металлизации 18 мкм, шириной $0{,}016\lambda_0$, расположенных параллельно друг к другу на расстоянии $0{,}01\lambda_0$ и $0{,}029\lambda_0$. Длина резонаторов ЧСС составляет $0{,}25\lambda_0$, $0{,}247\lambda_0$ и $0{,}238\lambda_0$. Общие габаритные размеры частотно-селективной структуры, расположенной на втором слое печатной платы составляют $0{,}09\lambda_0$ x $0{,}25\lambda_0$.

Расчетные характеристики коэффициента передачи данной структуры представлены на рисунке 5.

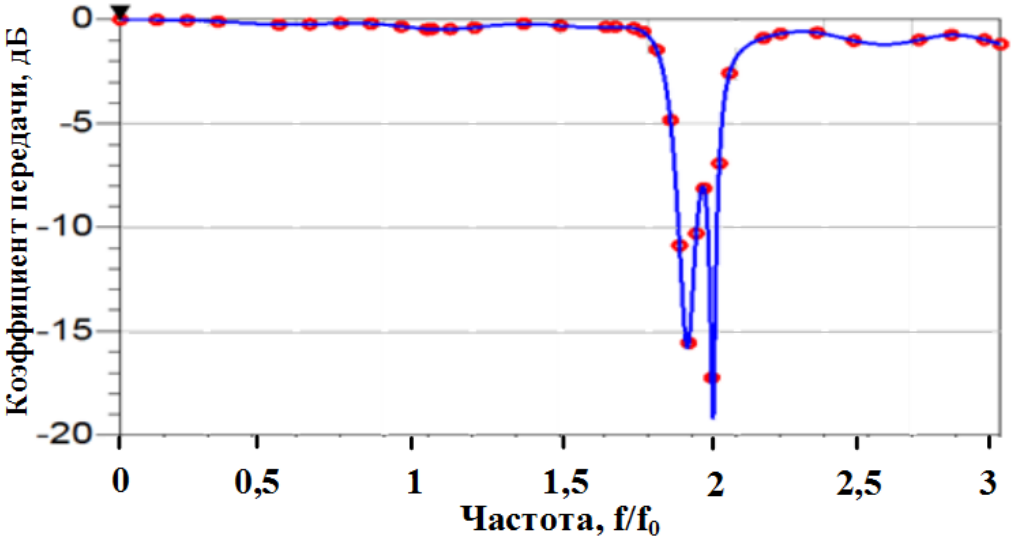


Рис. 5. Расчетный коэффициент передачи АЧХ частотно-селективной структуры в диапазоне 0 – 10 ГГц

Экспериментальное исследование изготовленных макетов микрополосковых фильтров с использованием частотно-селективных структур и без ЧСС представлены на рисунке 6. Совместив результаты измерений АЧХ данных фильтров на одном графике можно увидеть, что частотно-селективные структуры позволяют понизить вторую гармонику дополнительно на 10 дБ без увеличения размеров печатной платы. Объединение фильтра с цепью согласования УМ позволило увеличить подавление второй гармоники не менее чем на 25 дБ и третьей гармоники не менее чем на 30 дБ относительно АЧХ цепи согласования выходного каскада УМ.

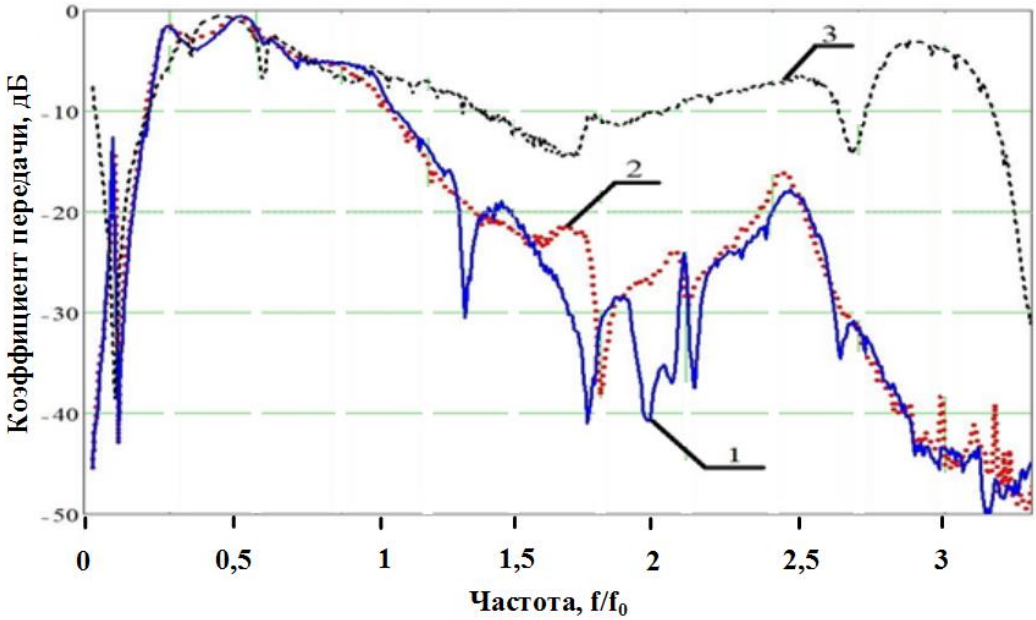


Рис. 6. Экспериментальные АЧХ макетов: 1 – микрополосковый фильтр с ЧСС; 2 - микрополосковый фильтр без ЧСС; 3 – цепь согласования

3. Заключение

Представленная конструкция микрополоскового фильтра гармоник включает в себя элементы фильтра на первом слое печатной платы и ЧСС на втором слое с электромагнитной связью между ними. Объединение фильтра гармоник с цепями согласования УМ позволило получить компактный фильтр, занимающий на первом слое печатной платы площадь $0{,}096\lambda_0 x 0{,}081\lambda_0$ и обеспечивающий подавление второй гармоники сигнала на 35 - 38 дБ, а третьей на 40 – 45 дБ.

Литература

1. Власенко С.Н., Задорожный В.В., Мусаев М.М. Компактный микрополосковый фильтр гармоник // Сборник докладов V Международной научно-технической конференции «Радиотехника, электроника и связь», 2019, с. 236-241.
2. Hong J-S. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. Wiley. 2011
3. Справочник по элементам полосковой техники / под ред. А.Л. Фельдштейна. М.: Связь, 1979.
4. Сержантов А.М. Резонансные полосковые структуры и частотно-селективные устройства на их основе с улучшенными характеристиками. Автореферат диссертации на соискание ученой степени доктора технических наук. Сибирский федеральный университет, Красноярск, 2015г.
5. Веселов Г.И., Егоров Е.Н., Алехин Ю.Н. Микроэлектронные устройства СВЧ – М.: Высш. шк., 1988г, с.99-100.

References

1. Vlasenko S.N., Zadorozhny V.V., Musaev M.M. Compact microstrip harmonic filter // Proceedings of the V International Scientific and Technical Conference "Radio Engineering, Electronics and Communication", 2019, p. 236-241.
2. Hong J-S. Microstrip Filters for RF / Microwave Applications. Wiley. 2011
3. Handbook on the elements of strip technology / ed. A.L. Feldstein. Moscow: Communication, 1979.
4. Serzhantov A.M. Resonant strip structures and frequency-selective devices based on them with improved characteristics. Abstract of the dissertation for the degree of Doctor of Technical Sciences. Siberian Federal University, Krasnoyarsk, 2015.
5. Veselov G.I., Egorov E.N., Alekhin Yu.N. Microelectronic microwave devices - M .: Higher. school., 1988, pp. 99-100.

МОДЕЛЬ СЛЕДЯЩЕГО КОЛЬЦА РАДИОВЫСОТОМЕРА С НЕПРЕРЫВНЫМ СИГНАЛОМ

М. Ю. Нестеров

АО «УПКБ «Деталь», г. Каменск-Уральский, Россия

Аннотация. Предлагается способ имитационного моделирования показаний радиовысотомера с непрерывным частотно-модулированным сигналом. Представленный алгоритм предназначен для отработки алгоритмов фильтрации оценок высоты и исследования динамических свойств радиовысотомера при большой вертикальной скорости носителя.

Ключевые слова: радиовысотомер, моделирование радиолокационных сигналов

SIMULATION OF FMCW ALTIMETER TRACKING LOOP

M. Yu. Nesterov

JSC “Detal”, Kamensk-Uralsky, Russia

Abstract. The fast simulation algorithm for FMCW altimeter tracking loop is presented. The approach is aimed for altimeter simulation, analysis of its dynamic characteristics, and synthesis of height estimates filtration algorithm.

Keywords: radar altimeter, radar system simulation

1. Введение

Радиовысотомер с непрерывным частотно-модулированным сигналом является надежным и точным устройством измерения высоты полета. Благодаря достаточно малой постоянной времени следящего контура в кольце слежения высотомера, параметры модуляции практически мгновенно подстраиваются под изменяющиеся условия полета. Поэтому данные с выхода следящего контура обычно проходят фильтрацию с помощью цифрового рекурсивного фильтра. Этот фильтр решает двойную задачу: во-первых, сглаживает флюктуации, а, во-вторых, компенсирует ошибку из-за смещения сигнала биений по частоте при наличии вертикальной составляющей скорости (доплеровское смещение). Компенсация достигается за счет применения несимметричной линейной модуляции и специально подобранной постоянной времени рекурсивного фильтра, обеспечивающей динамическое запаздывание выдачи показаний, равное доплеровскому смещению.

Однако в условиях движения со значительной вертикальной скоростью постоянная времени этого фильтра уже оказывается сравнимой с общим временем работы на критическом участке траектории полета. При синтезе и анализе новых алгоритмов фильтрации оценок высоты потребовалась разработка модуля эффективной имитации показаний радиовысотомера, корректно учитывающего как динамические свойства носителя, так и источники ошибок измерений без значительной вычислительной нагрузки. Модуль предназначен для внедрения в комплексы математического и полунатурного моделирования.

2. Дифференциальное уравнение следящего кольца

Радиовысотомер с непрерывным частотно-модулированным сигналом представляет собой измеритель высоты со следящим контуром, замкнутым через пространство распространения сигнала. Упрощенная структурная схема следящего контура показана на Рисунке 1.

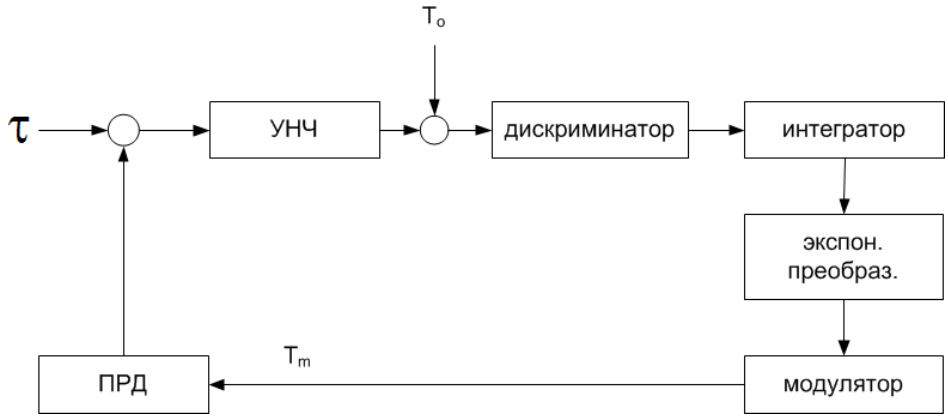


Рис. 1. Схема следящего контура

При односторонней пилообразной модуляции сигнала радиовысотомера и фиксированной высоте крутизна модуляционной характеристики определяется отношением полосы модуляции Δf к периоду модуляции T_m

$$S = \frac{\Delta f}{T_m}.$$

Следящий контур поддерживает постоянной частоту биений f_b посредством регулирования параметров модуляции, а именно, крутизны модуляционной характеристики S, при изменении задержки τ отраженного от подстилающей поверхности сигнала. Входным воздействием на контур является задержка отраженного сигнала τ. На выходе смесителя эта задержка формирует частоту биений f_b

$$f_b = S\tau .$$

С помощью временного дискриминатора выполняется сравнение текущего периода биений T_b с эталонным периодом T_0 и формируется рассогласование Δ

$$\Delta = T_b - T_0 ,$$

которое на выходе дискриминатора производит напряжение, пропорциональное крутизне дискриминационной характеристики S_d,

$$u_d = S_d \Delta .$$

С выхода дискриминатора напряжение u_d поступает на интегратор

$$u_{\text{int}} = \frac{u_d}{p\tau_{\text{int}}},$$

где τ_{int} – постоянная времени интегратора, а p – оператор Лапласа.

В следящий контур включен экспоненциальный преобразователь, формирующий управляющее напряжение

$$u_{ctrl} = RI_0 \exp\left(\Lambda u_{\text{int}}\right),$$

где I_0 – обратный ток диода, а $1/\Lambda$ – температурное напряжение (температурная разность потенциалов).

Управляющее напряжение подается на модулятор, где формируется период модуляции T_m, пропорциональный постоянной времени модулятора τ_{mod} и отношению амплитуды пилы u_{saw} к управляющему напряжению u_{ctrl}:

$$T_m = \tau_{\text{mod}} \frac{u_{saw}}{u_{ctrl}}.$$

Используя полученные соотношения и переходя от операторной формы записи к временной, нетрудно определить уравнение следящего контура в виде

$$S = A\exp\left[B\int_0^t \left(\frac{1}{S\tau} - T_0\right)dt\right], \qquad (1)$$

где

$$A = \frac{\Delta f R I_0}{\tau_{\text{mod}} u_{saw}} e^{BJ_o},$$

$$B = \frac{\Lambda S_d}{\tau_{\text{int}}},$$

а J_0 – начальное значение интеграла в показателе экспоненты, определяющее положение рабочей точки экспоненциального преобразователя.

В стационарном режиме при постоянной высоте $S\tau = 1/T_0$ и $S = A$, следовательно,

$$S = \frac{1}{T_0\tau} e^{B\int_0^t \left(\frac{1}{S\tau} - T_0\right)dt} \qquad (2)$$

В широком диапазоне задержек уравнение (2) оказывается нелинейным. Однако после линеаризации в небольшой окрестности вокруг фиксированной задержки это уравнение приобретает в операторной форме вид

$$S = \frac{S_0}{1 + p\tau_0},$$

где $S_0 = 1/T_0\tau$ есть крутизна на фиксированной задержке τ, а постоянная времени следящего контура равна $\tau_0 = 1/BT_0$ и определяется крутизной дискриминатора и постоянной времени интегратора.

Таким образом, следящий контур радиовысотомера в первом приближении описывается интегрирующим звеном первого порядка. Ради строгости следует заметить, что в состав следящего контура входят и другие инерционные звенья, такие как усилители и дискриминатор, но их постоянные времени, по крайней мере, на порядок меньше, что позволяет пренебречь ими.

С использованием постоянной времени τ_0 уравнение (2) приводится к виду

$$S = \frac{f_0}{\tau} e^{\frac{f_0}{\tau_0}\int_0^t \left(\frac{1}{S\tau} - T_0\right) dt}. \qquad (3)$$

Выполняя логарифмирование выражения (3) и последующее дифференцирование по времени с учетом непостоянства высоты, можно получить дифференциальное уравнение, описывающее динамический режим следящего кольца:

$$\dot{S} = -\left(\frac{1}{\tau_0} + \frac{V_y}{h(t)}\right) S + \frac{f_0}{\tau_0} \frac{c}{2h(t)}. \qquad (4)$$

Уравнение (4) содержит два параметра кольца: постоянную времени τ_0 и частоту дискриминатора f_0. Режим полета задается вертикальной скоростью V_y и начальной высотой h_0, причем $h(t) = h_0 + V_y t$. В результате работы следящего контура, или интегрирования уравнения (4), носителями информации о высоте оказываются длительности периодов модуляции, которые измеряются путем заполнения эталонными интервалами. Каждому периоду модуляции соответствует одна оценка высоты, формируемая на конец периода.

3. Влияние шероховатости подстилающей поверхности

Реальные подстилающие поверхности имеют неоднородности электрических свойств и сложную геометрическую структуру, обуславливающую случайный характер отраженного сигнала. При этом сигнал биений для такой поверхности представляет собой суперпозицию множества сигналов от элементарных отражателей. Средняя частота биений на выходе приемника определяется усреднением в пределах облучаемого участка поверхности:

$$\langle f_b \rangle = S \frac{2h(1+\delta)}{c} - \frac{2V_x}{\lambda} q_x + \frac{2V_y}{\lambda} q_y. \qquad (5)$$

Здесь: δ – погрешность смещения от типа подстилающей поверхности и тангажа (поправка по высоте); V_x, V_y – горизонтальная и вертикальная составляющие скорости полета; q_x, q_y – поправочные коэффициенты для доплеровского смещения от горизонтальной и вертикальной составляющих вектора скорости.

Поправки определяются формулами

$$\delta = \frac{1}{p_o} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} F(\vartheta, \varphi) \left(\frac{1}{\cos\vartheta} - 1\right) d\vartheta d\varphi, \qquad (6)$$

$$q_x = \frac{1}{p_o} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} F(\vartheta, \varphi) \sin\vartheta \cos\varphi d\vartheta d\varphi, \qquad (7)$$

$$q_y = \frac{1}{p_o} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} F(\vartheta, \varphi) \cos\vartheta d\vartheta d\varphi, \qquad (8)$$

где $p_o = \int_0^{2\pi}\int_0^{\pi/2} F(\vartheta,\varphi)d\vartheta d\varphi$, $F(\vartheta,\varphi) = g_1 g_2 \sigma \sin\vartheta\cos\vartheta$, g_1, g_2 – диаграммы направленности приемной и передающей антенны, σ – диаграмма обратного рассеяния поверхности.

В полете над рассеивающей поверхностью следящая система поддерживает частоту биений (5) постоянной, соответствующей частоте настройки дискриминатора f_0, за счет регулирования крутизны перестройки частоты. Поэтому для текущей оценки высоты на выходе следящего кольца справедлива формула

$$\hat{h} = \frac{h(1+\delta)}{1 + \frac{2V_x}{\lambda f_0} q_x - \frac{2V_y}{\lambda f_0} q_y} \tag{9}$$

Дифференциальное уравнение следящего кольца (4) при этом примет вид

$$\dot{S} = -\left(\frac{1}{\tau_0} + \frac{V_y}{h(t)}\right) S + \frac{f_0}{\tau_0 q}\frac{c}{2h(t)}, \tag{10}$$

где коэффициент $q = (1+\delta)/(1 + 2V_x q_x/\lambda f_0 - 2V_y q_y/\lambda f_0)$.

Коэффициенты δ, q_x, q_y определяются заданным типом подстилающей поверхности, диаграммами антенн и ориентацией носителя, поэтому могут быть рассчитаны заранее и использоваться при интегрировании (10) в процессе моделирования в виде готовых массивов данных. При этом будут корректно воспроизводиться расчетные погрешности и доплеровское смещение оценок высоты в показаниях радиовысотомера.

Кроме того, в уравнение (10) легко можно ввести дополнительные члены, учитывающие флуктуации периодов биений из-за конечной ширины спектра сигнала, обусловленной шероховатостью подстилающей поверхности, а также нелинейность крутизны перестройки частоты и фазовый шум, неизбежный для радиовысотомера с непрерывным сигналом. При этом уравнение становится стохастическим и для его интегрирования необходимо применять специфические методы [2].

Тот же принцип можно применить при модификации аппаратного имитатора отраженного сигнала, используемого при полунатурных испытаниях радиовысотомера. При работе с одноточечным имитатором подстилающей поверхности на основе DRFM не воспроизводятся ни протяженный характер поверхности, ни влияние горизонтальной составляющей скорости полета, а доплеровское смещение от вертикальной скорости задается вращением фазы. Следовательно, высоту, измеренную с применением имитатора можно описать соотношением

$$h_{sim} = \frac{h}{1 - \frac{2V_y}{\lambda f_0} q_{sim}}. \tag{11}$$

Потребуем, чтобы оценки (9) и (11) совпали. Тогда

$$q_{sim} = \frac{q_y + \frac{\lambda f_0}{2V_y}\delta - q_x ctg\vartheta}{1+\delta}, \tag{12}$$

где θ – текущий угол наклона траектории.

Таким образом, введением коэффициента (12) при задании доплеровской частоты можно выполнить имитацию погрешностей в полете над рассеивающей поверхностью. Разумеется, поскольку сами погрешности получены расчетным путем, такая имитация не может рассматриваться в качестве подтверждения этих ошибок, но зато позволяет проверить функционирование радиовысотомера в составе изделия с учетом возможных ошибок. Это в особой степени относится к выходному фильтру и алгоритмам комплексирования показаний высотомера в бортовой системе управления.

Представленный алгоритм имитации был применен при синтезе и проверке на полунатурных испытаниях алгоритма фильтрации показаний высотомера для высокоскоростного носителя. Оказывается, что в случае несимметричной модуляции сигнала отношение двух последовательных периодов модуляции есть величина постоянная, зависящая только от вертикальной скорости. Наблюдаемые величины составляют последовательность периодов модуляции T_k, тогда система уравнений состояния (без учета шумов)

$$T_{k+1} = q_k T_k$$
$$q_{k+1} = q_k$$

Оценка текущей высоты по оценкам переменных состояния:

$$\hat{h}_k = \frac{\hat{T}_k}{k_m}\hat{q}_d\left(1 + \frac{k_m \hat{V}_k}{2\hat{q}_d}\right)$$

где $\hat{V}_k$ – оценка вертикальной скорости по оценке коэффициента $\hat{q}_k$:

$$\hat{V}_k = \frac{2 f_0 \lambda(\hat{q}_k - 1)}{4(\hat{q}_k - 1) + k_m f_0 \lambda(\hat{q}_k + 1)}$$

а коэффициенты $k_m = 2\Delta f / c f_0$, $\hat{q}_d = 1 - 2\hat{V}_k / \lambda f_0$.

При формировании последовательности периодов биений в процессе интегрирования (10) учитывалась флуктуационная составляющая, вызванная протяженностью спектра сигнала, как по дальномерной, так и по допплеровской частоте, согласно описанной выше методике.

Поскольку уравнения состояния нелинейные, для фильтрации был выбран алгоритм сигма-точечного фильтра Калмана (Unscented Kalman Filtering) [3]. Условия полета: скорость сверхзвуковая, тангаж минус 30 градусов, подстилающая поверхность типа луга. Результат применения фильтра приведен на рисунке 2.

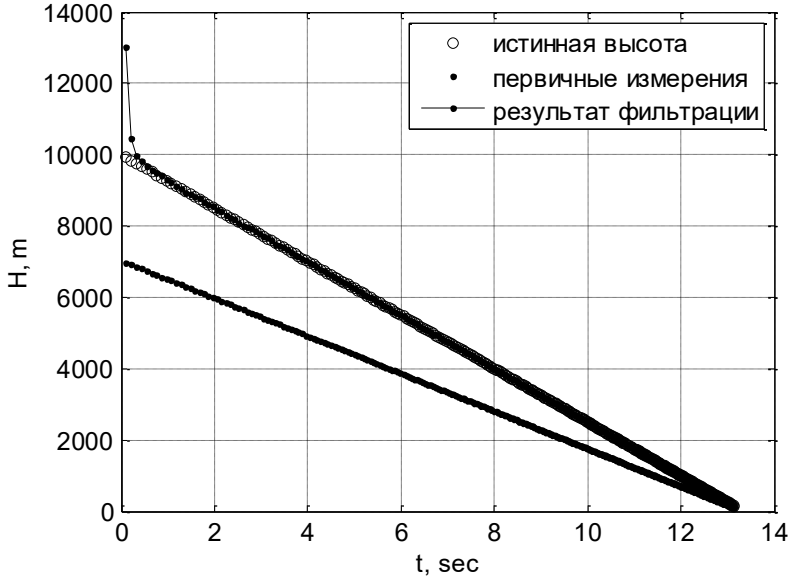


Рис. 2. Результат фильтрации данных

4. Заключение

В работе описан эффективный алгоритм имитационного моделирования показаний следящего радиовысотомера с непрерывным сигналом, предназначенный для использования в комплексах математического и полунатурного моделирования высокоскоростных объектов. Алгоритм позволяет корректно учитывать погрешности смещения и доплеровские ошибки радиовысотомера в математическом и полунатурном моделировании без использования многоточечной модели поверхности, в условиях размещения на высокодинамичном носителе.

Литература

1. Жуковский А.П., Оноприенко Е.И., Чижов В.И. Теоретические основы радиовысотометрии. М., Советское радио, 1967.
2. Bayram et al. Numerical methods for simulation of stochastic differential equations. – Advances in Difference Equations (2018), 2018:17, https://doi.org/10.1186/s13662-018-1466-5.
3. Dan Simon. Optimal State Estimation. — John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2006.

References

1. Zhukovsky, A.P., Onopryenko, E.I., Chizhov, V.I. Theoretical principles of radar altimetry. Moscow: Sovetskoye Radio, 1967.
2. Bayram et al. Numerical methods for simulation of stochastic differential equations. – Advances in Difference Equations (2018), 2018:17, https://doi.org/10.1186/s13662-018-1466-5
3. Dan Simon. Optimal State Estimation. — John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2006.

МОДИФИКАЦИЯ АЛГОРИТМА ОБЗОРА ЭХОЛОКАТОРА В ЗОНЕ ФРЕНЕЛЯ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Ю. В. Бакшеева[1]

[1]Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения (СПбГУАП), Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В работе рассматриваются проблемы, возникающие при эхолокационном зондировании с использованием широкополосных сигналов в зоне Френеля антенной решетки - пространственно-зависимое увеличение длительности и искажение формы зондирующего импульса; паразитные боковые максимумы в распределении поля. Предложен метод сканирования и формирования "эквивалентного" луча путем обработки принятых сигналов, позволяющий значительно улучшить пространственную избирательность, а также приблизить разрешающую способность по дальности к потенциально достижимой. Предложенный способ заключается в формировании передающего сигнала одним элементом антенной решетки с приемом сигнала всеми элементами, при этом изображение зоны обзора формируется за несколько зондирований при излучении сигнала одним и тем же или разными элементами антенны.

Ключевые слова: зона Френеля; широкополосный сигнал; антенная решетка; электронное сканирование; пространственная избирательность; разрешающая способность по дальности.

MODIFICATION OF THE SCANNING ALGORITHM FOR THE RADAR WHICH OPERATES IN THE FRESNEL ZONE OF THE ANTENNA ARRAY

Iu. V. Baksheeva[1]

[1]Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation (SUAI), Saint Petersburg, Russia

Abstract. The paper considers the problems that occur for radar which uses broadband signals and operates in the Fresnel zone of the antenna array - a spatially dependent increase in the duration and distortion of the shape of the probing pulse; parasitic lateral maxima in the field distribution. A method of scanning and forming an "equivalent" beam by processing the received signals is proposed, which allows significantly improving the spatial selectivity, as well as bringing the range resolution closer to the potentially achievable one. The proposed method consists in the transmission signal by one element of the antenna array with the reception of the signal by all elements, while the image of the viewing area is formed in several probes when the signal is emitted by the same or different elements of the antenna.

Keywords: Fresnel zone; broadband signal; antenna array; electronic scanning; spatial selectivity; range resolution.

1. Введение

Одной из возможных областей применения результатов данного исследования являются ультразвуковые медицинские диагностические (УЗМД) эхолокаторы. На их примере и рассматривается предлагаемый алгоритм.

Двумя основными принципиальными особенностями работы УЗМД эхолокаторов являются использование простых импульсных широкополосных сигналов (очень

коротких зондирующих импульсов) и работа в зоне Френеля ультразвукового датчика. Применение импульсных сигналов обусловлено необходимостью обеспечения разрешающей способности по дальности порядка 1 мм, что при использовании акустических волн в водоподобных средах при скорости звука порядка 1500 м/с дает требуемую длительность импульсов порядка 1 мкс и менее. Использование при этом сложных сигналов нецелесообразно, т.к. существующие медицинские регламенты ограничивают среднюю (а не пиковую) мощность сигнала, излучаемого в биологическую среду. Кроме того, наличие значительного частотно-зависимого затухания искажает спектр зондирующего сигнала настолько, что возможные преимущества от использования сложного сигнала будут сведены к минимуму [1, 2]. Работа в зоне Френеля подтверждается значениями размеров апертуры используемых ультразвуковых датчиков и рабочих диапазонов частот. Действительно, типовые рабочие частоты УЗМД эхолокаторов находятся в диапазоне от 2 до 10 МГц, а размер апертуры ультразвукового датчика в одном измерении составляет порядка 5-8 см. В этом случае граница зоны Френеля располагается на расстоянии 6 м и более при том, что средняя глубина зондирования не превышает обычно50-60 см.

В таких условиях работы система "излучающая антенна-цель" (или "цель-приемная антенна") представляет собой пространственно-зависимый фильтр нижних частот [3], что существенно влияет на длительность зондирующего импульса при распространении до цели и обратно и значительно ухудшает разрешающую способность по дальности. Также и распределение поля в этом случае имеет пространственно-зависимые особенности, ухудшающие пространственную избирательность [4].

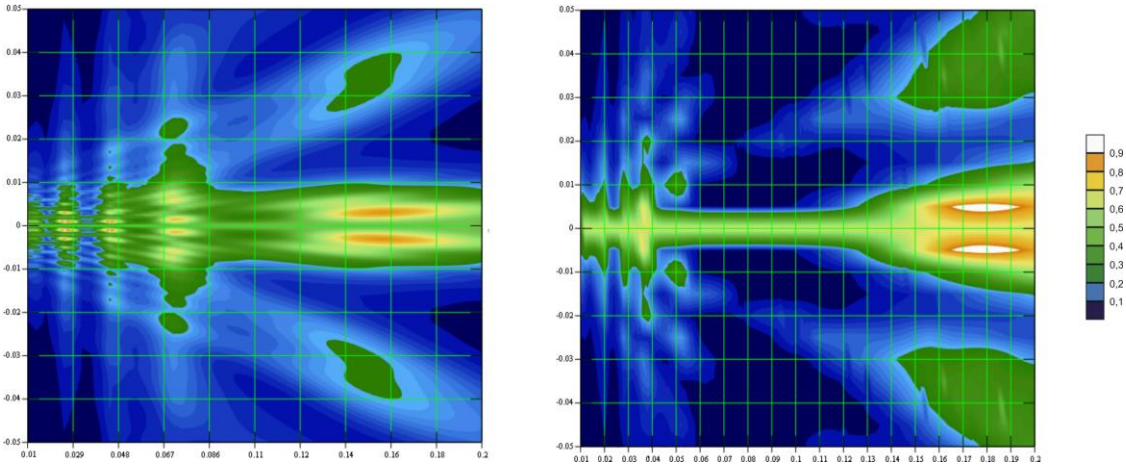
В данном исследовании предлагается и обсуждается алгоритм сканирования, позволяющий существенно приблизить реальные значения разрешающей способности по дальности и в поперечном направлении к потенциально достижимым при сохранении заданных значений длительности зондирующих импульсов, рабочих частот и геометрических размеров ультразвукового приемо-передающего преобразователя.

2. Основные способы сканирования в ультразвуковых медицинских диагностических эхолокаторах

Имея в виду ультразвуковые антенные решетки и электронные способы сканирования, можно принципиально выделить одномерное и двумерное сканирование (в зависимости от конструкции решетки и количества независимых каналов передатчика и приемника), а также линейное, секторное, конвексное и векторное сканирование (в зависимости от траектории перемещения сформированного луча в одной плоскости) [2]. При любом способе луч формируется либо всеми элементами антенны, либо частью, составляющей подрешетку. Возможны разные сценарии формирования луча на передающей и приемной стороне: луч на передающей стороне формируется либо без фокусировки, либо с фокусировкой на одной точке дальности, а "эквивалентный" луч на приемной стороне может иметь либо несколько точек фокусировки, либо фокусировку в каждой точке по дальности (т.н. динамическая фокусировка), что значительно обужает

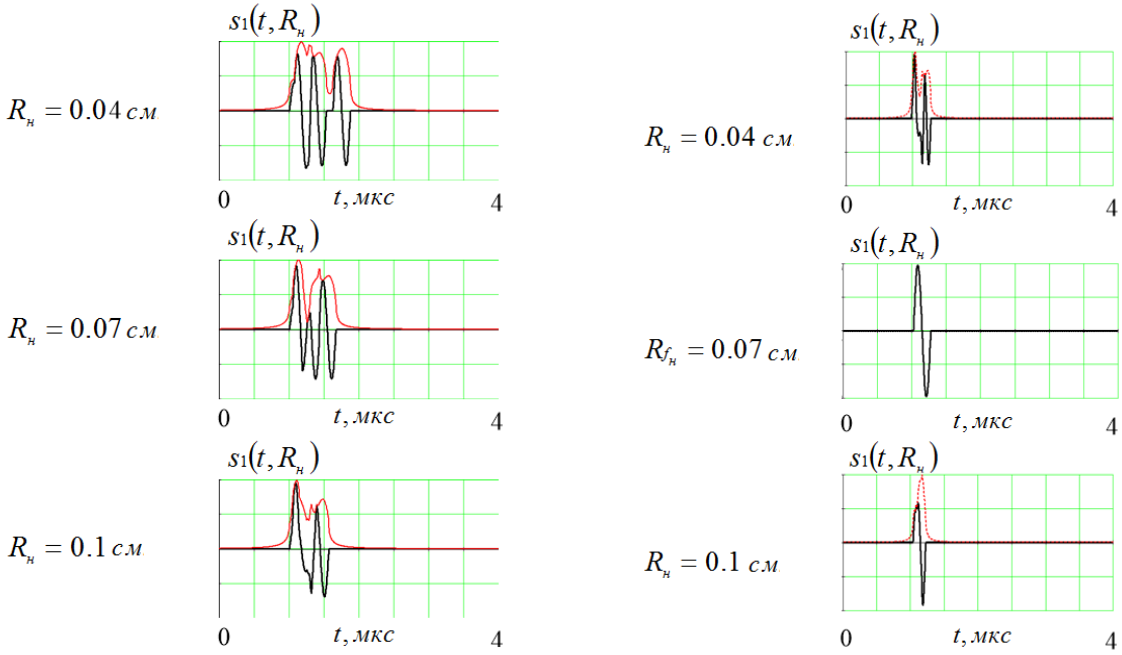
приемный луч, однако не исправляет временн*ы*е и пространственные искажения сигнала на передающей стороне.

На рисунке 1 а, б приведены примеры распределения поля антенной решетки без фокусировки и с фокусировкой в одну точку дальности. На рисунке 2 а, б приведены примеры временной структуры зондирующего сигнала при работе в зоне Френеля без фокусировки и с фокусировкой (дальность фокусировки 7 см).



а б

Рис. 1. Примеры нормированного распределения поля в зоне Френеля без фокусировки (а) и с фокусировкой на одну точку дальности (б).



а б

Рис. 2. Примеры временной структуры зондирующего сигнала в зоне Френеля без фокусировки (а) и с фокусировкой на одну точку дальности (б).

В качестве меры пространственного распределения энергии немонохроматического источника для данного исследования выбрана средняя импульсная интенсивность в точке наблюдения A(**r**), применение которой обосновано в [5]:

$$\bar{I}_A(\mathbf{r}) = \frac{1}{\tau_u(\mathbf{r})} \int_{\tau_u(\mathbf{r})} s^2(t,\mathbf{r})dt, \tag{1}$$

где $\mathbf{r}=(x_A, y_A, z_A)$ - координаты точки наблюдения А, $\tau_и(\mathbf{r})$ - длительность импульса в точке наблюдения А($\mathbf{r}$), $s(t)$ - зондирующий сигнал, $s(t, \mathbf{r})$ - сигнал в точке наблюдения А($\mathbf{r}$).

Сигнал $s(t, \mathbf{r})$ в точке наблюдения А($\mathbf{r}$), находящейся в зоне Френеля будет отличаться от сигнала $s(t)$ в момент его излучения:

$$s(t,\mathbf{r}) = \sum_i s(t - t_{зi}) = \sum_i s\left(t - \frac{r_i}{c}\right), \tag{2}$$

где $t_{зi}$ - время распространения излученного сигнала от i-го излучателя до точки наблюдения А($\mathbf{r}$); r_i - расстояние от i-го излучателя до точки наблюдения А($\mathbf{r}$), c-скорость звука в среде.

Как видно из рисунка 2, зондирующий сигнал не искажен в точке фокусировки (при ее наличии), во всех остальных случаях имеет место искажение формы и увеличение длительности зондирующего сигнала, зависящее от дальности.

При осуществлении электронного сканирования линейное сканирование с использованием части решетки ожидаемо приводит к увеличению ширины луча, а при секторном, конвексном или векторном сканировании отклонение луча от нормали к плоскости решетки приводит также к расширению луча и несимметричному изменению его формы вдоль продольной оси. Важным является то, что при любом из используемых способов сканирования приемопередающие элементы неподвижны, и полная зона обзора физически ограничена лишь значением угла полного внутреннего отражения на границе используемых сред [6].

3. Модификация алгоритма обзора

В качестве модели антенной решетки рассматривалась линейная эквидистантная антенная решетка с геометрическими параметрами, характерными для ультразвуковых датчиков медицинского применения [2].

Как видно из рисунка 2 и выражения (2), сигнал, облучающий точку наблюдения А($\mathbf{r}$), уже отличается по форме и длительности от сформированного на передающей стороне. Причем эти отличия различны для разных точек наблюдаемого пространства.

Изменить ситуацию предлагается, излучая сигнал не всеми элементами одновременно, а только одним в один момент времени. Действительно, геометрические размеры одиночного излучателя в составе антенной решетки таковы, что его можно рассматривать в качестве точечного излучателя, и без потери общности считать, что он излучает сферическую волну формы, совпадающей с формой сигнала $s(t)$. Зона Френеля у точечного источника отсутствует. Тогда сигналы $s(t, \mathbf{r})$, облучающие любую точку наблюдения А($\mathbf{r}$), будут совпадать по форме с $s(t)$ - искажения сигнала происходить не будет. Рисунок 3 иллюстрирует приведенные рассуждения.

Понятно, что энергия сигнала, излученного не всеми элементами решетки, а только одним, уменьшится в N раз, где N - количество элементов решетки. В этом

случае предлагается для формирования изображения зоны обзора использовать накопление сигнала от L зондирований, причем каждое зондирование осуществляется одним элементом решетки - одним и тем же или каждый раз разным. В простом случае использования разных элементов для облучения зоны обзора элементы должны излучать последовательно один за другим по очереди и $L=N$ (в общем случае число зондирований L, используемых для формирования одного "обзора" может не совпадать с количеством элементов решетки N). При этом каждый раз принимать отраженные сигналы должны все элементы решетки.

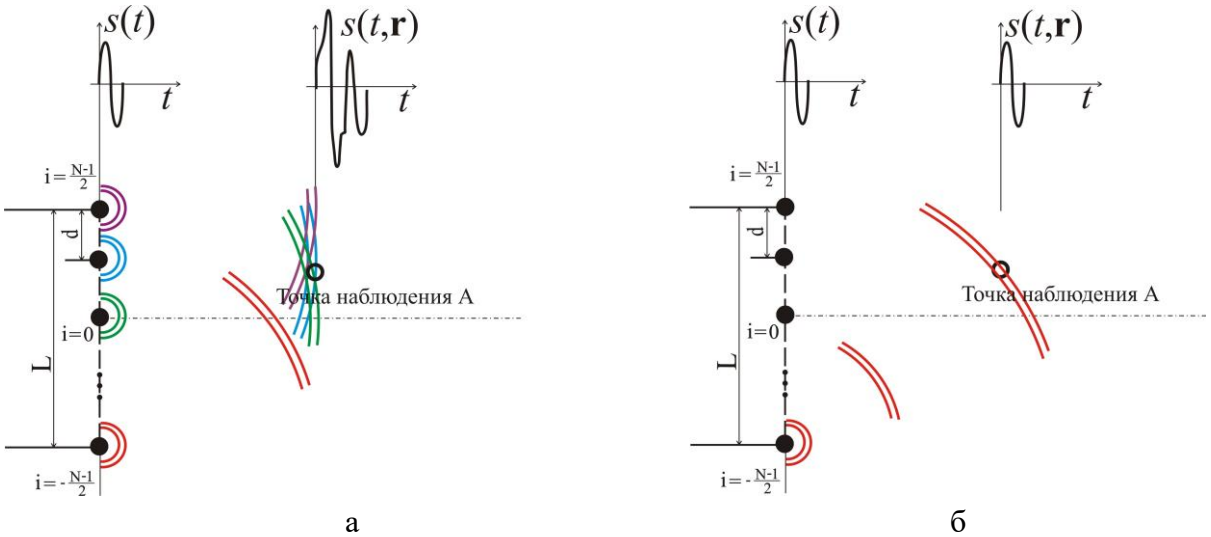


Рис. 3. Формирование сигнала, облучающего точку наблюдения в зоне Френеля: излучение всеми элементами решетки (а); излучение одним элементом (б).

Понятно, что необходимым условием для осуществления предлагаемого метода является возможность независимого управления отдельными элементами решетки на передачу и наличие независимых каналов приема. Также подобный алгоритм обзора потребует модификации алгоритма обработки сигнала на приемной стороне аналогично тому как это может реализовываться в цифровых антенных решетках [7] и предполагает компенсацию разности хода сигнала от излучателя до цели и от цели до каждого приемного элемента. Таким образом, формирование сигнала $s_L(t,\mathbf{r})$, принятого от точки наблюдения А($\mathbf{r}$) N элементами за L зондирований, описывается следующим выражением:

$$s_L(t,\mathbf{r}) = \sum_{k=1}^{L}\sum_{i=1}^{N} s_{\text{пр}\,\text{i}_\text{k}}\left(t - t_{\text{з}\,\text{i}_\text{k}}\right), \qquad (3)$$

где $s_{\text{пр}\,\text{i}_\text{k}}(t)$ - сигнал, принятый i-м элементом при излучении зондирующего сигнала k-м элементом; $t_{\text{з}\,\text{i}_\text{k}}$ - компенсация времени запаздывания сигнала, принятого i-м элементом при излучении зондирующего сигнала k-м элементом.

Различие в обработке сигналов в цифровой антенной решетке и в предлагаемом способе заключается в совместной когерентной обработке сигналов за L зондирований,

что позволяет исключить недостаток, связанный с безусловной потерей в энергетике при излучении сигнала одним элементом вместо всей решетки.

Обобщенная структурная схема приведена на рисунке 4. Обозначения на рисунке: ПРД - передатчик, DMX - демультиплексор (устройство распределения), ППП - переключатель передача-прием, АЦП - аналогово-цифровой преобразователь, ЗУ - запоминающее устройство, ПЦО - процессор цифровой обработки, УВИ - устройство вывода информации. На рисунке не показано устройство управления и синхронизации.

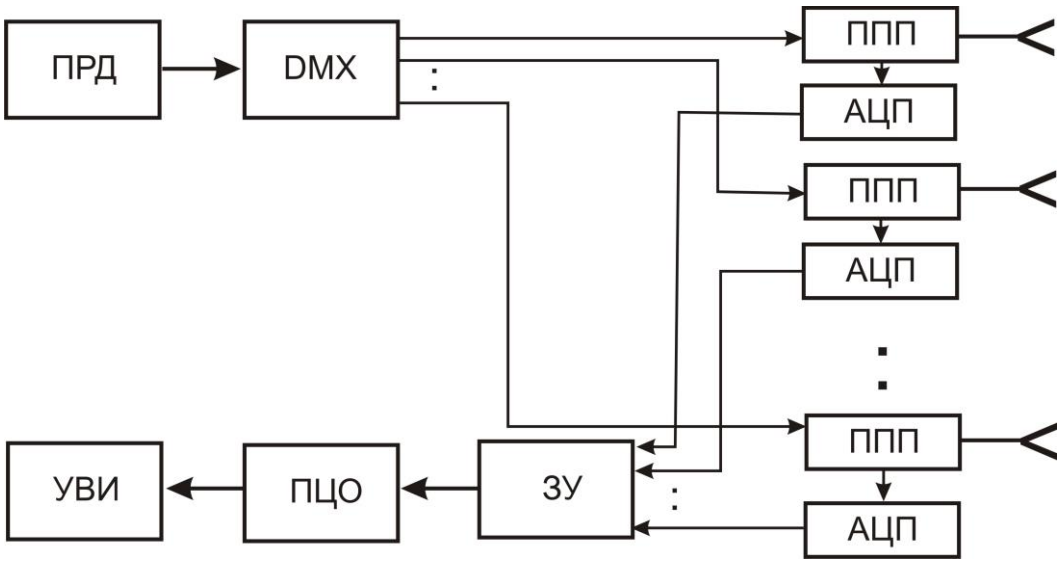


Рис. 4. Обобщенная структурная схема.

4. Заключение

Для описанного алгоритма обзора было проведено численное моделирование, подтвердившее отсутствие искажений зондирующего сигнала на передачу и прием. Количественные расчеты распределения поля демонстрируют ширину луча, определяемую фокусирующими свойствами антенной системы [1] - а именно, размером фокального пятна при заданных размере апертуры, рабочей длине волны и дальностью фокусировки.

Необходимо заметить, что расчеты проводились в идеальных условиях - не учитывались аппаратные факторы влияния, не учитывались факторы воздействия частотно-зависимого затухания в среде при распространении сигнала, не учитывались параметры отражателей и шумы. Тем не менее предварительные расчеты показали применимость предложенного метода в условиях работы в зоне Френеля антенной системы и продемонстрировали улучшение разрешающей способности по дальности и в поперечном направлении при использовании предложенного подхода.

Дальнейшие работы в данном направлении могут быть направлены на исследование вопросов влияния вышеуказанных факторов, на выработку практических рекомендаций по приемлемому количеству зондирований в различных условиях, на изучение вопросов аппаратной реализации и др.

Литература

1. Применение ультразвука в медицине. Физические основы / Под ред. К. Р. Хилла. М.: Мир, 1989. - 568 с.
2. Осипов Л. В. Ультразвуковые диагностические приборы. М.:Видар, 1999. - 256 с.
3. Бакшеева Ю. В. Особенности распределения акустических полей немонохроматических сигналов в зоне Френеля// Научная сессия ГУАП: Сб. докл.: В 4 ч. Ч.II. Технические науки. СПбГУАП. СПб., 2009. - С. 32-35.
4. Бакшеева Ю. В. Оценка изменения параметров широкополосных сигналов и их полей в средах с затуханием // Известия ВУЗов. Радиоэлектроника. Т.58, №6, 2015. - С.40-51.
5. Бакшеева Ю. В. Анализ параметров ультразвукового локатора медицинского назначения и метод оценки его пространственной избирательности // Радиотехнические, оптические и биотехнические системы. Устройства и методы обработки информации: сб. докладов Первой Всероссийской научной конференции, СПб.:ГУАП, 2020. - С.30-34.
6. Кайно Г. Акустические волны. Устройства, визуализация и аналоговая обработка сигналов. М.: Мир, 1990. - 650 с.
7. Активные фазированные антенные решетки / Под ред Д.И.Воскресенского и А.И.Канащенкова. М.:Радиотехника, 2004. - 488 с.

References

1. Physical Principals of Medical Ultrasonics / Edited by C.R.Hill. M.:Mir,1989. - 568 p.
2. Osipov, L. V. Ultrasonic Diagnostic Devices. M.: Vidar, 1999. – 256 p.
3. Baksheeva Iu. V. Features of the Acoustic Fields Distribution of Non-monochromatic Signals in the Fresnel Zone// Proc. of SUAI Scientific Session, 2009, Vol.2. Technical Science, SUAI, SPb, Russia. - Pp. 32-35.
4. Baksheeva Iu. V. Estimation of Parameter Variation of Wideband Signals and Their Fields in Media with Attenuation // Radioelectronics and Communications Systems, 2015, Vol. 58, Issue 6. Pp 274-283.
5. Baksheeva Iu. V. Analysis of the Parameters of a Medical Ultrasound Locator and a Method for Evaluating its Spatial Selectivity // Radio Engineering, Optical and Biotechnical Systems. Devices and Methods of Information Processing: Proceedings of the First All-Russian Scientific Conference, 2020. SUAI, SPb, Russia. - Pp. 30-34.
6. Kino, G. S. Acoustic Waves: Devices, Imaging and Analog Signal Processing. M.:Mir,1990.- 650p.
7. Active Phased Array Antennas / Edited by D.I.Voskresensky and A.I.Kanashchenkov. M.: Radiotechnika, 2004. - 488.

ОБ ОДНОМ АЛГОРИТМЕ РАСЧЕТА КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ ПРИ ОТРАЖЕНИИ РАДИОВОЛНЫ ОТ ИОНОСФЕРНОГО СЛОЯ В РАМКАХ МОДЕЛИ СФЕРИЧЕСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ ЗЕМЛИ

Н. Е. Гутерман[1], А. В. Данилова[2], М. Л. Минина[1]

[1]ФГБОУ ВО «ВГУ», Воронеж, Россия
[2]НИУ ВШЭ, Москва, Россия

Аннотация. Описан алгоритм определения местоположения источника радиоизлучения в рамках модели сферической поверхности Земли на основании данных об истинном радиопеленге и угле возвышения радиоволны, пришедшей на приемную антенну в результате отражения от ионосферы. На основании законов геометрической оптики получено аналитическое решение поставленной задачи с учетом наклона отражающего ионосферного слоя.

Ключевые слова: наклон отражающего слоя ионосферы, однопозиционное местоопределение, ионосферная волна, азимутально-угломестное радиопеленгование.

THE ALGORITHM OF CALCULATING COORDINATES OF RADIO TRANSMITTER WHEN REFLECTING RADIOWAVE FROM IONOSPHERIC LAYER IN THE EARTH SPHERICAL SURFACE MODEL

N. E. Guterman[1], A. V. Danilova[2], M. L. Minina[1]

[1]FSEI HE «VSU», Voronezh, Russia
[2]NRU HSE University, Moscow, Russia

Abstract. An algorithm for determining the location of radio transmitter within the model of Earth spherical surface based on data of the true radio bearing and the elevation angle of a radiowave arriving at the receiver antenna as a result of reflection from the ionospheric is described. Based on the laws of geometrical optics, an analytical solution of the problem is obtained, taking into account inclination of the reflecting ionospheric layer.

Keywords: slope of the reflecting ionospheric layer, single-point position finding, ionospheric radiowave, azimuth-elevation radio direction finding.

1. Введение

Данная статья посвящена однопозиционному двухкоординатному угломерному методу местоопределения наземных источников радиоизлучения (ИРИ) при ионосферном распространении электромагнитных волн (ЭМВ) в декаметровом диапазоне, который получил название «угломерно-дальномерный» [1, 2]. С помощью двухкоординатного (азимутально-угломестного) радиопеленгатора (РП) измеряется направление прихода в пункт приема радиоволны в трехмерном пространстве, определяемое двумя углами: истинным радиопеленгом θ и углом возвышения β. Далее, с использованием некоторой трехмерной математической модели среды, по направлению прихода рассчитывается траектория распространения радиоволны [3; 4]. Практическое применение изложенного метода в радиопеленгации трактуется следующим образом: на основе измерений азимутально-угломестным РП углов θ и β

ЭМВ пеленгуемого ИРИ при априорно известных значениях высоты H отражающего слоя ионосферы и числа $N_{ск}$ скачков траектории распространения ионосферных радиоволн вычисляют дальность от РП до наземного ИРИ по плоской $R = R(\beta, H, N_{ск})$ или сферической $R_{сф} = R_{сф}(\beta, H, N_{ск})$ земной поверхности и определяют место расположения ИРИ на плоской или сферической земной поверхности. Случай горизонтального отражающего слоя ионосферы при $N_{ск} = 1$ детально изучен в литературе [5]. Однако, вследствие неоднородности электронной концентрации в ионосфере, поверхность отражения становится наклонной. С течением времени колебания наклонов ионосферы приводят в общем случае к медленным изменениям, как радиопеленга θ, так и угла возвышения β ЭМВ, формируя тем самым ошибки $\Delta\theta$, $\Delta\beta$ в измерениях этих величин. Задача уменьшения ошибок $\Delta\theta$, $\Delta\beta$ и последующее нахождение расстояния от РП до наземного ИРИ изложена в [6, 7]. Описанный в этих источниках метод представляет собой многоэтапную процедуру, основанную на приближенных соотношениях, что может привести к неконтролируемому росту погрешности при реальных измерениях. Профессором А. Д. Виноградовым была поставлена задача разработки одноэтапного способа аналитического решения задачи однопозиционного местоопределения наземных источников радиоизлучения при боковом отклонении односкачковой траектории распространения волны от плоскости дуги большого круга Земли без использования приближенных соотношений. В данном докладе излагаются полученные авторами результаты решения поставленной задачи для случая сферической земной поверхности.

2. Одноэтапный способ однопозиционного местоопределения ИРИ на сферической земной поверхности при наклоне ионосферного слоя

Для однопозиционного местоопределения наземного ИРИ на сферической земной поверхности будем использовать геоцентрическую сферическую систему координат $\Sigma_{сф} = \{O_з, R_з, \lambda, \varphi\}$ и геоцентрическую декартову систему координат $\Sigma_{гд} = \{O_з, X_{гд}, Y_{гд}, Z_{гд}\}$, схематичное изображение параметров которых приведено на рисунке 1, где обозначено: $П_с$, $П_ю$, $Э$ и $O_з$ - соответственно северный полюс, южный полюс, экватор и центр Земли; $R_з$ - радиус Земли; $ГМ$ - Гринвичский меридиан; $ММ$ - местный меридиан; λ и φ - геосферические долгота и широта соответственно; $O_з X_{гд}$, $O_з Y_{гд}$, $O_з Z_{гд}$ - оси соответственно абсцисс, ординат и аппликат геоцентрической декартовой системы координат $\Sigma_{гд} = \{O_з, X_{гд}, Y_{гд}, Z_{гд}\}$; $O(x_{гдO}, y_{гдO}, z_{гдO})$ - точка на сферической земной поверхности с координатами $x_{гдO}$, $y_{гдO}$ и $z_{гдO}$ в геоцентрической декартовой системе координат $\Sigma_{гд}$; λ_o и φ_o - соответственно геосферическая долгота и широта точки O в геоцентрической сферической системе координат $\Sigma_{сф}$.

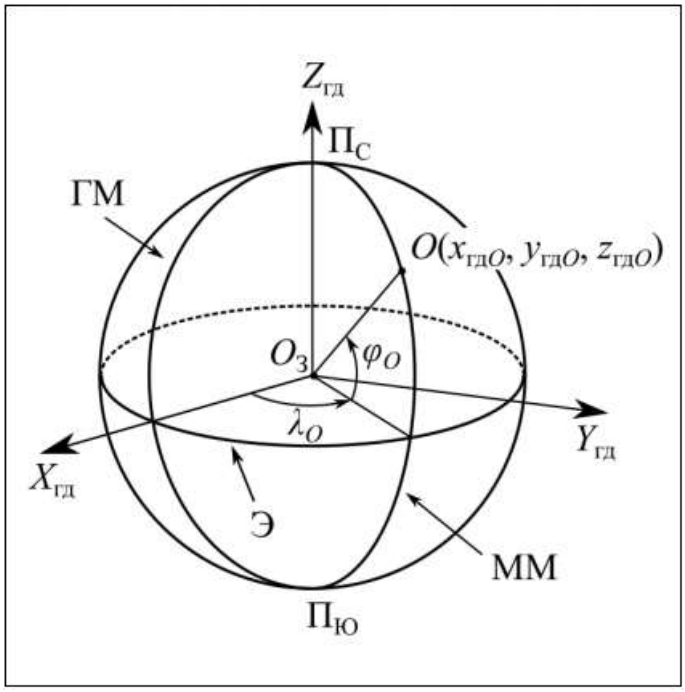


Рис. 1. Иллюстрация параметров геоцентрической сферической системы координат $\Sigma_{сф}$ и геоцентрической прямоугольной правой декартовой системы координат $\Sigma_{гд}$.

Начало геоцентрической сферической системы координат $\Sigma_{сф} = \{O_з, R_з, \lambda, \varphi\}$ совпадает с центром Земли, а Земля приближается сферой с радиусом $R_з = 6371110$ м. При этом положение точки на сферической земной поверхности в геоцентрической сферической системе координат $\Sigma_{сф} = \{O_з, R_з, \lambda, \varphi\}$ определяется геосферическими широтой φ и долготой λ, которые изменяются в пределах $0 \le \varphi \le +\pi/2$, $-\pi/2 \le \varphi \le 0$ и $-\pi \le \lambda \le \pi$ соответственно.

Начало $O_з$ геоцентрической прямоугольной правой декартовой системы координат $\Sigma_{гд} = \{O_з, X_{гд}, Y_{гд}, Z_{гд}\}$ совпадает с центром Земли, ось аппликат $O_з Z_{гд}$ направлена из центра Земли к северному полюсу Земли $П_c$, ось абсцисс $O_з X_{гд}$ находится в плоскости экватора и задает направление на Гринвичский меридиан, а ось ординат $O_з Y_{гд}$ также находится в плоскости экватора и дополняет систему координат до правой. Взаимосвязь между координатами некоторой, размещенной на поверхности Земли, точки в системах $\Sigma_{гд} = \{O_з, X_{гд}, Y_{гд}, Z_{гд}\}$ и $\Sigma_{сф} = \{O_з, R_з, \lambda, \varphi\}$ имеет следующий вид:

$$\begin{cases} x_{гдO} = R_з \cos\varphi_O \cos\lambda_O; \\ y_{гдO} = R_з \cos\varphi_O \sin\lambda_O; \\ z_{гдO} = R_з \sin\varphi_O. \end{cases} \qquad (1)$$

Определим три единичных вектора $\mathbf{e}_1$, $\mathbf{e}_2$ и $\mathbf{e}_3$, задающие ортонормированный базис в плоскости, касательной к поверхности Земли в вышеупомянутой точке O в

геоцентрической прямоугольной правой декартовой системе координат $\Sigma_{гд} = \{O_з, X_{гд}, Y_{гд}, Z_{гд}\}$ в соответствии с соотношениями:

$$\begin{cases} \mathbf{e}_1 = (-\sin\varphi_O \cos\lambda_O; -\sin\varphi_O \sin\lambda_O; \cos\varphi_O); \\ \mathbf{e}_2 = (-\sin\lambda_O; \cos\lambda_O; 0); \\ \mathbf{e}_3 = (\cos\varphi_O \cos\lambda_O; \cos\varphi_O \sin\lambda_O; \sin\varphi_O). \end{cases} \quad (2)$$

При этом вектор $\mathbf{e}_1$ находится в касательной плоскости к поверхности Земли в точке O и задает направление на север в точке O вдоль местного меридиана, вектор $\mathbf{e}_2$ находится в касательной плоскости к поверхности Земли в точке O и направлен по широте с запада на восток, а вектор $\mathbf{e}_3$ направлен вертикально вверх и перпендикулярен касательной плоскости к поверхности Земли в точке O. Эти векторы образуют левую тройку и связаны равенством $\mathbf{e}_1 = -\mathbf{e}_2 \times \mathbf{e}_3$, где $\mathbf{e}_2 \times \mathbf{e}_3$ - векторное произведение. Разложим вектор $\mathbf{s}_{OA}$, задающий направление на точку A отражения ЭМВ от отражающего слоя ионосферы из точки O, по базису $\mathbf{e}_1$, $\mathbf{e}_2$ и $\mathbf{e}_3$. Так как скалярные произведения вектора $\mathbf{s}_{OA}$ с каждым из трех единичных векторов $\mathbf{e}_1$, $\mathbf{e}_2$ и $\mathbf{e}_3$ определяются соотношениями $(\mathbf{s}_{OA}, \mathbf{e}_1) = \cos\beta\cos\theta$, $(\mathbf{s}_{OA}, \mathbf{e}_2) = \cos\beta\sin\theta$ и $(\mathbf{s}_{OA}, \mathbf{e}_3) = \sin\beta$, то вектор $\mathbf{s}_{OA}$ можно представить в виде:

$$\mathbf{s}_{OA} = \cos\beta\cos\theta \cdot \mathbf{e}_1 + \cos\beta\sin\theta \cdot \mathbf{e}_2 + \sin\beta \cdot \mathbf{e}_3. \quad (3)$$

Представим вектор $\mathbf{r}_{OA}$, направленный из точки O в точку A, соотношением $\mathbf{r}_{OA} = \mu_A \mathbf{s}_{OA}$ с неизвестным параметром μ_A. Определим неизвестный параметр $\mu_A = |\mathbf{r}_{OA}|$ с помощью теоремы косинусов из треугольника $\Delta O_з OA$. Предполагается, что точка A находится на высоте H, то есть $O_з A = R_з + H$, а угол $\angle O_з OA = \beta + \pi/2$. Поэтому выполняется соотношение:

$$(O_з A)^2 = (O_з O)^2 + (OA)^2 - 2 \cdot O_з O \cdot OA \cdot \cos(\beta + \pi/2),$$

которое представляется в виде

$$(R_з + H)^2 = R_з^{\,2} + \mu_A^{\,2} + 2R_з \mu_A \sin\beta.$$

Выделяя в этом выражении полный квадрат для неизвестного параметра μ_A, приходим к равенству:

$$(\mu_A + R_з \sin\beta)^2 = R_з^{\,2} \sin^2\beta + 2R_з H + H^2.$$

Следовательно, для неизвестного параметра μ_A получаем выражение:

$$\mu_A = -R_з \sin\beta + \sqrt{R_з^{\,2} \sin^2\beta + 2R_з H + H^2}.$$

После алгебраических преобразований вышеупомянутого выражения соотношение для определения неизвестного параметра μ_A может быть представлено в виде:

$$\mu_A = -R_з \sin\beta + \sqrt{R_з^{\,2} \sin^2\beta + 2R_з H + H^2} =$$

$$=\frac{\left(-R_з\sin\beta+\sqrt{R_з^{\,2}\sin^2\beta+2R_зH+H^2}\right)\left(R_з\sin\beta+\sqrt{R_з^{\,2}\sin^2\beta+2R_зH+H^2}\right)}{R_з\sin\beta+\sqrt{R_з^{\,2}\sin^2\beta+2R_зH+H^2}}=$$

$$=\frac{2R_зH+H^2}{R_з\sin\beta+\sqrt{R_з^{\,2}\sin^2\beta+2R_зH+H^2}}=\frac{2H+\dfrac{H^2}{R_з}}{\sin\beta+\sqrt{\sin^2\beta+\dfrac{2H}{R_з}+\dfrac{H^2}{R_з^{\,2}}}}.$$

После нахождения μ_A и $\mathbf{r}_{OA}=\mu_A\mathbf{s}_{OA}$, определим координаты точки $A(x_{гдA},y_{гдA},z_{гдA})$ отражения от сферического слоя ионосферы в геоцентрической прямоугольной правой декартовой системе координат $\Sigma_{гд}=\{O_з,X_{гд},Y_{гд},Z_{гд}\}$. Допустим, что φ_A и λ_A - соответственно широта и долгота точки A в геоцентрической сферической системе координат $\Sigma_{сф}=\{O_з,R_з,\lambda,\varphi\}$. Тогда для координат точки $A(x_{гдA},y_{гдA},z_{гдA})$ выполняются соотношения:

$$\begin{cases} x_{гдA}=(R_з+H)\cos\varphi_A\cos\lambda_A;\\ y_{гдA}=(R_з+H)\cos\varphi_A\sin\lambda_A;\\ z_{гдA}=(R_з+H)\sin\varphi_A.\end{cases}$$

По аналогии с (2) определим три единичных вектора $\mathbf{e}_1'$, $\mathbf{e}_2'$ и $\mathbf{e}_3'$, задающие ортонормированный базис в плоскости, касательной к поверхности Земли в вышеупомянутой точке A_{XY} в геоцентрической прямоугольной правой декартовой системе координат $\Sigma_{гд}=\{O_з,X_{гд},Y_{гд},Z_{гд}\}$ в соответствии с соотношениями

$$\begin{cases} \mathbf{e}_1'=(-\sin\varphi_A\cos\lambda_A;-\sin\varphi_A\sin\lambda_A;\cos\varphi_A);\\ \mathbf{e}_2'=(-\sin\lambda_A;\cos\lambda_A;0);\\ \mathbf{e}_3'=(\cos\varphi_A\cos\lambda_A;\cos\varphi_A\sin\lambda_A;\sin\varphi_A).\end{cases}$$

Также по аналогии с (3) разложим вектор $\mathbf{n}$ наклона ионосферы по базису $\mathbf{e}_1'$, $\mathbf{e}_2'$ и $\mathbf{e}_3'$ в соответствии с соотношением:

$$\mathbf{n}=\sin\delta\cos\psi_{СЮ}\cdot\mathbf{e}_1'+\sin\delta\sin\psi_{СЮ}\cdot\mathbf{e}_2'+\cos\delta\cdot\mathbf{e}_3'.$$

Здесь угол $\psi_{СЮ}$ определяется как угол между проекцией на горизонтальную плоскость вектора нормали $\mathbf{n}$ к плоскости слоя ионосферы и вектором, направленным из точки пеленгации на север, с областью изменения $0\le\psi_{СЮ}\le2\pi$. Угол δ определяется как угол между вектором нормали $\mathbf{n}$ и положительным направлением вертикали, проходящей, проходящей через точку отражения ЭМВ от слоя ионосферы, с областью изменения $0\le\delta\le\pi/2$.

Единичный вектор $\mathbf{s}_{AB}$, задающий направление от точки A отражения от ионосферы к точке B расположения наземного ИРИ, согласно известному закону выразится следующим образом:

$$\mathbf{s}_{AB} = \mathbf{s}_{OA} - 2\left(\mathbf{s}_{OA}, \mathbf{n}\right) \cdot \mathbf{n}, \tag{4}$$

где $\left(\mathbf{s}_{OA}, \mathbf{n}\right)$ - скалярное произведение векторов в евклидовом пространстве.

Далее представим вектор $\mathbf{r}_{AB}$, направленный из точки A отражения радиолуча от ионосферы в точку B расположения наземного ИРИ, соотношением $\mathbf{r}_{AB} = \mu_B \mathbf{s}_{AB}$ с неизвестным параметром μ_B, где $\mathbf{s}_{AB}$ - единичный вектор, задающий направление на точку B расположения наземного ИРИ из точки A отражения ЭМВ от ионосферы. Определим неизвестный параметр $\mu_B = \left|\mathbf{r}_{AB}\right|$ таким образом, чтобы ИРИ располагался на поверхности Земли, то есть, чтобы выполнялось соотношение $\left|\mathbf{r}_{O_з B}\right| = R_з$. Для этого умножим скалярно на себя равенство $\mathbf{r}_{O_з B} = \mathbf{r}_{O_з A} + \mathbf{r}_{AB}$. В результате получим соотношение

$$\left|\mathbf{r}_{O_з B}\right|^2 = \left|\mathbf{r}_{O_з A}\right|^2 + \left|\mathbf{r}_{AB}\right|^2 + 2\left(\mathbf{r}_{O_з A}, \mathbf{r}_{AB}\right),$$

следствием которого будет квадратное уравнение относительно неизвестного параметра μ_B:

$$R_з^{\,2} = \left(R_з + H\right)^2 + \mu_B^{\,2} + 2\left(R_з + H\right) \cdot \mu_B \cdot \left(\mathbf{s}_{O_з A}, \mathbf{s}_{AB}\right), \tag{5}$$

где $\mathbf{s}_{O_з A} = \mathbf{e}_3' = \left(\cos\varphi_A \cos\lambda_A; \cos\varphi_A \sin\lambda_A; \sin\varphi_A\right)$.

Рассмотрим схему взаимного расположения на плоскости дуги большого круга Земли точки A отражения ЭМВ от ионосферы, точки B местоположения наземного ИРИ и единичных векторов $\mathbf{s}_{O_з A}$ и $\mathbf{s}_{AB}$, задающих соответственно направление на точку A отражения ЭМВ от ионосферы из центра $O_з$ Земли и направление на точку B расположения наземного ИРИ из точки A отражения ЭМВ от ионосферы, представленную на рисунке 2, где кроме упомянутых параметров обозначен острый угол $\gamma = \angle O_з AB$.

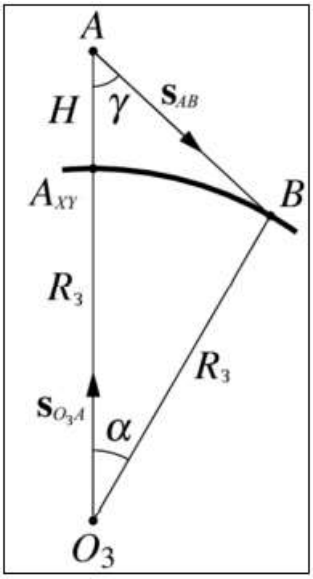


Рис. 2. Схема взаимного расположения на плоскости дуги большого круга Земли точки A отражения ЭМВ от ионосферы, точки B местоположения наземного ИРИ и центра $O_з$ Земли.

В соответствии с рисунком 2 угол между векторами $\mathbf{s}_{O_зA}$ и $\mathbf{s}_{AB}$ равен $\pi-\gamma$, а уравнение (5) принимает вид

$$\mu_B^{\,2}-2\left(R_з+H\right)\cdot\mu_B\cdot\cos\gamma+\left(R_з+H\right)^2-R_з^{\,2}=0. \qquad (6)$$

На острый угол $\gamma=\angle O_зAB$ распространяется ограничение $\sin\gamma\le\dfrac{R_з}{R_з+H}$, являющееся необходимым условием пересечения отрезка линии AB со сферической поверхностью Земли.

Из двух положительных решений квадратного уравнения (6) выбирается наименьшее (поскольку нас интересует первая точка пересечения прямой, задаваемой вектором $\mathbf{s}_{AB}$ и точкой A, с поверхностью Земли), которое определяется соотношением

$$\mu_B=\left(R_з+H\right)\cos\gamma-\sqrt{R_з^{\,2}-\left(R_з+H\right)^2\sin^2\gamma}=$$

$$=\frac{\left(\left(R_з+H\right)\cos\gamma-\sqrt{R_з^{\,2}-\left(R_з+H\right)^2\sin^2\gamma}\right)\left(\left(R_з+H\right)\cos\gamma+\sqrt{R_з^{\,2}-\left(R_з+H\right)^2\sin^2\gamma}\right)}{\left(R_з+H\right)\cos\gamma+\sqrt{R_з^{\,2}-\left(R_з+H\right)^2\sin^2\gamma}}=$$

$$=\frac{\left(R_з+H\right)^2-R_з^{\,2}}{\left(R_з+H\right)\cos\gamma+\sqrt{R_з^{\,2}-\left(R_з+H\right)^2\sin^2\gamma}}=\frac{2H+\dfrac{H^2}{R_з}}{\left(1+\dfrac{H}{R_з}\right)\cos\gamma+\sqrt{1-\left(1+\dfrac{H}{R_з}\right)^2\sin^2\gamma}}.$$

После определения параметра μ_B декартовы координаты точки $B\left(x_{гоB},y_{гоB},z_{гоB}\right)$ расположения наземного ИРИ в геоцентрической прямоугольной правой декартовой

системе координат $\Sigma_{гд} = \{O_з, X_{гд}, Y_{гд}, Z_{гд}\}$ рассчитываются с использованием равенства $\mathbf{r}_{O_з B} = \mathbf{r}_{O_з A} + \mathbf{r}_{AB}$. По аналогии с (1) координаты (φ_B, λ_B) точки B расположения наземного ИРИ в геоцентрической сферической системе координат $\Sigma_{сф} = \{O_з, R_з, \lambda, \varphi\}$ легко выражаются.

3. Заключение

Для модели сферической поверхности Земли обоснован одноэтапный способ однопозиционного местоопределения наземных источников радиоизлучения при боковом отклонении односкачковой траектории распространения ионосферной радиоволны от плоскости дуги большого круга Земли. Получены явные выражения для всех требующих определения величин с помощью формул перехода между геоцентрической сферической и геоцентрической декартовой системами координат, а также локальными декартовыми системами координат в точках пеленгации и отражения.

Литература

1. Кукес И. С, Старик М. Е. Основы радиопеленгации. – М.: Сов. радио, 1964. – 604 с.
2. Белавин О. В., Вентцель В. А., Ульянов В. С. Коротковолновые радиопеленгаторы. – М.: Оборонгиз, 1959. – 124 с.
3. Вертоградов Г. Г. Комплексные исследования ионосферного распространения декаметровых радиоволн на трассах разной протяженности / Г. Г. Вертоградов; Дис. докт. физ.-мат. наук. Ростов-на-Дону, ФГОУ ВПО «Южный федеральный университет»: 2007. – 432 с.
4. Жулина М. Е., Керблай Т. С., Ковалевская Е. М., Новыш-Былинская В. Н., Носова Г. Н., Шлионский Ш. Г. Основы долгосрочного прогнозирования. – М.: Наука, 1969. – 68 с.
5. Мезин В. К. Автоматические радиопеленгаторы. – М.: Сов. радио, 1969. – 216 с.
6. Хомсков Е. В., Коровин В. М., Шуст М. П. Способ местоопределения радиоизлучателей – патент Российской Федерации №2072524. – М.: РОСПАТЕНТ, 1997.
7. Коровин В. М., Шуст М. П. Коррекция результатов измерения координат радиоизлучателей за счет моделирования параметров ионосферы. – Телекоммуникации, 2001, №4, с. 32–35.

References

1. Kukes I. S., Starick M. E. Fundamentals of radio detection finding. – M.: Sov. Radio, 1964. – 604 p.
2. Belavin O. V., Ventsel V. A., Ulyanov V. S. Shortwave direction finders. – M.: Oborongiz, 1959. – 124 p.
3. Vertogradov G. G. Integrated studies of the ionospheric propagation of decametre radio waves along paths of different lengths. / G. G. Vertogradov; diss. of doctor of phys.-math. science. Rostov-on-Don, FSEI HE «South Federal University»: 2007. – 432 p.
4. Zhulina M. E., Kerblay T. S., Kovalevskaya E. M., Novish-Bilinskaya V. N., Nosova G. N., Shlionskiy Sh. G. Fundamentals of long-term forecasting. – M.: Nauka, 1969. – 68 p.
5. Mezin V. K. Automatic radio finders. – M.: Sov. radio. 1969. – 216 p.
6. Homskov E. V., Korovin V. M., Shust M. P. Method for locating radio emitters. – Russian Federation Patent №2072524. M.: ROSPATENT, 1997.
7. Korovin V. M., Shust M. P. Correction of the results of measuring the coordinates of radio emitters by modelling the parameters of ionosphere. – Telecommunicacii, 2001, №4, p. 32–35.

ОБОСНОВАНИЕ ТАКТИКО-ТЕХНИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ОБНАРУЖЕНИЯ НИЗКОЛЕТЯЩИХ ЦЕЛЕЙ

Д. А. Музафаров[1], Д. Ю. Мохорт[1], Т. И. Тагаев[1]

[1]ГУАП, Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация. В данной статье рассмотрены и обоснованы некоторые параметры РЛС обнаружения низколетящих целей, такие как рабочая длина волны, мощность передающего устройства, размеры апертуры антенной решетки, расстояние между излучателями, поляризация антенны.

Ключевые слова: радиолокационная станция обнаружения, низколетящая цель, тактико-технические характеристики.

JUSTIFICATION OF THE TACTICAL AND TECHNICAL PARAMETERS OF THE RADAR STATION FOR DETECTING LOW-FLYING TARGETS

D. A. Muzafarov[1], D. Y. Mokhort[1], T. I. Tagaev[1]

[1]SUAI, Saint-Petersburg, Russian Federation

Abstract. This article discusses and substantiates some parameters of the radar for detecting low-flying targets, such as the operating wavelength, the power of the transmitting device, the dimensions of the antenna array aperture, the distance between the radiators, and the polarization of the antenna.

Keywords: radar detection station, low-flying target, tactical and technical characteristics.

1. Введение

Для того чтобы разработать радиолокационную станцию нужно предъявить к ней какие то требования, а для этого нужно обоснованно подойти к каждому ее параметру. Это действительно важно, поэтому было принято решение попытаться обосновать некоторые отдельно взятые параметры.

2. Обоснование тактико-технических характеристик

При рассмотрении тактико-технических параметров радиолокационной станции (РЛС) важно понимать какую цель преследуют при ее разработке. Отталкиваясь от задачи, решаемой данной РЛС следует выбирать несущую рабочую частоту на которой будет работать радиолокационная станция, потому что выбор рабочей частоты определяет многие факторы, например, такие как: дальность действия, разрешение целей, размер апертуры антенной решетки. Также при выборе рабочей частоты не стоит забывать о свойствах распространения радиоволн в свободной атмосфере. Так как планируется эксплуатирование РЛС в пределах радиогоризонта, то необходимо выбрать рабочую частоту в полосе, где не происходит отражений радиоволн от ионосферы. Диапазон частот до 100 МГц в радиолокации используется радиолокационными станциями при ионосферном зондировании, в радиоастрономии и в загоризонтной

радиолокации. В связи с выбором рабочей длины волны в диапазоне свободном от ионосферного отражения, дальность обнаружения радиолокационной цели будет определяться линией радиогоризонта d_h на рисунке 1.

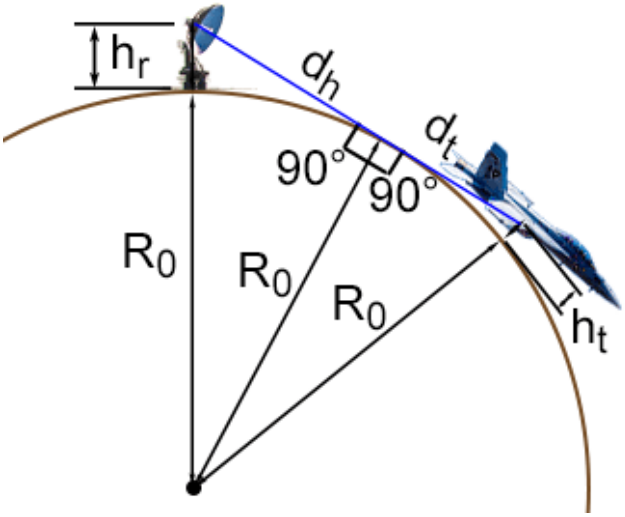


Рис.1. Радиогоризонт

Для определения линии радиогоризонта примем высоту установки антенны 20 м. В таком случае радиогоризонт от антенны до цели составит примерно 16 км.

$$d_h = \sqrt{2 \cdot R_0 \cdot h_r} \qquad (1)$$

где R_0 – средний радиус Земли, равный 6371 км;

h_r – высота антенны над подстилающей поверхностью.

На малых высотах совершают полеты малоразмерные радиолокационные цели у которых, эффективная площадь рассеивания (ЭПР), будем считать, не превышает 0,0001 м^2. Это объясняется тем, что современная тенденция изготовления воздушных судов заключается во внедрении в конструкцию композитных материалов, которые по своей сути являются диэлектриком, тем самым, не отражая зондирующее электромагнитное поле, а наоборот поглащая его. Таким способом снижается ЭПР целей, конечно она у разных целей различна, также ЭПР может варьироваться в зависимости от расположения к нормали зондирующего излучения.

Переходим плавно к приемному устройству РЛС, а точнее к его чувствительности. Минимальная мощность эхо-сигнала, при которой РЛС сможет точно определить координаты радиолокационной цели будет характеризовать чувствительность приемного устройства. Примем данный параметр за 1 мкВт. И уже отталкиваясь от него определим какой мощности сигнал нам нужно излучить, чтобы он, отразившись от цели с ЭПР равной 0,01 м^2, вернулся, был принят и обработан. Данный параметр будет примерно равен 800 кВт

Выбор несущей частоты сигнала зависит от конкретной задачи и обусловлен возможностью размеров апертуры антенной решетки для заданной радиолокационной станции. Для РЛС обнаружения низколетящих целей требуются антенны с небольшими апертурами, отталкиваясь от этого требуется выбирать малую рабочую длину волны.

Известно, что чем выше частота, тем больше затухания волны при ее распространении в среде, это связано в основном с содержанием гидрометеоров, пыли и различных газов в среде. Такие факторы оказывают большее влияние в основном на высоких частотах, но исследования распространения радиоволн обращают внимание на диапазоны частот, где существуют окна прозрачности, в которых затухания меньше, по сравнению с соседними диапазонами. Из таких соображений и явлений как окна прозрачности делается выбор несущей частоты зондирующего сигнала РЛС. Для корабельных РЛС размеры антенных решеток составляют до 3 метров, также для нашей задачи пеленгации низколетящей цели не требуется РЛС высокой дальности. Исходя из этого можно сказать, что нам необходимо выбрать рабочую длину волны с высокой частотой, для того чтобы сохранить малые размеры апертуры антенной решетки РЛС. Для нашей задачи отлично подойдет частота в районе 10 ГГц с длиной волны около 3 см.

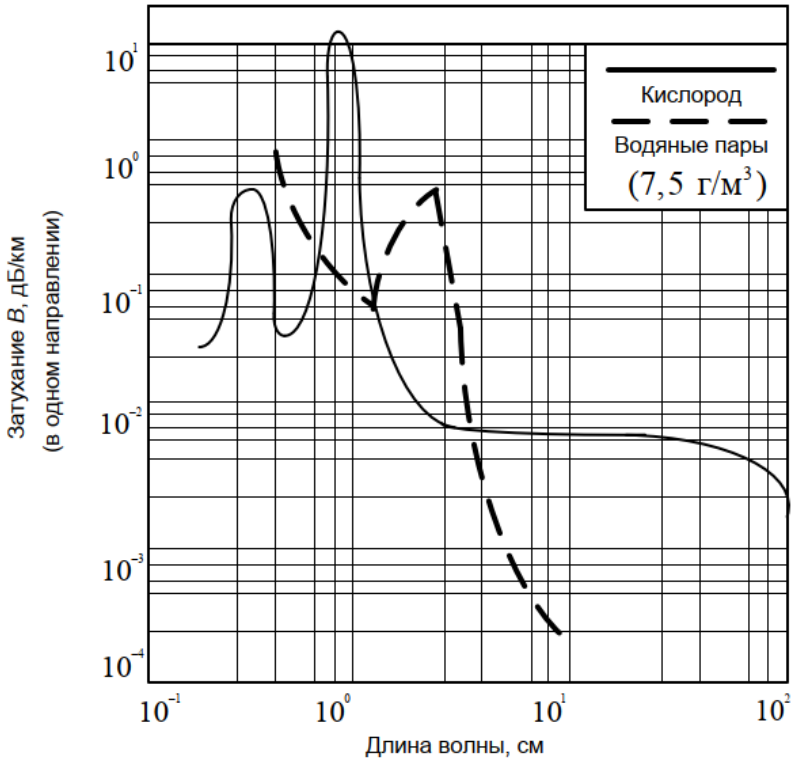


Рис.2. Затухание различных длин волн в атмосфере

Отдельно взятый излучатель антенной решетки РЛС на 10 ГГц может излучить мощность не более 1 Вт, так как на сегодняшний день не существует активных элементов, которые могли бы излучить более высокую энергию. Исходя из этого, можно сделать вывод, что для обеспечения выходной мощности равной 800 кВт, необходимо расположить на апертуре антенной решетки как минимум 800 излучателей.

Расстояние между излучателями будет равняться половине рабочей длины волны, что соответствует 1,5 см. Примем апертуру антенной решетки квадратной и рассчитаем её размеры. Для симметричного и ровного распределения излучателей увеличим их общее количество до 841 штуки, в таком случае мы получаем квадратный массив 29x29

из излучателей. Сторона такого квадрата соответствует стороне апертуры антенной решетки РЛС и равняется 42 см. Конечно, это предварительное значение, так как в зависимости от необходимой диаграммы направленности антенной решетки, этот размер может изменяться.

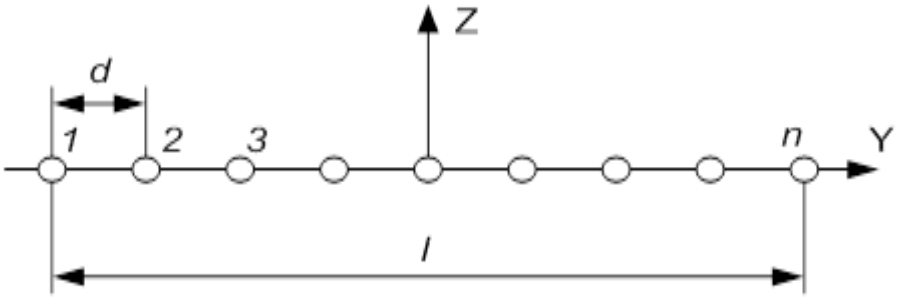


Рис.3. Линейная антенная решетка

$$d = \frac{\lambda}{2} \tag{2}$$

где d – расстояние между излучателями;

λ – рабочая длина волны.

При пеленгации низколетящей цели на морской локации применительна горизонтальная поляризация, в связи с тем, что препятствия на пути прямой видимости и в зонах Френеля отсутствуют и сама морская подстилающая поверхность представляет собой волновод по которому распространяется такая волна, тем самым такая поляризация дает нам меньше переотражений и затуханий сигнала, соответственно, по сравнению с вертикальной поляризацией. При рассмотрении такой же ситуации, но уже на суше, у нас появляются различные препятствия на пути распространения сигнала, которые будут ослаблять уровень сигнала на приемной антенне. Именно поэтому здесь будет правильным использовать антенны с вертикальной поляризацией. Неоднородность рельефа подстилающей поверхности в несколько раз превышающей длину волны несущей частоты тоже сказывается на энергии сигнала, но вертикальная поляризация в этом плане обеспечивает более высокий уровень сигнала по сравнению с горизонтальной поляризацией. При выборе поляризации тоже имеет вес фактор влияния частиц воды в среде распространения сигнала. Капля воды может изменять поляризацию сигнала, к примеру сигнал с круговой поляризацией по часовой стрелке может изменить свою поляризацию по направлению против часовой стрелки.

3. Заключение

Конечно, в данной статье не была рассмотрена большая часть параметров радиолокационной станции обнаружения низколетящих целей, но тем не менее были достаточно обоснованы рабочая длина волны, рассчитаны размеры апертуры антенной решетки и расписан выбор поляризации. Параметры, которые не были затронуты в этой статье заслуживают отдельного и более глубокого рассмотрения.

Литература

1. Черный Ф. Б. Распространение радиоволн. М: Советское радио, 1972. – 5, 23 с.
2. Тяпкин В. Н., Фомин А. Н., Гарин Е. Н., Фатеев Ю. Л., Бердышев В. П., Ноговицын А. А., Темеров А. В., Сомов В.Г., Лютиков И. В. Основы построения радиолокационных станций радиотехнических войск. Красноярск: Сибирский федеральный университет, 2011. – 23 с.
3. Белоцерковский Г.Б. Основы радиолокации и радиолокационные устройства. – М.: Советское радио, 1975. – 97 с.

References

1. Cherniy F. .B Propagation of radio waves. M: Soviet radio, 1972 .- 5, 23 p.
2. Tyapkin V. N., Fomin A. N., Garin E. N., Fateev Yu. L., Berdyshev V. P., Nogovitsyn A.A., Temerov A.V., Somov V.G., Lyutikov I.V. Fundamentals of building radar stations for radio-technical troops. Krasnoyarsk: Siberian Federal University, 2011 .- 23 p.
3. Belotserkovsky G.B. Basics of radar and radar devices. - M .: Soviet radio, 1975 .- 97 p.

ОТЛИЧИЯ В МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЯХ СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ НЕСУЩЕГО ВИНТА ВЕРТОЛЕТА В БИСТАТИЧЕСКОЙ И ОДНОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЯХ

А. В. Толмачёв

Государственное учреждение «Научно-исследовательский институт Вооруженных Сил Республики Беларусь» (ГУ «НИИ ВС РБ»), Минск, Республика Беларусь

Аннотация. Выделены основные особенности и закономерности, возникающие в математической модели сигнала, отраженного от винта вертолета, в бистатической радиолокационной станции вследствие позиционного разноса приемного и передающего пунктов.

Ключевые слова: бистатическая радиолокационная станция; несущий винт; диаграмма обратного вторичного излучения; комплексная огибающая отраженного сигнала.

DIFFERENCES IN MATHEMATICAL MODELS OF THE SIGNAL REFLECTED FROM THE HELICOPTER MAIN ROTOR IN BISTATIC AND SIGLE-POSITION RADAR STATION

A. V. Tolmachov

State institution “Research institute of the Armed Forces of the Republic of Belarus” (SI “RI AF RB”), Minsk, Republic of Belarus

Abstract. The main features and patterns arising in the mathematical model of the signal reflected from the helicopter rotor in a bistatic radar station due to the positional separation of the receiving and transmitting points are highlighted.

Keywords: bistatic radar; main rotor; reverse secondary radiation diagram; reflected complex envelope.

1. Введение

Для получения радиолокационных изображений (РЛИ) винтов вертолета в однопозиционной радиолокационной станции (ОРЛС) достаточно точно учитывать законы изменения фазовых сдвигов отраженных сигналов (ОС) от «блестящих» точек на поверхности кромки лопасти [1]. В бистатической радиолокационной станции (БРЛС) помимо фазовых сдвигов ОС необходимо также учитывать позиционный разнос приемной и передающей позиций, который непосредственно оказывает влияние на вид комплексной огибающей последовательности ОС от лопастей.

В зависимости от количества несущих винтов различают вертолеты нескольких типов:

1) одновинтовой вертолет;

2) двухвинтовой вертолет;

3) многовинтовые вертолеты.

Наиболее широкое распространение в мире приобрели вертолеты одновинтовой схемы, в которых для компенсации реактивного момента НВ используется либо рулевой

винт (РВ), либо фенестрон (РВ, выполненный в специальном защитном кольце). Двухвинтовая продольная схема получила широкое распространение в военно-транспортной авиации западных стран (CH-47 Chinook), однако такие вертолеты обладают большими размерами, что обусловливает их высокую заметность и отсутствие необходимости разработки для их селекции специальных алгоритмов. Двухвинтовая соосная схема позволяет, в отличие от одновинтовой с РВ, добиться лучшей устойчивости при сильном боковом ветре, но при этом технически сложнее. Такая схема применяется на вертолетах советского и российского производства «Камов». Многовинтовые вертолеты в связи с технической сложностью их конструкции широкого распространения не получили.

Таким образом, при рассмотрении математических моделей ОС от лопастей вертолета в БРЛС для дальнейшей разработки алгоритмов обращенного синтеза апертуры антенны (ОСАА) целесообразно использовать модели ОС от НВ, РВ и двухвинтового НВ соосной схемы. В работе рассмотрены модели сигналов, отраженных от НВ одновинтового вертолета, как наиболее распространенного типа вертолетов.

2. Начальные условия моделирования

С приемным пунктом БРЛС связана прямоугольная система координат (*OXYZ*), начало которой совпадает с фазовым центром приемной антенны БРЛС. Ось *OX* совпадает с линией базы БРЛС и представляет собой ее продолжение. Приемный и передающий пункты разнесены по оси OX на $R_Б = 500$ м. Ось *OZ* направлена перпендикулярно поверхности земли. Ось *OY* расположена под прямым углом по отношению к осям *OX* и *OZ*. Центр вращения винта находится в точке C с координатами ($x_0; y_0; z_0$), где $z_0 = h_t$ – высота полета цели (см. рис. 1).

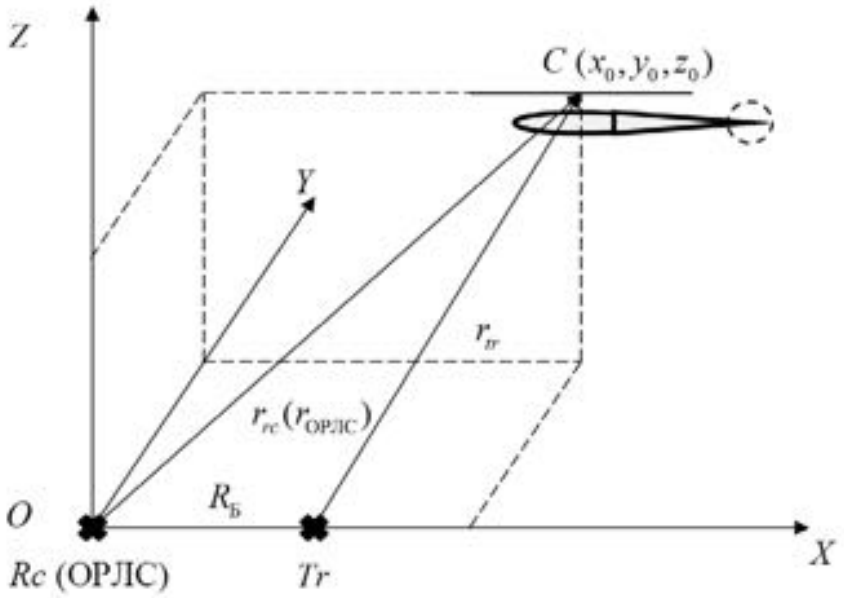


Рис. 1. Описание положения центра вращения лопасти винта в системе бистатической и однопозиционной РЛС.

В качестве объекта исследования при рассмотрении НВ и РВ выбран вертолет Ми-2. Лопасть осуществляет вращение в горизонтальной плоскости (XOY). Частота вращения винта $F_V = 4{,}119$ Гц; ширина лопасти $H_L = 0{,}4$ м; длина волны монохроматического зондирующего сигнала (МХЗС) $\lambda = 0{,}03$ м; мощность ЗС $P_0 = 7$ Вт; время облучения цели $T_{0_{\text{МХЗС}}} = 0{,}8$ с; частота дискретизации $F_d = 96$ кГц; коэффициент усиления приемной антенны $G_{rc} = 9283$; коэффициент усиления передающей антенны $G_{tr} = 41{,}259$; эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) отражателя на передней кромке лопасти $\sigma_{tn_{RP}} = 4{,}5 \cdot 10^{-3}$ м^2; на задней – $\sigma_{tn_{RZ}} = 5 \cdot 10^{-3}$ м^2 [1]. Приемный и передающий пункты ОРЛС совмещены и расположены в центре системы координат (*OXYZ*), мощность ЗС и коэффициенты усиления приемной и передающей антенн ОРЛС приняты с теми же значениями, что и для БРЛС.

Отражатели на лопасти располагаются равномерно в интервале от $R_{\min} = 0{,}9$ м до $R_{\max} = 7{,}25$ м через шаг $\Delta R = \lambda / 4$. Расстояние от оси вращения винта *C* до отражателя на передней кромке с номером n_{RP} изменяется по закону: $R_{n_R P} = R_{\min} + (n_{RP} - 1)\Delta R$. Длина проекции отражателя задней кромки с номером n_{RZ} на переднюю кромку вычисляется согласно выражению: $R_{n_{RZ}} = R_{\min} + (n_{RZ} - 1)\Delta R$; где $n_{RP(Z)} = 1 ... N_{RP(Z)}$; $N_{RP} = N_{RZ}$ – количество отражателей на передней (задней) кромке (см. рис. 2) [1]. Влияние маховых движений и изгибов лопасти на фазовую структуру ОС подробно рассмотрено в [1]. В данном случае для упрощения расчетов переднюю и заднюю кромку лопасти оптимально представить в виде эквидистантной линейной антенной решетки (АР).

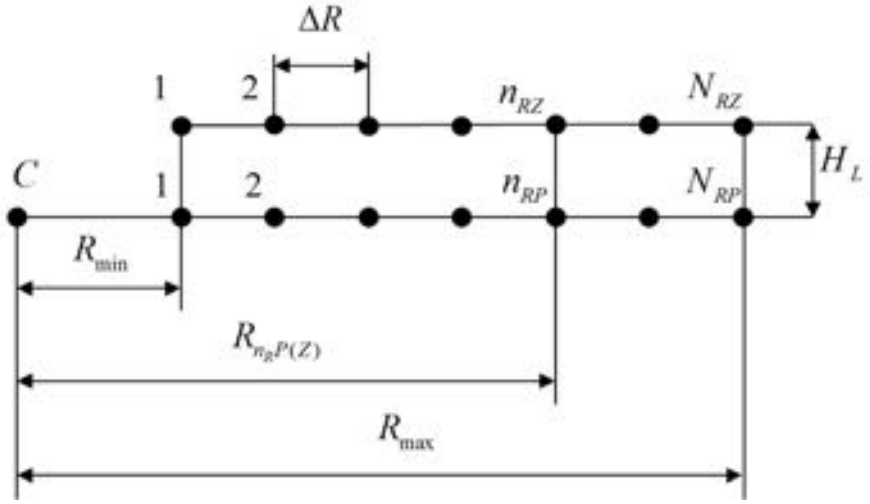


Рис. 2. Расположение отражателей на кромках лопасти.

С центром вращения винта связана прямоугольная система координат $(CX_1Y_1Z_1)$, оси CX_1 и CZ_1 направлены параллельно осям *OX* и *OY*, а ось CY_1 – в противоположном направлении оси *OY*. Количество лопастей $N_{LV} = 3$; номера

лопастей $n_{LV} = 1...N_{LV}$; угловой интервал, на котором расположены лопасти друг от друга $2\pi / N_{LV}$. НВ осуществляет вращение по часовой стрелке.

Угловое положение вращающейся первой лопасти винта будет изменяться по закону: $\phi_{LV}(t) = 2\pi F_V t + \phi_0$; где – ϕ_0 – начальная фаза [1]. В свою очередь, положение n_{LV}-ой лопасти: $\phi_{n_{LV}}(t) = \phi_{LV}(t) + (n_{LV} - 1)2\pi / N_{LV}$.

3. Модель временной структуры сигнала, отраженного от лопасти несущего винта в бистатической радиолокационной станции

При рассмотрении поступательного движения лопасти несущего винта вертолета вокруг центра вращения C лопасть представлена плоской пластиной с изотропными отражателями, расположенными на передней и задней кромках (см. рис. 2). Результирующая диаграмма обратного вторичного излучения (ДОВИ) образуется в результате интерференции электромагнитных волн (ЭМВ), отраженных от изотропных отражателей, расположенных на поверхности передней и задней кромок лопасти, и фактически представляет собой сумму ДОВИ всех элементарных излучателей. Комплексная огибающая отраженного сигнала (ОС) по своей форме будет соответствовать результирующей ДОВИ, формируемой лопастью.

При этом необходимо учитывать, что в ОРЛС приемный и передающий пункты расположены в одном и том же месте. Это позволяет обеспечить совмещение ДОВИ облучаемой лопасти на прием и на передачу. То есть, в математической модели ОС от лопасти НВ в ОРЛС нет необходимости учитывать ДОВИ на прием и на передачу, так как они будут в пространстве.

В БРЛС приемный и передающий пункты разнесены в пространстве на расстояние $R_Б$. Это обусловливает различия в углах падения $\theta_{пад}$ и отражения $\theta_{отр}$ ЭМВ на кромку лопасти, что приводит к рассовмещению ДОВИ на передачу $F_{tr}(\theta_{пад})$ и на прием $F_{rc}(\theta_{отр})$ (см. рис. 4).

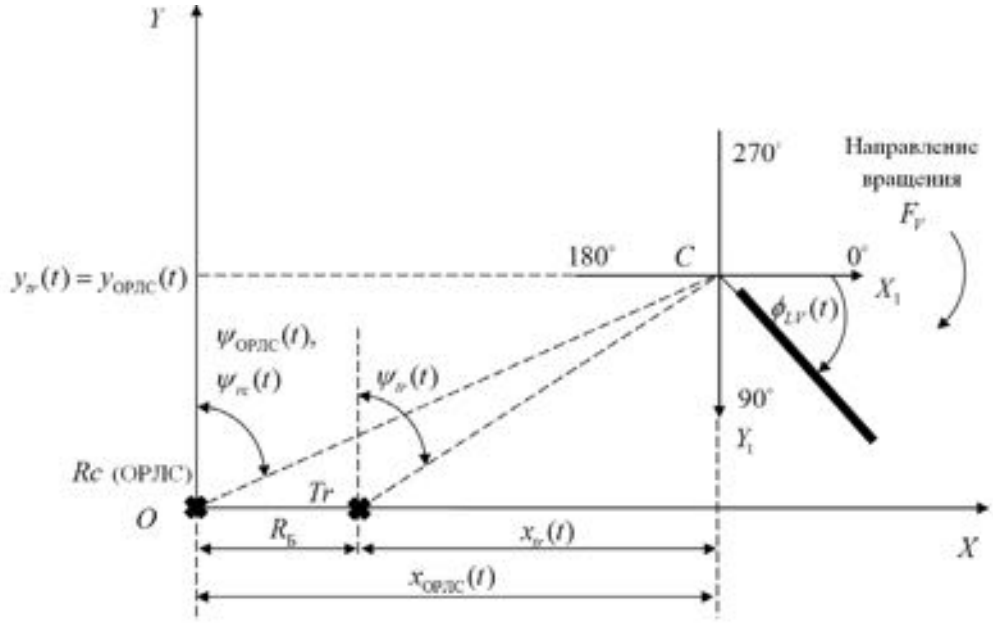


Рис. 3. Описание движения лопасти несущего винта в проекции на плоскость *OXY*.

Одиночный отражатель на поверхности кромки лопасти представляет собой ненаправленный излучатель. ДОВИ одиночного излучателя $F_{\text{изл}}(\theta)$ как на прием, так и на передачу будет формироваться в том случае, если кромка лопасти, на которой он расположен, будет повернута, соответственно, к приемному или к передающему пункту.

$$F_{\text{изл}}(\theta) = A(\theta)\exp[j\Phi(\theta)];$$

где $A(\theta) = \begin{cases} 1 \text{ если } -\dfrac{\pi}{2} \le \theta \le \dfrac{\pi}{2} \\ 0 \text{ если } \theta < -\dfrac{\pi}{2} \text{ и } \theta > \dfrac{\pi}{2} \end{cases}$ – нормированная амплитудная диаграмма направленности (ДН) одиночного излучателя;

$\Phi(\theta)$ – фазовая ДН одиночного излучателя.

Кромку лопасти оптимально представить в виде линейной эквидистантной АР. В этом случае ее ДОВИ можно представить, как:

$$F_{\text{АР}}(\theta) = \sum_{n_R=0}^{N_R-1} F_{\text{изл}}(\theta)\exp[-ikd[(-\frac{N-1}{2}+n)\sin(\theta)]]$$

где $\exp[-ikd[(-\frac{N-1}{2}+n)\sin(\theta)]]$ – множитель системы антенной решетки;

$d = \Delta R$ – расстояние между излучателями.

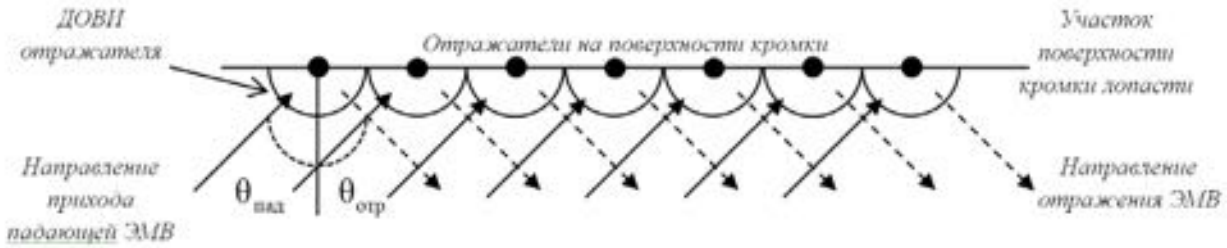


Рис. 4. К пояснению формирования ДОВИ отражателя на прием и на передачу.

Результирующая нормированная ДОВИ кромки лопасти в БРЛС – это произведение нормированной ДОВИ на прием и нормированной ДОВИ на передачу:

$$F_{\text{АР_БРЛС}}(\theta_{\text{пад}}, \theta_{\text{отр}}) = F_{tr}(\theta_{\text{пад}})F_{rc}(\theta_{\text{отр}}).$$

Сигнал, отраженный от винта, будет представлять собой сумму сигналов, отраженных от точечных изотропных отражателей, расположенных на поверхности N_{LV} лопастей [1]. Вид комплексной огибающей суммарного ОС в БРЛС будет формировать результирующая ДОВИ [2]:

$$u_{V_\text{БРЛС}}(t) = \sum_{n_{LV}=1}^{N_{LV}} \sum_{n_{RP(Z)}=1}^{N_{RP(Z)}} U_L(t - t_{rn_{LV}n_{RP(Z)}}(t))F_{n_{LV}\text{АР_БРЛС}}(\theta_{\text{пад}}, \theta_{\text{отр}}) \times$$
$$\times E_{n_{LV}n_{RP(Z)}}(t)\exp[i[\omega_0 t + \varphi_{n_{LV}n_{RP(Z)}\text{БРЛС}}(t)]], \quad (1)$$

где $U_L(t - t_{rn_{LV}n_R}(t))$ – закон модуляции последовательности из L отраженных сигналов;

$E_{n_{LV}n_R}(t)$ – закон изменения амплитуды ОС от отражателя на лопасти;

$t_{rn_{LV}n_R}(t)$ – закон изменения времени запаздывания ОС;

$\varphi_{n_{LV}n_R\text{БРЛС}}(t)$ – закон изменения фазового набега ОС в БРЛС;

$\omega_0 = 2\pi f_0$ – несущая частота.

$$E_{n_{LV}n_{RP(Z)}}(t) = \sqrt{2\sigma^2_{n_{RP(Z)}}(t)}\,;\ \sigma^2_{n_{RP(Z)}}(t) = \frac{P_0 G_{tr} G_{rc} \lambda^2 \sigma_{tn_{RP(Z)}}}{(4\pi)^3 (r_{n_{RP(Z)}rc}(t))^2 (r_{n_{RP(Z)}tr}(t))^2}\,;$$

$$\varphi_{n_{RP(Z)}\text{БРЛС}}(t) = k(r_{n_{RP(Z)}rc}(t) + r_{n_{RP(Z)}tr}(t))\,;\ t_{rn_R}(t) = \frac{r_{rc_n_{RP(Z)}}(t) + r_{tr_n_{RP(Z)}}(t)}{c}\,;$$

где $\sigma^2_{n_{RP(Z)}}(t)$ – закон изменения мощности сигнала, отраженного от отражателя на лопасти; $r_{n_{RP(Z)}rc}(t), r_{n_{RP(Z)}tr}(t)$ – закон изменения дальности от приемного и передающего пунктов до отражателя на лопасти; $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число; c – скорость света.

Комплексная огибающая суммарного монохроматического ОС (МХОС) от винта [2]:

$$U_{OG_\text{БРЛС}}(t) = \sum_{n_{LV}=1}^{N_{LV}} \sum_{n_{RP(Z)}=1}^{N_{RP(Z)}} F_{n_{LV}\text{АР_БРЛС}}(\theta_{\text{пад}}, \theta_{\text{отр}}) E_{n_{LV}n_{RP(Z)}}(t) \exp[i(\varphi_{n_{RP(Z)}\text{БРЛС}}(t))]\,. \quad (2)$$

Исходя из начальных условий центр вращения лопасти винта C неподвижен $V_t = 0\ м/с$ и находится в начальной точке с координатами ($x_0; y_0; z_0$). Координаты отражателя n_{LV_RP} на передней кромке относительно приемной позиции определяются выражениями:

$$x_{rc_n_{LV_RP}}(t) = x_0 + V_t t + R_{n_{LV_RP}} \cos(\phi_{LV}(t));$$
$$y_{rc_n_{LV_RP}}(t) = y_0 - R_{n_{LV_RP}} \sin(\phi_{LV}(t));$$
$$z_{rc_n_{LV_RP}}(t) = z_0.$$

Относительно передающей позиции:

$$x_{tr_n_{LV_RP}}(t) = x_{rc_n_{LV_RP}}(t) - R_Б;$$
$$y_{tr_n_{LV_RP}}(t) = y_{rc_n_{LV_RP}}(t);$$
$$z_{tr_n_{LV_RP}}(t) = z_{rc_n_{LV_RP}}(t).$$

Координаты отражателя n_{RZ} на задней кромке относительно приемной позиции определяются выражениями:

$$x_{rc_n_{LV_RZ}}(t) = x_0 + V_t t + R_{n_{LV_RZ}} \cos(\phi_{LV}(t)) + H_L \sin(\phi_{LV}(t));$$
$$y_{rc_n_{LV_RZ}}(t) = y_0 - R_{n_{LV_RZ}} \sin(\phi_{LV}(t)) + H_L \sin(\phi_{LV}(t));$$
$$z_{rc_n_{LV_RZ}}(t) = z_0.$$

Относительно передающей позиции:

$$x_{tr_n_{LV_RZ}}(t) = x_{rc_n_{LV_RZ}}(t) - R_Б;$$

$$y_{tr_n_{LV_RZ}}(t) = y_{rc_n_{LV_RZ}}(t);$$

$$z_{tr_n_{LV_RZ}}(t) = z_{rc_n_{LV_RZ}}(t).$$

При приближении лопасти к приемному пункту БРЛС прием сигнала осуществляется от передней кромки, при удалении – от задней. Таким образом, дальность до отражателей на лопасти относительно приемной позиции с учетом смены кромок

при вращении лопасти определяется как [1]:

$$r_{n_{LV_RP(Z)}rc}(t) = \begin{cases} \sqrt{x_{rc_n_{LV_RP}}(t) + y_{rc_n_{LV_RP}}(t) + z_{rc_n_{LV_RP}}(t)}, \\ если\ 0 \le \phi_{LV}(t) < \pi/2 + \psi_{rc}(t)\ и\ 3\pi/4 + \psi_{rc}(t) < \phi_{LV}(t) \le 2\pi. \\ \sqrt{x_{rc_n_{LV_RZ}}(t) + y_{rc_n_{LV_RZ}}(t) + z_{rc_n_{LV_RZ}}(t)}, \\ если\ \pi/2 + \psi_{rc}(t) \le \phi_{LV}(t) \le 3\pi/4 + \psi_{rc}(t). \end{cases}$$

где $\psi_{rc}(t) = \arcsin(x_{rc_C}(t)/r_{rc_C}(t))$ – угол наблюдения центра вращения винта *C* из приемной позиции;

$x_{rc_C}(t)$ – проекция линии «приемник – *C*» на ось *OX*;

$r_{rc_C}(t)$ – расстояние «приемник – *C*».

Аналогичным образом определяется и дальность до отражателей на лопасти относительно передающей позиции:

$$r_{n_{LV_RP(Z)}tr}(t) = \begin{cases} \sqrt{x_{tr_n_{LV_RP}}(t) + y_{tr_n_{LV_RP}}(t) + z_{tr_n_{LV_RP}}(t)}, \\ если\ 0 \le \phi_{LV}(t) < \pi/2 + \psi_{tr}(t)\ и\ 3\pi/4 + \psi_{tr}(t) < \phi_{LV}(t) \le 2\pi. \\ \sqrt{x_{tr_n_{LV_RZ}}(t) + y_{tr_n_{LV_RZ}}(t) + z_{tr_n_{LV_RZ}}(t)}, \\ если\ \pi/2 + \psi_{tr}(t) \le \phi_{LV}(t) \le 3\pi/4 + \psi_{tr}(t). \end{cases}$$

где $\psi_{tr}(t) = \arcsin(x_{tr_C}(t)/r_{tr_C}(t))$ – угол наблюдения центра вращения винта *C* из передающей позиции;

$x_{tr_C}(t)$ – проекция линии «передатчик – *C*» на ось *OX*;

$r_{tr_C}(t)$ – расстояние «передатчик – *C*» (см. рис. 2).

4. Модель временной структуры сигнала, отраженного от лопасти несущего винта в однопозиционной радиолокационной станции

Как отмечалось выше, в ОРЛС ДОВИ кромки лопасти на прием и передачу совмещены $\theta_{пад} = \theta_{отр}$ и равны друг другу $F_{tr}(\theta_{пад}) = F_{rc}(\theta_{отр})$. Результирующая нормированная ДОВИ в ОРЛС в этом случае $F_{АР_ОРЛС}(\theta_{пад}, \theta_{отр}) = F_{tr}(\theta_{пад}) F_{rc}(\theta_{отр}) = 1$.

Тогда исходя из выражения (1), а также с учетом того, что $F_{АР_ОРЛС}(\theta_{пад}, \theta_{отр}) = 1$, суммарный МХОС от НВ в ОРЛС может быть представлен:

$$u_{V_\text{ОРЛС}}(t)=\sum_{n_{LV}=1}^{N_{LV}}\sum_{n_{RP(Z)}=1}^{N_{RP(Z)}}U_L(t-t_{rn_{LV}n_{RP(Z)}}(t))E_{n_{LV}n_R}(t)\exp[i[\omega_0 t+\varphi_{n_{LV}n_R\text{ОРЛС}}(t)]].$$

Закон изменения мощности ОС от отражателей в ОРЛС приобретает вид [2]:

$$\sigma^2_{n_{LV}n_{RP(Z)}}(t)=\frac{P_0G_{tr}G_{rc}\lambda^2\sigma_{tn_{LV}n_{RP(Z)}}}{(4\pi)^3(r_{n_{LV}n_{RP(Z)}}(t))^4}.$$

При этом фазовый набег, время задержки ОС в ОРЛС определяются согласно выражениям [1]:

$$\varphi_{n_{LV}n_{RP(Z)}\text{ОРЛС}}(t)=2kr_{n_{LV}n_{RP(Z)}}(t);\ t_{rn_{LV}n_R}(t)=\frac{2r_{n_{LV}n_{RP(Z)}}(t)}{c};$$

где $r_{n_{LV}n_{RP(Z)}}(t)$ – закон изменения дальности до отражателя на n_{LV}-ой лопасти относительно ОРЛС.

Комплексная огибающая МХОС в ОРЛС описывается формулой (2) с соответствующей заменой фазового набега в БРЛС на фазовый набег в ОРЛС:

$$U_{OG_\text{ОРЛС}}(t)=\sum_{n_{LV}=1}^{N_{LV}}\sum_{n_{RP(Z)}=1}^{N_{RP(Z)}}E_{n_{LV}n_{RP(Z)}}(t)\exp[i(\varphi_{n_{LV}n_{RP(Z)}\text{ОРЛС}}(t))].$$

Координаты отражателей на кромках лопастей в системе координат с ОРЛС изменяются по законам, аналогичным законам изменения координат относительно приемного пункта БРЛС.

5. Анализ результатов моделирования

В ходе построения радиолокационных изображений (РЛИ) винтов летательного аппарата (ЛА) путем обращенного синтеза апертуры антенны (ОСАА) необходимо точно учитывать законы изменения фазы ОС от каждого отражателя на лопасти [1].

Максимум ДОВИ в ОРЛС соответствует точке центра синфазного отражения и будет направлен к приемной антенне ОРЛС в тот момент времени, когда лопасть повернута всей своей протяженностью к приемному пункту.

В БРЛС максимумы ДОВИ на передачу и на прием не совмещены, поэтому имеют место ситуации, когда передающим пунктом производится подсвет той стороны лопасти, которая в данный момент времени не обращена подсвечиваемой стороной к приемной антенне. В этой ситуации прием ОС от кромки лопасти не производится, так как подсвечиваемая сторона находится в «зоне тени». Эта зона формируется в том случае, когда подсвечиваемая сторона лопасти находится в угловом положении, соответствующем бистатическому углу γ (см. рис. 5). Такое угловое положение определяется выражением:

$$\varphi_{LV}(t)=\begin{cases}\dfrac{\pi}{2}+\psi_{tr}(t)...\dfrac{\pi}{2}+\psi_{tr}(t)+\gamma\\ \pi+\dfrac{\pi}{2}+\psi_{tr}(t)...\pi+\dfrac{\pi}{2}+\psi_{tr}(t)+\gamma\end{cases};$$

где $\gamma=\psi_{rc}(t)-\psi_{tr}(t)$;

$\psi_{tr}(t)$ – угол наблюдения центра вращения винта *C* из передающей позиции;

$\psi_{rc}(t)$ – угол наблюдения центра вращения винта *C* из приемной позиции.

Отдельно стоит отметить ситуацию, когда центр вращения винта *C* находится между приемной и передающей позициями вблизи бистатической линии. Тогда угол наблюдения центра вращения винта *C* из передающей позиции $\psi_{tr}(t)$ принимает отрицательные значения, а бистатический угол γ принимает значения близкие к π рад. В этом случае подсвечиваемая сторона кромки лопасти практически постоянно находится в «зоне тени» относительно приемной позиции и ОС не принимается вовсе, и решение задачи построения РЛИ лопастей винта не представляется возможным.

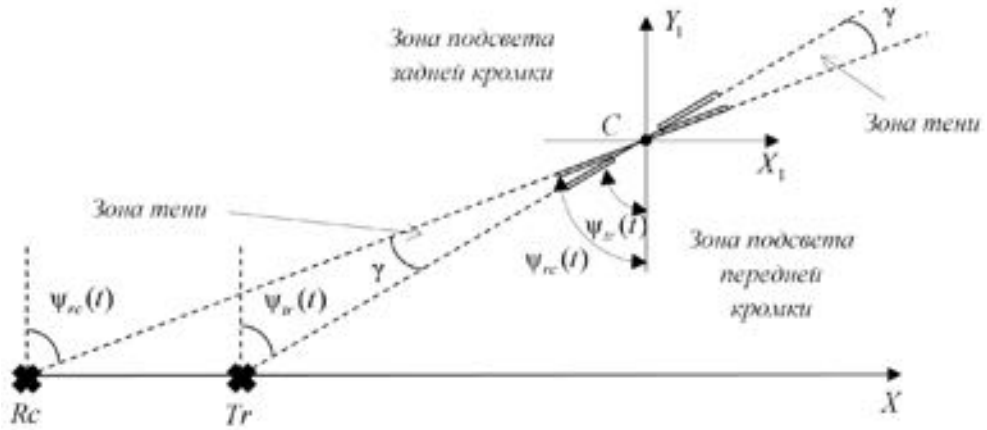


Рис. 5. К пояснению формирования «зон тени» в БРЛС.

Не соответствие пространственного положения ДОВИ на передачу и ДОВИ на прием в БРЛС будет приводить к изменениям в форме комплексной огибающей ОС

от приближающейся (ПЛ) и удаляющейся лопасти (УЛ): увеличение длительности вследствие перемножения ДОВИ на прием и на передачу, находящихся на различных углах прихода $\theta_{пад}$ и отражения ЭМВ $\theta_{отр}$ на кромку лопасти; отсутствие ОС при нахождении подсвечиваемой поверхности лопасти в «зоне тени».

При нахождении центра вращения НВ *C* над передающей позицией (см. рис. 6) дальность «блестящая точка – передатчик» остается неизменной. Соответственно, радиальная составляющая скорости относительно передатчика $V_{t_tr}(t) = 0$. При этом относительно приемной позиции дальность будет изменяться по синусоидальному закону (в связи с вращением НВ), и радиальная составляющая скорости относительно приемника $V_{t_rc}(t) \neq 0$. Таким образом, результирующая доплеровская добавка частоты будет состоять только из составляющей частоты Доплера относительно приемника: $F_{Д_рез} = F_{Д_rc}$. Этим обусловлено наличие в спектре ОС в БРЛС постоянной составляющей. «Перекос» спектра в области ОС от ПЛ объясняется тем, что в данном положении центра вращения винта происходит подсвет только передней кромки лопасти (ПЛ).

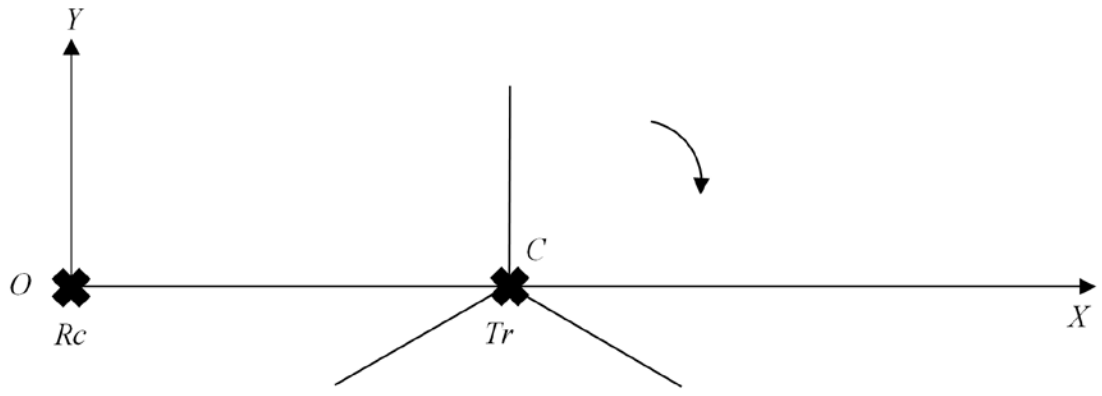


Рис. 6. К пояснению формирования постоянной составляющей в спектре отраженного сигнала в БРЛС.

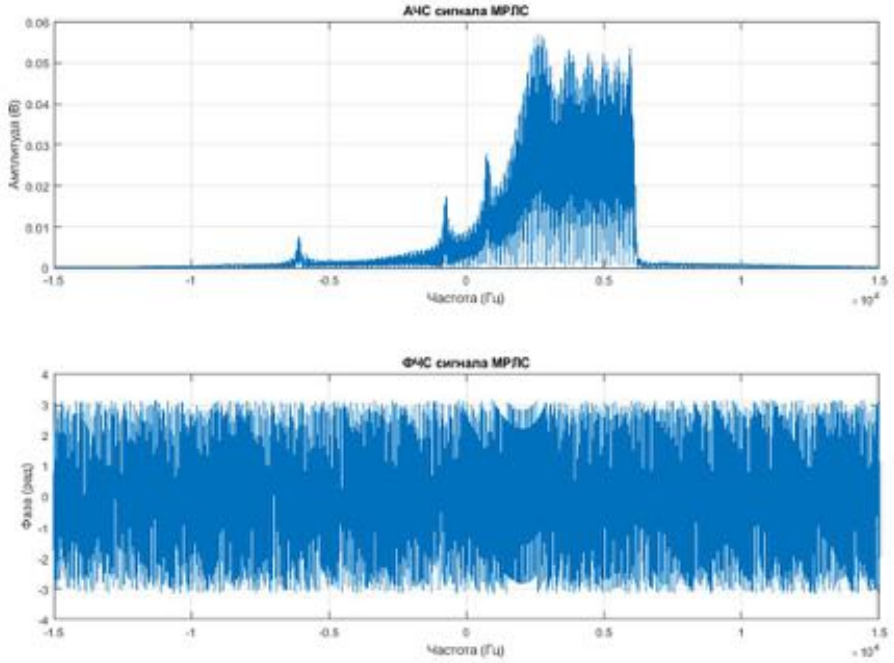


Рис. 7. Спектр отраженного сигнала в БРЛС при нахождении центра вращения винта над передающей позицией.

В системе координат, в центре которой находится ОРЛС, постоянная составляющая в спектре ОС имеет место только в том случае, когда центр вращения НВ находится непосредственно над ОРЛС (см. рис. 9). Тогда радиальная скорость относительно приемника и передатчика ОРЛС $V_{t_tr}(t) = V_{t_rc}(t) = 0$, так как расстояние «ОРЛС – блестящая точка» остается постоянным. В остальных случаях спектр ОС в ОРЛС соответствует спектру частотномодулированного сигнала.

Если центр вращения винта *C* находится за линией базы перед передающим пунктом (см. рис. 5), то в спектре ОС в БРЛС, в отличие от спектра в ОРЛС, имеют место небольшие «горбики» (см. рис. 8). Это обусловлено тем, что в БРЛС угловые положения ДОВИ на прием и на передачу не совпадают, а форма комплексной огибающей ОС формируется, в том числе благодаря, перемножению боковых лепестков ДОВИ на прием и на передачу.

Также следует отметить, что по мере удаления центра вращения винта от базы БРЛС угол падения и угол отражения ЭМВ принимают практически одни и те же значения. Это, в свою очередь, приводит к тому, что комплексная огибающая ОС и, соответственно, спектр ОС в БРЛС и ОРЛС становятся идентичными.

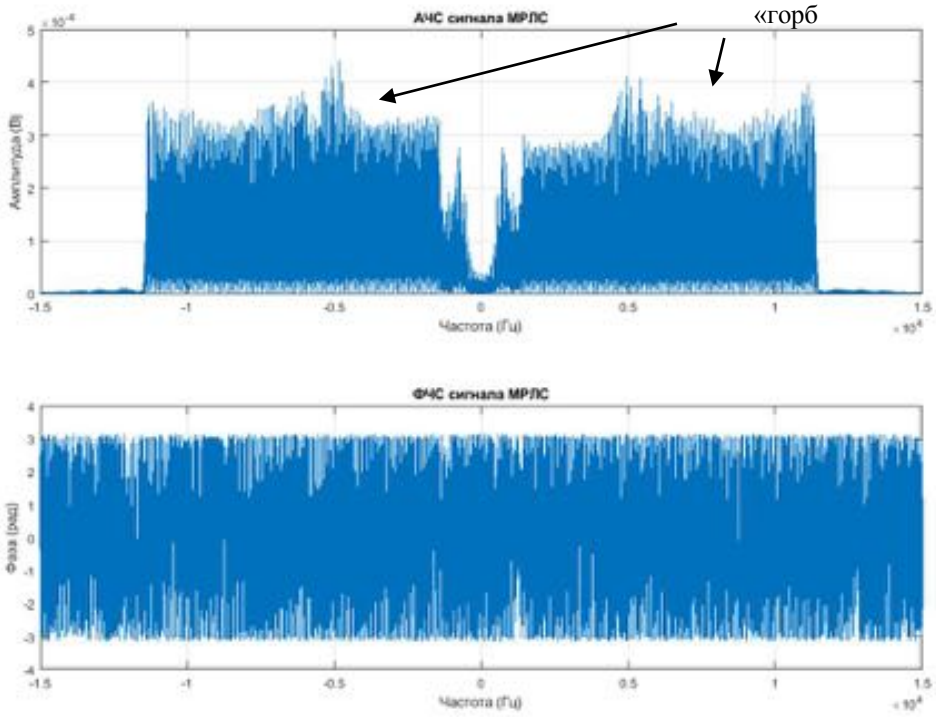


Рис. 8. Спектр отраженного сигнала в БРЛС при нахождении центра вращения винта за линией базы.

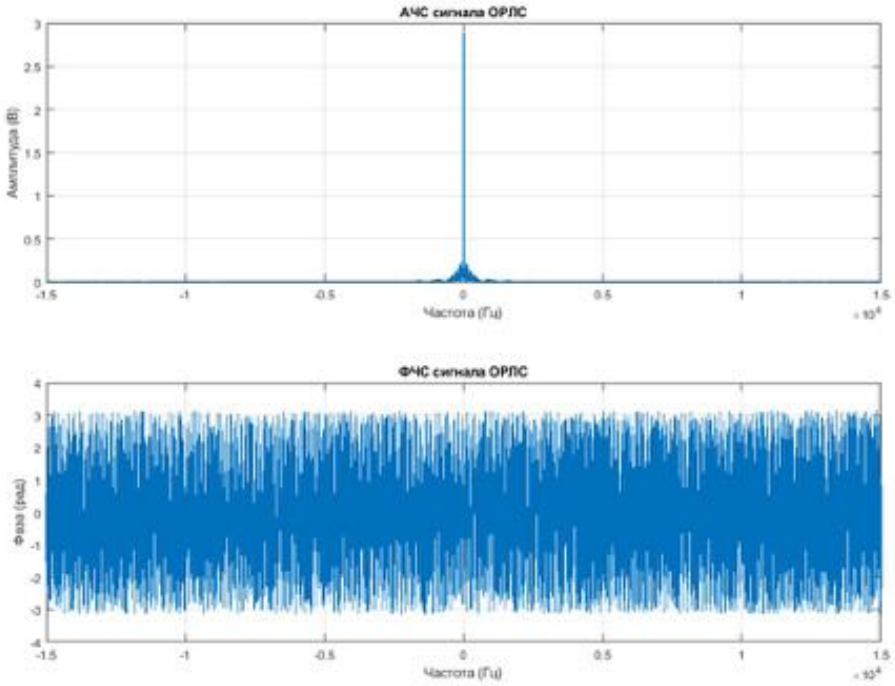


Рис. 9. Спектр отраженного сигнала в ОРЛС при нахождении центра вращения винта над ОРЛС.

6. Заключение

В математической модели комплексной огибающей ОС от ПЛ и УЛ в БРЛС критически важно учитывать ДОВИ лопасти на прием и на передачу. В БРЛС максимумы ДОВИ лопасти на передачу и на прием будут разнесены в пространстве на угловое положение, соответствующее бистатическому углу γ, что, в свою очередь, будет приводить к «расширению» результирующей ДОВИ, которая формирует вид комплексной огибающей ОС от ПЛ и УЛ. При нахождении подсвечиваемой кромки лопасти в «зоне тени» относительно приемного пункта прием ОС не осуществляется. «Зона тени» находится на угловом положении, соответствующем бистатическому углу γ и $\gamma+\pi$.

По мере удаления центра вращения лопасти C от линии «приемник-передатчик» в БРЛС и приемо-передающего пункта ОРЛС последовательности ОС от лопасти в БРЛС и в ОРЛС становятся идентичными друг другу. Различия между длительностями ОС от ПЛ и УЛ в БРЛС и ОРЛС присутствуют в случае, когда бистатический угол γ принимает значения, большие либо близкие к 90°, а центр вращения винта C находится в ближней зоне Френеля передающей антенны БРЛС.

Литература

1. Гейстер С. Р., Нгуен Т. Т. Математические модели радиолокационного сигнала, отраженного от винта вертолета, в приложении к обращенному синтезу апертуры. // Наука и военная безопасность, 2018, № 3. – С. 34-40.
2. Охрименко А. Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. М.: Воен. изд., 1983. – Ч. 1. – 438 с.

References

1. Heister S. R., Nguyen T. T. Mathematical models of the radar signal reflected from the helicopter rotor as applied to the inverse synthesis of the aperture. // Science and military security, 2018, No. 7. - Pp. 34-40.
2. Okhrimenko, A. E., Fundamentals of Radar and Electronic Warfare. M.: Milit.publ., 1983. – P. 1. – 438 p.

ОЦЕНКА КАЧЕСТВА ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ, ПОЛУЧЕННОГО КОГЕРЕНТНЫМ СЛОЖЕНИЕМ

Д. В. Мутрисков[1], А.В. Морозов[1], Д.А. Мусин[1], А. А. Березин[1]

[1]Военный инновационный технополис «ЭРА» (ВИТ «ЭРА»), Анапа, Россия

Аннотация. В данной статье рассмотрены метрики качества лазерного излучения для оценки качества лазерного луча, получаемого способом когерентного сложения. В частности, рассмотрена распространённая метрика оценки качества лазерного луча - коэффициент дифракционной расходимости лазерного излучения, используемый для когерентного способа сложения лазерного излучения высокой мощности. Получена связь коэффициента дифракционной расходимости со светимостью лазерного луча. Рассмотрена метрика качества лазерного излучения, связанная с работой адаптивной оптики – коэффициент Штреля. Приведены факторы, влияющие на метрики качества когерентного сложения лазерного излучения с учётом применения адаптивной оптики.

Ключевые слова: когерентное сложение лазерного излучения; качество лазерного излучения; оценка качества лазерного излучения; светимость; лазерный луч; лазер; адаптивная оптика.

ESTIMATE OF QUALITY LASER BEAM GAINED BY COHERENT BEAM COMBINING

D. V. Mutriskov[1], A. V. Morozov[1], D.A. Musin[1], A. A. Berezin[1]

[1]Military innovative technopolis "ERA" (MIT «ERA»), Anapa, Russia

Abstract. This article discusses the metrics of the quality of laser radiation to assess the quality of a laser beam obtained by the method of coherent beam combining. In particular, a common metric for assessing the quality of a laser beam is considered - the coefficient of diffraction divergence of laser radiation, which is used for a coherent beam combining of high-power lasers. The relationship between the diffraction divergence coefficient and the brightness of the laser beam is expressed. Quality metrics of laser radiation associated with the operation of adaptive optics - Strehl ratio is considered. The factors influencing the quality metrics of the coherent beam combining are given, taking into account the use of adaptive optics.

Keywords: coherent beam combining; laser beam quality; quality validation of laser beam; laser beam; laser; adaptive optics.

1. Введение

Для создания конструктивной интерференции (когерентного сложения) лазерного излучения необходимо наличие управления спектрами лазерных элементов в лазерной матрице и сохранение взаимной когерентности, которые не присутствуют в элементах одиночного лазерного излучателя (в т.ч. на максимальной мощности) [1, С. 5].

Конструктивная интерференция даёт возможность повышения интенсивности лазерного излучения на мишени путём объединения нескольких лазерных лучей в один, не приводя к большим потерям на тепло. При этом лазерное излучение, полученное когерентным сложением, нуждается в оценке [1, С. 24], дающая представление как о «совершенстве» получаемого лазерного излучения, так и о качестве работы адаптивной оптической системы.

Целью данной работы является рассмотрение наиболее распространённых метрик качества лазерного излучения, которые могут быть использованы для оценки лазерного излучения, полученного методом когерентного сложения от нескольких источников.

2. Оценка «качества лазерного луча»

Светимость лазерного излучения, полученного когерентным сложением [4, С. 535], определяется мощностью источника накачки и качеством луча. Для определения значения параметра «качество лазерного луча» могут быть использованы распространённые коэффициенты: коэффициент дифракционной расходимости – M^2 [4, С. 534] и, при применении адаптивной оптики [2, С. 46], коэффициент Штреля – $R_ш$.

M^2 является мерой плотности фокусировки реального лазерного луча в заданных условиях [4, С. 534]. Метрика необходима при учёте и контроле расходимости лазерного луча. Оценить значение M^2 возможно по формуле:

$$M^2 = \frac{D_B / \theta}{D_G}, \tag{1}$$

где: D_B – диаметр лазерного луча в перетяжке, θ – полный угол расходимости лазерного излучения; D_G – диаметр гауссова луча в перетяжке. Длина волны у сравниваемых лучей одинакова.

Как следует из (1), чем ближе значение M^2 к 1, тем более «качественным» считается лазерный луч. К такому значению близки твердотельные лазеры [4, С. 565], работающие с одной поперечной модой, а также волоконные лазеры [4, С. 560]. С другой стороны, $M^2 = 1000$ соответствует неудовлетворительному лазерного луча.

Коэффициент дифракционной расходимости, что справедливо, также именуется «оптическим качеством» [3, С. 45]. При вычислении полной угловой расходимости лазерного излучения Θ используется формула, в которой коэффициент дифракционной расходимости входит в уравнение:

$$\Theta^2 = \Theta_D^2 \times M^2 + \Theta_T^2, \tag{2}$$

где: Θ_D – дифракционная расходимость, рад; Θ_T – турбулентная расходимость, рад.

Как было указано выше, светимость B лазерного излучения связана с коэффициентом дифракционной расходимости зависимостью [5, С. 568]:

$$B = \frac{CP}{\lambda^2 (M^2)^2}, \tag{3}$$

где: P – мощность, C - постоянная, которая зависит от размера луча и его угловой расходимости. Если через апертуру лазерной установки формируется луч цилиндрического профиля, с распределением интенсивности типа «колокольни Гаусса», то C = 1.

Коэффициент Штреля $R_ш$ [2, С. 46] выражает качество корректировки лазерного излучения адаптивной оптикой и является статистической метрикой качества лазерного излучения. Он показывает снижение средней интенсивности на оси пучка в условиях $I_{ср}$ (z, 0) частично скомпенсированных искажений волнового фронта относительно интенсивности при их идеальной компенсации I_0 (z, 0) (или в отсутствии турбулентных искажений):

$$R_{ш} = \frac{I_{ср}(z,0)}{I_0(z,0)}, \quad (4)$$

где: z – линейная координата лазерного излучения в относительных единицах. Следовательно, значение $R_{ш} = 1$ подобно идеально скорректированному излучению для всех элементов лазерной матрицы. Данное выражение возможно свести к перемножению передаточных функций реальной и идеальной адаптивных оптических систем при активном когерентном сложении лазерного излучения.

Целевые функции, по которым оценивается качество когерентного сложения лазерного излучения, могут быть различными, одной из таких функций является осевая интенсивность излучения [1, С. 24]. Коэффициент Штреля [4, С. 534] качественно характеризует осевую интенсивность лазерного луча в его дальнем поле, распространяющегося через заданную апертуру ближнего поля. Коэффициент Штреля может служить функцией отношения осевой интенсивности действительного лазерного луча к интенсивности идеального однородного равномощного цилиндрического луча, производимой той же апертурой.

Если волновой фронт лазерного излучения имеет малую дисперсию, а профиль луча имеет цилиндрическую форму [4, С. 534], то коэффициент Штреля возможно выразить с использованием приближения Марешаля:

$$R_{ш} = exp\left[-\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 (\Delta\varphi)^2\right], \quad (5)$$

где: λ – длина волны, мкм, Δφ – дисперсия волнового фронта, мкм.

Для выбора рациональной структуры корректора адаптивной системы необходимо сформулировать критерий, связанный с коэффициентом Штреля. Например, возможно использовать общепринятый [2, С. 47] критерий:

$$R_{ш} \geq 0{,}8, \quad (6)$$

что в обозначениях Марешаля эквивалентно допуску на среднеквадратическую волновую деформацию, не превышающую λ/14.

3. Заключение

Таким образом, оценка качества лазерного излучения, полученного когерентным сложением сводится всего к двум параметрам: коэффициенту дифракционной расходимости и коэффициенту Штреля. Кроме того, данные коэффициенты, при применении совокупной оценки, позволят судить о совершенстве конструкции лазерной установки.

Литература

1. Трикшев А.И. Когерентное сложение пучков лазеров. Диссертация. УДК 621.373, направление 01.04.21 – лазерная физика, С. – 139.
2. Лукьянов Д. П., Корниенко А. А., Рудницкий Б. Е., «Оптические адаптивные системы» / Под ред. Д. П. Лукьянова – М.: Радио и связь, 1989. – 240 С. ил. – ISBN 5-256-00244-9.
3. Борейшо В.А., «Военное применение лазеров: учебное пособие»; Балт. гос. тех. у-нт. – СПб., 2015. – 103 С.

4. Charles X. Yu und Tso Yee Fan, “Beam combining,” Chap. 18 in High Power Laser Handbook, H. Injeyan and G. D. Goodno, Eds., McGraw-Hill, New York (2011), C. 533–572.
5. Fan, T. Y. «Laser Beam Combining for High Power, High Radiance Sources»; IEEE j. Quantum Electron., № 11, C. 567-577, May 2005.

REFERENCES

1. Trikshev A.I. Coherent beam combining. Dissertation. UDC 621.373, direction 01.04.21 - laser physics, P. - 139.
2. Lukyanov D.P., Kornienko A.A., Rudnitskiy B.E., "Optical adaptive systems" / Ed. D.P. Lukyanova - M.: Radio and communication, 1989. - 240 P. ill. - ISBN 5-256-00244-9.
3. Boreisho V.A., "The military application of lasers: a tutorial"; Balt. state those. u-nt. - SPb., 2015. – 103 p.
4. Charles X. Yu und Tso Yee Fan, “Beam combining,” Chap. 18 in High Power Laser Handbook, H. Injeyan and G. D. Goodno, Eds., McGraw-Hill, New York (2011), P. 533–572.
5. Fan, T. Y. «Laser Beam Combining for High Power, High Radiance Sources»; IEEE j. Quantum Electron., № 11, P. 567-577, May 2005.

ПРИМЕНЕНИЕ КОМПЛЕКСНЫХ МЕТОДОВ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ ИОНОСФЕРЫ ДЛЯ СИСТЕМЫ ПОДСТРОЙКИ К ГЕОФИЗИЧЕСКИМ УСЛОВИЯМ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ЗАГОРИЗОНТНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ

С.В.Литвинов[1]

[1]РТУ МИРЭА, Москва, Россия

Аннотация. В статье поднимается вопрос подстройки радиолокационных станций загоризонтного обнаружения к условиям распространения радиоволн. Непрерывно изменяющаяся ионосфера вносит нестабильность в работу РЛС пространстенной волны. Применяемые в настоящее время методы оценки параметров ионосферы приводят к значительным ошибкам определения параметров целей, в то время как целевое создание системы подстройки к геофизическим условиям позволит значительно повысить точность работы ионосферных радаров. Суть такой системы в комплексной непрерывной оценке параметров среды распространения за счет возвратно-наклонного зондирования, а также использования данных ионозондов вертикального и наклонного зондирования ионосферы. Проведенные при непосредственном участии автора масштабные эксперименты по наклонному зондированию ионосферы дают основание предположить, что создание такой системы вполне реально и на начальном этапе не потребует существенных ресурсов.

Ключевые слова: загоризонтное обнаружение, ионосфера, распространение радиоволн, геофизические условия, наклонное зондирование.

APPLICATION OF COMPLEX METHODS FOR ASSESSING THE PARAMETERS OF THE IONOSPHERE FOR THE SYSTEM FOR ADJUSTING TO THE GEOPHYSICAL CONDITIONS OF THE OVER-THE-HORIZON RADAR STATION

S.V. Litvinov[1]

[1]Russian Technological University (MIREA), Moscow, Russia

Abstract. The article raises the question of adjusting over-the-horizon detection radars to the conditions of radio wave propagation. The continuously changing ionosphere introduces instability in the operation of such radars. The currently used methods for estimating the parameters of the ionosphere lead to significant errors in determining the parameters of targets, while the targeted creation of a system for adjusting to geophysical conditions will significantly increase the accuracy of the ionospheric radars. The essence of such a system is a comprehensive continuous assessment of the parameters of the propagation medium due to reciprocating oblique sounding, as well as the use of data from ionosondes of vertical and oblique sounding of the ionosphere. Large-scale experiments on oblique sounding of the ionosphere, carried out with the direct participation of the author, suggest that the creation of such a system is quite realistic and will not require significant resources.

Keywords: over-the-horizon detection, ionosphere, radio wave propagation, geophysical conditions, oblique sounding.

1. Введение

Функционирование радиолокационных станций загоризонтного обнаружения является одним из самых востребованных использований эффекта отражения радиоволн КВ-диапазона от ионосферы. Основным предназначением таких РЛС является обнаружение воздушных целей в конструктивной зоне обзора. Вместе с тем для корректной работы таких РЛС необходим грамотный выбор рабочей частоты, основанного на занятости частотного диапазона и текущем состоянии ионосферы. Несмотря на многолетние исследования этого вопроса, в настоящее время нет единого подхода к решению проблемы адаптации к геофизическим условиям. [1] Разработчики загоризонтных радиолокаторов прилагают значительные усилия для разработки системы, позволяющей получить данные о загруженности частотного диапазона и оптимальным образом согласовать параметры РЛС с параметрами среды распространения.

Разработка такой системы служит достижению двух различных целей. Во-первых необходимо получение в реальном времени данных для обеспечения рекомендаций по выбору рабочей частоты радиолокатора. При этом следует уделить внимание автоматизации этого процесса, который не потребует постоянного вмешательства и специальных навыков оператора. Во-вторых система должна регулярно собирать и обрабатывать весь спектр ионосферных данных с целью накопления базы данных о среде распространения, необходимой для коррекции глобальной и региональной моделей ионосферы.

Цель настоящей статьи заключается в описании предлагаемой системы подстройки под геофизические условия РЛС ЗГО, демонстрации полученных экспериментальных данных наклонного зондирования ионосферы и выдвижении предложений по реализации такой системы.

2. Система подстройки к геофизическим условиям (СПГУ)

Система подстройки параметров РЛС ЗГО под геофизические условия (ГФУ) предназначена для диагностики и краткосрочного прогнозирования геофизических и радиофизических условий на трассах радиозондирования, формирования данных, используемых для оптимального (наилучшего) выбора основных технических параметров трактов излучения зондирующих сигналов, приема и обработки радиолокационных сигналов.

Принято считать, что стандартная конструктивная зона обзора радиолокатора загоризонтного обнаружения составляет от 1000 до 3000 км по земле и 60° по азимуту. При этом в каждый конкретный момент времени радиолокатор отслеживает отдельный участок этой зоны, называемой зоной оперативного контроля (ЗОК). Следовательно, и система подстройки должна выполнять свои задачи в рамках этой ЗОК. Исходя из этого определяется область ионосферы, от которой происходит отражение зондирующих сигналов РЛС в конструктивную зону обзора: размер по азимут 60 градусов, дальность - от 400 до 1550 км.

Учитывая размеры и направление ЗОК имеет место большие вариации оптимальных рабочих частот (ОРЧ), параметров траекторий радиолокационных волновых пакетов от крутых (малые дальности) до пологих (большие дальности) при возможном нарушении симметричности скачковых траекторий. Выполнение требований к радиолокатору в части точностных характеристик измерения координат и параметров движущейся цели означает малую допустимую погрешность в определении параметров траекторий волновых пакетов. Равномерность освещения ионосферной области формирования скачковых траекторий зависит от направления сектора обзора, от сезона, от времени суток, что приводит к пространственно-временным вариациям ГФУ на трассах локации. Эти вариации могут приводить к различным характеристикам обнаружения и сопровождения воздушных целей на радиолокационных трассах, принадлежащих различным азимутальным направлениям.

Периодичность обновления результатов работы системы - 15 минут в спокойных геофизических условиях и 5 минут в нестационарных условиях и в переходное время суток. Среднее квадратическое отклонение (СКО) прогнозируемой азимутальной девиации не превышает 1 градуса, а СКО коэффициента пересчета групповой дальности по лучу к дальности по Земле не превышает 15 км.

СПГУ состоит из ряда различных измерительных подсистем и аппаратно-программных комплексов, объединенных с вычислительной системой РЛС ЗГО. (Рис. 1.) Измерительная система состоит из: приемника панорамного обзора, системы возвратно-наклонного зондирования, системы ионосферного обеспечения (ионозонды вертикального и наклонного зондирования).

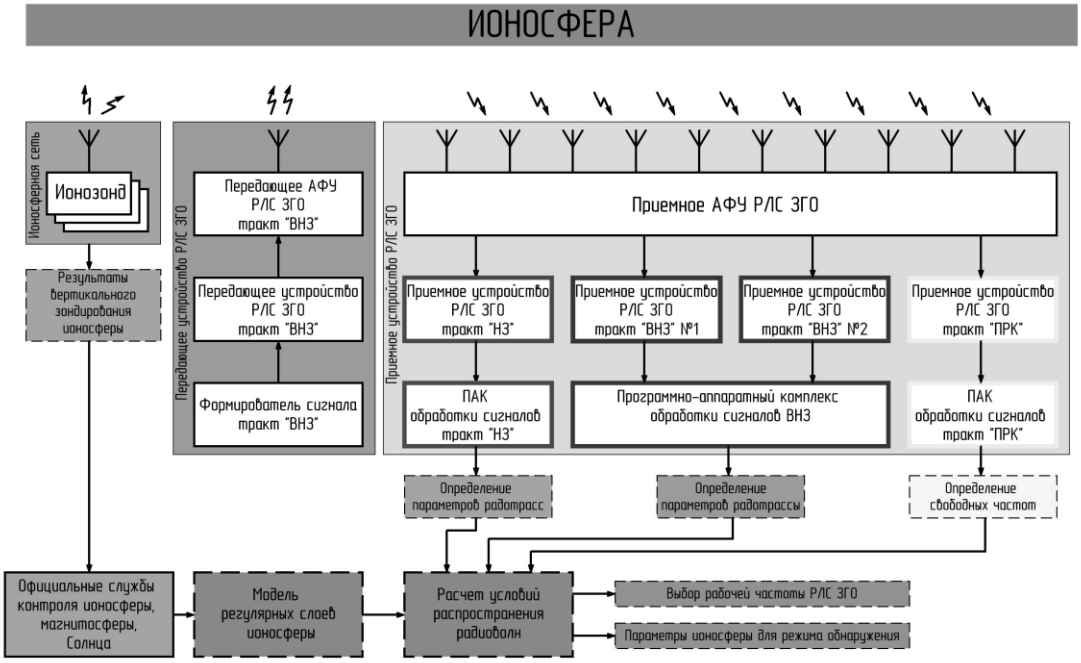


Рис. 1. Система подстройки к геофизическим условиям

Как уже рассматривалось ранее: «В целях соблюдения электромагнитной совместимости во многих радиосистемах применяется система поиска рабочих каналов. Задача такой системы – проверить необходимый диапазон частот на наличие сигналов

других источников, которым излучение РЛС может создать помеху, или которые сами могут служить помехой для станции. В зависимости от текущей необходимости это может быть проверка во всем доступном диапазоне рабочих частот или на небольшом диапазоне, выбранном для работы в конкретный момент времени.» [2]

Наиболее эффективным методом для оценки условий распространения как функции дальности, азимута и рабочей частоты считается возвратно-наклонное зондирование (ВНЗ). Конструктивно этот режим может быть реализован отдельной станцией, входящей в состав основной РЛС, со своим возбудителем и отдельными приемными устройствами, также ВНЗ может осуществляться самой РЛС. Использование ВНЗ дает возможность улучшить точность определения координат цели. Кроме того, экономит финансовые затраты – нет необходимости в дополнительных станциях. Однако, такой метод лишь немного улучшает точность работы РЛС.

Применение ВНЗ считается достаточно эффективным методом для оценки условий распространения радиоволн на трассах зондирования, однако весьма проблематично интерпретировать структуру ионосферных мод только на основании результатов ВНЗ. Даже при наличии единственной моды ионограмма обратного рассеяния не в состоянии быть средством определения эффективной высоты отражающего слоя, т.к. необходимо преобразовать групповую дальность в дальность по земле.

По мнению автора, целесообразно в секторе обзора РЛС ЗГО размещать вынесенные позиции, оснащенные ионозондами вертикального и наклонного зондирования (НЗ). Данные, полученные с таких станций, позволяют определить состояние ионосферы в режиме реального времени, скорректировать региональную модель ионосферы и выдать рекомендации по выбору рабочей частоты РЛС. Примером реализации такой системы вынесенных позиций является австралийская система загоризонтного обнаружения JORN. В ее составе три базовые РЛС «Jindalee», 12 вертикально-наклонных ионозондов и 7 приемоответчиков. [3]

В идеальной системе вертикальные ионозонды в большом количестве размещаются в зоне отражения от ионосферы, а наклонные ионозонды в конструктивной зоне обзора. Однако размещение неограниченного количества вертикальных ионозондов в зоне отражения невозможно и по экономическим и по техническим соображениям, а наклонные ионозонды в таком случае попадают на территорию других стран, что также делает невозможным их размещение.

Как уже отмечалось ранее: «В оптимальной системе ионосферного обеспечения РЛС ЗГО с зоной обзора по азимуту 60° минимально-достаточно четырех вертикально-наклонных ионозонда. Анализ показал, что ионосфера в средних и низких широтах можно считать относительно неизменной на расстоянии примерно 500 км, т.н. зона ответственности ионозонда. Четыре вертикальных ионозонда размещенные по углам зоны отражения будут самыми информативными источниками, по актуальным данным которых корректируется региональная модель ионосферы. Наклонное зондирование между ионозондами дополнит достаточно достоверными данными о зонах между ними, а зондирование по трассе ионозонд-РЛС, хоть и не несет отдельной полезной информации, также может быть использовано для корректировки модели.» [4]

3. Результаты экспериментов по наклонному зондированию ионосферы

Изучением и исследованием ионосферы Земли в нашей стране занимаются достаточно много организаций, существенные достижения наблюдаются в работе ААНИИ и ФГБУ «ИПГ», обладающие ионосферными сетями. Собственные единичные ионозонды разработаны в ОАО «НПК «НИИДАР», ООО «НПП «Технос-РМ», ООО «Томион», ООО «Ситком» и др. Развернутая на побережье Северного Ледовитого океана сеть ЛЧМ-ионозондов Института Арктики и Антарктиды регулярно проводит вертикальное и наклонное зондирование ионосферы. Ионосферная сеть Росгидромета (ФГБУ «ИПГ») развернута по всей стране и представлена отечественными ионозондами «Парус-А», которые изначально предназначались лишь для вертикального зондирования. Проведенная при непосредственном участии автора модернизация этих ионозондов позволила синхронизировать работу разнесенных станций и проводить наклонное зондирование. В результате с 2017 года на нерегулярной основе на ионозондах сети проводятся экспериментальные работы по т.н. комплексному зондированию ионосферы - совмещение вертикального и наклонного. Результаты эксперимента представлены в ряде публикаций, здесь целесообразно привести краткие выводы. [5]

Поскольку в эксперименте задействованы сетевые ионозонды, на опытные работы накладываются ограничения, заключающиеся в недопустимости выключения на длительное время ионозондов из штатной работы. Из этого следует что пропуск сеанса невозможен - станция должна выйти в эфир, а, следовательно, передатчик не отключается. В итоге получен совершенно уникальный результат, выраженный в том, что следы наклонного зондирования накладываются на следы вертикального отражения. Пример комплексного зондирования представлен на Рис. 2.

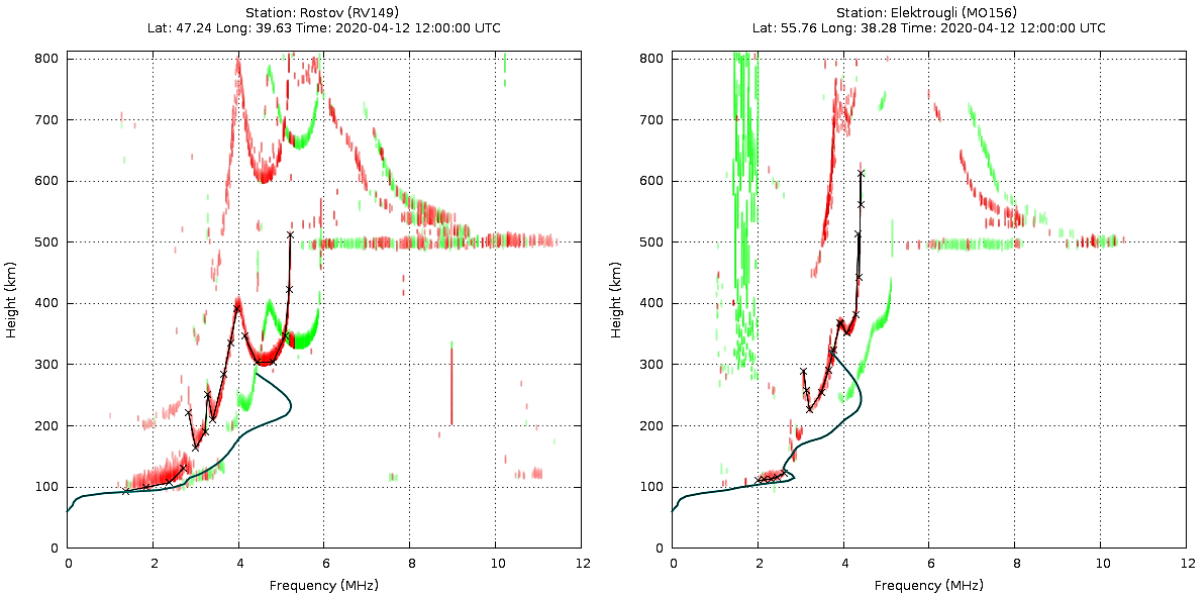


Рис. 2. Данные комплексного радиозондирования ионосферы, полученные ионозондами на ст. Ростов-на-Дону (слева) и ст. Электроугли 12 апреля 2020 г. 12.00 UTC

На рисунке кроме ионограммы вертикального зондирования присутствуют следы, начинающиеся на частоте ~ 6 МГц и находящиеся на высоте 500 км. Это результаты приема сигнала другого ионозонда, а именно: приёмник ионозонда «Парус-А», расположенного в Ростове-на-Дону, регистрирует следы передатчика «Парус-А», расположенного на полевой базе ФГБУ «ИПГ» близ города Электроугли, и наоборот. Расстояние между ионозондами – 939 км. Высоты 500 км обуславливается тем, что ионозонд измеряет не высоту напрямую, а задержку прихода сигнала. С учетом угла отражения сигнала от ионосферы (от 140° до 160º) получается реальное расстояние между ионозондами.

Эксперимент подтвердил возможность наклонного зондирования ионосферы на трассах до 2000 км одновременно с вертикальным зондированием на ионозонде «Парус-А». Кроме того, суточный прогон ионозондов в режиме комплексного зондирования показал, что такой режим не является помехой для отделения следов вертикального зондирования от наклонного.

4. Построение системы ионосферного обеспечения

Планируемая система вынесенных позиций, оснащенных вертикально-наклонными ионозондами решает задачи оценки радиофизических условий на радиолокационных трассах радиолокатора, используя при этом данные, полученные непосредственно от вертикального радиозондирования и на трассах наклонного зондирования ионосферы.

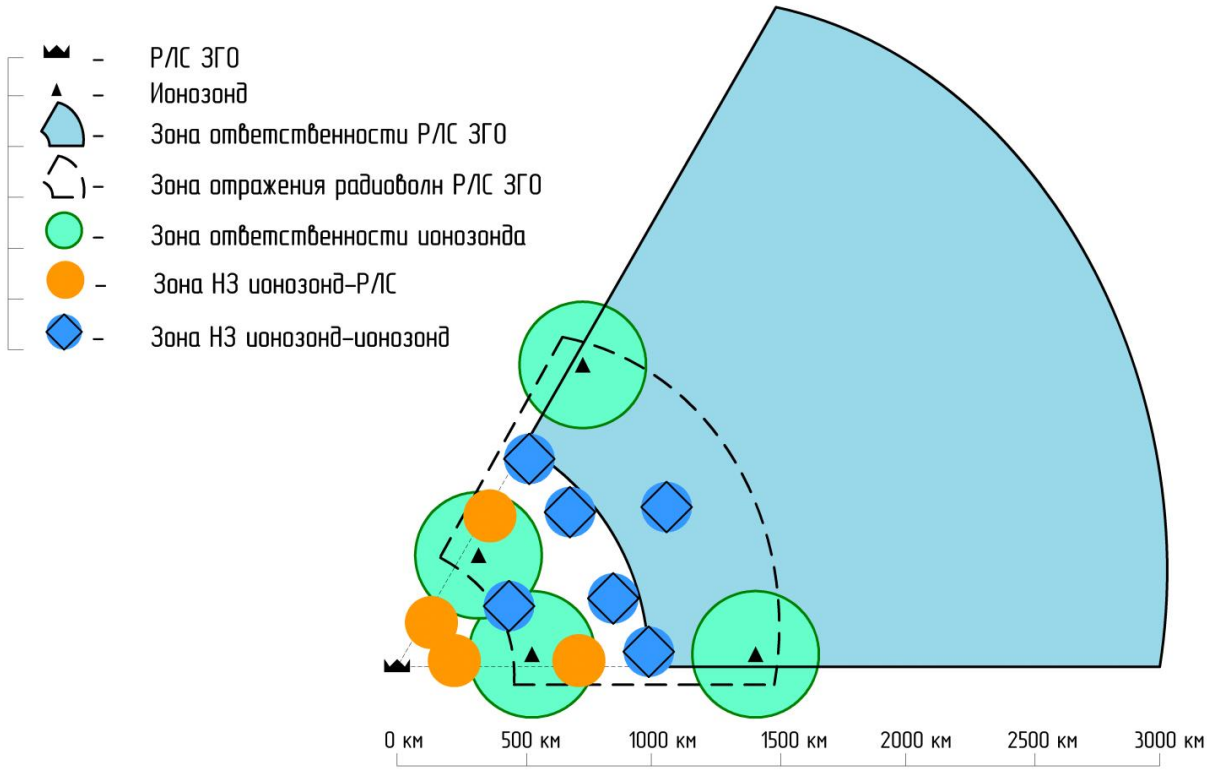


Рис. 3 Планируемая система ионосферного обеспечения

Для выполнения своего предназначения система вертикальных ионозондов определяет:

— M3000(F2, F1) - коэффициент, показывающий отношение МПЧ к критической частоте данного слоя при наклонном падении на расстоянии скачка, равном 3000 км.
— Типы Es - типы спорадических слоёв, по которым классифицируются отражения от Es.
— Типы F-рассеяния - классификация вида рассеянных отражений.
— fmin - наименьшая частота, при которой на ионограмме наблюдаются следы отражений от ионосферы;
— f0E - критическая частота О-компоненты самого низкого толстого слоя в области E;
— f0Fl - критическая частота О-компоненты, отражённой от слоя F1;
— f0F2 - критическая частота О-компоненты, отражённой от слоя F2;
— fxF2 — критическая частота X-компоненты, отражённой от слоя F2;
— fbEs - экранирующая частота спорадического слоя Es, т. е. наименьшая частота, на которой наблюдаются отражения первого порядка О-компоненты от вышележащей области;
— ftEs - предельная частота отражения от слоя Es;
— h'E — минимальная действующая высота области E;
— h'Es - минимальная действующая высота следа отражений от Es, используемая для определения fo Es;
— h'F - минимальная действующая высота следа отражений О-компоненты от взятой в целом области F;
— h'F2 - минимальная действующая высота слоя F2

Метод наклонного зондирования даёт прямое измерение максимально применимой частоты (МПЧ) ионосферных слоёв для дальности радиотрассы.

Результатом работы НЗ является решение нескольких задач:

- регистрация модовой структуры волнового поля, связанной с отражениями от ионосферных слоёв - функции группового пути и, возможно, углов прихода от частоты зондирования.

- синтез ионограммы НЗ в математической модели ионосферы на основе механизмов переноса излучения в приближении геометрической оптики для волнового уравнения, для задачи прогнозирования прохождения радиоволн в ионосфере.

- оценка распределения концентрации электронов, на основе данных о групповом запаздывании и возможных дополнительных измерениях углов прихода, как функции частоты односкачковых мод.

В отличие от ионограмм ВЗ в ионограммах НЗ имеет место разделение следа мод на нижний и верхний лучи, со смыканием в МПЧ ионосферного слоя. Её величина в основном зависит от критической частотой слоя, но также и от других параметров слоя: высоты, полутолщины и от распределения нижележащей ионизации.

Также режим наклонного зондирования имеет смысл реализовывать не только на средствах ионосферного зондирования, но и с использованием возвратно-наклонного зондирования. В таком случаем появляется возможность выбирать, в зависимости от ситуации, в какую сторону осуществлять НЗ: используя в качестве источника сигнал РЛС ЗГО либо сигнал ионозонда.

5. Заключение

По прежнему важной задачей является изучение ионосферы и определение параметров для практического использования, в т.ч. в интересах загоризонтного обнаружения. Предложенная система подстройки под геофизические условия позволит увеличить точность работы РЛС ЗГО во-первых за счет более грамотного выбора рабочей частоты, во-вторых за счет определения действующей высоты отражающего слоя ионосферы. Ключевой составляющей такой системы являются вынесенные позиции, оснащенные вертикально-наклонными ионозондами. Проведенные при непосредственном участии автора эксперименты показали, что отечественные импульсные ионозонды «Парус-А» способны выполнять такое зондирование. Существующая сеть ионозондов может служить источником данных ВЗ и сигналов НЗ для РЛС, однако это требует практического подтверждения. Применение предложенной СПГУ позволит избавиться от статистической ошибки определения координат, практически сведя ее к нулю.

Литература

1. Щирый В.О. «О перспективах использования некоторых современных достижений ионосферного радиозондирования при воссоздании ЗГ РЛС эшелона СПРН» Радиолокация, навигация, связь: сб. трудов XXV Международной научно-технической конференции (г. Воронеж, 16-18 апреля 2019г.): в 6 т. / Воронежский государственный университет; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2019, С. 226-234.
2. Литвинов С.В. «Построение системы ионосферного обеспечения РЛС ЗГО для выбора рабочей частоты и увеличения точности определения координат цели» Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн / Материалы Всероссийской открытой научной конференции. – Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2020. С 307 - 316.
3. Summary of recent Australian radar developments / J. C. Wise // IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 2004, №12, pp. 8-10. URL: https://ieeexplore.ieee.org/document/1374061
4. Litvinov S. V. Over-the-horizon detection radar ionosphere support system // J. Phys.: Conf. Ser. 1632 012021 DOI: https://doi.org/10.1088/1742-6596/1632/1/012021
5. Литвинов С.В. «Развитие исследования ионосферы Земли методом комплексного зондирования» XVII Всероссийская молодежная научно-техническая конференция «Радиолокация и связь – перспективные технологии» (Москва, 5 декабря 2019 г.) Материалы конференции – М.: Мир науки, С 34-39, 2019
6. РД 52.26.817-2015 «Руководство по ионосферным, магнитным и гелиогеофизическим наблюдениям. Часть I. Ионосферные наблюдения», Обнинск ФГБУ «ВНИИГМИ-МЦД» 2015 – 200 с.
7. Литвинов С.В., Мудрик Д.С. «Результаты исследования ионосферы Земли методом наклонного зондирования» Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXV Международной научно-технической конференции (г. Воронеж, 16-18 апреля 2019г.): в 6 т. / Воронежский государственный университет; АО "Концерн "Созвездие". - Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2019, С. 134-144.

References

1. Shiry V.O. "On the prospects for the use of some modern achievements of ionospheric radio sounding in the reconstruction of the ZG radar echelon SPRN" Radar, navigation, communications: Sat. proceedings of the XXV International Scientific and Technical Conference (Voronezh, April 16-18, 2019): in 6 volumes / Voronezh State University; Concern Sozvezdie JSC. - Voronezh: Voronezh State University Publishing House, 2019, pp. 226-234.

2. Litvinov S.V. "Construction of a system of ionospheric support for the ZGO radar station to select the operating frequency and increase the accuracy of determining the coordinates of the target" Modern problems of remote sensing, radar, wave propagation and diffraction / Materials of the All-Russian open scientific conference. - Murom: Publishing and Printing Center MI VlSU, 2020. C 307 - 316.
3. 3.Summary of recent Australian radar developments / J. C. Wise // IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 2004, №12, pp. 8-10. URL: https://ieeexplore.ieee.org/document/1374061
4. Litvinov S. V. Over-the-horizon detection radar ionosphere support system // J. Phys.: Conf. Ser. 1632 012021 DOI: https://doi.org/10.1088/1742-6596/1632/1/012021
5. Litvinov S.V. "Development of the study of the Earth's ionosphere by the method of integrated sensing" XVII All-Russian Youth Scientific and Technical Conference "Radar and Communication - Advanced Technologies" (Moscow, December 5, 2019) Conference proceedings - M .: World of Science, C 34-39, 2019
6. RD 52.26.817-2015 “Guidelines for ionospheric, magnetic and heliogeophysical observations. Part I. Ionospheric observations ”, Obninsk FSBI“ VNIIGMI-WDC ”2015 - 200 p.
7. Litvinov S.V., Mudrik D.S. "Results of the study of the Earth's ionosphere by the oblique sounding method" Radar, navigation, communication: collection of proceedings of the XXV International Scientific and Technical Conference (Voronezh, April 16-18, 2019): in 6 volumes / Voronezh State University; Concern Sozvezdie JSC. - Voronezh: Voronezh State University Publishing House, 2019, pp. 134-144.

РАЗНОСТНО-РАДИАЛЬНО-СКОРОСТНОЙ СПОСОБ КООРДИНАТОМЕТРИИ АБОНЕНТСКОГО ТЕРМИНАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РЕФЕРЕНЦ-ЭЛЛИПСОИДА

Ануфриев А.А., Севидов В.В., Чиркин П.М., Шипунов В.А.

[1]Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного,
Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация. В статье представлен способ координатометрии (КМ), основанный на измерении в комплексе радиомониторинга (КРМ) номиналов средних частот (НСЧ) радиосигналов принятых от абонентского терминала (АТ) через один спутник-ретранслятор (СР) в моменты времени t_1, t_2 и t_3. Используя указанные измерения рассчитывают две разности радиальных скоростей СР относительно АТ в моменты времени t_2 и t_1, а также в моменты времени t_3 и t_1. На основе рассчитанных разности радиальных скоростей составляют два уравнения второго порядка. В качестве третьего уравнения системы выступает уравнение поверхности референц-эллипсоида. Для решения системы уравнений второго порядка применяют итерационный алгоритм.

Ключевые слова: способ, координатометрия, радиальная скорость, комплекс радиомониторинга, абонентский терминал, итерационный алгоритм.

DIFFERENCE-RADIAL-VELOCITY METHOD OF COORDINATION OF THE SUBSCRIBER TERMINAL USING A REFERENCE ELLIPSOID

Anufriev A.A., Sevidov V.V., Chirkin P.M., Shipunov V.A.

Military Academy of telecommunications named after Marshal of the Soviet Union S.M. Budyonny
Saint-Petersburg, Russian Federation

Abstract. The article presents a method of coordinate measurement, based on the measurement in the radio monitoring complex of the nominal values of the average frequencies of radio signals received from the subscriber terminal (ST) through one repeater satellite (RS) at times t_1, t_2 and t_3. Using these measurements, two differences of the radial velocities of RS relative to ST are calculated at time points t_2 and t_1, as well as at time points t_3 and t_1. Based on the calculated radial velocity differences, two second-order equations are formed. The third equation of the system is the equation of the surface of the reference ellipsoid. An iterative algorithm is used to solve a system of second-order equations.

Keywords: method, coordination, radial velocity, radio monitoring complex, subscriber terminal, iterative algorithm.

1. Введение

Исторически наибольшее распространение получили позиционные способы КМ. Они основаны на определении координат АТ путем получения засечек, представляющих точку пересечения двух и более линий (поверхностей) положения относительно известных измерителей. В настоящее время для определения координат АТ используют различные способы КМ [1–4].

Разработанный разностно-радиально-скоростной способ КМ АТ характеризуется тем, что для его реализации достаточно одного СР с относительно простым оборудованием. СР должен лишь ретранслировать радиосигналы АТ на наземный КРМ. Все вычисления возможно проводить в КРМ.

2. Постановка задачи

Для реализации заявленного способа определения местоположения АТ используют один СР, а измерения проводят в моменты времени t_n, где $n = 1...N$, а $N \geq 3$ – номер временного отсчета, соответствующих положению СР, при котором и КРМ, и район ведения радиомониторинга (РВРМ), находились бы в зоне радиовидимости (ЗРВ) указанного СР.

Для одномоментного и однозначного определения местоположения АТ (расчета координат АТ x_A, y_A, z_A) с помощью заявленного способа необходимо и достаточно вычислить минимум две разности радиальных скоростей $\dot{R}_{g,l}$, следовательно, требуется проведение измерений в три момента времени ($N = 3$).

В качестве примера реализации заявленного способа далее приводится аналитическая интерпретация алгоритма определения местоположения АТ с помощью СР на низкой околоземной орбите для $N = 3$, то есть для трех моментов времени t_1, t_2, t_3.

На рисунке 1 представлена схема разностно-радиально-скоростного способа координатометрии АТ включающая позиции СР S_1, S_2 и S_3 в моменты времени t_1, t_2 и t_3, КРМ K, АТ A.

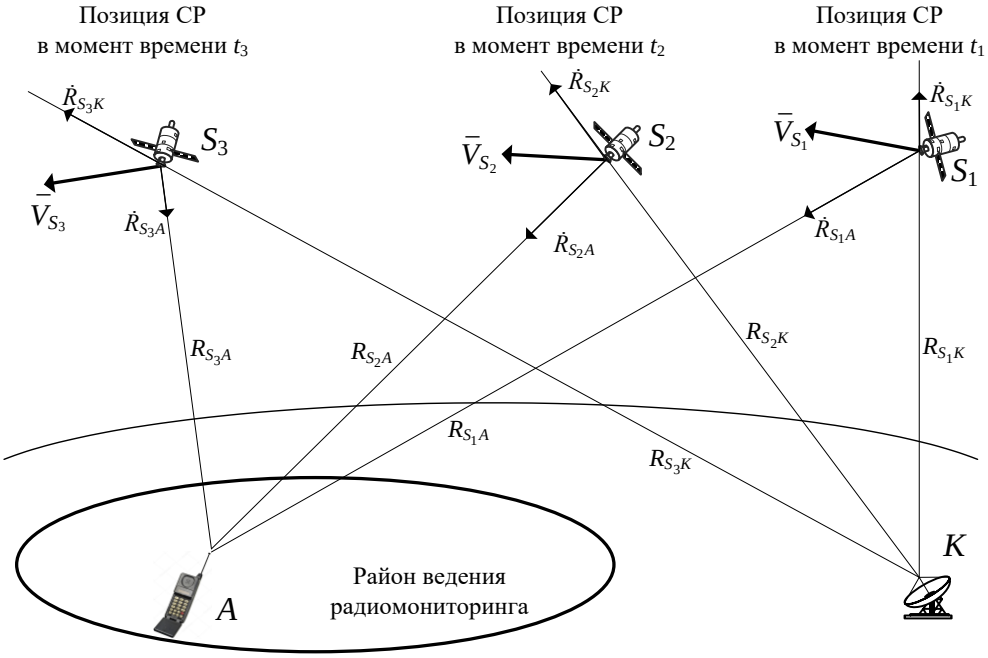


Рис. 1 Схема разностно-радиально-скоростного способа координатометрии АТ для позиций СР S_1, S_2 и S_3 в моменты времени t_1, t_2 и t_3

Введены следующие обозначения: R_{S1K}, R_{S2K} и R_{S3K} – расстояния от КРМ до СР, R_{S1A}, R_{S2A} и R_{S3A} – расстояния от АТ до СР, $\bar{V}_{S_1}$, $\bar{V}_{S_2}$, $\bar{V}_{S_3}$ – векторы скорости СР, $\dot{R}_{S_1K}$, $\dot{R}_{S_2K}$, $\dot{R}_{S_3K}$ – радиальные скорости СР относительно КРМ (проекции векторов скорости СР $\bar{V}_{S_1}$, $\bar{V}_{S_2}$, $\bar{V}_{S_3}$ на оси R_{S1K}, R_{S2K} и R_{S3K} соответственно), $\dot{R}_{S_1A}$, $\dot{R}_{S_2A}$, $\dot{R}_{S_3A}$ – радиальные скорости СР относительно АТ (проекции векторов скорости СР $\bar{V}_{S_1}$, $\bar{V}_{S_2}$, $\bar{V}_{S_3}$ на оси R_{S1A}, R_{S2A} и R_{S3A} соответственно) в моменты времени t_1, t_2 и t_3.

3. Описание разработанного способа

В качестве исходных данных разработанного алгоритма выступают: координаты КРМ x_K, y_K, z_K; КП СР – координаты СР x_{S_1}, y_{S_1}, z_{S_1}, x_{S_2}, y_{S_2}, z_{S_2}, x_{S_3}, y_{S_3}, z_{S_3} и ортогональные составляющие вектора его скорости $\dot{x}_{S_1}$, $\dot{y}_{S_1}$, $\dot{z}_{S_1}$, $\dot{x}_{S_2}$, $\dot{y}_{S_2}$, $\dot{z}_{S_2}$, $\dot{x}_{S_3}$, $\dot{y}_{S_3}$, $\dot{z}_{S_3}$ в моменты времени t_1, t_2 и t_3; значения большой a и малой b полуосей референц-эллипсоида Земли. КРМ является стационарным, его координаты x_K, y_K, z_K, считают известными. Координаты и ортогональные составляющие вектора скорости СР в моменты времени t_1, t_2 и t_3, рассчитывают одним из известных способов [5–8].

В КРМ измеряют с номиналы средних частот (НСЧ) радиосигналов f'_{A_1}, f'_{A_2} и f'_{A_3}, принятых от АТ через СР в моменты времени t_1, t_2 и t_3. Вместе с тем указанные НСЧ представляют в следующем виде [9]:

$$\begin{aligned} f'_{A_1} &= f_A + f_{D_{S_1A}} + f_G + f_{D_{S_1K}}, \\ f'_{A_2} &= f_A + f_{D_{S_2A}} + f_G + f_{D_{S_2K}}, \\ f'_{A_3} &= f_A + f_{D_{S_3A}} + f_G + f_{D_{S_3K}}, \end{aligned} \tag{1}$$

где f_G – номинала частоты конвертирования, $f_{D_{S_1A}}, f_{D_{S_2A}}, f_{D_{S_3A}}$ – доплеровские сдвиги частот радиосигналов АТ на входе СР за счет его сближения (удаления) с (от) АТ в моменты времени t_n, $f_{D_{S_1K}}, f_{D_{S_2K}}, f_{D_{S_3K}}$ – доплеровские сдвиги частот радиосигналов АТ на выходе СР за счет его сближения (удаления) с (от) K в моменты времени t_n.

Для компенсации неизвестного НСЧ радиосигнала АТ f_A на основе тождеств (1) составляют разностные уравнения:

$$f'_{A_2} - f'_{A_1} = f_{D_{S_2A}} - f_{D_{S_1A}} + f_{D_{S_2K}} - f_{D_{S_1K}}, \tag{2}$$

$$f'_{A_3} - f'_{A_1} = f_{D_{S_3A}} - f_{D_{S_1A}} + f_{D_{S_3K}} - f_{D_{S_1K}}, \tag{3}$$

Поскольку справедливы неравенства $f_A >> f_{D_{S_1A}}$, $f_A >> f_{D_{S_2A}}$, $f_A >> f_{D_{S_3A}}$ и $f'_{A_1} >> f_{D_{S_1K}}$, $f'_{A_2} >> f_{D_{S_2K}}$, $f'_{A_3} >> f_{D_{S_3K}}$, то выражения для расчета доплеровских сдвигов частот имеют следующий вид:

$$f_{D_{S_1A}} = (f'_{A_1} - f_G - f_{D_{S_1K}})\frac{\dot{R}_{S_1A}}{c}, \quad f_{D_{S_1K}} = f'_{A_1}\frac{\dot{R}_{S_1K}}{c}, \tag{4}$$

$$f_{D_{S_2A}} = (f'_{A_2} - f_G - f_{D_{S_2K}})\frac{\dot{R}_{S_2A}}{c}, \quad f_{D_{S_2K}} = f'_{A_2}\frac{\dot{R}_{S_2K}}{c}, \tag{5}$$

$$f_{D_{S_3A}} = (f'_{A_3} - f_G - f_{D_{S_3K}})\frac{\dot{R}_{S_3A}}{c}, \quad f_{D_{S_3K}} = f'_{A_3}\frac{\dot{R}_{S_3K}}{c}, \tag{6}$$

где $\dot{R}_{S_1A}, \dot{R}_{S_2A}, \dot{R}_{S_3A}$ и $\dot{R}_{S_1K}, \dot{R}_{S_2K}, \dot{R}_{S_3K}$ – радиальные скорости СР относительно АТ и КРМ в моменты времени t_1, t_2, t_3.

Рассчитывают значения радиальных скоростей СР относительно КРМ $\dot{R}_{S_1K}, \dot{R}_{S_2K}, \dot{R}_{S_3K}$ в моменты времени t_1, t_2, t_3 по формулам:

$$\dot{R}_{S_1K} = \frac{(x_K - x_{S_1})\dot{x}_{S_1} + (y_K - y_{S_1})\dot{y}_{S_1} + (z_K - z_{S_1})\dot{z}_{S_1}}{\sqrt{(x_K - x_{S_1})^2 + (y_K - y_{S_1})^2 + (z_K - z_{S_1})^2}},$$

$$\dot{R}_{S_2K} = \frac{(x_K - x_{S_2})\dot{x}_{S_2} + (y_K - y_{S_2})\dot{y}_{S_2} + (z_K - z_{S_2})\dot{z}_{S_2}}{\sqrt{(x_K - x_{S_2})^2 + (y_K - y_{S_2})^2 + (z_K - z_{S_2})^2}},$$

$$\dot{R}_{S_3K} = \frac{(x_K - x_{S_3})\dot{x}_{S_3} + (y_K - y_{S_3})\dot{y}_{S_3} + (z_K - z_{S_3})\dot{z}_{S_3}}{\sqrt{(x_K - x_{S_3})^2 + (y_K - y_{S_3})^2 + (z_K - z_{S_3})^2}}.$$

Составляют тождества для расчета радиальных скоростей СР относительно АТ $\dot{R}_{S_1A}, \dot{R}_{S_2A}, \dot{R}_{S_3A}$ в моменты времени t_1, t_2, t_3:

$$\dot{R}_{S_1A} = \frac{(x_A - x_{S_1})\dot{x}_{S_1} + (y_A - y_{S_1})\dot{y}_{S_1} + (z_A - z_{S_1})\dot{z}_{S_1}}{\sqrt{(x_A - x_{S_1})^2 + (y_A - y_{S_1})^2 + (z_A - z_{S_1})^2}}, \tag{7}$$

$$\dot{R}_{S_2A} = \frac{(x_A - x_{S_2})\dot{x}_{S_2} + (y_A - y_{S_2})\dot{y}_{S_2} + (z_A - z_{S_2})\dot{z}_{S_2}}{\sqrt{(x_A - x_{S_2})^2 + (y_A - y_{S_2})^2 + (z_A - z_{S_2})^2}}, \tag{8}$$

$$\dot{R}_{S_3A} = \frac{(x_A - x_{S_3})\dot{x}_{S_3} + (y_A - y_{S_3})\dot{y}_{S_3} + (z_A - z_{S_3})\dot{z}_{S_3}}{\sqrt{(x_A - x_{S_3})^2 + (y_A - y_{S_3})^2 + (z_A - z_{S_3})^2}}. \tag{9}$$

где x_A, y_A и z_A – искомые координаты АТ.

Разностное уравнение (2) с учетом (4), (5), (7) и (8), приобретает вид:

$$\begin{aligned} f'_{A_2} - f'_{A_1} = (f'_{A_1} - f_G - f_{D_{S_1K}})\Big(&\frac{(x_A - x_{S_2})\dot{x}_{S_2} + (y_A - y_{S_2})\dot{y}_{S_2} + (z_A - z_{S_2})\dot{z}_{S_2}}{\sqrt{(x_A - x_{S_2})^2 + (y_A - y_{S_2})^2 + (z_A - z_{S_2})^2}\,c} - \\ &- \frac{(x_A - x_{S_1})\dot{x}_{S_1} + (y_A - y_{S_1})\dot{y}_{S_1} + (z_A - z_{S_1})\dot{z}_{S_1}}{\sqrt{(x_A - x_{S_1})^2 + (y_A - y_{S_1})^2 + (z_A - z_{S_1})^2}\,c}\Big) + f'_{A_2}\frac{\dot{R}_{S_2K}}{c} - f'_{A_1}\frac{\dot{R}_{S_1K}}{c}, \end{aligned} \tag{10}$$

Выражение (10), содержащее три неизвестных переменные x_A, y_A и z_A, преобразуют к виду:

$$\begin{aligned} &\frac{(x_A - x_{S_2})\dot{x}_{S_2} + (y_A - y_{S_2})\dot{y}_{S_2} + (z_A - z_{S_2})\dot{z}_{S_2}}{\sqrt{(x_A - x_{S_2})^2 + (y_A - y_{S_2})^2 + (z_A - z_{S_2})^2}} - \\ &- \frac{(x_A - x_{S_1})\dot{x}_{S_1} + (y_A - y_{S_1})\dot{y}_{S_1} + (z_A - z_{S_1})\dot{z}_{S_1}}{\sqrt{(x_A - x_{S_1})^2 + (y_A - y_{S_1})^2 + (z_A - z_{S_1})^2}} = \dot{R}_{2,1}, \end{aligned} \tag{11}$$

где коэффициент в правой части $\dot{R}_{2,1}$ – разность радиальных скоростей СР относительно АТ в моменты времени t_2 и t_1, которая вычисляется в соответствии с выражением:

$$\dot{R}_{2,1} = \frac{(c - \dot{R}_{S_2K})\,f'_{A_2} - (c - \dot{R}_{S_1K})\,f'_{A_1}}{f'_{A_1} - f_G - f_{D_{S_1K}}}\ .$$

Аналогично преобразуя (3), с учетом (5), (6), (8) и (9) получают:

$$\frac{(x_A - x_{S_3})\dot{x}_{S_3} + (y_A - y_{S_3})\dot{y}_{S_3} + (z_A - z_{S_3})\dot{z}_{S_3}}{\sqrt{(x_A - x_{S_3})^2 + (y_A - y_{S_3})^2 + (z_A - z_{S_3})^2}} - \\ - \frac{(x_A - x_{S_1})\dot{x}_{S_1} + (y_A - y_{S_1})\dot{y}_{S_1} + (z_A - z_{S_1})\dot{z}_{S_1}}{\sqrt{(x_A - x_{S_1})^2 + (y_A - y_{S_1})^2 + (z_A - z_{S_1})^2}} = \dot{R}_{3,1}, \tag{12}$$

где коэффициент в правой части $\dot{R}_{3,1}$ – разность радиальных скоростей СР относительно АТ в моменты времени t_3 и t_1, которая вычисляется в соответствии с выражением:

$$\dot{R}_{3,1} = \frac{(c - \dot{R}_{S_3K})\, f'_{A_3} - (c - \dot{R}_{S_1K})\, f'_{A_1}}{f'_{A_1} - f_G - f_{D_{S_1K}}} \ .$$

В предположении, что АТ расположен на земной поверхности, имеющей форму референц-эллипсоида с большой a и малой b полуосями, составляют еще одно уравнение с переменными x_A, y_A и z_A:

$$\sqrt{b^2 x_A^2 + b^2 y_A^2 + a^2 z_A^2} = R_{3_A}. \tag{13}$$

ПП d_3, характеризующий референц-эллипсоид с большой a и малой b полуосями, определяется в соответствии с выражением [10]:

$$R_{3_A} = ab.$$

Уравнения (11), (12) и (13) в совокупности образуют систему уравнений

$$\begin{cases} \dfrac{(x_A - x_{S_2})\dot{x}_{S_2} + (y_A - y_{S_2})\dot{y}_{S_2} + (z_A - z_{S_2})\dot{z}_{S_2}}{\sqrt{(x_A - x_{S_2})^2 + (y_A - y_{S_2})^2 + (z_A - z_{S_2})^2}} - \\ - \dfrac{(x_A - x_{S_1})\dot{x}_{S_1} + (y_A - y_{S_1})\dot{y}_{S_1} + (z_A - z_{S_1})\dot{z}_{S_1}}{\sqrt{(x_A - x_{S_1})^2 + (y_A - y_{S_1})^2 + (z_A - z_{S_1})^2}} = \dot{R}_{2,1}, \\ \dfrac{(x_A - x_{S_3})\dot{x}_{S_3} + (y_A - y_{S_3})\dot{y}_{S_3} + (z_A - z_{S_3})\dot{z}_{S_3}}{\sqrt{(x_A - x_{S_3})^2 + (y_A - y_{S_3})^2 + (z_A - z_{S_3})^2}} - \\ - \dfrac{(x_A - x_{S_1})\dot{x}_{S_1} + (y_A - y_{S_1})\dot{y}_{S_1} + (z_A - z_{S_1})\dot{z}_{S_1}}{\sqrt{(x_A - x_{S_1})^2 + (y_A - y_{S_1})^2 + (z_A - z_{S_1})^2}} = \dot{R}_{3,1}, \\ \sqrt{b^2 x_A^2 + b^2 y_A^2 + a^2 z_A^2} = R_{3_A}. \end{cases} \tag{14}$$

Для решения системы уравнений второго порядка (14) применяют итерационный алгоритм, включающий следующие этапы:

Этап 1. Задают произвольные, но для быстрой сходимости наиболее правдоподобные опорные координаты АТ: x'_A, y'_A, z'_A.

Этап 2. Определяют значения функций $\dot{R}'_{2,1}$, $\dot{R}'_{3,1}$ и R'_{3_A} системы уравнений (14) в точке с опорными координатами АТ x'_A, y'_A, z'_A :

$$\dot{R}'_{2,1} = \frac{(x'_A - x_{S_2})\dot{x}_{S_2} + (y'_A - y_{S_2})\dot{y}_{S_2} + (z'_A - z_{S_2})\dot{z}_{S_2}}{\sqrt{(x'_A - x_{S_2})^2 + (y'_A - y_{S_2})^2 + (z'_A - z_{S_2})^2}} -$$

$$- \frac{(x'_A - x_{S_1})\dot{x}_{S_1} + (y'_A - y_{S_1})\dot{y}_{S_1} + (z'_A - z_{S_1})\dot{z}_{S_1}}{\sqrt{(x'_A - x_{S_1})^2 + (y'_A - y_{S_1})^2 + (z'_A - z_{S_1})^2}},$$

$$\dot{R}'_{3,1} = \frac{(x'_A - x_{S_3})\dot{x}_{S_3} + (y'_A - y_{S_3})\dot{y}_{S_3} + (z'_A - z_{S_3})\dot{z}_{S_3}}{\sqrt{(x'_A - x_{S_3})^2 + (y'_A - y_{S_3})^2 + (z'_A - z_{S_3})^2}} -$$

$$- \frac{(x'_A - x_{S_1})\dot{x}_{S_1} + (y'_A - y_{S_1})\dot{y}_{S_1} + (z'_A - z_{S_1})\dot{z}_{S_1}}{\sqrt{(x'_A - x_{S_1})^2 + (y'_A - y_{S_1})^2 + (z'_A - z_{S_1})^2}},$$

$$R'_{3_A} = \sqrt{b^2 x'^2_A + b^2 y'^2_A + a^2 z'^2_A}.$$

Этап 3. Рассчитывают невязки q_4, q_5 и q_6 по формулам

$$q_4 = \dot{R}_{2,1} - \dot{R}'_{2,1}, \quad q_5 = \dot{R}_{3,1} - \dot{R}'_{3,1}, \quad q_6 = R_{3_A} - R'_{3_A}.$$

Этап 4. Составляют систему трех линейных уравнений, в которой в качестве неизвестных выступают поправки к точке с опорными координатами АТ Δx_A, Δy_A и Δz_A, на основе разложений функций $\dot{R}_{2,1}, \dot{R}_{3,1}$ и R_{3_A} в ряды Тейлора с точностью до первых производных:

$$\begin{cases} \dfrac{\partial \dot{R}_{2,1}}{\partial x'_A}\Delta x_A + \dfrac{\partial \dot{R}_{2,1}}{\partial y'_A}\Delta y_A + \dfrac{\partial \dot{R}_{2,1}}{\partial z'_A}\Delta z_A = q_4, \\ \dfrac{\partial \dot{R}_{3,1}}{\partial x'_A}\Delta x_A + \dfrac{\partial \dot{R}_{3,1}}{\partial y'_A}\Delta y_A + \dfrac{\partial \dot{R}_{3,1}}{\partial z'_A}\Delta z_A = q_5, \\ \dfrac{\partial R^2_{3_A}}{\partial x'_A}\Delta x_A + \dfrac{\partial R^2_{3_A}}{\partial y'_A}\Delta y_A + \dfrac{\partial R^2_{3_A}}{\partial z'_A}\Delta z_A = q_6, \end{cases} \tag{15}$$

где значения частных производных в точке с опорными координатами АТ x'_A, y'_A, z'_A равны:

$$\frac{\partial \dot{R}_{2,1}}{\partial x'_A} = \frac{\dot{x}_{S_2}}{R'_{S_2A}} - \frac{\dot{R}'_{S_2A}(x'_A - x_{S_2})}{R'^2_{S_2A}} - \frac{\dot{x}_{S_1}}{R'_{S_1A}} + \frac{\dot{R}'_{S_1A}(x'_A - x_{S_1})}{R'^2_{S_1A}},$$

$$\frac{\partial \dot{R}_{2,1}}{\partial y'_A} = \frac{\dot{y}_{S_2}}{R'_{S_2A}} - \frac{\dot{R}'_{S_2A}(y'_A - y_{S_2})}{R'^2_{S_2A}} - \frac{\dot{y}_{S_1}}{R'_{S_1A}} + \frac{\dot{R}'_{S_1A}(y'_A - y_{S_1})}{R'^2_{S_1A}},$$

$$\frac{\partial \dot{R}_{2,1}}{\partial z'_A} = \frac{\dot{z}_{S_2}}{R'_{S_2A}} - \frac{\dot{R}'_{S_2A}(z'_A - z_{S_2})}{R'^2_{S_2A}} - \frac{\dot{z}_{S_1}}{R'_{S_1A}} + \frac{\dot{R}'_{S_1A}(z'_A - z_{S_1})}{R'^2_{S_1A}},$$

$$\frac{\partial \dot{R}_{3,1}}{\partial x'_A} = \frac{\dot{x}_{S_3}}{R'_{S_3A}} - \frac{\dot{R}'_{S_3A}(x'_A - x_{S_3})}{R'^2_{S_3A}} - \frac{\dot{x}_{S_1}}{R'_{S_1A}} + \frac{\dot{R}'_{S_1A}(x'_A - x_{S_1})}{R'^2_{S_1A}},$$

$$\frac{\partial \dot{R}_{3,1}}{\partial y'_A} = \frac{\dot{y}_{S_3}}{R'_{S_3A}} - \frac{\dot{R}'_{S_3A}(y'_A - y_{S_3})}{R'^2_{S_3A}} - \frac{\dot{y}_{S_1}}{R'_{S_1A}} + \frac{\dot{R}'_{S_1A}(y'_A - y_{S_1})}{R'^2_{S_1A}},$$

$$\frac{\partial \dot{R}_{3,1}}{\partial z'_A} = \frac{\dot{z}_{S_3}}{R'_{S_3A}} - \frac{\dot{R}'_{S_3A}(z'_A - z_{S_3})}{R'^2_{S_3A}} - \frac{\dot{z}_{S_1}}{R'_{S_1A}} + \frac{\dot{R}'_{S_1A}(z'_A - z_{S_1})}{R'^2_{S_1A}},$$

$$\frac{\partial R_{3_A}}{\partial x'_A} = \frac{b^2 x'_A}{R'_{3_A}}, \quad \frac{\partial R_{3_A}}{\partial y'_A} = \frac{b^2 y'_A}{R'_{3_A}}, \quad \frac{\partial R_{3_A}}{\partial z'_A} = \frac{a^2 z'_A}{R'_{3_A}}.$$

а, расстояния $R'_{S_1A}, R'_{S_2A}, R'_{S_3A}$ от СР в моменты времени t_1, t_2, t_3 до точки с опорными координатами АТ x'_A, y'_A, z'_A и радиальные скорости $\dot{R}'_{S_1A}, \dot{R}'_{S_2A}, \dot{R}'_{S_3A}$ СР в моменты времени t_1, t_2, t_3 относительно точки с опорными координатами АТ x'_A, y'_A, z'_A равны:

$$R'_{S_1A} = \sqrt{(x'_A - x_{S_1})^2 + (y'_A - y_{S_1})^2 + (z'_A - z_{S_1})^2},$$

$$R'_{S_2A} = \sqrt{(x'_A - x_{S_2})^2 + (y'_A - y_{S_2})^2 + (z'_A - z_{S_2})^2},$$

$$R'_{S_3A} = \sqrt{(x'_A - x_{S_3})^2 + (y'_A - y_{S_3})^2 + (z'_A - z_{S_3})^2},$$

$$\dot{R}'_{S_1A} = \frac{(x'_A - x_{S_1})\dot{x}_{S_1} + (y'_A - y_{S_1})\dot{y}_{S_1} + (z'_A - z_{S_1})\dot{z}_{S_1}}{R'_{S_1A}},$$

$$\dot{R}'_{S_2A} = \frac{(x'_A - x_{S_2})\dot{x}_{S_2} + (y'_A - y_{S_2})\dot{y}_{S_2} + (z'_A - z_{S_2})\dot{z}_{S_2}}{R'_{S_2A}},$$

$$\dot{R}'_{S_3A} = \frac{(x'_A - x_{S_3})\dot{x}_{S_3} + (y'_A - y_{S_3})\dot{y}_{S_3} + (z'_A - z_{S_3})\dot{z}_{S_3}}{R'_{S_3A}}.$$

Этап 5. Решают систему трех линейных уравнений (15), с тремя неизвестными одним из известных методов, например, методом Крамера.

Результатом решения системы уравнений (15) выступают поправки к опорным координатам АТ Δx_A, Δy_A, Δz_A.

Этап 6. Определяют новые опорные координаты АТ x''_A, y''_A, z''_A:

$x''_A = x'_A + \Delta x_A$; $y''_A = y'_A + \Delta y_A$; $z''_A = z'_A + \Delta z_A$.

Этапы 1...6 в совокупности образуют первую итерацию. Далее итерации повторяют, используя каждый раз новые опорные координаты АТ, полученные на этапе 6 предыдущей итерации. Количество необходимых итераций зависит от корректности выбора начальных опорных координаты (этап 1) и требуемой точности определения координат АТ.

Окончательно, в качестве координат АТ x_A, y_A, z_A принимают значения опорных координат АТ на последней итерации.

Дальнейшее увеличение количества измерений ($N \geq 4$) приводит к повышению точности определения местоположения АТ и к сопутствующему увеличению времени определения координат АТ.

Алгоритм определения местоположения АТ с помощью СР на низкой околоземной орбите для $N \geq 4$ моментов измерения будет аналогичен описанному алгоритму, с той лишь разницей, что система уравнений (14), будет содержать N (более четырех) уравнений второго порядка с тремя неизвестными. Это в свою очередь приведет к тому, что последующая система линейных уравнений (15) с тремя неизвестными будет включать более четырех уравнений. Тогда систему (15) решают одним из известных численных методов, например, методом наименьших квадратов.

4. Заключение

Отличительной особенностью предложенного разностно-радиально-скоростной способ координатометрии абонентского терминала с использованием референц-эллипсоида является использование в нем итерационного алгоритма определения координат АТ на основании использования первых членов разложения в ряд Тейлора функций, связывающих параметры положений АТ с координатами измерителя. Представленный алгоритм может быть использован в образовательном процессе, а также при проектировании и исследовании точностных характеристик комплексов КМ.

Литература

1. Дворников С. В., Саяпин В. Н., Симонов А. Н. Теоретические основы координатометрии источников радиоизлучений. СПб.: ВАС, 2007. – 80.
2. Симонов А.Н., Волков Р.В., Дворников С.В. Основы построения и функционирования угломерных систем координатометрии источников радиоизлучений. СПб.: ВАС, 2017. – 248.
3. Simonov A., Fokin G., Sevidov V., Sivers M., Dvornikov S. Polarization direction finding method of interfering radio emission sources. // В сборнике: Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems. 2019. С. 208-219.
4. Bachevsky S.V., Fokin G.A., Simonov A.N., Sevidov V.V. Positioning of radio emission sources with unmanned aerial vehicles using TDOA-AOA measurement processing. // В сборнике: Journal of Physics: Conference Series. V International Conference on Information Technology and Nanotechnology, ITNT 2019. 2019. С. 042040.
5. Балабанов В.В., Беспалов В.Л., Кельян А.Х., Пономарев А.А., Севидов В.В., Чемаров А.О. Способ определения параметров орбиты искусственного спутника Земли. Патент на изобретение RU 2652603, 27.04.2018. Заявка № 2017121725 от 20.06.2017.
6. Агиевич С.Н., Беспалов В.Л., Ледовская Э.Г., Матюхин А.С., Подъячев П.А., Севидов В.В. Способ определения параметров орбиты искусственного спутника Земли с использованием приемных опорных реперных станций. Патент на изобретение RU 2702098 C1, 04.10.2019. Заявка № 2018127491 от 25.07.2018.
7. Агиевич С.Н., Ватутин В.М., Матюхин А.С., Модин М.И., Севидов В.В. Способ определения параметров орбиты искусственного спутника земли с использованием приемо-передающих опорных реперных станций. Патент на изобретение RU 2708883 C1, 12.12.2019. Заявка № 2018134855 от 01.10.2018.
8. Волков Р.В., Малышев С.Р., Севидов В.В., Симонов А.Н. Определение канонических параметров спутников-ретрансляторов по радиосигналам опорных реперных станций. // Труды Военно-космической академии им. А.Ф. Можайского. 2016. № 655. С. 88-92.
9. Волков Р.В., Севидов В.В., Теслевич С.Ф. Математическая модель радиосигнала, принятого комплексом радиомониторинга от спутника-ретранслятора. // Наукоемкие технологии. 2015. Т. 16. № 12. С. 44-49.
10. Волков Р.В., Севидов В.В., Богдановский С.В., Теслевич С.Ф. Модель поверхности Земли при определении местоположения земной станции по сигналам спутников-ретрансляторов. // Наукоемкие технологии. 2016. Т. 17. № 12. С. 44–50.

REFERENCES

1. Dvornikov S.V., Sayapin V.N., Simonov A.N. Theoretical bases of radio emission sources coordination. SPb.: VAS, 2007. – 80.
2. Simonov A.N., Volkov R.V., Dvornikov S.V. Bases of construction and functioning of goniometer systems of coordination of sources of radio emissions. SPb.: VAS, 2017. – 248.
3. Simonov A., Fokin G., Sevidov V., Sivers M., Dvornikov S. Polarization direction finding method of interfering radio emission sources. // V sbornike: Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems. 2019. C. 208-219.
4. Bachevsky S.V., Fokin G.A., Simonov A.N., Sevidov V.V. Positioning of radio emission sources with unmanned aerial vehicles using TDOA-AOA measurement processing. // V sbornike: Journal of Physics: Conference Series. V International Conference on Information Technology and Nanotechnology, ITNT 2019. 2019. C. 042040.
5. Balabanov V.V., Bespalov V.L., Kel'yan A.H., Ponomarev A.A., Sevidov V.V., CHemarov A.O. Sposob opredeleniya parametrov orbity iskusstvennogo sputnika Zemli. Patent na izobretenie RU 2652603, 27.04.2018. Zayavka № 2017121725 ot 20.06.2017.
6. Agievich S.N., Bespalov V.L., Ledovskaya E.G., Matyuhin A.S., Pod"yachev P.A., Sevidov V.V. Sposob opredeleniya parametrov orbity iskusstvennogo sputnika Zemli s ispol'zovaniem priemnyh opornyh repernyh stancij. Patent na izobretenie RU 2702098 C1, 04.10.2019. Zayavka № 2018127491 ot 25.07.2018.
7. Agievich S.N., Vatutin V.M., Matyuhin A.S., Modin M.I., Sevidov V.V. Sposob opredeleniya parametrov orbity iskusstvennogo sputnika zemli s ispol'zovaniem priemo-peredayushchih opornyh repernyh stancij. Patent na izobretenie RU 2708883 C1, 12.12.2019. Zayavka № 2018134855 ot 01.10.2018.
8. Volkov R.V., Malyshev S.R., Sevidov V.V., Simonov A.N. Opredelenie kanonicheskih parametrov sputnikov-retranslyatorov po radiosignalam opornyh repernyh stancij. // Trudy Voenno-kosmicheskoj akademii im. A.F. Mozhajskogo. 2016. № 655. S. 88-92.
9. Volkov R.V., Sevidov V.V., Teslevich S.F. Matematicheskaya model' radiosignala, prinyatogo kompleksom radiomonitoringa ot sputnika-retranslyatora. // Naukoemkie tekhnologii. 2015. T. 16. № 12. S. 44-49.
10. Volkov R.V., Sevidov V.V., Bogdanovskij S.V., Teslevich S.F. Model' poverhnosti Zemli pri opredelenii mestopolozheniya zemnoj stancii po signalam sputnikov-retranslyatorov. // Naukoemkie tekhnologii. 2016. T. 17. № 12. S. 44–50.

СИНТЕЗ АЛГОРИТМА МЕЖОБЗОРНОГО НАКОПЛЕНИЯ НА ФОНЕ НЕГАУССОВСКИХ КОРРЕЛИРОВАННЫХ ПОМЕХ

В. А. Белокуров

ФГБОУ ВО РГРТУ, Рязань, Россия

Аннотация. В работе рассмотрен вопрос синтеза алгоритма межобзорного накопления на фоне негауссовских коррелированных помех с использованием математического аппарата сферических инвариантных процессов. Полученный алгоритм является инвариантным к закону распределения помехи. Результаты обработки данных РЛС IPIX показывают, что синтезированный алгоритм обеспечивает выигрыш с известным алгоритмом до 1,5 дБ при вероятности ложной тревоги F=10^{-2} и трёх обзорах.

Ключевые слова: накопление; негауссовские коррелированных помехи.

SYNTHESIS OF THE ALGORITHM OF MULTI-FRAME ACCUMULATION ON THE BACKGROUND OF NON-GAUSSIAN CORRELATED CLUTTER

V. A. Belokurov

RSREU, Ryazan, Russia

Abstract. The paper considers the issue of synthesis of the algorithm of multi-frame accumulation against the background of non-Gaussian correlated noise using the mathematical apparatus of spherical invariant processes. The obtained algorithm is invariant to the law of noise distribution. The results of IPIX radar data processing show that the synthesized algorithm provides a gain with the known algorithm up to 1.5 dB with a false alarm probability F = 10^{-2} and three surveys.

Keywords: accumulation; non-Gaussian correlated interference.

1. Введение

В настоящее время перспективным направлением повышения энергетической дальности РЛС является межобзорное накопление отраженных радиолокационных сигналов. В отечественной литературе можно отметить направление, связанное с использованием оценочно-корреляционного подхода [1], предложенного Ю.Г. Сосулиным. Данный подход основан на рекуррентном вычислении отношения правдоподобия с учётом апостериорной плотности распределения вероятностей вектора оцениваемых параметров. Другой подход [2] к решению задачи межобзорного накопления отраженных радиолокационных сигналов заключается в формировании обобщённого отношения правдоподобия по возможным траекториям движения цели и сравнении с порогом максимального значения обобщённого отношения правдоподобия. Вопросы межобзорного накопления на фоне негауссовского шума рассмотрены в работах [3]. При синтезе алгоритмов предполагается априорное знание закона распределения шума. Авторы рассматривают негауссовские некоррелированные помехи. В работе [4] рассмотрен синтез алгоритма межобзорного накопления на фоне

коррелированных помех с *K*-распределением. Особенностью данных работ является то, что авторы использую априорное знание закона распределения помех.

В связи с этим, целью данной работы является синтез межобзорного алгоритма накопления на фоне негауссовских коррелированных помех, инвариантного к закону распределения шума.

2. Постановка задачи

Представим принятый сигнал $\mathbf{z}_k$ в k-м канале по дальности в виде:

$$\mathbf{z}_k = \begin{cases} \mathrm{A}\mathbf{s}_k + \mathbf{y}_k, \text{гипотеза } \mathrm{H}_1 \\ \mathbf{y}_k, \qquad\qquad \text{гипотеза } \mathrm{H}_0 \end{cases}$$

где A – амплитуда отражённого сигнала, описываемая плотностью распределения вероятности $p(\mathrm{A})$; $\mathbf{s}_k = \left[1 \quad \exp(i\varphi_\mathrm{c}) \quad \ldots \quad \exp(i(N-1)\varphi_\mathrm{c})\right]$ – вектор опорного сигнала, учитывающий модуляцию отражённого сигнала из-за эффекта Доплера; φ_c – межпериодный набег фазы отражённого сигнала, равный $\varphi_\mathrm{c} = 2\pi f_\mathrm{c} T_\mathrm{п}$; f_c – частота Доплера; $T_\mathrm{п}$ - период повторения импульсов. Вектор $\mathbf{y}_k$ в k-м канале по дальности представим в виде сложного гауссовского случайного вектора [5]:

$$\mathbf{y}_k = \sqrt{\tau_k}\,\mathbf{x}_k$$

где τ_k – скалярная случайная величина с известной плотностью распределения вероятностей $p(\tau_k)$; $\mathbf{x}_k$ – векторная комплексная случайная величина, размерностью $N \times 1$, с гауссовским законом распределения с нулевым математическим ожиданием и корреляционной матрицей $\mathbf{C}_k$, размерностью $N \times N$; N – количество импульсов в пачке. Корреляционная матрица вектора $\mathbf{y}_k$ имеет вид: $\mathbf{R}_k = \mathrm{M}\left\{\mathbf{y}_k \mathbf{y}_k^\mathrm{H}\right\} = \mathrm{M}\left\{\tau_k\right\}\mathbf{C}_k$. Случайные величины τ_k между каналами дальности статистически независимые. Переменная k меняется в диапазоне 0...N_R-1, где N_R – число каналов по дальности

Плотность распределения вектора $\mathbf{z}_k$ при гипотезе H_1 имеет вид:

$$p(\mathbf{z}_k \,|\, \mathrm{H}_1) = \int_0^\infty \frac{1}{(\pi\tau_k)^N \det(\mathbf{R}_k)} \exp\left(-\frac{(\mathbf{z}_k - \mathrm{A}\mathbf{s}_k)^\mathrm{H} \mathbf{R}_k^{-1} (\mathbf{z}_k - \mathrm{A}\mathbf{s}_k)}{\tau_k}\right) p(\tau_k)\,\mathrm{d}\tau_k$$

где $^\mathrm{H}$ – символ комплексного сопряжения и транспонирования; det() - определитель матрицы.

Плотность распределения вектора $\mathbf{z}_k$ при гипотезе H_0 имеет вид:

$$p(\mathbf{z}_k \,|\, \mathrm{H}_0) = \int_0^\infty \frac{1}{(\pi\tau_k)^N \det(\mathbf{R}_k)} \exp\left(-\frac{\mathbf{z}_k^\mathrm{H} \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{z}_k}{\tau_k}\right) p(\tau_k)\,\mathrm{d}\tau_k .$$

Отношение правдоподобия для одного k-го канала по дальности имеет вид:

$$\lambda(\mathbf{z}_k) = \frac{\displaystyle\int_0^\infty \frac{1}{(\pi\tau_k)^N} \exp\left(-\frac{(\mathbf{z}_k - \mathrm{A}\mathbf{s}_k)^\mathrm{H} \mathbf{R}_k^{-1} (\mathbf{z}_k - \mathrm{A}\mathbf{s}_k)}{\tau_k}\right) p(\tau_k)\,\mathrm{d}\tau_k}{\displaystyle\int_0^\infty \frac{1}{(\pi\tau_k)^N} \exp\left(-\frac{\mathbf{z}_k^\mathrm{H} \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{z}_k}{\tau_k}\right) p(\tau_k)\,\mathrm{d}\tau_k} .$$

В данной работе ставится задачи синтеза алгоритма межобзорного накопления отражённых радиолокационных сигналов с K обзоров, описываемых в виде сферических инвариантных процессов. Полученные в результате синтеза алгоритм тестируются на реальных данных, полученных с помощью РЛС IPIX.

3. Синтез алгоритма обнаружения

Обозначим $\mathbf{Z}^{(l)}_{(i,\alpha,\beta)}$ массив данных после АЦП двух квадратурных каналов, соответствующих i-му каналу по дальности, α -му каналу по азимуту и β -му каналу по углу места.

Отношение правдоподобия для l-й возможной гипотезы движения цели при накоплении данных с K обзоров имеет вид:

$$\lambda_l = \prod_{k=0}^{K-1} \frac{h_N\left(\left(\mathbf{Z}^{(l)}_{(i,\alpha,\beta)_k} - A^{(l)}_{(i,\alpha,\beta)_k}\mathbf{s}^{(l)}_j\right)^{\mathrm{H}}\left(\mathbf{C}^{(l)}_{(i,\alpha,\beta)_k}\right)^{-1}\left(\mathbf{Z}^{(l)}_{(i,\alpha,\beta)_k} - A^{(l)}_{(i,\alpha,\beta)_k}\mathbf{s}^{(l)}_j\right)\right)}{h_N\left(\left(\mathbf{Z}^{(l)}_{(i,\alpha,\beta)_k}\right)^{\mathrm{H}}\left(\mathbf{C}^{(l)}_{(i,\alpha,\beta)_k}\right)^{-1}\mathbf{Z}^{(l)}_{(i,\alpha,\beta)_k}\right)}, \qquad (1)$$

где $\mathbf{s}^{(l)}_j = \left[1 \quad \exp(\mathrm{i}(j + k\Delta V^{(l)}_k)) \quad \ldots \quad \exp(\mathrm{i}(N-1)(j + k\Delta V^{(l)}_k))\right]$ — модель опорного сигнала, соответствующая настройке $\left(j + k\Delta V^{(l)}_k\right)$-го канала по скорости; $A^{(l)}_{(i,\alpha,\beta)_k}$ — амплитуда отражённого сигнала на k-м обзоре в $i + k\Delta R^{(l)}_k$-м канале по дальности; $\alpha + k\Delta\alpha^{(l)}_k$-м канале по азимуту, $\beta + k\Delta\beta^{(l)}_k$-м канале по углу места, i — мнимая единица; $h_N(x) = \int_0^\infty \frac{1}{(\pi\tau)^N}\exp(-\frac{x}{\tau})\,p(\tau)\mathrm{d}\tau$ — монотонная функция; $\mathbf{C}^{(l)}_{(i,\alpha,\beta)_k}$ — корреляционная матрица помехи в $i + k\Delta R^{(l)}_k$-м канале по дальности, $\alpha + k\Delta\alpha^{(l)}_k$-м канале по азимуту, $\beta + k\Delta\beta^{(l)}_k$-м канале по углу места.

Амплитуда отражённого сигнала неизвестна, подставим в выражение (1) оценку амплитуды, которая может быть представлена в виде [6]:

$$\hat{A}^{(l)}_{(i,\alpha,\beta)_k} = \frac{\left(\mathbf{s}^{(l)}_j\right)^{\mathrm{H}}\left(\mathbf{C}^{(l)}_{(i,\alpha,\beta)_k}\right)^{-1}\mathbf{Z}^{(l)}_{(i,\alpha,\beta)_k}}{\left(\mathbf{s}^{(l)}_j\right)^{\mathrm{H}}\left(\mathbf{C}^{(l)}_{(i,\alpha,\beta)_k}\right)^{-1}\mathbf{s}^{(l)}_j}.$$

Возможная гипотеза движения цели априорно неизвестна, поэтому максимизируем выражение (1) по всем возможным гипотезам движения цели за K обзоров, начинающей движение из (i, j, α, β) канала:

$$\lambda_{i,j,\alpha,\beta} = \max_{l\in N_{\mathrm{h}}}\left(\lambda_l\right) =$$

$$= \max_{l\in N_{\mathrm{h}}} \prod_{k=0}^{K-1} \frac{h_N\left(\left(\mathbf{Z}^{(l)}_{(i,\alpha,\beta)_k}\right)^{\mathrm{H}}\left(\mathbf{C}^{(l)}_{(i,\alpha,\beta)_k}\right)^{-1}\mathbf{Z}^{(l)}_{(i,\alpha,\beta)_k} - \frac{\left|\left(\mathbf{s}^{(l)}_j\right)^{\mathrm{H}}\left(\mathbf{C}^{(l)}_{(i,\alpha,\beta)_k}\right)^{-1}\mathbf{Z}^{(l)}_{(i,\alpha,\beta)_k}\right|^2}{\left(\mathbf{s}^{(l)}_j\right)^{\mathrm{H}}\left(\mathbf{C}^{(l)}_{(i,\alpha,\beta)_k}\right)^{-1}\mathbf{s}^{(l)}_j}\right)}{h_N\left(\left(\mathbf{Z}^{(l)}_{(i,\alpha,\beta)_k}\right)^{\mathrm{H}}\left(\mathbf{C}^{(l)}_{(i,\alpha,\beta)_k}\right)^{-1}\mathbf{Z}^{(l)}_{(i,\alpha,\beta)_k}\right)}. \qquad (2)$$

Представить в явном виде числитель и знаменатель в выражении (2) невозможно [7]. В связи, с этим используем аппроксимацию функции $h_N(x)$ в виде:

$$h_N(x) \approx \frac{\Gamma(N)}{2\sqrt{N}} x^{-N+0,5} p(\sqrt{\frac{x}{N}}).$$

Подставляя последнее выражение в формулу (2) и проводя соответствующие преобразования, отношение правдоподобия запишем в вид:

$$\lambda_{i,j,\alpha,\beta} = \max_{l \in N_{\text{h}}} \left(\lambda_l\right) =$$

$$= \max_{l \in N_{\text{h}}} \prod_{k=0}^{K-1} \left(\frac{1}{1 - \frac{\left| \left(\mathbf{s}_j^{(l)}\right)^{\text{H}} \left(\mathbf{C}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)}\right)^{-1} \mathbf{Z}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \right|^2}{\left(\mathbf{Z}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)}\right)^{\text{H}} \left(\mathbf{C}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)}\right)^{-1} \mathbf{Z}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \left(\mathbf{s}_j^{(l)}\right)^{\text{H}} \left(\mathbf{C}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)}\right)^{-1} \mathbf{s}_j^{(l)}}} \right). \quad (3)$$

Одним из достоинств использования математического аппарата сферических инвариантных процессов является то, что данные процессы включают в себя большой набор различных законов распределения [5]: Релея, экспоненциального, *K*-распределения, обобщённого *K*-распределения, Вейбулла, инверсного гамма-распределение и других, за исключением, логнормального. Каждый закон распределения в рамках сферических инвариантных процессов описывается своей функцией $h_N(x)$.

Учитывая, что корреляционная матрица $\mathbf{C}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)}$ априорно неизвестна, в соответствии с адаптивным байесовским подходом подставим в выражение (3) оценку корреляционной матрицы [8], не зависящую от мощности помехи:

$$\hat{\mathbf{C}}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)} = \frac{N}{N_{\text{C}}} \sum_{m=0}^{N_{\text{C}}-1} \frac{\mathbf{Z}_{(i+m,\alpha,\beta)_k}^{(l)} \left(\mathbf{Z}_{(i+m,\alpha,\beta)_k}^{(l)}\right)^{\text{H}}}{\left(\mathbf{Z}_{(i+m,\alpha,\beta)_k}^{(l)}\right)^{\text{H}} \mathbf{Z}_{(i+m,\alpha,\beta)_k}^{(l)}} \quad (3)$$

где N_{C} — объем обучающей выборки, используемой для оценки корреляционной матрицы $\mathbf{C}_{(i,\alpha,\beta)_k}^{(l)}$.

4. Результаты эксперимента

Сравнение синтезированного алгоритма с известным проводилось на основе обработки экспериментальных данных, полученных с помощью РЛС IPIX. Параметры РЛС: несущая частота 9,39 ГГц; мощность излучения 8 кВт; период повторения импульсов от 0 до 20 мс; разрешение по дальности может меняться в диапазоне от 30 м до 150 м. Режим работы: разрешение по дальности 30 м, период повторения импульсов 1 мс. Данные в каждом файле сгруппированы по 14 каналов дальности. Цель представляет собой пенопластовый буй обтянутый металлической проволокой.

На первом этапе проводился анализ законов распределения помех в каналах по дальности. Рассматривались следующие виды законов распределения: *K*-распределение; инверсное гамма-распределение; обобщённое *K*-распределение; логнормальное распределение. Использование критерия "Хи-квадрат" показывает, что закон распределения помехи в каналах по дальности меняется. В частности, для данных, представленных в файле 19931108_213827_starea.cdf, в каналах по дальности с 1 по 5 наиболее близким является инверсное гамма-распределение, в каналах по дальности с 6 по 7 наиболее близким является *K*-распределение.

Сравнение синтезированного алгоритма проводилось с известным из работы [9]. Результаты показаны на рисунке 1.

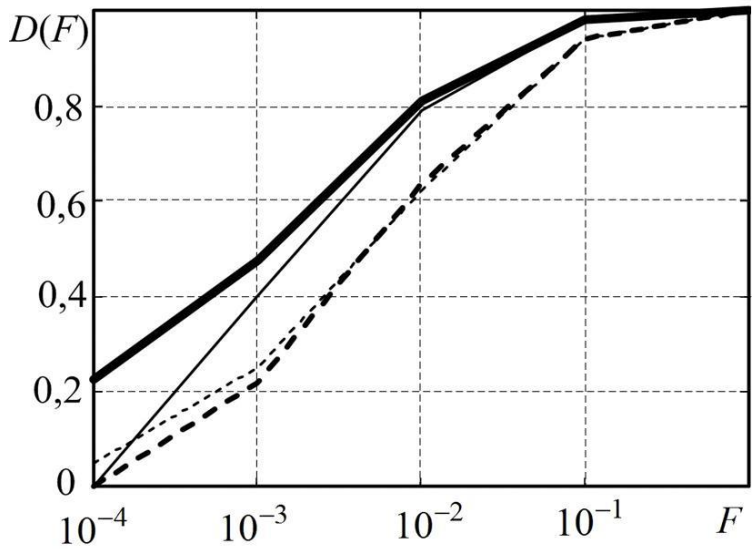


Рис. 1.

Результаты обработки экспериментальных данных, приведенные на рисунке 1, построены для случая *K*=1,2,3. Данные использованы из файла 19931107_135603_starea.cdf. Число импульсов в пачке *N*=16. Число пачек, используемых для вычисления оценки корреляционной матрицы, N_C=8*N*. В данном эксперименте цель находится в 9-м канале по дальности. Отношение сигнал-помеха лежит в диапазоне от 0 дБ до 6 дБ. На рисунке 1 сплошная жирная линия соответствует алгоритму (3) с вычислением порога обнаружения на основе распределения Парето, *K*=2; тонкая сплошная — известному алгоритму, *K*=2. Пунктирная жирная линия — алгоритму (3) при *K*=1; пунктирная тонкая линия — известному алгоритму при *K*=1.

5. Заключение

Таким образом, в данной работе синтезирован алгоритм межобзорного накопления отражённых сигналов на фоне негауссовских коррелированных помех инвариантный к закону распределения помех. Путём обработки экспериментальных данных с РЛС IPIX показано, что разработанный алгоритм межобзорного накопления обеспечивает выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум 1,5 дБ по сравнению с известным.

Литература

1. Ширман Я.Д., Манжос Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех . М.: Радио и связь, 1981. - 416 с.
2. Bussy S., Lops M., Venturino L. Track-before-detect procedures for early detection of moving target from airborne radars // IEEE Transactions on aerospace ans electronic systems. № 6. 2005. P. 937-954.
3. Daikun Z., Shouyong W. and Xing Q A Dynamic programming track-before-detect algorithm based on local linearization for non-gaussian clutter background // Chinese Journal of Electronics, Vol.25, No.3, May 2016, P. 583-590.
4. Abramovich Y., Besson O. Fluctuation target detection in fluctuating *K*-distributed clutter // IEEE Signal processing letters. 2015. №10. PP. 1791-1795.
5. Weiner M. Adaptive antennas and receivers. Tayler and Francis group.2006. P. 1207.
6. Kay S. Fundamental of statistical signal processing. Detection theory.
7. Conte E., Lops M., Ricci G. Asymptotically optimum radar detection in compound-gaussian clutter // IEEE Transactions on aerospace and electronic systems. — Vol. 31, No. 2. — 1995. — P.617-625.
8. Conte E., De Maio A., Ricci G. Covariance matrix estimation for adaptive cfar detection in compound-gaussian clutter // IEEE Transactions on aerospace and electronic systems. — Vol. 31. No. 2. — 2002. — P.415-426.

References

1. Shirman Y.D., Manjos . Theory and technique of processing radar information against the background of interference. M.: Radio and communication, 1981. - 416 c.
2. Bussy S., Lops M., Venturino L. Track-before-detect procedures for early detection of moving target from airborne radars // IEEE Transactions on aerospace ans electronic systems. № 6. 2005. P. 937-954.
3. Daikun Z., Shouyong W. and Xing Q A Dynamic programming track-before-detect algorithm based on local linearization for non-gaussian clutter background // Chinese Journal of Electronics, Vol.25, No.3, May 2016, P. 583-590.
4. Abramovich Y., Besson O. Fluctuation target detection in fluctuating *K*-distributed clutter // IEEE Signal processing letters. 2015. №10. PP. 1791-1795.
5. Weiner M. Adaptive antennas and receivers. Tayler and Francis group.2006. P. 1207.
6. Kay S. Fundamental of statistical signal processing. Detection theory.
7. Conte E., Lops M., Ricci G. Asymptotically optimum radar detection in compound-gaussian clutter // IEEE Transactions on aerospace and electronic systems. — Vol. 31, No. 2. — 1995. — P.617-625.
8. Conte E., De Maio A., Ricci G. Covariance matrix estimation for adaptive cfar detection in compound-gaussian clutter // IEEE Transactions on aerospace and electronic systems. — Vol. 31. No. 2. — 2002. — P.415-426.

СПОСОБ СОПОСТАВЛЕНИЯ ТОЧНОСТИ ПАССИВНЫХ МНОГОПОЗИЦИОННЫХ РЛС РАЗЛИЧНОЙ КОНФИГУРАЦИИ

А. Г. Охрименко[1]

[1]Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Белгородский государственный национальный исследовательский университет» (НИУ «БелГУ»), Белгород, Россия

Аннотация. Разработка и ввод в эксплуатацию пассивных многопозиционных РЛС определения координат источников сигналов сопряжена с выбором и/или синтезом алгоритма оценивания координат. Для сопоставления характеристик точности МПРЛС различной конфигурации предложен интегральный показатель, который учитывает взаимное расположение пунктов многопозиционной РЛС и источника сигналов. Показано, что среднеквадратическая ошибка определения дальности практически не зависит от азимута источника сигналов в случае, когда точность оценки представлена как функция предложенного интегрального показателя.

Ключевые слова: многопозиционная РЛС; пассивная МПРЛС; определение координат; точность оценки координат.

A WAY TO COMPARE THE ACCURACY OF PASSIVE MULTI-POSITION RADARS OF DIFFERENT CONFIGURATIONS

A. G. Okhrimenko[1]

[1]Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education «Belgorod State University» (Research University «BelSU»), Belgorod, Russia

Abstract. The development and deployment of passive multi-position radar stations to determine the coordinates of signal sources is associated with the selection and/or synthesis of an algorithm to estimate the coordinates. To compare the accuracy characteristics of multi-position radars of different configurations, an integral index, which takes into account the mutual location of points of the multi-position radar and the source of signals, is proposed. It is shown that the RMS error of range determination is practically independent of the azimuth of the signal source in the case when the estimation accuracy is represented as a function of the proposed integral index.

Keywords: multi-position radar; passive multi-position radar; coordinate determination; coordinate estimation accuracy.

1. Введение

Многопозиционные РЛС (МПРЛС) являются перспективными радиотехническими средствами для различных областей применения. В [1] приведены достоинства МПРЛС с указанием сложностей, которые сопровождают разработку и эксплуатацию МПРЛС. Современное развитие технологий в области радиотехники и связи открывает широкие возможности по объединения радиотехнических средств в МПРЛС. Прогресс в развитии технологической базы — миниатюризация схемотехнических элементов, разработка и внедрение эффективных методов приемо-передачи, устойчивого кодирования и обработки аналоговых и цифровых сигналов, концепция программно определяемых радиосистем создают технологическую базу для разработки сложные радиосистем, в том числе и МПРЛС. В настоящее время МПРЛС развертываются в наземной и

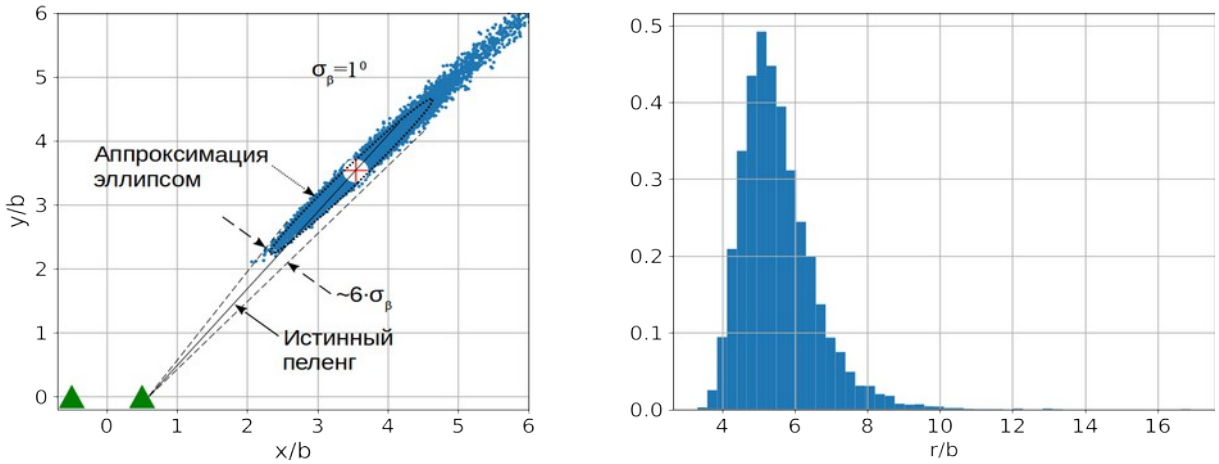
воздушной областях, а насыщение околоземного пространства ИСЗ создает предпосылки для создания МПРЛС космического базирования.

Одной из областей применения МПРЛС является определение координат источников сигналов. Для решения этой задачи используются угломерные, разностно-дальномерные и угломерно-разностно-дальномерные пассивные МПРЛС [1]. На рубеже XXI в. для данного класса МПРЛС было разработано множество алгоритмов определения координат в таких МПРЛС. Однако, сопоставление характеристик точности оценок координат пассивных МПРЛС различной конфигурации представляет собой достаточно трудную задачу. Трудность такого анализа для пассивных МПРЛС обуславливается различным числом и местоположением выносных приемных пунктов (ВПП), а также различным взаимным положением источника сигнала и пунктов МПРЛС. Эти причины существенно усложняет анализ точности МПРЛС по сравнению с анализом точности однопозиционной РЛС. Для наглядности анализа обычно ограничиваются случаем двухпозиционной МПРЛС, реже — с большим числом ВПП. Часто характеристики точности приводятся для частных случаев расположения источника сигналов относительно пунктов МПРЛС. Очевидно, что при таком подходе затруднительно проанализировать характеристики точности МПРЛС, использующие различные алгоритмы определения координат. Поэтому в настоящее время отсутствуют простые способы сопоставления характеристик точности оценок координат пассивных МПРЛС, хотя ранее в [2 – 5] были предложены некоторые подходы для удобного представления характеристик точности пассивных МПРЛС.

2. Известные способы представления характеристик точности оценок координат пассивных МПРЛС

Точность оценки координат пассивной МПРЛС обычно характеризуется матрицей точности [1, 6]. Для наглядного представления точности МПРЛС на координатной плоскости изображают эллипсы точности. Размер и расположение эллипса точности характеризует точность МПРЛС для данного расположения источника сигналов. При этом полагается, что оценка координат цели является не смещенной. Данное предположение верно при малых ошибках измерений для большебазовых МПРЛС. В этом случае ошибки измерения «первичных координат» (азимутов, углов места, разностей дальностей) приводят к параллельному смещению линий (плоскостей) положения, соответствующих «первичным координатам». Для малобазовых МПРЛС ошибки измерения приводят к повороту линий (плоскостей) положения (рис. 1 а), что, в свою очередь, приводит к тому, что зона рассеивания оценки координат слабо аппроксимируется эллипсом точности. Наличие аномальных ошибок измерений дополнительно искажает зону рассеивания оценки координат. Кроме того, в малобазовых МПРЛС оценки прямоугольных координат и оценка дальности имеют систематическое смещение, пропорциональное квадрату дальности до источника сигнала [1, 5]. На рис. 1 б приведена гистограмма оценки дальности, соответствующая оценкам координат на рис. 1 а, на которой хорошо видна асимметричность оценки

дальности. Данные особенности не позволяют использовать параметры эллипса точности для характеристики точности МПРЛС.



а б

Рис. 1. Особенности формирования зоны рассеивания в угломерной МПРЛС, где обозначено: «Δ» — пункты МПРЛС; «+» — истинное местоположение источника сигнала; x/b, y/b и r/b — соответственно прямоугольные координаты и дальность по отношению к базе b МПРЛС.

В [2] приведен вариант решения триангуляционной задачи для произвольного числа и расположения пунктов МПРЛС. В работе показано, что с наименьшими ошибками оцениваются координаты источников сигналов, для которых величина определителя максимальна

$$det \sum_{i=1}^{N} \langle A_i^T A_i \rangle \rightarrow max, \qquad (1)$$

где $A_i = \begin{bmatrix} \sin\beta_i & \sin\varepsilon_i & 0 \\ \cos\beta_i ¿ & 0 & ¿ -\cos\varepsilon_i \cos\beta_i \\ 0 & \sin\varepsilon_i & -\cos\varepsilon_i \sin\beta_i \end{bmatrix}$ — матрица направляющих косинусов; β_i и ε_i — азимут и угол места, измеренные на источник сигналов из i-го пункта МПРЛС; N — число пунктов МПРЛС.

Выражение (1) для плоскости ε=0 принимает вид:

$$det \sum_{i=1}^{N} \langle A_i^T A_i \rangle = \sum_{i>j}^{N} \sin^2(\beta_i - \beta_j). \qquad (2)$$

Выражение (2) имеет наглядный физический смысл — точность оценки координат наиболее высока, если пеленги пересекаются под углами близкими к прямым. Видно, что (1) содержит информацию о взаимном положении пунктов МПРЛС и источника сигналов.

В работе [3] решена задача определения плоскостных координат источника сигналов в малобазовой разностно-дальномерной МПРЛС. Подобно [2] характеристики точности такой МПРЛС пропорциональны величине определителя матрицы направляющих косинусов, который имеет вид подобный (2). Поэтому (1) может

использоваться не только для угломерных, но и для разностно-дальномерных МПРЛС при условии малобазовости как мера взаимного положения источника сигналов и пунктов МПРЛС. В [3] также приведены нормированные зоны равных значений определителя (2) для МПРЛС с 3-мя и 4-мя пунктами в качестве эквивалента рабочей зоны МПРЛС.

В работе [1] показано, что для удобства представления многомерной оценки координат в МПРЛС используют радиус шаровой среднеквадратической ошибки (СКО). В [4] для характеристики точности МПРЛС предложены такие характеристики как след, определитель, октаэдрическая и евклидовая нормы матрицы ошибок оценки координат. Предложено также для анализа точности МПРЛС использовать зависимости смещения оценки координат и норму корреляционной матрицы ошибок оценки координат как функций от величины определителя (1), (2). Однако, для сопоставления точности МПРЛС различной конфигурации значение определителя (1) для каждой конфигурации должно быть нормировано к его максимальному значению. Максимальное значение определителя (1) зависит от количества и местоположения пунктов МПРЛС, а также от положения источника сигнала. Поэтому нахождение максимального значения определителя (1) сопряжено с перебором возможных координат источника сигнала в ближней зоне МПРЛС. Неопределенность максимального значения определителя (1) не позволяет использовать нормированное значение определителя как наглядный интегральный параметр взаимного положения источника сигналов и пунктов МПРЛС для характеристик точности МПРЛС.

3. Способ сопоставления точности пассивных многопозиционных РЛС различной конфигурации

В [7] приведен алгоритм оценки координат в угломерно-разностно-дальномерной МПРЛС. Точность оценки координат, получаемого с помощью данного алгоритма, прямо пропорциональна величине

$$\sum_{i=1}^{L}\left(1-H_i^T H\right), \tag{3}$$

где $H_i^T=\left[\cos\varepsilon_i\cos\beta_i, \cos\varepsilon_i\sin\beta_i, \sin\varepsilon_i\right]$ — направляющий вектор из i-го ВПП; β_i и ε_i — азимут и угол места, измеренные на источник сигналов из i-го ВПП МПРЛС; $H^T=\left[\cos\varepsilon\cos\beta, \cos\varepsilon\sin\beta, \sin\varepsilon\right]$ — направляющий вектор из центрального пункта МПРЛС; β и ε — азимут и угол места, измеренные на источник сигналов из центрального пункта МПРЛС; L — число ВПП МПРЛС.

Представим (3) в виде

$$\sum_{i=1}^{L}\left(1-H_i^T H\right)=L-\sum_{i=1}^{L}H_i^T H$$

и нормируя на количество ВПП МПРЛС, окончательно получим

$$\alpha=1-\frac{1}{L}\sum_{i=1}^{L}H_i^T H. \tag{4}$$

Для случая расположения пунктов МПРЛС и источника сигналов на плоскости (4) принимает вид

$$\alpha = 1 - \frac{1}{L}\sum_{i=1}^{L}\cos\left(\beta_i - \beta\right), \qquad (5)$$

где β_i — пеленг на источник сигналов из i-го ВПП; β — пеленг на источник сигналов из центрального пункта МПРЛС.

Анализ (4) и (5) показывает, что с наибольшей точностью оцениваются координаты источников сигналов, пеленги на которые из ВПП близки к прямому углу к пеленгу из центрального пункта МПРЛС. Максимальное значение показателя (4), (5) не превышает единицы, что удовлетворяет условию нормировки. На рис. 2 приведены зоны равных значений показателя (5) для различных конфигураций МПРЛС.

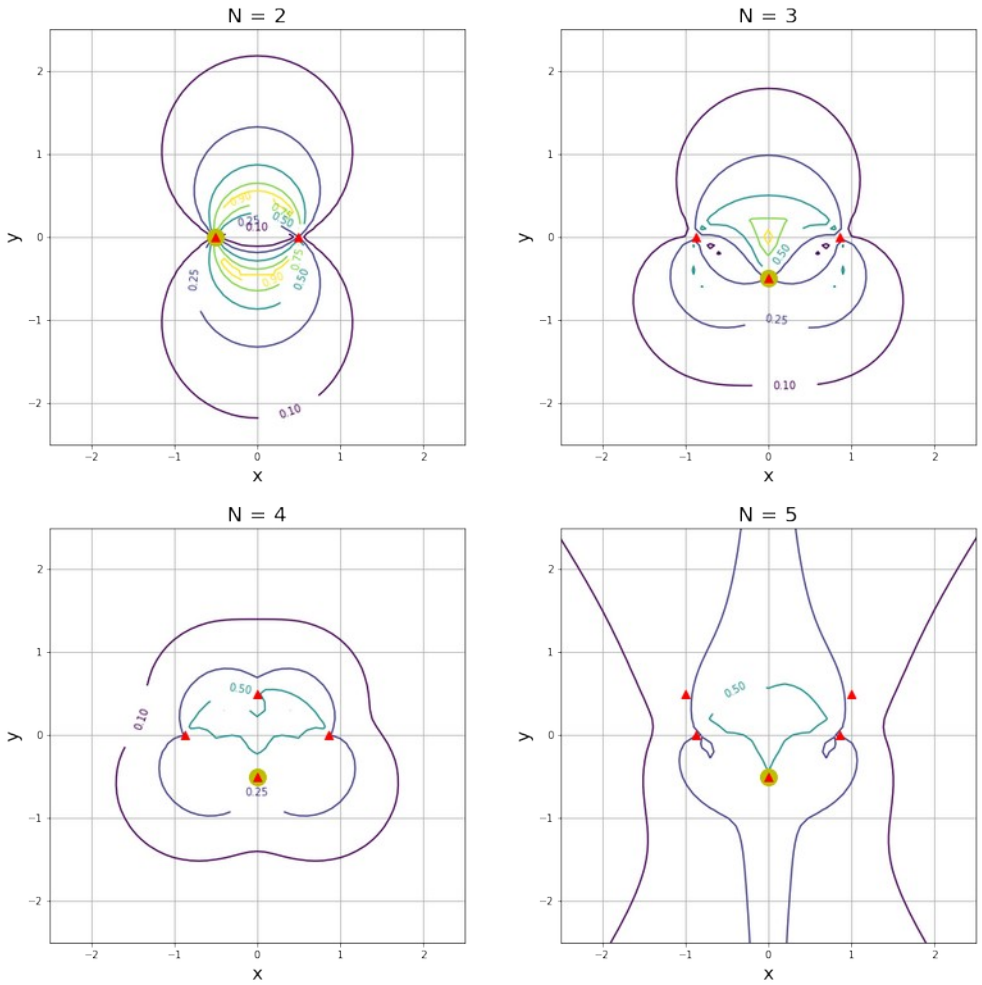
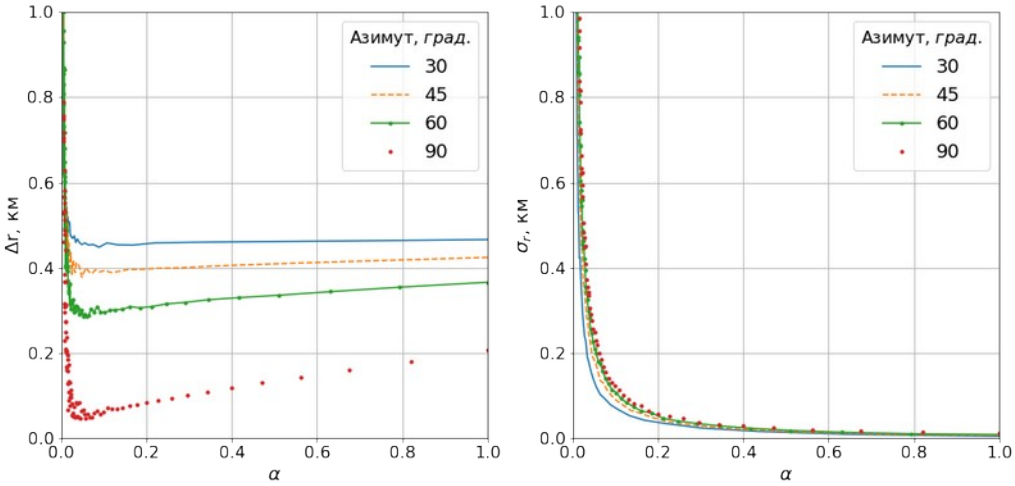


Рис. 2. Зоны равных значений показателя (5) для МПРЛС с различным числом N пунктов и их расположением. Пункты МПРЛС обозначены символами «Δ». Наблюдаемая для N=2;3 некоторая несимметричность зон обусловлена выбором центрального пункта МПРЛС (треугольник в круге), который для N=2 находится слева, а для N=3–5 — снизу.

Анализ зон равных значений показателя α (рис. 2) показывает, что число и размещение пунктов МПРЛС существенно влияет на вид рабочей зоны МПРЛС. На

направлениях совпадения пеленгов отдельных пунктов МПРЛС наблюдается существенное уменьшение показателя α, что можно использовать для отбора измерений в тех пунктах МПРЛС, которые обеспечивают максимизацию показателя α.

Методом Монте-Карло проведено имитационное моделирование процесса определения координат в угломерной МПРЛС для алгоритма, приведенного в [2]. С дискретностью изменения дальности 100 м для различных азимутов источника сигналов для каждой точки было проведено по 1000 статистических испытаний. Для полученной оценки координат источника сигналов вычислялось смещение Δr и СКО σ_r оценки дальности. На рис. 3 представлены смещение и СКО оценки дальности источника сигнала как функции показателя α, вычисленного согласно (5).



а б

Рис. 3. Смещение (а) и СКО (б) оценки дальности угломерной МПРЛС.

Анализ приведенных на рис. 3 характеристик точности показывает, что СКО оценки дальности практически не зависит от конфигурации МПРЛС, т.е. СКО оценки дальности одинаково при равных значениях показателя α. Смещение оценки дальности имеет зависимость от азимута источника сигналов, что требует дополнительных исследований данной характеристики от показателя α. Для сопоставления характеристик точности МПРЛС различной конфигурации целесообразно представлять среднеквадратические ошибки измерения прямоугольных координат и оценки дальности как функции показателя α, определяемого (4) и (5). Использование показателя α как интегрального параметра взаимного положения пунктов МПРЛС и источника сигналов позволит проводить наглядный сравнительный анализ МПРЛС различной конфигурации.

4. Заключение

«Многомерность» пассивных МПРЛС, проявляемая в различном числе и расположении пунктов, создает определенные трудности для сравнительного анализа характеристик точности оценок координат, получаемых с помощью различных алгоритмов оценивания. Для уменьшения влияния такой «многомерности» предложено

представление оценок точности с помощью показателя, который учитывает взаимное расположение пунктов МПРЛС и источника сигналов и удовлетворяет условию нормировки. Использование зависимостей среднеквадратических ошибок оценки координат как функций показателя α позволяет сравнивать точности МПРЛС с различными конфигурациями.

5. Благодарности

Автор выражает благодарность сотрудникам торговой марки «INSYSTEMA» (insystema.com) за предоставленные вычислительные средства для моделирования сложных систем и создания качественного графического материала.

Литература

1. Черняк В. С. Многопозиционная радиолокация. М.: Радио и связь, 1993. - 416 с.
2. Селетков В. Л. Вариант решения задачи триангуляции // Известия вузов. Радиоэлектроника. 1994. № 3.
3. Охрименко А. Г. Определение координат объектов в разностно-дальномерных системах по асимптотам гипербол // Известия вузов. Радиоэлектроника, 1998. т. 41, № 10. – С. 10-17.
4. Селетков В. Л., Охрименко А. Г. Характеристики многопозиционных систем // Труды КВИУС. Киев: КВИУС, 1999. – С. 92-96.
5. Охрименко А. Г. Определение координат источников сигналов в угломерных пассивных системах локации // Известия вузов. Радиоэлектроника, 1998. т. 41, № 12. – С. 31-36.
6. Ширман Я. Д. Теоретические основы радиолокации. Харьков: ХВИРТА, 1994. – 410 с.
7. Охрименко А. Г. Алгоритмы определения координат источников сигналов в пассивных угломерно-разностно-дальномерных многопозиционных системах // Известия вузов. Радиоэлектроника, 2002. т. 45, № 9. – С. 53-58.

References

1. Chernyak V. S. Multiposition radiolocation. Moscow: Radio and Communications, 1993. – 416 p.
2. Seletkov V. L. Variant of solving the triangulation problem // Izvestiya vuzov. Radioelectronics. 1994. № 3.
3. Okhrimenko A. G. Determination of Objects' Coordinates in Difference-Distance Systems on the Asymptotes of Hyperbolas // Izvestia of Higher Educational Institutions. Radioelectronics, 1998, vol. 41, № 10. – Pp. 10-17.
4. Seletkov V. L., Okhrimenko A. G. Characteristics of Multi-Position Systems // Proceedings of KVIUS. Kyiv: KVIUS, 1999. – Pp. 92-96.
5. Okhrimenko A. G. Determination of coordinates of signal sources in angular passive positioning systems // Izvestiya vuzov. Radioelectronics, 1998. vol. 41, № 12. – Pp. 31-36.
6. Shirman Y. D. Theoretical bases of radiolocation. Kharkov: KhVIRTA, 1994. – 410 p.
7. Okhrimenko A. G. Algorithms for determining the coordinates of signal sources in passive angle-difference-distance multi-position systems // Izvestiya vuzov. Radioelectronics, 2002. vol. 45, № 9. – Pp. 53-58.

СПОСОБЫ КОГЕРЕНТНОГО СЛОЖЕНИЯ ЛАЗЕРНЫХ ПУЧКОВ

Д. В. Мутрисков[1], А.В. Морозов[1], Д.А. Мусин[1], А. А. Березин[1]

[1]Военный инновационный технополис «ЭРА» (ВИТ «ЭРА»), Анапа, Россия

Аннотация. В данной статье рассмотрены методы и схемы когерентного сложения лазерного излучения, использующиеся для увеличения верхнего порога выходной мощности лазерных установок. Обозначен верхний порог выходной мощности для различных типов лазерных установок. Описаны проблемы способов сложения, техническая реализация схем когерентного сложения. Приведено сравнение схем когерентного сложения лазерного излучения, применённых в лабораторных условиях. Выявлена наиболее эффективная схема когерентного сложения лазерного излучения с учётом её недостатков.

Ключевые слова: когерентное сложение лазерного излучения; методы когерентного сложения; масштабирование мощности; порог мощности; лазер; лазерный луч.

EXPEDIENTS OF COHERENT LASER BEAM COMBINING

D. V. Mutriskov[1], A. V. Morozov[1], D.A. Musin[1], A. A. Berezin[1]

[1] Military innovative technopolis "ERA" (MIT «ERA»), Anapa, Russia

Abstract. This article discusses the methods and schemes of coherent beam combining, which are used to increase the upper threshold of the output power of laser installations. An example of incoherent combining of high-power laser beam is considered. The upper threshold of the output power for various types of laser systems is indicated. The problems of the methods of addition, the technical implementation of the schemes of coherent addition are described. A comparison of the schemes of coherent beam combining used in laboratory conditions is presented. The most effective scheme of coherent beam combining is revealed, taking into account its disadvantages.

Keywords: coherent beam combining; methods coherent beam combining; power scaling; power threshold; laser; laser beam.

1. Введение

Интерес к военным применениям лазеров возник сразу после демонстраций первых квантовых генераторов. Уникальные свойства лазеров применяются в различных системах вооружения, таких как противоракетное и тактическо-лазерное оружие, а также при передаче энергии на большие расстояния в атмосфере. Главным требованием данных направлений является создание на мишени лазерного излучения высокой интенсивности.

Основной проблемой для удовлетворения данному требованию оказался порог выходной мощности, возникающий при прямом увеличении мощности активной среды квантового генератора. Величина данного порога зависит от возрастающих с мощностью активной среды потерями энергии на нагрев лазерных элементов, а также поглощение и рассеивание излучения в турбулентной атмосфере. Эти потери приводят к снижению КПД лазерной установки, ограничивают её мощность.

Для решения данной проблемы можно применить конструктивную интерференцию (когерентное сложение) лазерного излучения от нескольких лазеров. Данный способ даёт возможность повышения интенсивности лазерного излучения на мишени путём объединения нескольких лазерных лучей в один. Это приведет к повышению мощности лазерного луча без увеличения потерь на нагрев и помогает обойти проблемы с уменьшением КПД квантового генератора.

Целью данной работы является рассмотрение способов и схем когерентного сложения лазерного излучения для повышения мощности лазерного излучения без значительных потерь энергии лазеров.

2. Способы и методы когерентного сложения

В последние годы [2, С. 533], был достигнут значительный прогресс в области когерентного сложения лазерных пучков (лучей), при этом общая выходная мощность лазерного излучения может превышать 100 кВт. Так, еще в 2012 году, в Германии, было испытано лазерное оружие, которое использовало объединение (некогерентное сложение) двух лучей от двух многомодовых волоконных лазерных источников с мощностями 20 кВт и 30 кВт. Это объединение обеспечило пиковую суммарную мощность 50 кВт и продемонстрировало способность двух лазерных лучей прорезать 15-миллиметровую стальную балку на расстоянии около 1 км.

Известно, что наибольшая мощность имеется у твердотельных лазеров [2, С. 534]. При этом порог мощности твердотельных волоконно-оптических лазеров варьируется в пределах 10–20 кВт, что в сочетании с малыми потерями делает их полезными для когерентного сложения. Мощность полупроводникового лазера ограничена до нескольких Вт. Углекислые лазеры имеют более высокую пороговую мощность, чем волоконные и менее восприимчивы к рассеянию лазерного излучения большой длине волны излучения (10 мкм), однако имеют неудовлетворительные массогабаритные характеристики. Следовательно, применение когерентного сложения, как было показано выше, способно повысить выходную мощность на порядок.

Условиями выполнения когерентного сложения [1, С. 6] в отдельной лазерной установке является совпадение спектров лазерных элементов, а также соблюдение расстояния между элементами, которое не превышает длину волны когерентности. Выполнение этих условий привело к развитию множества способов когерентного сложения, из которых возможно выделить следующие [2, С. 537]:

1. некогерентное сложение;
2. когерентное сложение (CBC – Cogerent Beam Combining)
3. сложение по длине волны (WBC - Wavefront Beam Combining);
4. гибридное сложение пучков (HBC - Hybrid Beam Combinig);
5. поляризационное мультиплексирование.

Некогерентное сложение. Конструктивное отличие способа некогерентного сложения от когерентных способов сложения – отсутствие контролёров разности фаз и спектров лазерных лучей. С увеличением числа лазеров, участвующих в сложении,

мощность возрастает, при этом повышается угол расходимости луча. Следовательно, интенсивность луча не увеличивается.

Когерентное сложение. Необходимо отметить, что лазерный излучатель, способный участвовать в когерентном сложении, имеет меньший КПД и более низкую мощность, чем его аналог, не способный к когерентному сложению. Кроме того, необходима значительная точность контроля фазы элементов матрицы (не менее 2π). Для оптической части спектра точность составляет порядка 1 мкм или ниже.

Если элементы лазерной матрицы работают на разных длинах волн, и используется дисперсионная оптическая система, то применяется WBC. В этом способе используется мультиплексирование по длине волны в оптических коммуникациях. Лазерные лучи с разными длинами волн объединяются в одномодовом оптическом волокне. Аналогично CBC, трудность способа заключалась в разработке схем надежного объединения больших массивов лазеров. Кроме того, для работы WBC необходима дифракционная решётка.

Поляризационное мультиплексирование практически не используется в когерентном сложении, поскольку ограничено сложением двух лазеров [2, С. 545].

Применение HBC необходимо для преодоления ограничений, налагаемых при использовании одного метода когерентного сложения. При этом мощность сперва повышается с помощью CBC или WBC. По достижении некоторого предела включаются дополнительные системы, масштабирующие мощность и светимость [2, С. 549].

Способы когерентного сложения реализованы схемами когерентного сложения. Как было отмечено выше, основная техническая сложность схем когерентного сложения – трудность масштабирования до больших чисел лазерных элементов в лазерной матрице (от 10 и выше), поскольку это обусловлено сложностью алгоритма контроля данных элементов в установке при когерентном сложении. Наиболее известны, пять видов схем сложения [2, С. 540]:

1. общий резонатор;
2. связь с затухающей или «вытекающей» волной,
3. саморефлексивная;
4. активная обратная связь;
5. реализация на нелинейных оптических эффектах.

В схеме с общим резонатором необходима высокая точность работы элементов на поперечном режиме низших порядков. Это обуславливает высокую чувствительность схемы к ошибкам вида «погрешность корректора». Погрешность корректора приводит к фазовой рассинхронизации между лазерными элементами, которая растёт с увеличением мощности. Рассинхронизация рассеивает энергию поперечной моды низшего порядка, подобно искаженной оптической среде в объемных лазерах. Необходимо отметить, что такая схема успешной при применении длинноволновых лазеров. Например, CO_2-лазер, с длиной волны 10 мкм, показал значительную устойчивость к фазовой рассинхронизации [3, С. 124].

Метод реализации связи на основе затухающих волн широко распространен для полупроводниковых лазерных массивов [4, С. 3]. Элементы массива размещаются на малом расстоянии друг от друга для синфазного соединения. Синфазное соединение элементов решетки необходимо для получения высокой интенсивности поля в дальней зоне на оси; однако технически, данная связь может не совпадать по фазе на π, что дает нулевую мощность на оптической оси. Для противофазной связи между элементами существует нуль, относительно которого калибруется синфазная связь.

В саморефлексивной схеме [2, С. 542], массив состоит из элементов с отличающимися длинами оптического пути. Основное назначение элементов – снижение потерь отражённого сигнала. Саморефлексивная схема реализована двумя способами.

В первом способе переменный коэффициент отражения мишени в резонаторе выполняет функцию длины волны, видимой из выходного ответвителя. Величины максимумов коэффициента отражения мишени изменяются соответственно длинам путей элементов решетки; если достаточно высокий коэффициент отражения возникает на длине волны в пределах полосы усиления элементов решетки, тогда решетка будет колебаться. Второй способ - рассматривать каждый элемент решетки как отдельный оптический резонатор (с точки зрения частот осевых мод). Элементы матрицы взаимно синхронизируются с оптической частотой.

Вышеперечисленные схемы когерентного сложения относятся к пассивному типу, в котором лазерные элементы по фазе активно не контролируются. Альтернативой служат элементы, выполняющие функцию резонатора с наименьшими потерями, когда лазерные элементы уже взаимно синхронизированы по фазе. При этом данные схемы малоэффективны для большого числа элементов.

В активных схемах СВС [2, С. 569] лазерные элементы индивидуально регулируются по фазе, а обратная связь используется для выравнивания длин оптического пути по модулю 2π. Данный способ актуален в архитектурах усилителей мощности с задающим генератором. В активных схемах используется изменение оптического пути для разных длин волн, и сервосистема с приводами, корректирующие расположение элементов. Так как сервосистема имеет высокое быстродействие, активное СВС может масштабироваться до очень большого количества лазерных элементов. Однако недостатком активной схемы является необходимость установки фазового регулятора для каждого лазера, т.е. данный способ технически наиболее сложно реализуем [2, С. 570].

3. Заключение

Современные методы сложения лазерных пучков, используются для повышения совокупной мощности лазерного пучка от всех выходных элементов. Активное комбинирование можно использовать при большом количестве лазерных элементов за счет увеличения количества аппаратных компонентов. Метод сложения лазерных пучков по длине волны также эффективен, но для его работы необходима

дифракционная решетка. Для дальнейшего увеличения количества лазеров, были изобретены гибридные подходы, использующие оба метода.

На данный момент, наиболее эффективным способом сложения лазерных пучков среди рассмотренных является способ когерентного сложения с активным контролем фазы лазерных элементов. Наиболее подходящим способам когерентного сложения лазерного излучения, с точки зрения простоты схемы, является твердотельный лазер.

Литература

1. Трикшев А.И. Когерентное сложение пучков лазеров. Диссертация. УДК 621.373, направление 01.04.21 – лазерная физика, С. – 139.
2. Charles X. Yu und Tso Yee Fan, “Beam combining,” Chap. 18 in High Power Laser Handbook, H. Injeyan and G. D. Goodno, Eds., McGraw-Hill, New York (2011), C. 533–572.
3. Vasil’tsov, V. V., Golbev, V. S., Zelenov, Ye. V., Kurushin, Ye. A., and Filimonov, D. Yu., “Using Diffraction Optics for Formation of Single-Lobe Far-Field Beam Intensity Distribution in Waveguide CO2-Lasers Synchronized Arrays,” Proc. SPIE, 2109, 1993: C. – 122–128.
4. Leger, J. R., “External Methods of Phase Locking and Coherent Beam Addition of Diode Lasers,” Surface Emitting Semiconductor Lasers and Arrays, eds. G. A. Evans and J. M. Hammer, Boston: Academic Press, 1993, C. – 379–433.

References

1. Trikshev A.I. Coherent beam combining. Dissertation. UDC 621.373, direction 01.04.21 - laser physics, P. - 139.
2. Charles X. Yu und Tso Yee Fan, “Beam combining,” Chap. 18 in High Power Laser Handbook, H. Injeyan and G. D. Goodno, Eds., McGraw-Hill, New York (2011), P. 533–572.
3. Vasil’tsov, V. V., Golbev, V. S., Zelenov, Ye. V., Kurushin, Ye. A., and Filimonov, D. Yu., “Using Diffraction Optics for Formation of Single-Lobe Far-Field Beam Intensity Distribution in Waveguide CO2-Lasers Synchronized Arrays,” Proc. SPIE, 2109, 1993: P. – 122–128.
4. Leger, J. R., “External Methods of Phase Locking and Coherent Beam Addition of Diode Lasers,” Surface Emitting Semiconductor Lasers and Arrays, eds. G. A. Evans and J. M. Hammer, Boston: Academic Press, 1993, P. – 379–433.

УЧЕБНЫЙ ЛАБОРАТОРНЫЙ СТЕНД ИССЛЕДОВАНИЯ АНТЕНН БЕСПРОВОДНОЙ ЗАРЯДКИ

А. И. Сукачев, Д. А. Рыбников, Е. А. Сукачева, А. В. Володько

Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. Статья посвящается разработке программно-аппаратного измерительного комплекса для исследования антенн беспроводной передачи энергии. Результатом данной разработки является макет лабораторного стенда. Показано преимущество использования компьютеров при проведении лабораторных работ по электродинамике.

Ключевые слова: антенны беспроводной передачи энергии; лабораторный стенд; программно-аппаратный комплекс.

EDUCATIONAL LABORATORY STAND FOR THE STUDY OF WIRELESS CHARGING ANTENNAS

A. I. Sukachev, D. A. Rybnikov, E. A. Sukacheva, A. V. Volodko

Voronezh state technical university (VSTU), Voronezh, Russian Federation

Abstract. The article is devoted to the development of a software and hardware measuring complex for the study of wireless power transmission antennas. The result of this development is a mock-up of a laboratory stand. The advantage of using computers in conducting laboratory work on electrodynamics is shown.

Keywords: wireless power transmission antennas; laboratory stand; hardware and software complex.

1. Введение

В современном мире большую популярность набирают устройства беспроводной передачи энергии. Они базируются на направленных магнитных антеннах, одна из которых принадлежит передатчику, а другая – приёмнику. Для передачи энергии используется энергия несущей частоты, для достижения высокого коэффициента полезного действия и малых габаритов передатчика его выходной каскад выполняется на МДП транзисторах с индуцированным каналом (MOSFET).

Также помимо несущей частоты, через полученный канал связи устройства могут обмениваться данными и в простейшем случае осуществлять регулировку мощности передатчика.

2. Структурная схема стенда и описание его аппаратной части

На основании данной информации была создана следующая структурная схема лабораторного стенда (рис. 1).

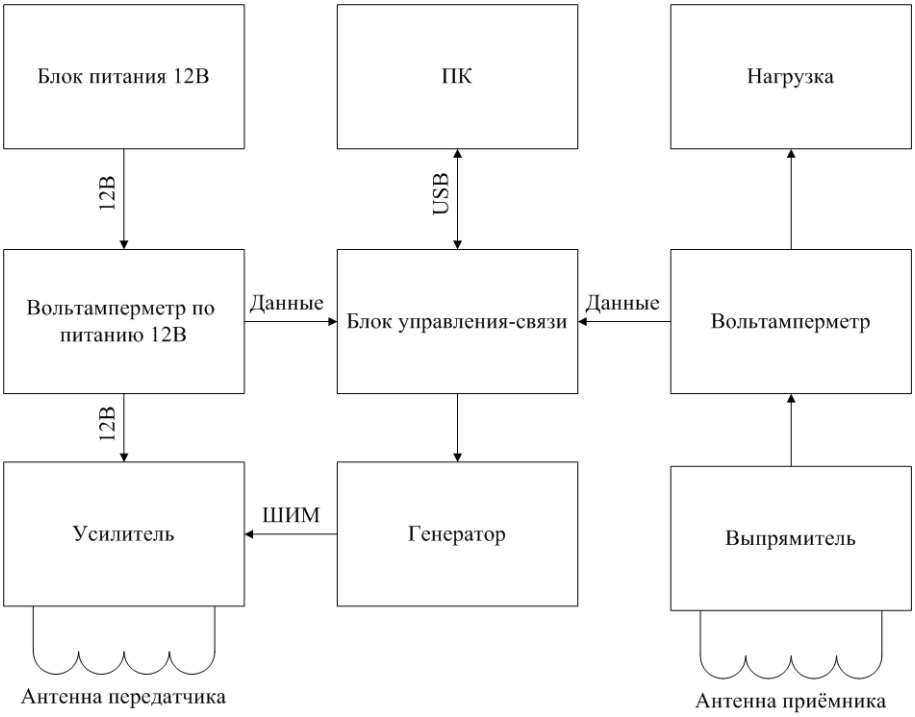


Рис. 1. Структурная схема лабораторного стенда.

Для упрощения измерений и настройки стенда в его состав входит блок управления-связи, который обеспечивает его связь с компьютером, позволяет достаточно точно выставить необходимые параметры, а также упрощает сам процесс измерения, так как все данные обрабатывает и сохраняет компьютер.

Генератор является второй неотъемлемой частью стенда – в его задачи входит генерация ШИМ сигнала различных частот в диапазоне (50кГц – 1МГц).

Вольтамперметры служат для измерения потребляемых/принятых токов и напряжений, а также для расчёта по этим данным мощностей и коэффициента полезного действия.

В качестве блока управления-связи целесообразно использовать микроконтроллер, из распространённых и дешёвых к таким относится ATMEGA328P, который дополнительно содержит в себе 6-канальный 10-битный АЦП и генератор сигналов. Причём максимальная частота генератора рассчитывается по формуле:

$$f_{max} = \frac{f_{\text{такт}}}{2}, \quad (1)$$

где $f_{\text{такт}}$ – частота тактирования микроконтроллера. При частоте тактирования 16 МГц, максимальная частота получится 8МГц, этого более чем достаточно для построения генератора ШИМ сигнала. Все возможные частоты генератора можно рассчитать по следующей формуле:

$$f_n = \frac{f_{\text{такт}}}{n}, \quad (2)$$

где n – целое неотрицательное число в диапазоне от 2 до 65535 (16-битное беззнаковое целое число). Также из «(2)» следует, что полученная шкала частот будет не линейной, ведь чем меньше n, тем больше шаг между соседними значениями. Но для

поиска резонанса антенной системы и построения конечного графика данная особенность не является критичной. Это же касается настройки и коэффициента заполнения (скважности), с уменьшением n она становится более грубой.

Наличие встроенного АЦП в микроконтроллер позволяет производить измерения токов и напряжений без использования дополнительных устройств, что упрощает конечную схему стенда.

Для связи микроконтроллера и ПК понадобится дополнительное устройство, ведь ATMEGA328P не имеет аппаратной поддержки USB, только I2C, SPI и UART. Из них всех наиболее всего для данной связи подходит UART, ведь существуют микросхемы UART-USB преобразователи, одной из таких является CH340C, которая и применена в стенде.

Усилитель строиться по полумостовой схеме на MOSFET-транзисторах с использованием специальной микросхемы-драйвера, в рамках стенда используется IR21844. Типовая схема включения для неё показана на рисунке 2.

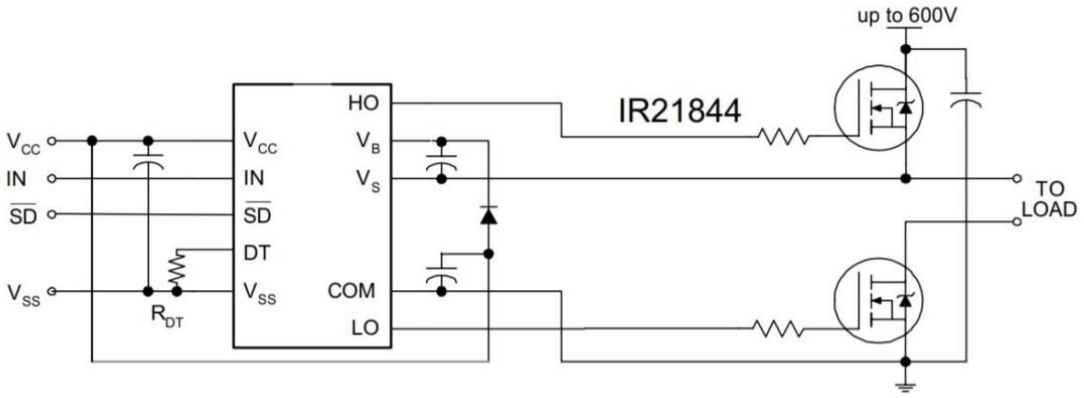


Рис. 2. Типовая схема включения IR21844.

На приёмной стороне для выпрямления сигнала используется диодный мост на диодах Шоттки, после выпрямления полученное напряжения сглаживается электролитическим конденсатором (рис. 3).

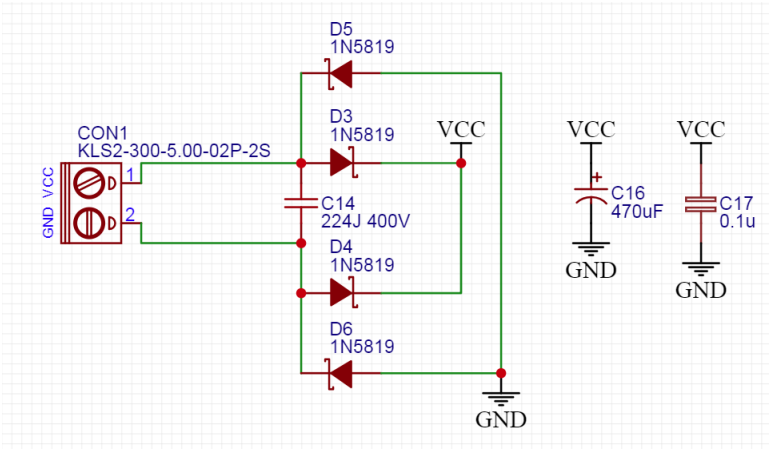


Рис. 3. Входная схема приёмника.

3. Описание программной части стенда

Так как для управления и сбора данных используется компьютер, то для него необходимо программное обеспечение, которое и будет выполнять данные функции. Интерфейс программы представлен на рисунке 4.

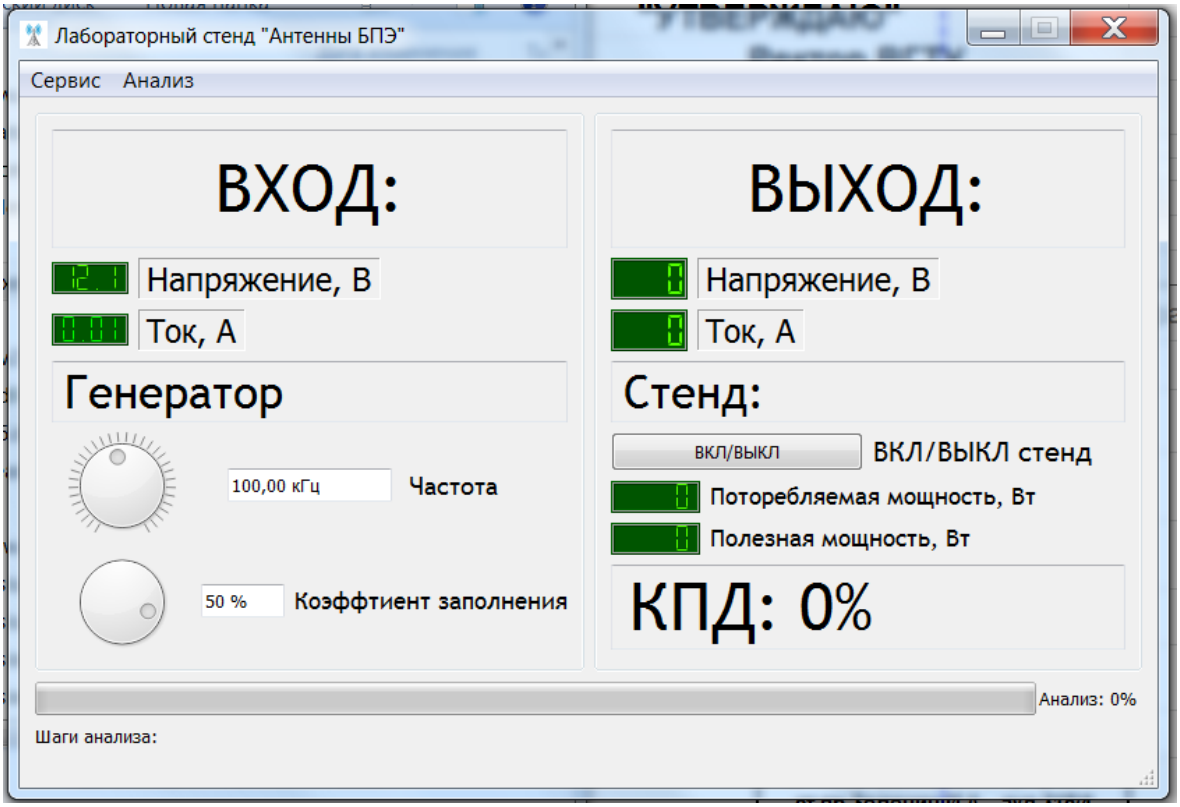


Рис. 4. Интерфейс программы.

Измерения программой производятся в реальном времени, как и установка частоты и коэффициента заполнения помощью виртуальных ручек. Вычисление мощностей производится по следующей формуле:

$$P = U \times I, \tag{3}$$

где U – напряжение, а I – ток. Использование такой простой формулы возможно по следующей причине: токи и напряжения в передающей и приёмной частях являются постоянными, конечно присутствует достаточно сильный высокочастотный шум, который вызывает нестабильность отображаемых данных, но для первоначального анализа этого достаточно.

Помимо отображения данных в реальном времени, в программе присутствует возможность построения графика зависимости мощности и КПД от частоты. Пример графика мощности построенного с помощью программы приведён на рисунке 5.

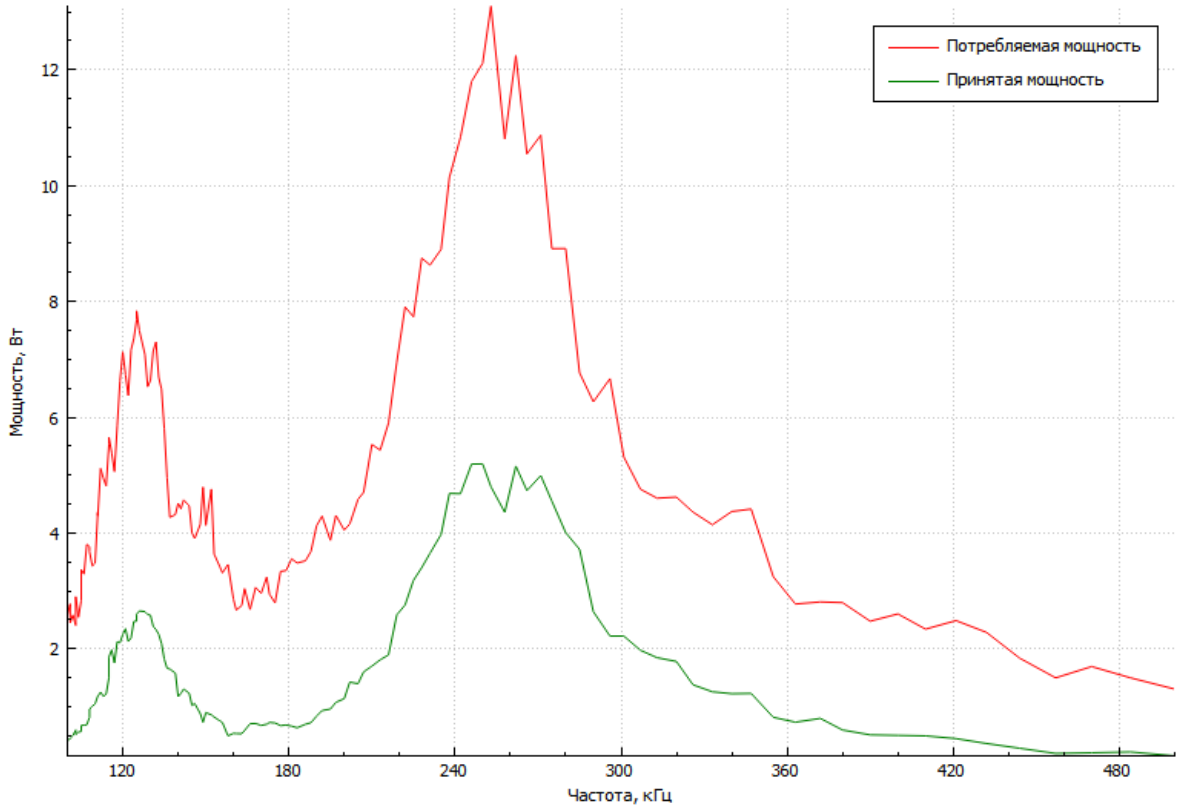


Рис. 5. График зависимости мощности от частоты.

Как видно, с увеличением частоты график становится более грубым, это и есть проявление особенности работы генератора. Также видно, что на графике присутствуют шумы (передатчик работает в импульсном режиме и это вызывает широкополосные помехи).

Помимо возможности построение графика и сохранения его в виде изображения в программе присутствует возможность экспортирования данных в формате .csv, что позволяет обрабатывать их в электронных таблицах, например, Microsoft Excel.

4. Внешний вид стенда и описание его испытаний

После разработки структурной схемы и программного обеспечения комплекса, возникла необходимость изготовления макета лабораторного стенда в кратчайшие сроки. Внешний вид показан на рисунке 6.

На рисунке 6 номерами указаны следующие компоненты: 1 – USB кабель для подключения к компьютеру, 2 – разъём питания 12В, 3 – нагрузочный резистор номиналом 8,2Ом 5% и мощностью 10Вт, 4 – разъём подключения передающей антенны, 5 – разъём подключения нагрузки, 6 – разъём подключения приёмной антенны.

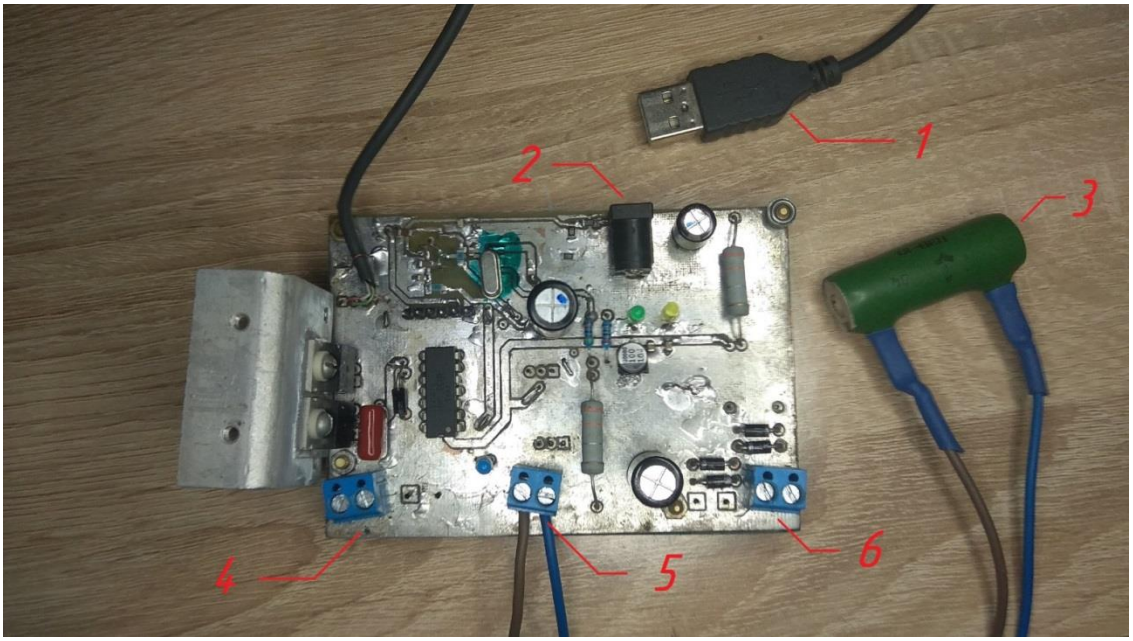


Рис. 6. Внешний вид лабораторного стенда.

Во время испытаний данного макета было установлено, что его погрешность составляет примерно 20% от измеряемой величины, что позволяет его использовать в основном для приблизительной оценки измеряемых параметров. Более точные измерения необходимо производить с помощью осциллографа (рис. 7). Также с помощью осциллографа можно более подробно рассматривать происходящие в антеннах процессы.

Рис. 7. Измерение напряжения на конденсаторе передатчика в области резонанса.

5. Заключение

Итогом разработки является макет лабораторного стенда, на котором уже можно проводить лабораторные работы с использованием компьютера и измерительного оборудования в образовательных целях. Использование компьютера в данном случае позволяет упростить процесс измерения и обработки полученных результатов, а также повысить итоговую точность по сравнению с классическими лабораторными работами.

Литература

1. Документация на микросхему IR21844 [Электронный ресурс]. - https://www.compel.ru/pdf-items/infin/ps/ir2184/c35b173dd835b1e6bbf3b2d460ed79bf (дата обращения 02.09.2021).
2. Документация на микроконтроллер ATMEGA328P [Электронный ресурс]. - https://www.compel.ru/pdf-items/infin/ps/ir2184/c35b173dd835b1e6bbf3b2d460ed79bf (дата обращения 02.09.2021).
3. Попов В.П. Основы теории цепей: учеб. для вузов / В.П. Попов. – 4-е изд., испр. – М.: Высш. шк., 2003. – 575 с.

References

1. IR21844 data sheet [Online resource]. - https://www.compel.ru/pdf-items/infin/ps/ir2184/c35b173dd835b1e6bbf3b2d460ed79bf (date of request 02.09.2021).
2. ATMEGA328P data sheet [Online resource]. - https://www.compel.ru/pdf-items/infin/ps/ir2184/c35b173dd835b1e6bbf3b2d460ed79bf (date of request 02.09.2021).
3. Popov V.P. Fundamentals of circuit theory: book for universities/ V.P. Popov. – 4-th publ., corr. – M.:Highest school, 2003. – 575 p.

ПОДХОДЫ К ЛОКАЦИИ ОБЪЕКТОВ В СИСТЕМЕ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ

В. К. Клочко

РГРТУ, Рязань, Россия

Аннотация. Для системы позиционирования радио- или гидролокации, состоящей из нескольких взаимно удаленных и ориентированных в пространстве приемников и внешнего передатчика, предлагается алгебраический подход к обнаружению и нахождению пространственных координат и векторов скоростей нескольких объектов. В приемниках измеряются угловые координаты источников сигналов отражения или излучения, которые преобразуются в координаты ортов векторов направлений на источники. Орты распределяются по принадлежности объектам с помощью критерия сопряжения векторов. Координаты положения и векторы скорости объектов находятся решением систем линейных уравнений. Дается заключение по результатам моделирования.

Ключевые слова: радиолокация, гидролокация, система позиционирования, обнаружение объектов, оценивание пространственных координат и векторов скоростей.

APPROACHES TO OBJECTS LOCATION IN THE POSITIONING SYSTEM

V. K. Klochko

RSREU, Ryazan, Russia

Abstract. For a radio or sonar positioning system consisting of several mutually remote and space-oriented receivers and an external transmitter, an algebraic approach to detecting and finding spatial coordinates and velocity vectors of several objects is proposed. In receivers, angular coordinates of sources of reflection or radiation signals are measured, which are converted into coordinates of direction vectors orts to sources. Orts are distributed by belonging to objects using the vectors conjugate criterion. The position coordinates and velocity vectors of objects are the solution of linear equation systems. The simulation results are given.

Keywords: Radar, sonar, positioning system, object detection, estimation of spatial coordinates and velocity vectors.

1. Введение

Вопросам обнаружения воздушных объектов многопозиционными средствами активной радиолокации посвящены многие исследования, в частности [1, 2]. В последние десятилетия активно развиваются пассивные многопозиционные радиотехнические средства обнаружения объектов на дальних рубежах дальности, основанные на использовании сигналов "подсвета" от внешних источников излучения, например [3, 4]. В основе построения таких систем лежит геометрия расположения приемников и техника высокоточного измерения времени задержки сигналов. В настоящее время актуально построение пассивных и полуактивных систем локации на малой дальности (сотни метров и километры) в интересах охраны открытых территорий − стадионов, парков, пляжей, открытых акваторий и др. − от проникновения воздушных,

надводных или подводных объектов (дронов, зондов, подводных аппаратов), потенциально несущих опасность. Также актуально построение пассивных или полуактивных систем слежения за объектами в разных спектральных диапазонах с помощью разных технических средств (радио- и гидролокаторы, радиометры, видеокамеры и др.), что позволяет соединять преимущества этих средств.

При комплексировании радио- или гидролокаторов с тепловыми датчиками дополнительную информацию об источниках излучения в виде радиояркостной температуры обеспечивают радиометры, работающие в миллиметровом диапазоне длин волн. Для этого осуществляется наведение с упреждением линии визирования антенны радиометра на направление обнаруженных источников. Упреждение делается с учетом найденных траекторных параметров обнаруженных объектов, что компенсирует большое время накопления сигнала в радиометре. Учет информации о радиояркостной температуре объекта повышает вероятность обнаружения и правильной классификации объектов, например при поиске пропавших в снежных заносах. При наблюдении за наземными и воздушными объектами комплексирование видеокамер с тепловизорами позволяет осуществлять локацию по тепловому следу.

В связи с этим возникает необходимость в разработке универсальных подходов к обнаружению объектов, применимых для любого спектрального диапазона без измерения временной задержки сигналов. В работе развивается алгебраический подход [5 − 7], основанный на решении систем линейных уравнений, который отличается наличием единого критерия обнаружения объектов и оценивания их пространственного положения и векторов скорости. Предлагаемые подходы реализуется на базе существующих систем позиционирования, позволяющих измерять угловые координаты источников сигналов в разных частотных диапазонах.

2. Постановка задачи

Многопозиционная полуактивная система наблюдения за группой m малоразмерных объектов ($m \geq 1$) состоит из n локационных приемников ($n \geq 2$), принимающих сигналы отражения от объектов в определенном диапазоне длин волн. Приемники ориентированы в единой системе координат и контролируют общую зону обзора (рис. 1 иллюстрирует наблюдение за воздушными объектами).

В качестве подсветки используется внешний передатчик волн соответствующего диапазона, ориентированный относительно приемников. В определенном диапазоне длин волн передатчик излучает периодический радио- или эхо-сигнал $s_0(t) = U_0 e^{j(2\pi f_0 t + \phi_o)}$\, где U_0 − амплитуда; f_o − несущая частота: $f_o = c/\lambda$, λ – длина волны, c – скорость волны; ϕ_0 − начальная фаза; t – текущее время.

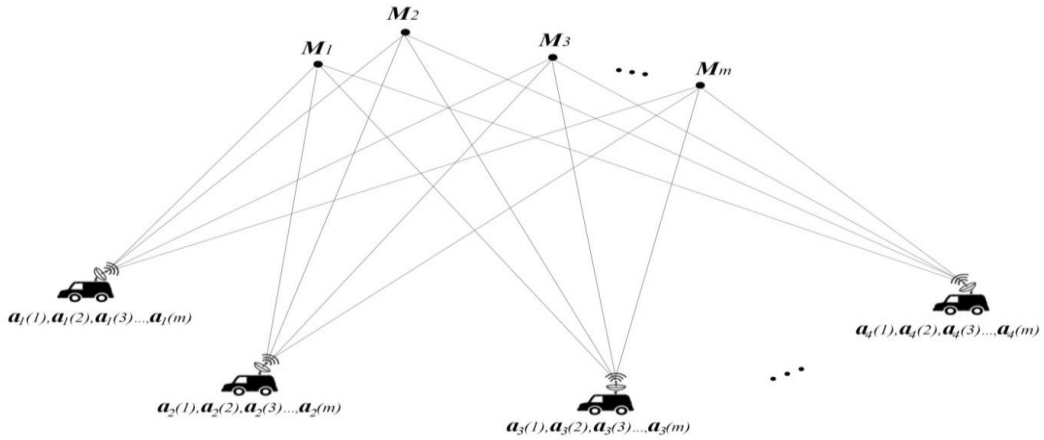


Рис. 1. Многопозиционная система локации.

Сигнал, отраженный от m объектов и принимаемый q-м приемным элементом антенной решетки − АР ($q=\overline{1,Q}$, Q − число приемных элементов) каждого k-го приемника ($k=\overline{1,n}$), имеет вид

$$x_{kq}(t)=\sum_{i=1}^{m_k}U_{ki}e^{j\psi_{kqi}(t)}+\xi_{kq}(t),$$

где m_k − число сигналов отражения от объектов, принятых в k-м приемнике; U_{ki} и $\psi_{kq}(t)$ − амплитуда и фаза сигнала отражения от i-го объекта; $\xi_{kq}(t)$ − шум приемной аппаратуры. Радио- или эхо-локаторы могут работать в двух режимах:

1) прием сигналов от неподвижных и медленно движущихся объектов при сканировании антенны в растровом режиме с узкой диаграммой направленности − ДН (порядка 1^0) по угломерному пространству азимута и угла места;

2) прием сигналов от быстро движущихся объектов широкой ДН (порядка 30^0) при фиксированном положении антенны с последующей узкополосной фильтрацией в спектре доплеровских частот.

В 1-м режиме наблюдения объекты разрешаются по угломерному пространству с помощью известных алгоритмов сверхразрешения. Во 2-м режиме сверхразрешение объектов осуществляется по частоте в спектре доплеровских частот. Результатом k-х наблюдений являются угловые координаты $\varphi_k(i)$ азимута и угла места $\theta_k(i)$ направлений на i-е источники сигналов, которые в прямоугольных антенных системах координат пересчитываются в координаты ортов векторов направлений на источники.

$$a_k(i)=[a_{kx}(i)\quad a_{ky}(i)\quad a_{kz}(i)]^T=[\cos\theta_k(i)\sin\varphi_k(i)\quad \sin\theta_k(i)\quad \cos\theta_k(i)\cos\varphi_k(i)]^T,$$

где $i=\overline{1,m}$, $k=\overline{1,n}$; T − символ транспонирования. При этом ось OZ перпендикулярна плоскости антенны и направлена в сторону объектов, азимут φ отсчитывается от оси OZ, угол места θ − относительно горизонтальной плоскости OXZ (рис. 2).

В оптической (в том числе тепловизизионной) системе наблюдения i-е источники сигналов отображаются в плоских видеокадрах k-х приемников как точечные объекты с прямоугольными координатами $x_k(i), y_k(i)$, которые при известном фокусном

расстоянии f_k оптической линзы приемника в системе координат рис. 2 пересчитываются в координаты орта вектора направления на источник, который без учета параметров калибровки камеры представлен формулой

$$a_k(i) = [a_{kx}(i) \quad a_{ky}(i) \quad a_{kz}(i)]^T = (-x_k(i), -y_k(i), f_k)^T / \sqrt{x_k(i)^2 + y_k(i)^2 + f_k^2}\ .$$

Оптические приемники также могут работать в двух режимах: сканирования при большом фокусном расстоянии линзы (малом угле обзора) и не сканировании при малом фокусном расстоянии (большом угле обзора).

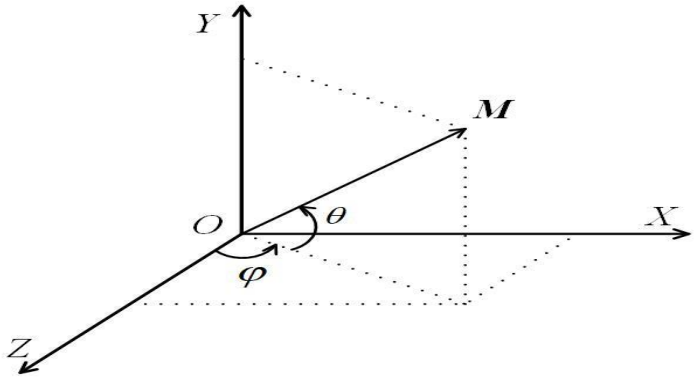


Рис. 2. Антенные системы координат приемников.

Задача заключается в обнаружении объектов и оценивании их пространственных координат вместе с траекторными параметрами движения. Для системы ближнего зондирования, которая является предметом настоящего исследования, эффективен метод стереопары, обычно применяемый для двух оптических приемников. Метод стереопары берется за основу для реализации в системе нескольких приемников, работающих в диапазоне волн разной физической природы.

3. Предлагаемые подходы

Пусть при наблюдении за неподвижными объектами найдены угловые координаты $\varphi_k(i)$, $\theta_k(i)$ направлений на i-е источники сигналов в k-х приемниках и соответствующие орты направления на источники $a_k(i)$, $k = \overline{1,n}$, $i = \overline{1,m}$, с привязкой к одному моменту времени образования ортов. Существуют S вариантов соединения ортов в s-е группы из n векторов $a_1(i_{1s}), a_2(i_{2s}),..., a_n(i_{ns})$, $s = \overline{1,S}$, $i_{ks} \in (1,2,..., m\}$. Среди этих S вариантов находятся m несовпадающих групп ортов $a_1(i_{1s}^*), a_2(i_{2s}^*),\ldots, a_n(i_{ns}^*)$, $s = \overline{1,m}$, каждая из которых направлена на соответствующий источник сигнала. Для того, чтобы выделить из всех вариантов соединения векторов искомые группы вводится критерий правильности сопряжения.

Критерий сопряжения и оценки дальностей. Рассмотрим вариант построения системы, когда первый приемник основной. Остальные ориентированы относительно него матрицей H_k поворота осей координат и базовым вектором b_k, соединяющим центры 1-го и k-го приемников. Сопряжение (n – 1) пар ортов, то есть их направление на один и тот же объект, однозначно определяется линейной зависимостью троек векторов:

$M_1 = r_1 a_1$, $M_k = r_k H_k a_k$ и b_k, $k = \overline{2,n}$, в прямоугольной системе координат 1-го приемника. Обозначим e_k вектор ошибок сопряжения в *k*-й сопряженной паре:

$$e_k = r_1 a_1 - r_k H_k a_k - b_k,\ k = \overline{2,n}. \qquad (1)$$

Оценки $\hat{r}_1, \hat{r}_2, ..., \hat{r}_n$ неизвестных дальностей $r_1, r_2, ..., r_n$ найдем из условия минимума показателя − суммы квадратов норм векторов ошибок сопряжения (1):

$$J = \sum_{k=2}^{n} || e_k ||^2 = \sum_{k=2}^{n} || r_1 a_1 - r_k H_k a_k - b_k ||^2 = \sum_{k=2}^{n} (r_1 a_1 - r_k H_k a_k - b_k)^T (r_1 a_1 - r_k H_k a_k - b_k). \quad (2)$$

Необходимое условие существования экстремума показателя (2)

$\partial J / \partial r_1 = 0$, $\partial J / \partial r_2 = 0$, ... , $\partial J / \partial r_n = 0$

представляет систему *n* линейных уравнений с *n* неизвестными величинами $r_1, r_2, ..., r_n$, которая в матричном виде записывается как

$$AR = B \Leftrightarrow \begin{bmatrix} (n-1)a_1^T a_1 & -a_1^T H_2 a_2 & -a_1^T H_3 a_3 & \dots & -a_1^T H_n a_n \\ a_1^T H_2 a_2 & -a_2^T a_2 & 0 & \dots & 0 \\ a_1^T H_3 a_3 & 0 & -a_3^T a_3 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_1^T H_n a_n & 0 & 0 & \dots & -a_n^T a_n \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ \dots \\ r_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1^T \sum_{k=2}^{n} b_k \\ a_2^T H_2^T b_2 \\ a_3^T H_3^T b_3 \\ \dots \\ a_n^T H_n^T b_n \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где вид матрицы *A* и векторов *R, B* показан в (3). При записи матрицы *A* учитываются ортогональность матрицы $H_k : H_k^T H_k = I$, где I − единичная матрица, и равенство $a_k^T H_k^T a_1 = a_1^T H_k a_k$.

Вектор $\hat{R}$ оценок дальностей находится из (3) методом обратной матрицы:

$$\hat{R} = [\hat{r}_1 \quad \hat{r}_2 \quad \hat{r}_3 \quad \dots \quad \hat{r}_n]^T = A^{-1} B. \qquad (4)$$

При этом показатель правильности сопряжения векторов вычисляется по формуле (2), где вместо дальностей $r_1, r_2, ..., r_n$ подставляются их оценки $\hat{r}_1, \hat{r}_2, \hat{r}_3, ..., \hat{r}_n$, найденные по формуле (4).

Обнаружение объектов. Предлагаются два правила комбинаторного перебора вариантов соединения векторов. В соответствии с первым правилом осуществляется перебор неповторяющихся вариантов соединения *n* ортов в *m* непересекающихся групп, что реализуется с помощью вложенных циклов при известном числе источников *m*. Второе − упрощенное и более удобное для вычислений правило последовательного выбора $\hat{m}$ вариантов соединения ортов в порядке увеличений показателей сопряжения, когда число объектов заранее не известно. При этом число $\hat{m}$ является оценкой неизвестного числа объектов *m*.

Для учета помех в виде ложных сигналов и соответственно ложных векторов направлений вводится ограничение на показатель сопряжения. Если допустить, что координаты векторов ошибок сопряжения распределены по нормальному закону с нулевым средним и дисперсией σ_e^2 (что практически оправдано), то случайная величина нормированного показателя J_s / σ_e^2, где σ_e^2 − дисперсия ошибки сопряжения по

отдельной координате, распределена по закону хи-квадрат с $3(n-1)$ степенями свободы (если не принимать в расчет количество оценок дальностей). Теоретически существует квантиль γ_p распределения Пирсона, взятый с доверительной вероятностью p такой, что для гипотезы правильного сопряжения $n-1$ пар векторов выполняется неравенство $J_s/\sigma_e^2 \le \gamma_p$. Следовательно, следует отсеять заведомо ложные группы, для которых $J_s/\sigma_e^2 > \gamma_p$. На практике порог γ_p выбирается из эмпирических соображений. Прохождение через порог γ_p дает основание утверждать, что пространственные координаты векторов $M_1 = r_1 a_1$, $M_k = r_k H_k a_k$, $k = \overline{2,n}$, соответствуют $\hat{m}$ обнаруженным объектам.

Ковариационная матрица ошибок. Точность оценок (4) определяется ковариационной матрицей $K_{\Delta R}$ ошибок ΔR оценок, которая при центрированных некоррелированных ошибках $e_k, k = \overline{2,n}$, для случаев $n = 2$ и $n = 3$ с учетом свойств скалярного произведения ортов раскрывается как

$$K_{\Delta R} = \frac{\sigma_e^2}{\sin^2\alpha}\begin{bmatrix} 1 & \cos\alpha \\ \cos\alpha & 1 \end{bmatrix}, \qquad (5)$$

$$K_{\Delta R} = \frac{\sigma_e^2}{\sin^2\alpha + \sin^2\beta}\begin{bmatrix} 1 & \cos\alpha & \cos\beta \\ \cos\alpha & 1+\sin^2\beta & \cos\alpha\cos\beta \\ \cos\beta & \cos\alpha\cos\beta & 1+\sin^2\alpha \end{bmatrix},$$

где α и β – углы между ортами a_1, a_2 и a_1, a_3.

Из (5) видно, что диагональные элементы матрицы $K_{\Delta R}$ – дисперсии несмещенных оценок дальностей зависят от взаимного углового положения ортов, что позволяет выбирать правильное взаимное угловое положение линий визирования антенн приемников, близкое к ортогональному. Заметим, что величина σ_e^2 тем меньше, чем меньше дисперсия σ_a^2 ошибок измерения координат ортов направлений на источники.

Учет вектора скорости. Использование модели (1) для медленно сканирующей системы в случае быстро движущихся объектов приводит к появлению динамических ошибок. Чтобы этого избежать, фиксируются моменты времени образования ортов $t_k(i)$, $k = \overline{1,n}$, $i = \overline{1,m}$, которые в общем случае отличаются в силу различия пространственной ориентации приемников. На рис. 3 показаны векторы направлений на объекты.

С учетом скорости движения объектов уравнение (1) записывается как

$$r_1(i)a_1(i) - r_k(i)a_k'(i) + V_1(i)\Delta t_k(i) - b_k = e_k,\ k = \overline{2,n}, \qquad (6)$$

где $\Delta t_k(i) = t_k(i) - t_1(i)$; $V_1(i) = [v_{1x}(i) \quad v_{1y}(i) \quad v_{1z}(i)]^T$ – вектор скоростей изменения координат i-го объекта в системе первого приемника на момент времени $t_1(i)$.

При $n = 3$ векторные уравнения (6) записываются в виде шести уравнений с шестью неизвестными $r_1(i), r_2(i), r_3(i), v_{1x}(i), v_{1y}(i), v_{1z}(i)$ в матричной форме и по

критерию минимума квадрата нормы ошибок сопряжения находится вектор оценок дальностей и скоростей по данным одного периода сканирования

$$\hat{X}(i) = [\hat{r}_1(i), \hat{r}_2(i), \hat{r}_3(i), \hat{v}_{1x}(i), \hat{v}_{1y}(i), \hat{v}_{1z}(i)]^T .$$

При этом правило обнаружения объектов соответствует изложенному ранее.

Обнаружение с оцениванием положения и скорости можно находить и при наличии двух приемников (n = 2) по данным двух и более периодов сканирования. В этом плане разработаны способы и алгоритмы классификации наиболее правдоподобных непересекающихся групп векторов направлений на объекты в последовательности периодов сканирования с нахождением траекторных параметров объектов − пространственных координат положения и вектора скорости.

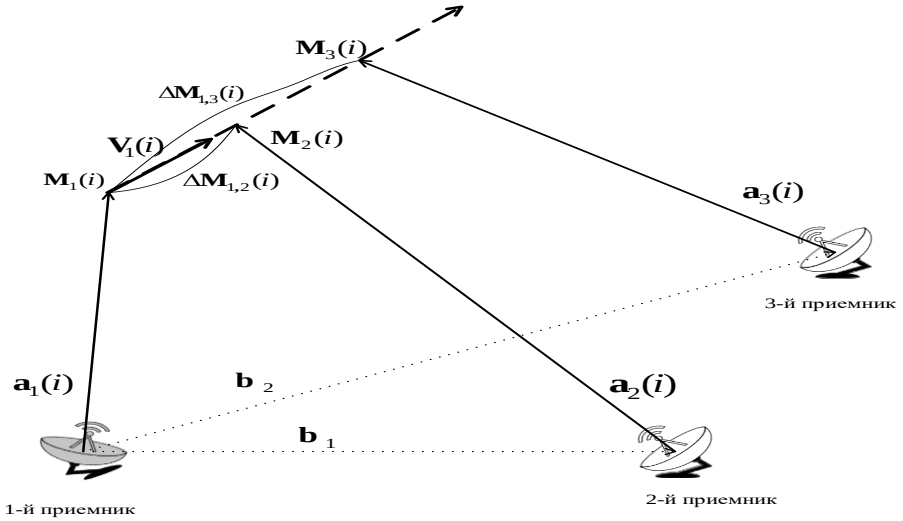


Рис. 3. Векторы направлений на объекты в сканирующей системе.

Вектор скорости в доплеровской системе. В доплеровской не сканирующей системе вектор скорости обнаруженного объекта предлагается находить следующим образом. Для каждого i-го объекта запоминаются на этапе нахождения его угловых координат доплеровские сдвиги частот $f_{\partial k}$, измеренные в k-х приемниках ($k = \overline{1,n}$):

$$f_{\partial k} = f_0(v_0 + v_k)/c ,$$

где $v_0 = \text{пр}_{\vec{a}_0}\vec{v}$ и $v_k = \text{пр}_{(-\vec{a}_k)}\vec{v}$ − соответственно проекции вектора скорости $\vec{v}$ на направления от передатчика ($\vec{a}_0$) и от объекта к k-му приемнику ($-\vec{a}_k$), или

$$\lambda f_{\partial k} = v_0 + v_k ,\ \lambda = c / f_0 , \qquad (7)$$

где с помощью скалярных произведений векторов, представленных в системе координат 1-го приемника, справедливы равенства

$$v_0 = \vec{v} \cdot \vec{a}_0' = v_x a_{0x}' + v_y a_{0y}' + v_z a_{0z}' , \qquad (8)$$

$$v_k = \vec{v} \cdot \vec{a}_k' = v_x a_{kx}' + v_y a_{ky}' + v_z a_{kz}' ,$$

где v_x, v_y, v_z − координаты вектора скорости в системе координат 1-го приемника; $a_0' = H_0 a_0$ − орт вектора направления на объект в системе координат передатчика, пересчитанный в систему координат 1-го приемника с помощью матрицы поворота осей

H_0 в матричной форме; $a'_k = -H_k a_k$, $k = \overline{1,n}$ − орты векторов направлений от объекта к приемникам, пересчитанные в систему координат 1-го приемника с помощью матриц поворота осей H_k ($H_1 = I$).

Получаем из (7) и (8) с учетом ошибок Δf_k измерения доплеровского сдвига частоты систему n линейных уравнений

$$\lambda f_{\partial k} = \vec{v} \cdot (\vec{a}'_0 + \vec{a}'_k) + \lambda \Delta f_k, \; k = \overline{1,n}, \tag{9}$$

или в матричной форме

$$A \cdot V = \lambda F_\partial + \lambda \Delta F \;\Leftrightarrow$$

$$A \cdot V = \lambda F_\partial + \lambda \Delta F \;\Leftrightarrow \begin{bmatrix} a'_{0x} + a'_{1x} & a'_{0y} + a'_{1y} & a'_{0z} + a'_{1z} \\ \dots & \dots & \dots \\ a'_{0x} + a'_{nx} & a'_{0y} + a'_{ny} & a'_{0z} + a'_{nz} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_x \\ v_y \\ v_z \end{bmatrix} = \lambda \begin{bmatrix} f_{\partial 1} \\ \dots \\ f_{\partial n} \end{bmatrix} + \lambda \begin{bmatrix} \Delta f_1 \\ \dots \\ \Delta f_n \end{bmatrix}, \tag{10}$$

где $V = [v_x \quad v_y \quad v_z]^T$ − вектор скорости движения объекта в системе координат 1-го приемника; F_∂ − вектор сдвигов доплеровских частот; $\lambda \Delta F$ − вектор ошибок.

Из (10) по критерию минимума квадрата нормы вектора ошибок $\lambda \Delta F$ находится оценка вектора скорости

$$\hat{V} = \lambda (A^T A)^{-1} A^T F_\partial .$$

Среднеквадратическое отклонение (СКО) оценки отдельной координаты вектора скорости на основе ковариационной матрицы несмещенных оценок находится как

$$\sigma[\Delta v_{x,y,z}] = \lambda \sigma_{\Delta f} \sqrt{(1/n) Tr (A^T A)^{-1}} ,$$

где $\sigma_{\Delta f}$ − СКО ошибки измерения доплеровского сдвига частоты; Tr − след матрицы.

Данный подход обобщается на случай работы нескольких передатчиков, которые посылают сигналы на одной частоте или разных частотах последовательно во времени, что обеспечивает независимость и когерентность их работы. При этом за короткое время посылки зондирующих сигналов скорость объектов практически не меняется.

Взаимная ориентация приемников. Проблема при обнаружении объектов возникает в том случае, когда матрица H поворота осей и базовый вектор b неизвестны или требуют уточнения из-за сбоев навигационной системы и дислокации приемников на местности. Предложен подход к оцениванию параметров матрицы H, вектора b и оценок дальностей до объектов, основанный на решении матричных уравнений. Он отличается тем, что позволяет находить параметры матрицы H и оценки дальности одновременно с поиском сопряженных пар векторов направлений на объекты по критерию достаточного условия сопряжения направляющих векторов. Подход реализуется для $n \geq 2$ приемников при наличии $m \geq 3$ контрольных объектов и имеет преимущество в точности оценок матрицы H по сравнению с известным подходом, основанным на необходимом условии сопряжения векторов − их компланарности.

Надежность системы. Для увеличения надежности работы системы приемников предложены два подхода к организации структуры системы. При первом подходе

параллельно работают n схем взаимодействия приемников по числу приемников. В каждой k-й схеме ($k=\overline{1,n}$) k-й приемник является основным и составляет $n-1$ стереопар с остальными приемниками. По результатам обработки данных в стереопарах определяется избыточное количество векторов пространственных координат объектов, которое подвергается операциям кластеризации. Надежность такой организации системы определяется вероятностью P_n того, что при вероятности p безотказной работы каждого приемника хотя бы 2 из n приемников будут работать надежно:

$$P_n=\sum_{k=2}^{n}p_n(k)=1-p_n(0)-p_n(1)=1-(1-p)^n-np(1-p)^{n-1}.$$

Во втором подходе близкий эффект достигается за счет выполнения операций в единой системе координат и предварительного распределения приемников по m парам ($m\le n$) с учетом ортогональности направлений на объекты в парах. Если происходит отказ в работе отдельного приемника в какой-либо паре, то продолжают работать остальные пары. Оставшийся в неработающей паре второй приемник соединяется с другим приемником с учетом ортогональности направлений на объекты. Тем самым образуется новая пара. Дополнительно надежность и точность работы системы повышается при использовании нескольких передатчиков, работающих в общем случае на нескольких частотах.

4. Заключение

Предложенные подходы по результатам моделирования позволяют снизить СКО оценок пространственных координат за счет учета скорости движения объектов до 2-х раз и дополнительно снизить СКО оценок до 4-х раз в сканирующей системе за счет ортогонального расположения линий визирования приемников по сравнению с альтернативными подходами, которые не учитывают скорость или ортогональность линий визирования; снизить в 1,5 раза СКО оценок координат вектора скорости за счет учета всех его проекций в доплеровской системе и уменьшить СКО оценок примерно N раз за счет увеличения числа N передатчиков; снизить СКО оценок пространственных координат объектов в среднем в 3 раза за счет более точной взаимной ориентации приемников с проверкой достаточного условия сопряжения векторов по сравнению с известным подходом, основанным на необходимом условии сопряжения; обеспечить оценки вероятности обнаружения всех нескольких объектов от 0,99 до 0,94 при вероятности отказа каждого приемника от 0,1 до 0,5 в предложенных структурах систем четырех стереопар приемников по сравнению с одной стереопарой.

Перспективные исследования направлены на изучение влияния внешних помех на погрешность оценок, а также на оптимизацию пространственно-временной работы системы приемников и передатчиков.

Литература

1. Бакулев П. А. Радиолокационные системы: учеб. для вузов. М.: Радиотехника, 2007. 376 с.
2. Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация/ М.: Радио и связь, 1993. 416 с.

3. Lipsky Stephen E. Microwave passive direction finding. – Raleigh, USA: SciTech Publishing, Inc., 2004. 320 p.
4. P. Nomikos, D. Economou, G. Limnaios and K.C. Zikidis, Presentation and feasibility study of passive radars, Air Force Rev Mag (in Greek), 107, (2016), 86–103.
5. Патент RU 2 729 459 C1. Способ определения пространственных координат и скоростей объектов сканирующей многопозиционной радиосистемой / Клочко В. К. Приоритет 05.02.2020. Опубл. 06.08.2020. Бюл. № 22.
6. Патент RU 2 743 896 C1. Способ определения вектора скорости объекта многопозиционной доплеровской системой / Клочко В.К. Приоритет 25.05.2020. Опубл. 01.03.2021. Бюл. № 7.
7. Патент RU 2 729 511 C1. Способ повышения надежности и точности пассивной системы видения / В. К. Клочко. Приоритет 11.02.2020. Опубл. 07.08.2020. Бюл. № 22.

REFERENCES

1. Bakulev P. A. Radar systems: educational for universities. M.: Radio engineering, 2007. 376 p.
2. Chernyak V.S. Multi-position radar/M.: Radio and communications, 1993. 416 p.
3. Lipsky Stephen E. Microwave passive direction finding. – Raleigh, USA: SciTech Publishing, Inc., 2004. 320 p.
4. P. Nomikos, D. Economou, G. Limnaios and K.C. Zikidis, Presentation and feasibility study of passive radars, Air Force Rev Mag (in Greek), 107, (2016), 86–103.
5. RU 2 729 459 C1 patent. Method of determining spatial coordinates and velocities objects of scanning multi-position radio system / Klochko V.K. Priority 05.02.2020. Publ. 06.08.2020. Bul. No. 22.
6. RU 2 743 896 C1 patent. Method of determining the velocity vector of a multi-position object by Doppler system / Klochko V.K. Priority 25.05.2020. Publ. 01.03.2021. Bul. No. 7.
7. RU 2 729 511 C1 patent. Method to increase reliability and accuracy of passive system visions / V.K. Klochko. Priority of the 11.02.2020. Publ. 07.08.2020. Bul. No. 22.

ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЙ ПОИСК ПОДВОДНОГО ОБЪЕКТА В УСЛОВИЯХ МЕШАЮЩЕГО СУДОХОДСТВА

В.Г. Арсентьев, Г.И. Криволапов

Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики (СибГУТИ), Новосибирск, Россия

Аннотация. Рассматривается задача подавления помехи судоходства в процессе гидроакустического поиска с надводного судна автономного подводного объекта. Оценивается энергетическая эффективность когерентной компенсации помехи при использовании на поисковом судне фазового пеленгатора с четырёхэлементной пеленгационной антенной диаметрально-ортогональной геометрии.

Ключевые слова: поисковое судно, автономный подводный объект, гидроакустический поиск в условиях помех судоходства.

HYDROACOUSTIC SEARCH FOR AN UNDERWATER OBJECT IN CONDITIONS OF OBSTRUCTING NAVIGATION

V.G. Arsentiev, G.I. Krivolapov

Siberian State University of Telecommunications and Informatics (SibGUTI), Novosibirsk, Russia

Abstract. The problem of suppression of shipping interference in the process of hydroacoustic search from a surface vessel of an autonomous underwater object is considered. The energy efficiency of coherent compensation is estimated when using a phase direction finder with a four-element direction-find ing antenna of diametrically orthogonal geometry on a search vessel.

Keywords: search vessel, autonomous underwater object, hydroacoustic search in conditions of shipping interference.

1. Введение

В работах [1], [2] рассмотрен способ гидроакустического поиска автономного подводного объекта, в основе которого лежат следующие базовые принципы:

– для передачи сигналов управления в гидроакустическом канале между поисковым судном и подводным объектом используются импульсные фрагменты сонограмм записей звуков морских животных, рыб и ракообразных с заданными амплитудными, временными и частотными параметрами, схожими по акустическому восприятию с естественными шумами морской среды известной акватории;

– гармоническая навигационная посылка сигнала маяка-пингера подводного объекта в процессе поиска маскируется квазибелым шумом, близким по акустическому восприятию к возможному фоновому шуму мелкого или глубокого моря, а её обработка на поисковом судне осуществляется с использованием процедуры синфазирования [3], позволяющей позиционировать подводный объект относительно поискового судна с необходимой точностью в условиях малых отношений сигнал/маскирующий шум;

– информационный обмен между объектами взаимодействия «поисковое судно – подводный объект» организуется на основе асинхронного режима приёма-передачи сеансовых сигналов поискового судна и подводного объекта с необходимым

различением в условиях преимущественно флуктуационных шумов морской среды акватории поиска.

В процессе гидроакустического поиска подводного объекта в пределах акватории поиска возможно появление различных надводных судов, создающих помехи приёму сигнала маяка-пингера подводного объекта на поисковом судне, возникающие за счёт отражения шумовых сигналов надводных судов от морского дна. При этом наиболее вероятен случай воздействия узкополосной помехи от одного проходящего судна, который представлен на рисунке 1, где обозначены: 1 – надводное поисковое судно, 2 – автономная донная станция, 3 – пеленгационная антенна поискового судна, 4 – илистое морское дно, 5 – проходящее надводное судно, 6 – скальный фрагмент морского дна.

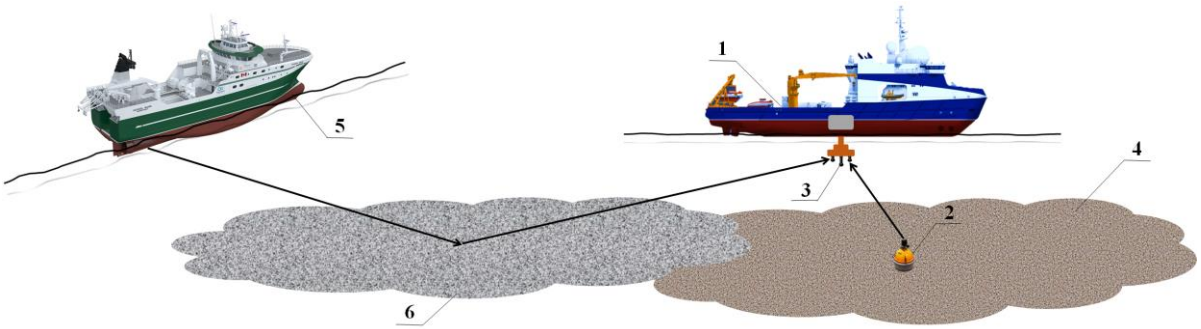


Рис. 1. Возникновение помехи от проходящего судна при поиске донной станции

Рекомендуемые в способе [1] гидроакустического поиска подводного объекта частотно-временные параметры сеансового сигнала, излучаемого маяком-пингером, представлены на рисунке 2. Указанный сигнал общей длительностью не более 2.22 секунд излучается в процессе гидроакустического поиска с периодичностью не менее 8 секунд, то есть обладает достаточно большой скважностью – временным интервалом, на котором могут присутствовать только помехи: флуктуационные шумы морской среды и помехи судоходства, но отсутствует сигнал маяка-пингера подводного объекта.

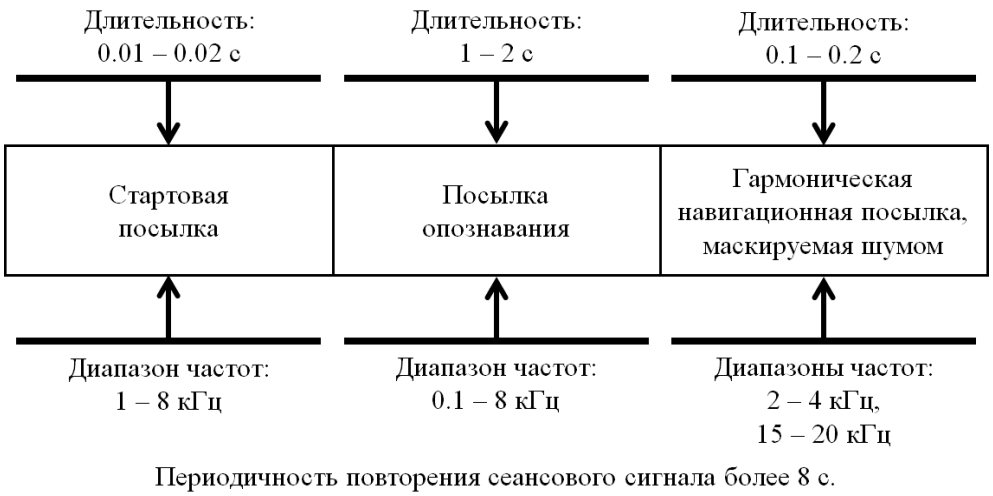


Рис. 2. Частотно-временная структура сигнала маяка-пингера подводного объекта

Следует учитывать, что частоты возможных узкополосных помех судоходства находятся в диапазоне частот посылки опознавания маяка-пингера, а это не позволяет осуществить на приёме их подавление путём обычной частотной фильтрации.

2. Обработка сигнала маяка-пингера на поисковом судне

Обработка сигнала маяка-пингера подводного объекта на поисковом судне в процессе гидроакустического поиска предполагает выполнение соответствующих действий, процедур и операций, которые для наглядности представлены на рисунке 3.

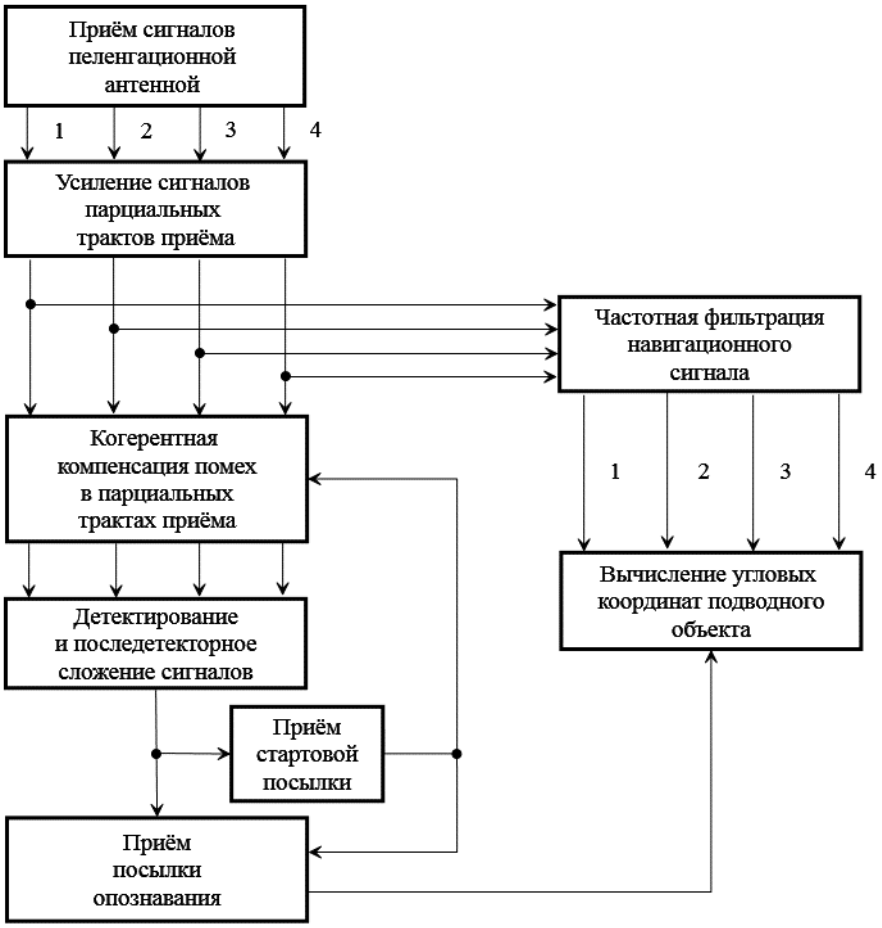


Рис. 3. Обработка сигнала маяка-пингера на поисковом судне

1. На фоне шумов морской среды осуществляется приём продолжительной по времени помехи судоходства и кратковременного сигнала маяка-пингера автономного подводного объекта четырёхэлементной пеленгационной антенной диаметрально-ортогональной геометрии [4] поискового судна с последующим усилением принятых сигналов в парциальных трактах приёма.

2. Во время отсутствия излучения кратковременно повторяющегося в процессе гидроакустического поиска сигнала маяка-пингера автономного подводного объекта реализуется адаптивная когерентная компенсация колебаний узкополосной помехи мешающего надводного судна в каждом парциальном тракте приёма фазового

пеленгатора с последующим амплитудным детектированием и последетекторным сложением сигналов парциальных трактов приёма.

3. С появлением излучения маяка-пингера автономного подводного объекта выполняется последетекторный приём его стартовой посылки, после чего на известное время, соответствующее суммарной длительности посылки опознавания и навигационной посылки маяка-пингера, приостанавливается («замораживается») операция адаптивного комплексного взвешивания сигналов компенсационных парциальных трактов приёма с сохранением оптимальных комплексных весовых коэффициентов, полученных ранее в процедуре когерентной компенсации помех, и осуществляется приём посылки опознавания маяка-пингера.

4. После вынесения решения о достоверном приёме посылки опознавания маяка-пингера автономного подводного объекта осуществляются процедуры измерения необходимых разностей фаз колебаний посылки навигационного сигнала и вычисления параметров местоположения подводного объекта с предварительной полосовой фильтрацией (в полосе частот 2 ÷ 20 кГц) посылки навигационного сигнала, маскируемой шумом, и подавлением вне полосы фильтрации помехи судоходства с возможной частотой от одного килогерца и ниже.

Определение оптимальных комплексных весовых коэффициентов при когерентной компенсации помехи может осуществляться с использованием различных алгоритмических методов, самыми распространёнными из которых являются метод прямого обращения корреляционной матрицы и метод наискорейшего градиентного спуска [5].

На рисунке 4 представлена структура функционально связанных операций процедуры когерентной компенсации узкополосной помехи в первом парциальном тракте приёма фазового пеленгатора поискового судна, использующей метод наискорейшего градиентного спуска, где обозначены: 1 – приём сигналов четырёхэлементной пеленгационной антенной; 2 – усиление сигналов парциальных трактов приёма; 3 – формирование квадратурных составляющих сигналов парциальных трактов приёма; 4, 5 – перемножение сигналов; 6 – усреднение сигналов; 7 – предельное ограничение сигналов; 8 – сложение сигналов; 9 – вычитание сигналов; СУ – управление режимом усреднения.

Блоки 2-1, 3-1, 4-1 адаптивной весовой обработки сигналов парциальных трактов приёма реализуют функцию корреляционно-экстремальных регуляторов, позволяющих минимизировать посредством когерентной компенсации среднюю мощность сигнала парциального тракта приёма после операции 9 вычитания сигналов.

Прежде чем перейти непосредственно к анализу энергетической эффективности подавления помехи мешающего судоходства в фазовом пеленгаторе поискового судна, оснащённом четырёхэлементной антенной диаметрально-ортогональной геометрии, необходимо заметить, что при анализе целесообразно использовать модель помехи надводного судна в виде узкополосного процесса с изменяющимися амплитудой и фазой колебаний заданной средней частоты её энергетического спектра.

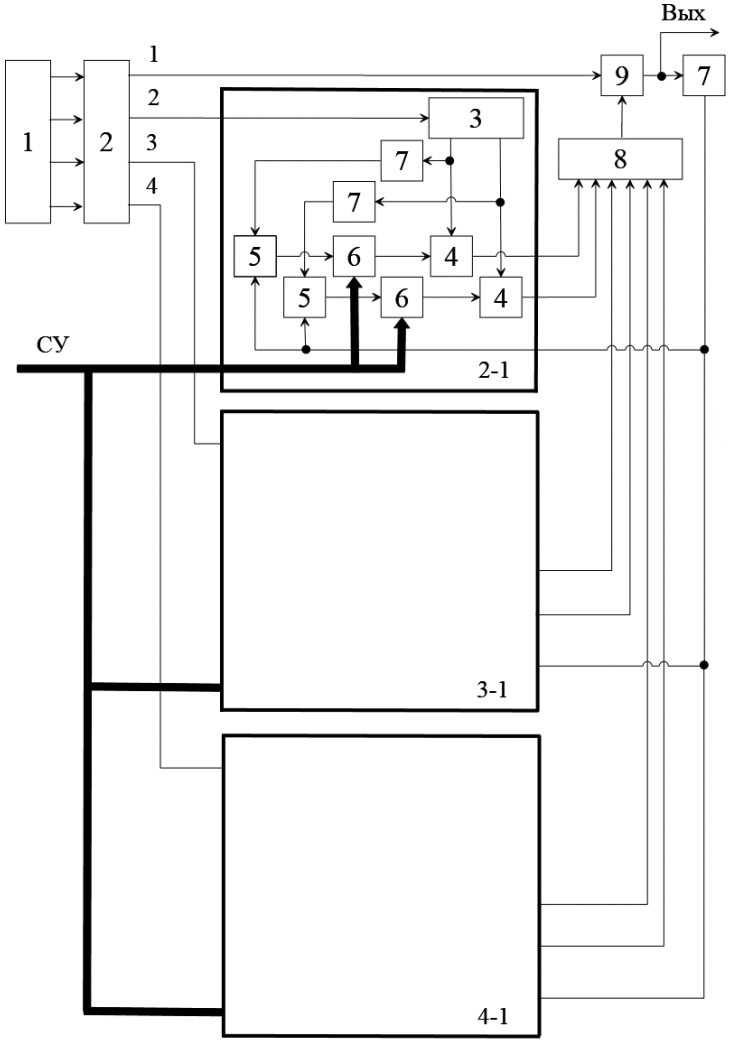


Рис. 4. Операции процедуры когерентной компенсации узкополосной помехи

3. Энергетическая эффективность когерентной компенсации помехи

При математическом описании операций когерентной компенсации узкополосной помехи возникает закономерный вопрос выбора формы представления помехи судоходства (далее помехи) и сигнала посылки опознавания маяка-пингера подводного объекта (далее сигнала), который необходимо достоверно принимать на поисковом судне в условиях воздействия помехи судоходства и флуктуационного шума морской среды.

Форма представления сигнала и помехи должна способствовать уменьшению громоздкости используемых математических преобразований, с целью исключения возможных ошибок при вычислениях, в необходимой мере отражать параметры реальных сигналов и помех, имеющих место в процессе гидроакустического поиска, и не приводить к недопустимому искажению конечных результатов из-за введённых математических допущений. С учётом необходимой корректности математических преобразований и физических особенностей гидроакустического канала связи введём следующие допущения:

– сигнал и помеха в четырёх парциальных трактах приёма пеленгационной антенны представляются комплексными числами в показательной форме, при этом модуль комплексного числа интерпретируется как амплитуда действительного сигнала, а мнимый аргумент – как его фаза;

– уровни принимаемых сигнала, помехи и флуктуационного шума морской среды в каждом парциальном тракте приёма пеленгационной антенны принимаются соответственно одинаковыми, это обусловлено малым пространственным разнесением приёмных гидрофонов пеленгационной антенны;

– флуктуационные шумы морской среды в парциальных трактах приёма пеленгационной антенны считаются некоррелированными, этот физический аспект образования шумов морской среды, для используемого диапазона частот, подтверждён экспериментальными исследованиями;

– корреляционные связи между сигналом и помехой в парциальных трактах приёма пеленгационной антенны отсутствуют, вследствие независимости порождающих их источников.

С учётом указанных допущений запишем сигнально-помеховые процессы в четырёх парциальных трактах приёма фазового пеленгатора поискового судна в следующем, пригодном для дальнейших математических преобразований, виде

$$z_1 = Xe^{i\varphi_1^s} + Ye^{i\varphi_1^p} + \sqrt{\sigma_\xi^2};\ z_2 = Xe^{i\varphi_2^s} + Ye^{i\varphi_2^p} + \sqrt{\sigma_\xi^2};$$
$$z_3 = Xe^{i\varphi_3^s} + Ye^{i\varphi_3^p} + \sqrt{\sigma_\xi^2};\ z_4 = Xe^{i\varphi_4^s} + Ye^{i\varphi_4^p} + \sqrt{\sigma_\xi^2}, \quad (1)$$

где X, Y – амплитуды сигнала и помехи соответственно; $\varphi_1^s, \varphi_2^s, \varphi_3^s, \varphi_4^s, \varphi_1^p, \varphi_2^p, \varphi_3^p, \varphi_4^p$ – фазы сигнала и помехи, обусловленные пространственным разнесением источников сигнала и помехи, а также гидрофонов пеленгационной антенны поискового судна; σ_ξ^2 – дисперсия флуктуационного шума морской среды.

Выполним преобразования, необходимые для описания операций процедуры когерентной компенсации помехи в фазовом пеленгаторе, с целью получения аналитических выражений для оценки его энергетической эффективности. Детализация преобразований приводится только для когерентной компенсации помехи в одном (первом) парциальном тракте приёма фазового пеленгатора, вследствие их полной аналогии для трёх других парциальных трактов приёма.

Квадратная матрица корреляционных связей колебаний помех (помехи мешающего судоходства и флуктуационного шума морской среды) второго, третьего и четвёртого парциальных трактов приёма фазового пеленгатора, с учётом представления (1), имеет вид

$$\mathbf{A}=\begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} \end{pmatrix}=Y^2\begin{pmatrix} 1+\dfrac{\sigma_\xi^2}{Y^2} & e^{i(\varphi_2^p-\varphi_3^p)} & e^{i(\varphi_2^p-\varphi_4^p)} \\ e^{i(\varphi_3^p-\varphi_2^p)} & 1+\dfrac{\sigma_\xi^2}{Y^2} & e^{i(\varphi_3^p-\varphi_4^p)} \\ e^{i(\varphi_4^p-\varphi_2^p)} & e^{i(\varphi_4^p-\varphi_3^p)} & 1+\dfrac{\sigma_\xi^2}{Y^2} \end{pmatrix}. \qquad (2)$$

Вектор корреляционных связей колебаний помехи первого и второго, первого и третьего, первого и четвёртого парциальных трактов приёма фазового пеленгатора запишется соответственно:

$$\mathbf{S}=\begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix}=Y^2\begin{pmatrix} e^{i(\varphi_1^p-\varphi_2^p)} \\ e^{i(\varphi_1^p-\varphi_3^p)} \\ e^{i(\varphi_1^p-\varphi_4^p)} \end{pmatrix}. \qquad (3)$$

Определяем элементы обратной матрицы корреляционных связей колебаний помехи второго, третьего и четвёртого парциальных трактов приёма фазового пеленгатора:

$$A_{11}^{-1}=\frac{(Y^2+\sigma_\xi^2)^2-Y^4}{2Y^6+(Y^2+\sigma_\xi^2)^3-3Y^4(Y^2+\sigma_\xi^2)}; \qquad (4)$$

$$A_{12}^{-1}=\frac{Y^4-Y^2(Y^2+\sigma_\xi^2)}{2Y^6+(Y^2+\sigma_\xi^2)^3-3Y^4(Y^2+\sigma_\xi^2)}e^{i(\varphi_2^p-\varphi_3^p)}; \qquad (5)$$

$$A_{13}^{-1}=\frac{Y^4-Y^2(Y^2+\sigma_\xi^2)}{2Y^6+(Y^2+\sigma_\xi^2)^3-3Y^4(Y^2+\sigma_\xi^2)}e^{i(\varphi_2^p-\varphi_4^p)}; \qquad (6)$$

$$A_{21}^{-1}=\frac{Y^4-Y^2(Y^2+\sigma_\xi^2)}{2Y^6+(Y^2+\sigma_\xi^2)^3-3Y^4(Y^2+\sigma_\xi^2)}e^{i(\varphi_3^p-\varphi_2^p)}; \qquad (7)$$

$$A_{22}^{-1}=\frac{(Y^2+\sigma_\xi^2)^2-Y^4}{2Y^6+(Y^2+\sigma_\xi^2)^3-3Y^4(Y^2+\sigma_\xi^2)}; \qquad (8)$$

$$A_{23}^{-1}=\frac{Y^4-Y^2(Y^2+\sigma_\xi^2)}{2Y^6+(Y^2+\sigma_\xi^2)^3-3Y^4(Y^2+\sigma_\xi^2)}e^{i(\varphi_3^p-\varphi_4^p)}; \qquad (9)$$

$$A_{31}^{-1} = \frac{Y^4 - Y^2(Y^2 + \sigma_\xi^2)}{2Y^6 + (Y^2 + \sigma_\xi^2)^3 - 3Y^4(Y^2 + \sigma_\xi^2)} e^{i(\varphi_4^p - \varphi_2^p)}; \tag{10}$$

$$A_{32}^{-1} = \frac{Y^4 - Y^2(Y^2 + \sigma_\xi^2)}{2Y^6 + (Y^2 + \sigma_\xi^2)^3 - 3Y^4(Y^2 + \sigma_\xi^2)} e^{i(\varphi_4^p - \varphi_3^p)}; \tag{11}$$

$$A_{33}^{-1} = \frac{(Y^2 + \sigma_\xi^2)^2 - Y^4}{2Y^6 + (Y^2 + \sigma_\xi^2)^3 - 3Y^4(Y^2 + \sigma_\xi^2)}. \tag{12}$$

Оптимальные комплексные весовые коэффициенты для когерентной компенсации колебаний помехи в первом парциальном тракте приёма взвешенными колебаниями второго, третьего и четвёртого парциальных трактов приёма находим из соотношений:

$$\begin{aligned} W_{12}^{\bullet} &= A_{11}^{-1} S_1 + A_{12}^{-1} S_2 + A_{13}^{-1} S_3; \\ W_{13}^{\bullet} &= A_{21}^{-1} S_1 + A_{22}^{-1} S_2 + A_{23}^{-1} S_3; \\ W_{14}^{\bullet} &= A_{31}^{-1} S_1 + A_{32}^{-1} S_2 + A_{33}^{-1} S_3, \end{aligned} \tag{13}$$

которые с учётом зависимостей (3) ÷ (12) преобразуются к виду

$$\mathbf{W} = \begin{pmatrix} W_{12}^{\bullet} \\ W_{13}^{\bullet} \\ W_{14}^{\bullet} \end{pmatrix} = \frac{Y^2}{3Y^2 + \sigma_\xi^2} \begin{pmatrix} e^{i(\varphi_1^p - \varphi_2^p)} \\ e^{i(\varphi_1^p - \varphi_3^p)} \\ e^{i(\varphi_1^p - \varphi_4^p)} \end{pmatrix}. \tag{14}$$

Уровень колебаний помехи, для её когерентной компенсации в первом компенсируемом тракте приёма, определяется суммой взвешенных колебаний трёх компенсационных (второго, третьего и четвёртого) трактов приёма:

$$\begin{aligned} y_\Sigma = Ye^{i\varphi_2^p} \frac{Y^2}{3Y^2 + \sigma_\xi^2} e^{i(\varphi_1^p - \varphi_2^p)} + Ye^{i\varphi_3^p} \frac{Y^2}{3Y^2 + \sigma_\xi^2} e^{i(\varphi_1^p - \varphi_3^p)} + \\ + Ye^{i\varphi_4^p} \frac{Y^2}{3Y^2 + \sigma_\xi^2} e^{i(\varphi_1^p - \varphi_4^p)} = \frac{3Y^3}{3Y^2 + \sigma_\xi^2} e^{i\varphi_1^p}. \end{aligned} \tag{15}$$

Мощность некомпенсированного остатка помехи в первом компенсируемом тракте приёма фазового пеленгатора в результате выполнения процедуры когерентной компенсации составляет:

$$\Delta P_p = y_1 y_1^* - 2 y_1 y_\Sigma^* + y_\Sigma y_\Sigma^* = Y^2 \left(1 - \frac{3Y^2}{3Y^2 + \sigma_\xi^2} \right)^2, \tag{16}$$

где $y_1 = Ye^{i\varphi_1^p}$ – помеха первого парциального тракта приёма; * – знак комплексного сопряжения.

Возросшая, в результате выполнения процедуры когерентной компенсации, дисперсия флуктуационного шума морской среды первого парциального тракта приёма фазового пеленгатора определяется соотношением:

$$\Delta\sigma_\xi^2 = \sigma_\xi^2(1 + W_{12}^\bullet W_{12}^{\bullet *} + W_{13}^\bullet W_{13}^{\bullet *} + W_{14}^\bullet W_{14}^{\bullet *}) = \sigma_\xi^2\left(1 + \frac{3Y^4}{(3Y^2 + \sigma_\xi^2)^2}\right). \qquad (17)$$

В целях удобства интерпретации и приведения получаемых результатов к более компактному виду введём дополнительные обозначения:

$$\Delta\varphi_{\mathrm{ij}}^s = \varphi_{\mathrm{i}}^s - \varphi_{\mathrm{j}}^s;\ \Delta\varphi_{\mathrm{ij}}^p = \varphi_{\mathrm{i}}^p - \varphi_{\mathrm{j}}^p;\ \mathrm{i, j} = 1,\ 2,\ 3,\ 4;$$

$$\alpha = \frac{X^2}{\sigma_\xi^2};\ \beta = \frac{Y^2}{\sigma_\xi^2};\ \gamma = \frac{3\beta}{1+3\beta}, \qquad (18)$$

где $\alpha,\ \beta$ характеризуют отношения сигнал/флуктуационный шум и помеха/флуктуационный шум в парциальных трактах приёма фазового пеленгатора.

Суммарный сигнал второго, третьего и четвёртого парциальных трактов приёма, взвешенный с оптимальными весовыми коэффициентами для когерентной компенсации помехи, имеет вид

$$x_\Sigma = X\frac{\gamma}{3}\left[e^{i(\varphi_2^s + \Delta\varphi_{12}^p)} + e^{i(\varphi_3^s + \Delta\varphi_{13}^p)} + e^{i(\varphi_4^s + \Delta\varphi_{14}^p)}\right]. \qquad (19)$$

В комплексном представлении мощность ослабляемого или усиливаемого, в результате сложения с разными фазами колебаний четырёх парциальных трактов приёма, сигнала в первом тракте приёма фазового пеленгатора составляет:

$$\Delta P_s^\bullet = x_1 x_1^* - 2x_1 x_\Sigma^* + x_\Sigma x_\Sigma^* =$$

$$= \left| X^2 \left\{ \begin{array}{l} 1 - \dfrac{2\gamma}{3}\left[e^{i(\Delta\varphi_{12}^s - \Delta\varphi_{12}^p)} + e^{i(\Delta\varphi_{13}^s - \Delta\varphi_{13}^p)} + e^{i(\Delta\varphi_{14}^s - \Delta\varphi_{14}^p)}\right] + \\ + \dfrac{\gamma^2}{9}\left(3 + e^{i\Delta\phi_1} + e^{i\Delta\phi_2} + e^{i\Delta\phi_3} + e^{i\Delta\phi_4} + e^{i\Delta\phi_5} + e^{i\Delta\phi_6}\right) \end{array} \right\} \right|;$$

$$\Delta\phi_1 = \Delta\varphi_{23}^s + \Delta\varphi_{12}^p - \Delta\varphi_{13}^p;\ \Delta\phi_2 = \Delta\varphi_{24}^s + \Delta\varphi_{12}^p - \Delta\varphi_{14}^p; \qquad (20)$$

$$\Delta\phi_3 = \Delta\varphi_{32}^s + \Delta\varphi_{13}^p - \Delta\varphi_{12}^p;\ \Delta\phi_4 = \Delta\varphi_{34}^s + \Delta\varphi_{13}^p - \Delta\varphi_{14}^p;$$

$$\Delta\phi_5 = \Delta\varphi_{42}^s + \Delta\varphi_{14}^p - \Delta\varphi_{12}^p;\ \Delta\phi_6 = \Delta\varphi_{43}^s + \Delta\varphi_{14}^p - \Delta\varphi_{13}^p,$$

где $x_1 = Xe^{i\varphi_1^s}$ – сигнал первого парциального тракта приёма.

Переходя от комплексной формы представления к действительному сигналу, получаем:

$$\Delta P_s = \left| X^2 \left\{ 1 - \frac{\gamma}{3}\left[2\sum_{\mathrm{j}=2}^{4}\cos\left(\Delta\varphi_{1\mathrm{j}}^s - \Delta\varphi_{1\mathrm{j}}^p\right) - \frac{\gamma}{3}\left(3 + \sum_{\mathrm{j}=1}^{6}\cos\Delta\phi_{\mathrm{j}}\right)\right]\right\} \right|. \qquad (21)$$

Эффективность подавления помехи при её когерентной компенсации в первом парциальном тракте приёма фазового пеленгатора можно оценивать по величине энергетического выигрыша η_1 – частного от деления отношений: сигнал/помеха после процедуры когерентной компенсации помехи и сигнал/помеха до выполнения процедуры когерентной компенсации, при этом под помехой подразумевается помеха от мешающего надводного судна в совокупности с флуктуационным шумом морской среды:

$$\eta_1 = 10\lg \frac{\Delta P_s (Y^2 + \sigma_\xi^2)}{X^2 (\Delta P_p + \Delta\sigma_\xi^2)} \ [\text{дБ}]. \tag{22}$$

Энергетический выигрыш в развёрнутой форме, с учётом принятых ранее обозначений, определяется следующим выражением:

$$\eta_1 = 10\lg \frac{(1+\beta)\left|1 - \frac{\gamma}{3}\left[2\sum_{\text{j}=1}^{3}\cos\Delta\psi_{\text{j}} - \frac{\gamma}{3}\left(3 + \sum_{\text{j}=1}^{6}\cos\Delta\phi_{\text{j}}\right)\right]\right|}{1 + \beta(1-\gamma)^2 + \frac{\gamma^2}{3}}, \tag{23}$$

где $\Delta\psi_1 = \Delta\varphi_{12}^s - \Delta\varphi_{12}^p;\ \Delta\psi_2 = \Delta\varphi_{13}^s - \Delta\varphi_{13}^p;\ \Delta\psi_3 = \Delta\varphi_{14}^s - \Delta\varphi_{14}^p.$

Из соотношения (23) следует, что энергетический выигрыш зависит от отношения помеха/флуктуационный шум в парциальных трактах приёма фазового пеленгатора и пространственного местоположения мешающего надводного судна относительно поискового судна, которое опосредовано представлено соотношениями фаз колебаний сигнала и помехи в соответствующих парциальных трактах приёма, при этом он не зависит от отношения сигнал/флуктуационный шум в парциальных трактах приёма.

Энергетический выигрыш от подавления помехи при её когерентной компенсации в других парциальных трактах приёма фазового пеленгатора можно также оценивать по формуле (23), но параметры $\Delta\psi_{\text{k}}$ и $\Delta\phi_{\text{j}}$, $\text{k} = 1-3,\ \text{j} = 1-6$ при этом должны определяться нижеследующими формулами.

Для второго парциального тракта приёма:

$$\begin{gathered}
\Delta\psi_1 = \Delta\varphi_{21}^s - \Delta\varphi_{21}^p;\ \Delta\psi_2 = \Delta\varphi_{23}^s - \Delta\varphi_{23}^p;\ \Delta\psi_3 = \Delta\varphi_{24}^s - \Delta\varphi_{24}^p;\\
\Delta\phi_1 = \Delta\varphi_{13}^s + \Delta\varphi_{21}^p - \Delta\varphi_{23}^p;\ \Delta\phi_2 = \Delta\varphi_{14}^s + \Delta\varphi_{21}^p - \Delta\varphi_{24}^p;\\
\Delta\phi_3 = \Delta\varphi_{31}^s + \Delta\varphi_{23}^p - \Delta\varphi_{21}^p;\ \Delta\phi_4 = \Delta\varphi_{34}^s + \Delta\varphi_{23}^p - \Delta\varphi_{24}^p;\\
\Delta\phi_5 = \Delta\varphi_{41}^s + \Delta\varphi_{24}^p - \Delta\varphi_{21}^p;\ \Delta\phi_6 = \Delta\varphi_{43}^s + \Delta\varphi_{24}^p - \Delta\varphi_{23}^p.
\end{gathered} \tag{24}$$

Для третьего парциального тракта приёма:

$$\begin{gathered}
\Delta\psi_1 = \Delta\varphi_{31}^s - \Delta\varphi_{31}^p;\ \Delta\psi_2 = \Delta\varphi_{32}^s - \Delta\varphi_{32}^p;\ \Delta\psi_3 = \Delta\varphi_{34}^s - \Delta\varphi_{34}^p;\\
\Delta\phi_1 = \Delta\varphi_{31}^s + \Delta\varphi_{23}^p - \Delta\varphi_{21}^p;\ \Delta\phi_2 = \Delta\varphi_{34}^s + \Delta\varphi_{23}^p - \Delta\varphi_{24}^p;\\
\Delta\phi_3 = \Delta\varphi_{13}^s + \Delta\varphi_{21}^p - \Delta\varphi_{23}^p;\ \Delta\phi_4 = \Delta\varphi_{14}^s + \Delta\varphi_{21}^p - \Delta\varphi_{24}^p;\\
\Delta\phi_5 = \Delta\varphi_{43}^s + \Delta\varphi_{24}^p - \Delta\varphi_{23}^p;\ \Delta\phi_6 = \Delta\varphi_{41}^s + \Delta\varphi_{24}^p - \Delta\varphi_{21}^p.
\end{gathered} \tag{25}$$

Для четвёртого парциального тракта приёма:

$$\begin{gathered}\Delta\psi_1 = \Delta\varphi_{41}^s - \Delta\varphi_{41}^p;\ \Delta\psi_2 = \Delta\varphi_{42}^s - \Delta\varphi_{42}^p;\ \Delta\psi_3 = \Delta\varphi_{43}^s - \Delta\varphi_{43}^p;\\ \Delta\phi_1 = \Delta\varphi_{34}^s + \Delta\varphi_{23}^p - \Delta\varphi_{24}^p;\ \Delta\phi_2 = \Delta\varphi_{31}^s + \Delta\varphi_{23}^p - \Delta\varphi_{21}^p;\\ \Delta\phi_3 = \Delta\varphi_{43}^s + \Delta\varphi_{24}^p - \Delta\varphi_{23}^p;\ \Delta\phi_4 = \Delta\varphi_{41}^s + \Delta\varphi_{24}^p - \Delta\varphi_{21}^p;\\ \Delta\phi_5 = \Delta\varphi_{13}^s + \Delta\varphi_{21}^p - \Delta\varphi_{23}^p;\ \Delta\phi_6 = \Delta\varphi_{14}^s + \Delta\varphi_{21}^p - \Delta\varphi_{24}^p.\end{gathered} \tag{26}$$

Оценка эффективности подавления помехи по величине энергетического выигрыша, характеризующего относительный прирост отношения сигнал/помеха, удобна при сравнении энергетической эффективности различных устройств и систем, использующих пространственно-временную обработку сигналов, однако зачастую для дальнейшего определения помехоустойчивости приёма полезного сигнала требуется знание непосредственной величины отношения сигнал/помеха после процедуры когерентной компенсации.

В условиях помех судоходства, когда отношение помеха/флуктуационный шум в парциальных трактах приёма $\beta > 10$ дБ, можно определять отношения сигнал/помеха (ОСП) в парциальных трактах приёма фазового пеленгатора после процедуры когерентной компенсации, используя следующие приближённые зависимости:

$$\begin{gathered}\text{ОСП}_1 \approx \eta_1 + \alpha - \beta\ [\text{дБ}];\ \text{ОСП}_2 \approx \eta_2 + \alpha - \beta\ [\text{дБ}];\\ \text{ОСП}_3 \approx \eta_3 + \alpha - \beta\ [\text{дБ}];\ \text{ОСП}_4 \approx \eta_4 + \alpha - \beta\ [\text{дБ}],\end{gathered} \tag{27}$$

где $\eta_1 \div \eta_4$ (дБ) – энергетические выигрыши, полученные на основе соотношений (22) и (23); α, β (дБ) – отношения сигнал/флуктуационный шум и помеха/флуктуационный шум в парциальных трактах приёма фазового пеленгатора.

Нетрудно заметить, что в условиях, когда отношения сигнал/флуктуационный шум и помеха/флуктуационный шум в парциальных трактах приёма фазового пеленгатора равны ($\alpha = \beta$), отношения сигнал/помеха $\text{ОСП}_1 \div \text{ОСП}_4$ соответствуют энергетическим выигрышам $\eta_1 \div \eta_4$.

Поскольку уровни сигнала в парциальных трактах приёма фазового пеленгатора после процедуры когерентной компенсации помехи существенно зависят от соотношения фаз колебаний сигнала и помехи в соответствующих парциальных трактах приёма, то совершенно логично, для повышения достоверности приёма сигнала (импульсного сигнала маяка-пингера автономного подводного объекта), осуществить линейное детектирование колебаний парциальных трактов приёма после процедуры когерентной компенсации помехи с выполнением операции последетекторного сложения парциальных сигналов.

Отношение сигнал/помеха после операции последетекторного сложения, с учётом зависимостей (16), (17), (21), может быть найдено по формуле:

$$\text{ОСП}_{\text{Д}} = 20\lg \frac{\sum\limits_{\text{j}=1}^{4} \sqrt{\Delta P_{\text{sj}}}}{4\left(\sqrt{\Delta P_p} + \sqrt{\Delta\sigma_\xi^2}\right)}\ [\text{дБ}], \tag{28}$$

или в развёрнутом виде

$$\text{ОСП}_{\text{Д}} = 20\lg \frac{\sum_{j=1}^{4} \sqrt{\left|\alpha\left[1-\frac{\gamma}{3}\left(2\text{A}_j - \frac{\gamma}{3}\text{B}_j\right)\right]\right|}}{4\left[(1-\gamma)\sqrt{\beta}+\sqrt{1+\beta\gamma}\right]}, \tag{29}$$

где параметры $\text{A}_1 \div \text{A}_4$ и $\text{B}_1 \div \text{B}_4$ определяются следующими выражениями:

$$\text{A}_1 = \cos\left(\Delta\varphi_{12}^s - \Delta\varphi_{12}^p\right) + \cos\left(\Delta\varphi_{13}^s - \Delta\varphi_{13}^p\right) + \cos\left(\Delta\varphi_{14}^s - \Delta\varphi_{14}^p\right);$$

$$\text{A}_2 = \cos\left(\Delta\varphi_{21}^s - \Delta\varphi_{21}^p\right) + \cos\left(\Delta\varphi_{23}^s - \Delta\varphi_{23}^p\right) + \cos\left(\Delta\varphi_{24}^s - \Delta\varphi_{24}^p\right);$$

$$\text{A}_3 = \cos\left(\Delta\varphi_{31}^s - \Delta\varphi_{31}^p\right) + \cos\left(\Delta\varphi_{32}^s - \Delta\varphi_{32}^p\right) + \cos\left(\Delta\varphi_{34}^s - \Delta\varphi_{34}^p\right);$$

$$\text{A}_4 = \cos\left(\Delta\varphi_{41}^s - \Delta\varphi_{41}^p\right) + \cos\left(\Delta\varphi_{42}^s - \Delta\varphi_{42}^p\right) + \cos\left(\Delta\varphi_{43}^s - \Delta\varphi_{43}^p\right);$$

$$\text{B}_1 = 3 + \begin{bmatrix} \cos\left(\Delta\varphi_{23}^s + \Delta\varphi_{12}^p - \Delta\varphi_{13}^p\right) + \cos\left(\Delta\varphi_{24}^s + \Delta\varphi_{12}^p - \Delta\varphi_{14}^p\right) + \\ + \cos\left(\Delta\varphi_{32}^s + \Delta\varphi_{13}^p - \Delta\varphi_{12}^p\right) + \cos\left(\Delta\varphi_{34}^s + \Delta\varphi_{13}^p - \Delta\varphi_{14}^p\right) + \\ + \cos\left(\Delta\varphi_{42}^s + \Delta\varphi_{14}^p - \Delta\varphi_{12}^p\right) + \cos\left(\Delta\varphi_{43}^s + \Delta\varphi_{14}^p - \Delta\varphi_{13}^p\right) \end{bmatrix};$$

$$\text{B}_2 = 3 + \begin{bmatrix} \cos\left(\Delta\varphi_{13}^s + \Delta\varphi_{21}^p - \Delta\varphi_{23}^p\right) + \cos\left(\Delta\varphi_{14}^s + \Delta\varphi_{21}^p - \Delta\varphi_{24}^p\right) + \\ + \cos\left(\Delta\varphi_{31}^s + \Delta\varphi_{23}^p - \Delta\varphi_{21}^p\right) + \cos\left(\Delta\varphi_{34}^s + \Delta\varphi_{23}^p - \Delta\varphi_{24}^p\right) + \\ + \cos\left(\Delta\varphi_{41}^s + \Delta\varphi_{24}^p - \Delta\varphi_{21}^p\right) + \cos\left(\Delta\varphi_{43}^s + \Delta\varphi_{24}^p - \Delta\varphi_{23}^p\right) \end{bmatrix};$$

$$\text{B}_3 = 3 + \begin{bmatrix} \cos\left(\Delta\varphi_{31}^s + \Delta\varphi_{23}^p - \Delta\varphi_{21}^p\right) + \cos\left(\Delta\varphi_{34}^s + \Delta\varphi_{23}^p - \Delta\varphi_{24}^p\right) + \\ + \cos\left(\Delta\varphi_{13}^s + \Delta\varphi_{21}^p - \Delta\varphi_{23}^p\right) + \cos\left(\Delta\varphi_{14}^s + \Delta\varphi_{21}^p - \Delta\varphi_{24}^p\right) + \\ + \cos\left(\Delta\varphi_{43}^s + \Delta\varphi_{24}^p - \Delta\varphi_{23}^p\right) + \cos\left(\Delta\varphi_{41}^s + \Delta\varphi_{24}^p - \Delta\varphi_{21}^p\right) \end{bmatrix};$$

$$\text{B}_4 = 3 + \begin{bmatrix} \cos\left(\Delta\varphi_{34}^s + \Delta\varphi_{23}^p - \Delta\varphi_{24}^p\right) + \cos\left(\Delta\varphi_{31}^s + \Delta\varphi_{23}^p - \Delta\varphi_{21}^p\right) + \\ + \cos\left(\Delta\varphi_{43}^s + \Delta\varphi_{24}^p - \Delta\varphi_{23}^p\right) + \cos\left(\Delta\varphi_{41}^s + \Delta\varphi_{24}^p - \Delta\varphi_{21}^p\right) + \\ + \cos\left(\Delta\varphi_{13}^s + \Delta\varphi_{21}^p - \Delta\varphi_{23}^p\right) + \cos\left(\Delta\varphi_{14}^s + \Delta\varphi_{21}^p - \Delta\varphi_{24}^p\right) \end{bmatrix}.$$

Полученные аналитические выражения позволяют перейти к количественной оценке энергетических характеристик фазового пеленгатора поискового судна в процессе гидроакустического поиска автономного подводного объекта в условиях воздействия помехи мешающего судоходства.

Определим в математической среде Mathcad, на основе полученных зависимостей (23), (27), (29), отношения сигнал/помеха после процедуры когерентной компенсации помехи и операции последетекторного сложения при следующих исходных данных процесса гидроакустического поиска автономного подводного объекта:

– на поисковом судне используется вертикально стабилизированная пеленгационная антенна диаметрально-ортогональной геометрии [4] с линейными

размерами 0.2 м и 0.1 м в горизонтальной и вертикальной плоскостях соответственно при наклонном расстоянии до подводного объекта (источника сигнала) 500 м;

– центральная частота спектра помехи мешающего надводного судна выбрана равной 650 Гц;

– частоты спектральных составляющих посылки опознавания маяка-пингера подводного объекта приняты равными 200, 600, 2000, 6000 Гц;

– пеленг источника помехи (мешающего надводного судна) относительно курса поискового судна составляет 180 градусов;

– угол места источника сигнала (автономного подводного объекта) относительно водной поверхности акватории поиска принят равным 60 градусов;

– угол места источника помехи (места отражения от морского дна акустических колебаний мешающего надводного судна) выбран равным 20 градусов;

– отношения сигнал/флуктуационный шум (α) и помеха/флуктуационный шум (β) в парциальных трактах приёма фазового пеленгатора считаются равными и составляют 30 дБ;

– искомые отношения сигнал/помеха представлены как функции всех возможных в процессе гидроакустического поиска подводного объекта пеленгов (0^0 … 360^0) источника сигнала.

На рисунке 5 представлены результаты расчётов отношения сигнал/помеха в парциальных трактах приёма фазового пеленгатора после процедуры когерентной компенсации помехи для четырёх спектральных составляющих посылки опознавания маяка-пингера автономного подводного объекта. Последетекторная обработка сигналов парциальных трактов приёма фазового пеленгатора иллюстрируется рисунком 6.

Результаты расчётов для других параметров относительного местоположения источников сигнала и помехи позволяют сделать выводы, полезные при реализации системы гидроакустического поиска, функционирующей в условиях помех мешающего судоходства.

Использование процедуры когерентной компенсации позволяет увеличивать ОСП в парциальных трактах приёма фазового пеленгатора, но имеет следующие особенности:

– различия ОСП по парциальным трактам приёма зависят от пеленга источника сигнала, частотного спектра сигнала и углов места источников сигнала и помех;

– уменьшение различий ОСП по парциальным трактам приёма наблюдаются при увеличении разности углов места источников сигнала и помех;

– наибольшие различия ОСП по парциальным трактам приёма наблюдаются при совпадении углов места источников сигнала и помех;

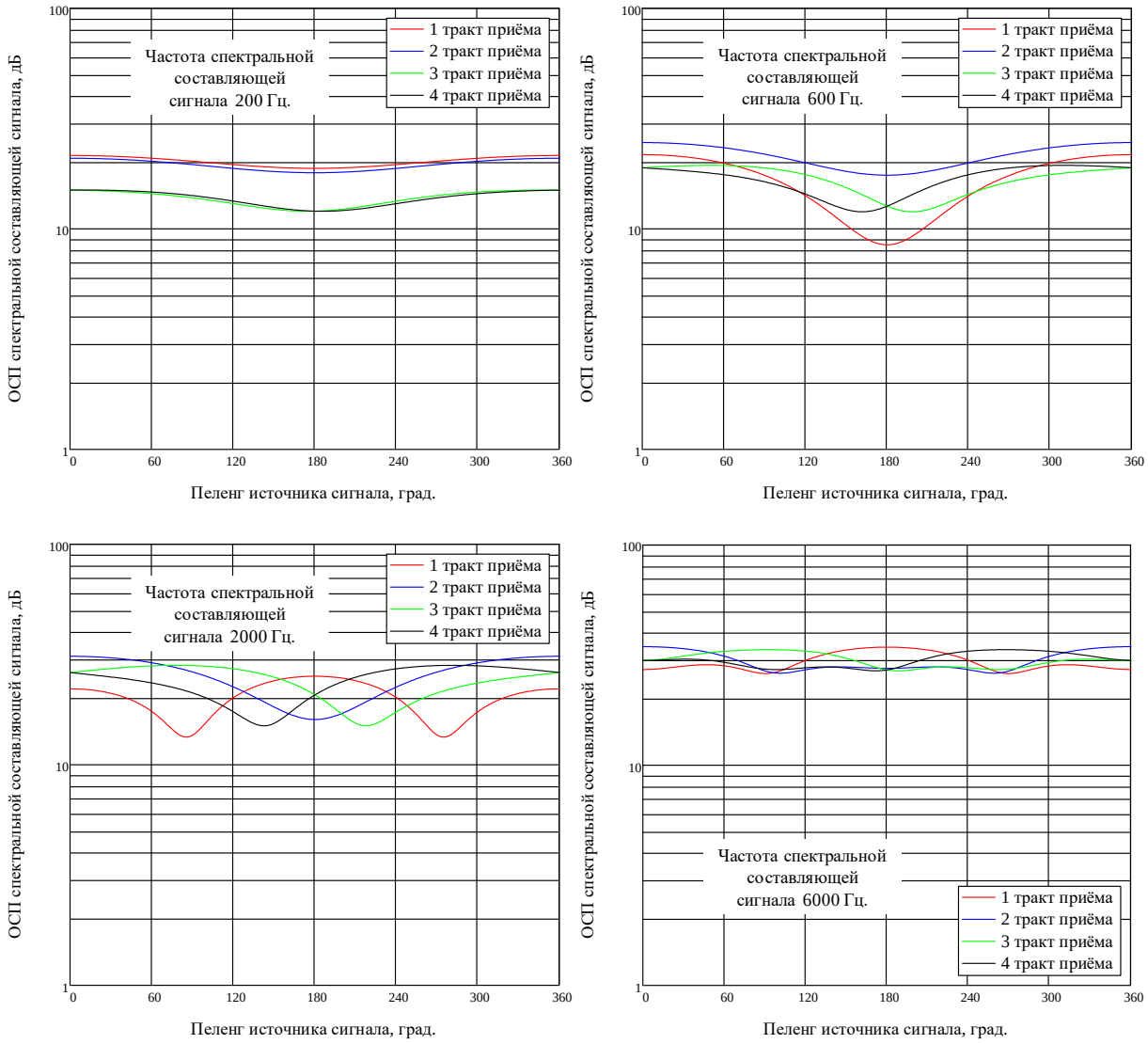
– различия ОСП по парциальным трактам приёма уменьшаются с увеличением различий в частотных спектрах сигнала и помех.

Наибольшие снижения ОСП по парциальным трактам приёма имеют место:

– при совпадении частотных спектров сигнала и помех;

– при совпадении пеленгов источников сигнала и помех.

Наибольшие различия ОСП по парциальным трактам приёма отмечаются для сигналов, в которых превалируют спектральные составляющие с частотами ниже одного килогерца.



Углы места: источника сигнала 60 град., источника помехи 20 град.
Пеленг источника помехи 180 град.

Рис. 5. Эффективность когерентной компенсации узкополосной помехи

Отсюда следует важный системный вывод: для минимизации возможных искажений формы стартовой посылки и посылки опознавания маяка-пингера автономного подводного объекта, приводящих к снижению достоверности их приёма в процессе гидроакустического поиска с подавлением помех мешающего судоходства, целесообразно при формировании акустической окраски указанных импульсных сигналов маяка-пингера выбирать фрагменты сонограмм записей звуков морской среды с частотными спектрами, имеющими спад амплитуд спектральных составляющих в низкочастотной области используемого частотного диапазона.

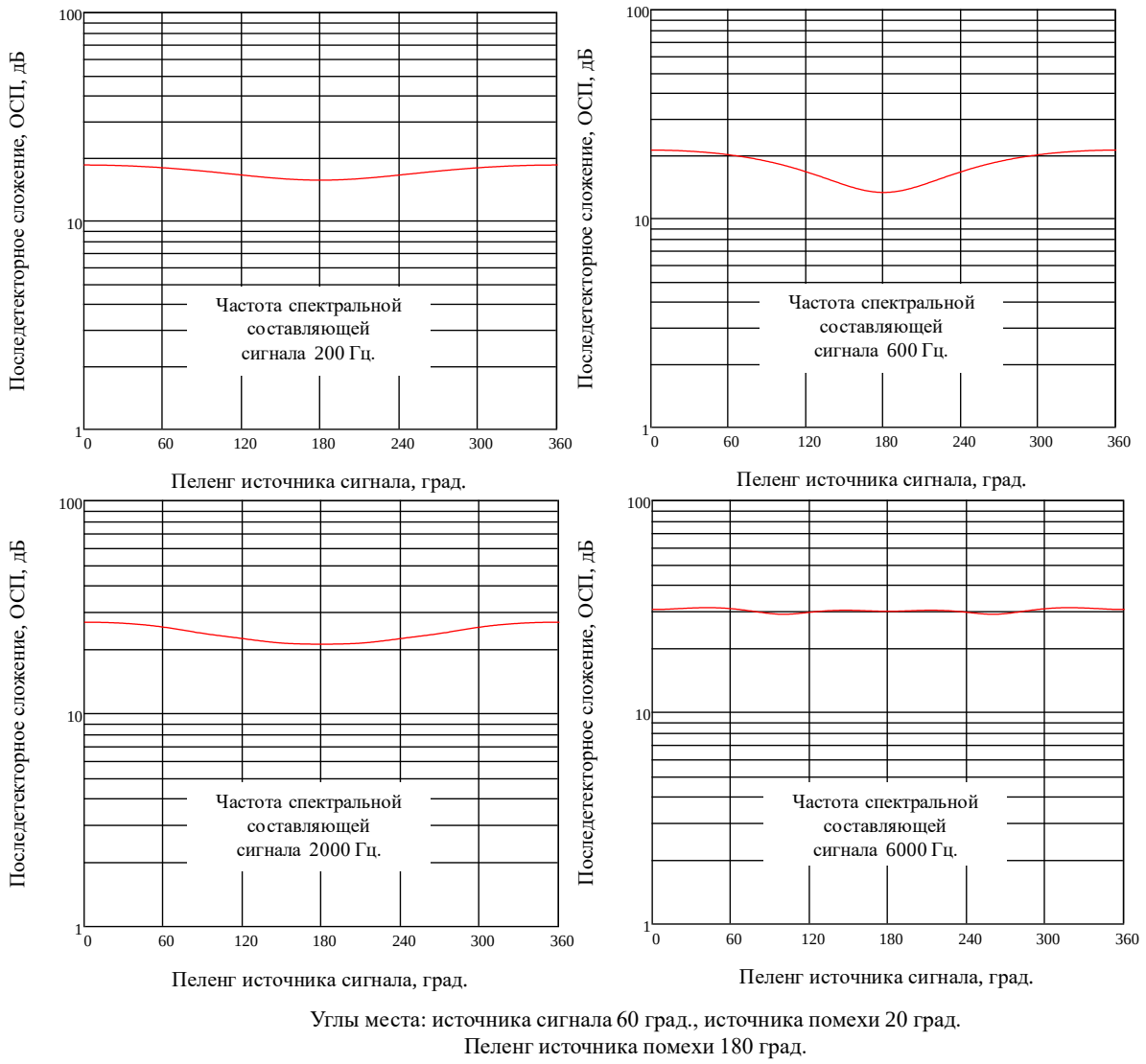


Рис. 6. Эффективность операции последетекторного сложения сигналов

Операция последетекторного суммирования сигналов парциальных трактов приёма фазового пеленгатора (с оценкой $ОСП_Д$ результирующего сигнала) нивелирует (сглаживает) изменения ОСП, зависящие от пеленга автономного подводного объекта и частотного спектра сигнала его маяка-пингера, сохраняя их только для спектральной составляющей сигнала, частота которой совпадает с частотой помехи.

4. Заключение

Решена задача подавления помехи судоходства в процессе гидроакустического поиска с надводного судна автономного подводного объекта. Получены аналитические выражения для оценки энергетической эффективности фазового пеленгатора поискового судна, использующего четырёхэлементную пеленгационную антенну, в случае подавления помехи одного мешающего надводного источника, позволяющие рассчитывать энергетические выигрыши и отношения сигнал/помеха в парциальных

трактах приёма фазового пеленгатора после процедуры когерентной компенсации помехи при различных сценариях гидроакустического поиска.

В основу принципа подавления помехи мешающего судоходства положена пространственно-временная обработка сеансовых сигналов маяка-пингера автономного подводного объекта с адаптивной когерентной компенсацией колебаний узкополосной помехи в парциальных трактах приёма фазового пеленгатора поискового судна, использующая пространственные, временные и частотные различия полезного сигнала и помехи.

Определён общий порядок функционально связанных действий при обработке сеансового сигнала маяка-пингера автономного подводного объекта на поисковом судне в процессе гидроакустического поиска в условиях присутствия помехи ближнего или дальнего судоходства.

Для фазового пеленгатора с четырёхэлементной пеленгационной антенной процедура когерентной компенсации узкополосной помехи мешающего судоходства предполагает: усиление сигналов парциальных трактов приёма пеленгационной антенны, формирование троек комплексных весовых коэффициентов для когерентной компенсации колебаний в компенсируемых парциальных трактах приёма взвешенными колебаниями компенсационных парциальных трактов приёма, комплексное взвешивание сигналов компенсационных парциальных трактов приёма, вычитание из сигналов каждого компенсируемого тракта приёма трёх взвешенных сигналов компенсационных трактов приёма.

Литература

1. Арсентьев В.Г., Криволапов Г.И. Способ гидроакустического поиска автономного донного подводного объекта. RU 2727331, G01S 15/00, заявл. 25.12.2019, опубл. 21.07.2020.
2. Арсентьев В.Г., Криволапов Г.И. Гидроакустический поиск автономного необитаемого подводного объекта // Вестник СибГУТИ, 2020, № 3. – С. 64-78.
3. Арсентьев В.Г., Криволапов Г.И. Измерение разности фаз гармонических сигналов в линейных трактах с квазибелым шумом // Вестник СибГУТИ, 2019, № 2. – С. 21-31.
4. Арсентьев В.Г., Криволапов Г.И. О влиянии геометрических параметров антенны на характеристики гидроакустического фазового пеленгатора // Вестник СибГУТИ, 2019, № 1. – С. 92-101.
5. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. Пер. с англ. под редакцией В.В. Шахгильдяна. М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.

References

1. Arsentiev V.G., Krivolapov G.I. Method of hydroacoustic search of an autonomous bottom underwater object. RU 2727331, G01S 15/00, stated. 25.12.2019, publ. 21.07.2020.
2. Arsentiev V.G., Krivolapov G.I. Hydroacoustic search of an autonomous uninhabited underwater object // Bulletin of SibGUTI, 2020, № 3. – Pp. 64-78.
3. Arsentiev V.G., Krivolapov G.I. Measurement of the phase difference of harmonic signals in linear paths with quasi-white noise // Bulletin of SibGUTI, 2019, № 2. – Pp. 21-31.
4. Arsentiev V.G., Krivolapov G.I. On the influence of the geometric parameters of the antenna on the characteristics of the hydroacoustic phase direction finder // Bulletin of SibGUTI, 2019, № 1. – Pp. 92-101.
5. Widrow B., Stearns S. Adaptive signal processing. Edited by V.V. Shakhgildyan. M.: Radio and Communication, 1989. – 440 p.

ГОЛОГРАФИЧЕСКАЯ СТРУКТУРА СТАЦИОНАРНОГО ИСТОЧНИКА ПРИ РАСПРОСТРАНЕНИИ ВНУТРЕННИХ ВОЛН ПЕРПЕНДИКУЛЯРНО АКУСТИЧЕСКОЙ ТРАССЕ

С.А. Переселков[1], В.М. Кузькин[2], Е.С. Казначеева[1], П.В. Рыбянец[1], Д.Ю. Просовецкий[1]

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

Аннотация. Приведены результаты численного эксперимента интерферометрической обработки поля широкополосного источника на стационарной трассе, когда интенсивные внутренние волны вызывают значительную горизонтальную рефракцию волн. Показана возможность получения интерферограмм невозмущенного и возмущенного полей. Оценена погрешность передачи неискаженной информации через возмущенную океаническую среду.

Ключевые слова: интерферометрическая обработка, интерферограмма, голограмма, широкополосный источник, внутренние волны, горизонтальная рефракция.

THE HOLOGRAPHIC STRUCTURE OF A STATIONARY SOURCE WHEN INTERNAL WAVES PROPAGATE PERPENDICULAR TO THE ACOUSTIC TRACK

S. A. Pereselkov[1], V. M. Kuzkin[2], E. S. Kaznacheeva[1], P. V. Rybyanets[1], D. Yu. Prosovetsky[1]

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

Abstract. The results of a numerical experiment of interferometric processing of the field of a broadband source on a stationary track, when intense internal waves cause significant horizontal refraction of waves, are presented. The possibility of obtaining interferograms of undisturbed and perturbed fields is shown. The error of transmitting undistorted information through a disturbed oceanic medium is estimated.

Keywords: interferometric processing, interferogram, hologram, broadband source, internal waves, horizontal refraction.

1. Введение

Во многих практически интересных случаях передача акустической информации через океаническую среду осуществляется при малом входном отношении сигнал/помеха на фоне гидродинамических возмущений. Интенсивная помеха маскирует информацию, а случайно-неоднородная среда ее искажает. Решение этой проблемы может обеспечить интерферометрическая обработка [1–3].

Обработка реализует накопление спектральной интенсивности волнового поля вдоль локализованных полос интерференционной картины (интерферограммы) в переменных частота-время, формируемой широкополосным источником, которая далее подвергается двумерному преобразованию Фурье. Преобразованную спектральную плотность условно назовем голограммой. Под интерферограммой, если речь идет о скалярной компоненте поля, понимается квадрат модуля давления в переменных частота-время. В случае векторных компонент поля под интерферограммой понимается модуль из произведения или квадрата суммы различных их составляющих с соответствующими

весами. На голограмме спектральная плотность концентрируется в малой области в форме фокальных пятен, обусловленных интерференцией мод различных номеров. В отличие от сигнала помеха распределена по всей области. Восстановление зашумленной интерферограммы источника достигается фильтрацией двумерной спектральной плотности сигнала голограммы с последующим применением к ней двумерного обратного преобразования Фурье. Очищение интерферограммы от помехи не требует знания о характере сигнала, помехи и передаточной функции. Такое, казалось бы, несущественное отличие от классической интерферометрии, как двумерное разложение интерферограммы, приводит ко многим важным следствиям; в частности, возможности выделения слабого сигнала на фоне интенсивной помехи. Регулярный характер интерференционной картины обусловлен волноводной дисперсией и многомодовым распространением звуковых волн.

Наиболее очевидным применением интерферометрической обработки является локализация малошумных источников [1−3]. Другое представляющее интерес ее применение связано с возможностью передачей неискаженной гидроакустической информации через случайно-неоднородную океаническую среду. Впервые данный эффект экспериментально обнаружен при прохождении широкополосного сигнала стационарной трассы, возмущенной интенсивными внутренними волнами (ИВВ), в эксперименте SWARM-95 [4, 5] и описан в работе [6]. Неожиданным оказалось, что интерферометрическая обработка дала возможность разрешить интерферограммы невозмущенного и возмущенного полей, т.е. в отсутствие и при наличии ИВВ [6]. Обычная интерферометрия не позволяет это выполнить. При этом остается открытым принципиально важный вопрос о погрешности реконструирования интерферограммы невозмущенного поля. В рамках численного моделирования анализ этой погрешности в условиях, когда на стационарной трассе ИВВ приводили к взаимодействию мод поля источника, проанализирован в [7].

Цель данной работы − на основе численного моделирования оценить погрешность восстановления интерферограммы невозмущенного поля в случае, когда ИВВ приводят к горизонтальной рефракции мод.

2. Общие положения

Интенсивные внутренние волны − гидродинамическое явление, широко распространенное в океанической среде. В мелководных акваториях они представляют собой цуги интенсивных короткопериодных колебаний водной поверхности постоянной плотности, трактуемые как цуги солитонов, которые распространяются в направлении береговой кромки со скоростью $u\sim0.5–1$ м/с и разделены промежутками затишья $\delta L\sim10$ км. Причина их возникновения обусловлена внутренними приливами: на шельфе происходит почти регулярная передача энергии от внутренних приливных волн к короткопериодным. Согласно экспериментальным данным длина цугов $L\sim2–4$ км, период $\Lambda\sim200–400$ м (расстояние между гребнями соседних солитонов), полуширина $\eta\sim50–150$ м и амплитуда $B\sim10–30$ м [8, 9]. Цуги солитонов характеризуются: а) анизотропностью в горизонтальной плоскости, радиус кривизны фронта $r = 15 –25$ км;

б) квазисинусоидальностью в направлении распространения, т.е. пространственный спектр узкий; в) синхронностью вертикальных смещений по глубине, что свидетельствует о доминировании первой гравитационной моды. Указанные свойства обусловливают горизонтальную рефракцию звуковых волн источника, если акустическая трасса расположена под малым углом к волновому фронту солитонов [10, 11]. Наличие ИВВ делает среду распространения подобием дифракционной решетки, покрывающей значительную акваторию с размерами порядка 10 х 20 км^2.

Примем, что скорость цуга солитонов направлена по нормали к трассе протяженностью x_0, расположенной вдоль горизонтальной оси x, волновой фронт солитонов является плоским. В отсутствие возмущения океанической среды волновод считается горизонтально-однородным глубиной H. Невозмущенные значения величин обозначим чертой сверху, а возмущенные – тильдой. При сделанных предположениях квадрат показателя преломления

$$n^2(x,z,t) = \bar{n}^2(z) + \tilde{n}^2(x,z,t), \tag{1}$$

где z – глубина приемника, t – время. В соответствии с [12]

$$\tilde{n}^2(x,z,t) = -2QN^2(z)\Phi(z)\zeta_s(y,t). \tag{2}$$

Здесь Q ≈ 2.4 с2/м – константа, определяемая физическими свойствами воды; $N(z)$ – частота плавучести; $\Phi(z)$ – собственная функция первой гравитационной моды, нормированная на собственное значение на глубине приема; $\zeta_s(y,t)$– отклонение поверхности от глубины, где $\Phi(z) = 1$, т.е. огибающая цуга солитонов. Величину $\zeta_s(y,t)$можно записать в виде последовательности N различных солитонов с амплитудами B_n, сдвинутыми друг относительно друга на период Λ_n и распространяющимися со скоростями u_n

$$\zeta_s(y,t) = \sum_{n=1}^{N} -B_n \mathrm{sech}^2\left[(y - \Lambda_n - u_n t)/\eta_n\right], \tag{3}$$

где η_n – полуширина n-го солитона на уровне 0.42 от максимума [13]. Знак минус означает, что возмущение показателя преломления направлено в сторону дна.

Учитывая малость $\tilde{n}^2$ по отношению к $\bar{n}^2$, $\tilde{n}^2 \ll \bar{n}^2$, вещественную часть горизонтального волнового числа $h_m(x,z,t)$ звукового поля моды номера m можно представить как

$$h_m(x,z,t) = \bar{h}_m + \tilde{h}_m(x,z,t), \tag{4}$$

где линейная поправка в рамках теории возмущений [10, 11] определяется выражением

$$\tilde{h}_m(x,z,t) = \frac{\bar{k}_0^2}{2\bar{h}_m}\int_0^H \bar{\psi}_m^2(z)\tilde{n}^2(x,z,t)dz. \tag{5}$$

Здесь $\bar{k}_0^2 = \omega^2/\bar{c}_0^2$ – квадрат волнового числа на глубине $z = 0$, $c(z)$ – распределение скорости звука по глубине, $\omega = 2\pi f$ – циклическая частота; $\bar{\psi}_m(z)$ – собственная функция m-й моды. Подставив (2) в (5), получаем

$$\tilde{h}_m(x,z,t) = -q_m\zeta(x,t), \tag{6}$$

где величина

$$q_m = \frac{Q\bar{k}_0^2}{\bar{h}_m}\int_0^H \bar{\psi}_m^2(z)N^2(z)\Phi(z)dz \tag{7}$$

– зависимость линейной поправки горизонтального волнового числа от номера моды.

Звуковое поле в точке приема рассчитывалось в рамках подхода вертикальные моды и параболическое уравнение в горизонтальной плоскости [10, 11].

3. Численное моделирование

Невозмущенный волновод выбран горизонтально-однородным глубиной $H = 70$ м, близким по характеристикам экспериментальному каналу [4, 5]. Рассматривались два диапазона частот: $\Delta f_1 = 100–120$ Гц и $\Delta f_2 = 300–320$ Гц. Параметры жидкого поглощающего дна: отношение плотности грунта и воды $\rho = 1.8$; для первого диапазона частот комплексный показатель преломления $n = 0.84(1 + i0.03)$, для второго – $n = 0.84(1 + i0.05)$.

Расстояние между неподвижными источником и приемником $x_0 = 10$ км. Точечный источник располагался на глубине $z_s = 20$ м, приемник – на глубине $z_q = 45$ м. Задавался равномерный спектр, импульсы регистрировались с периодичностью 5 с, дискретизация по частоте спектра принимаемого сигнал 0.25 Гц. В качестве модели возмущения выбран цуг ИВВ (3), состоящий из трех одинаковых солитонов Параметры солитона: амплитуда $B = 20$ м, ширина $\eta = 200$ м, скорость $u = 0.7$ м/с, период $\Lambda = 250$м. Ширина фронта возмущения превышает длину трассы. Время наблюдения $T = 20$ мин, за это время возмущение полностью пересекало трассу. В диапазоне частот Δf_1 поле формировалось тремя модами, в диапазоне частот Δf_2 – пятью модами. Разумеется, выбор простой модели цуга солитонов никак не влияет на решение поставленной задачи. Существенно лишь проявление эффекта горизонтальной рефракции за время наблюдения. При выбранной модели спектра интерферограмма невозмущенного поля с точностью до постоянного множителя воспроизводит передаточную функцию волновода.

Результаты моделирования приведены на рис. 1–4. С целью повышения контрастности и информативности на интерферограммах вырезаны средние значения. Если эти средние значения не вычтены из интерферограммы до применения преобразования Фурье, то на голограмме в области начала координат появится острый пик большой интенсивности.

На рис. 1 представлены интерферограммы и модули голограмм невозмущенных полей, т.е. в отсутствие пересечения цугом солитонов трассу. С увеличением частоты возрастает изрезанность интерференционной картины, состоящая из локализованных вертикальных полос, и число фокальных пятен на оси времени голограммы, что объясняется возрастанием числа мод.

Интерферограммы и модули голограмм при пересечении возмущения трассы показаны на рис. 2.

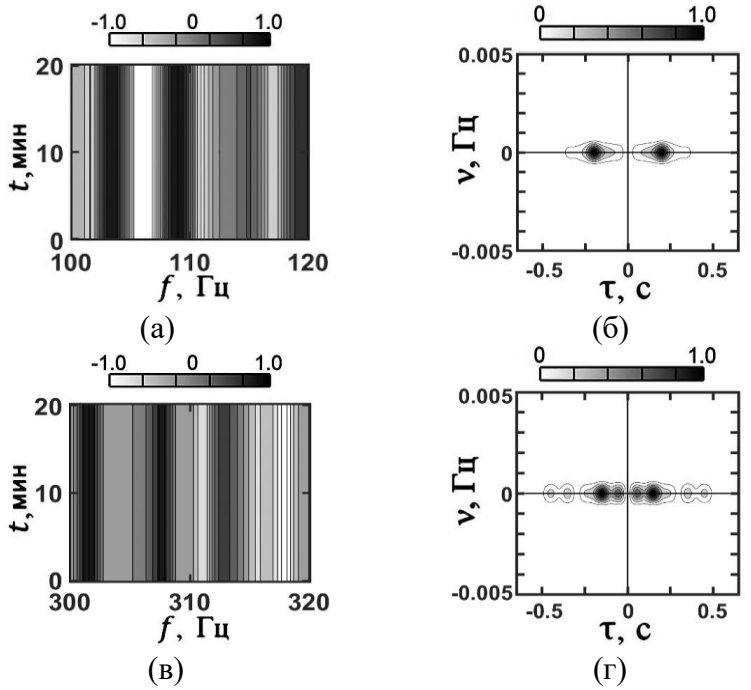


Рис. 1. Нормированные интерферограммы (а, в) и модули голограмм (б, г) полей в отсутствие цуга солитонов: (а, б) – ширина полосы Δf_1, (в, г) – ширина полосы Δf_2.

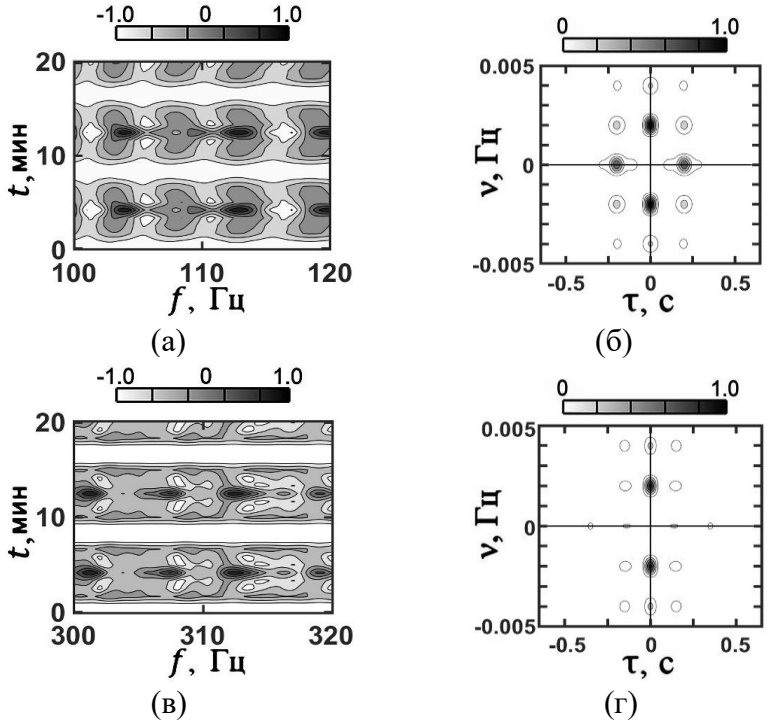


Рис. 2. Нормированные интерферограммы (а, в) и модули голограмм (б, г) при пересечении цугом солитонов трассы: (а, б) – ширина полосы Δf_1, (в, г) – ширина полосы Δf_2.

На интерферограммах (рис. 2 (а, в)) наблюдаются горизонтальные полосы длительностью $\Delta t = 5.95$ мин, когда трасса расположена между гребнями соседних солитонов, т.е. соответствует периоду цуга $\Lambda = 250$ м. В этом случае звуковое поле концентрируется в направлении трассы, что приводит к тонкой периодической структуре расположения спектральной плотности внутри полос с ярко выраженными фокальными

пятнами. Линейные размеры фокальных пятен: $\delta f_1 = 2.5$ Гц, $\delta t_1 = 1.3$ мин – диапазон Δf_1 и $\delta f_2 = 3.5$ Гц, $\delta t_1 = 1.3$ мин – диапазон Δf_2. Масштабы периодичности максимумов фокальных пятен: $f_* = 9.2$ Гц, $t_* = 8$ мин – диапазон Δf_1 и $f_* = 5.5$ Гц, $t_* = 8$ мин – диапазон Δf_2. Увеличение частоты приводит к возрастанию частотного размера фокальных пятен и уменьшению частотного периода. На голограммах (рис. 2 (б, г)) расположение спектральной плотности в форме фокальных пятен образуют периодическую структуру.

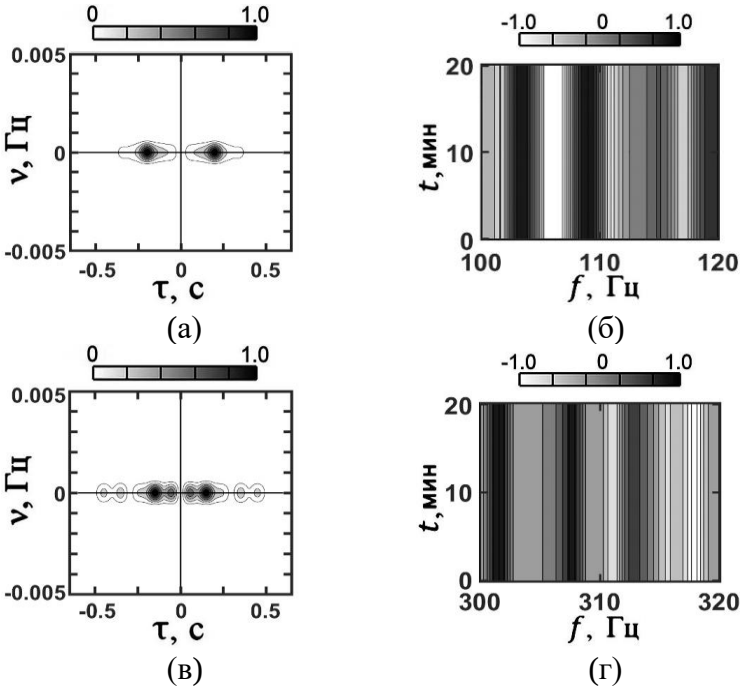


Рис. 3. Нормированные отфильтрованные модули голограмм (а, в) и восстановленные по ним интерферограммы (б, г) невозмущенного поля в присутствии цуга солитонов: (а, б) – ширина полосы Δf_1, (в, г) – ширина полосы Δf_2.

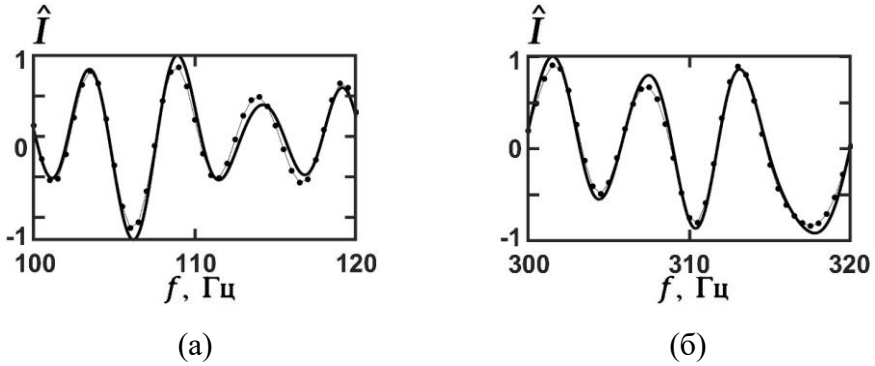


Рис. 4. Зависимости нормированных интерферограмм невозмущенных полей $\hat{I}$ от частоты f в отсутствие цуга солитонов (сплошная линия) и восстановленные при его наличии (точки): (а) ширина полосы Δf_1, (б) ширина полосы Δf_2.

С увеличением частоты изменяется временной масштаб, частотный масштаб не меняется. Таким образом, распределение спектральной плотности на интерферограмме и голограмме представляет собой двумерную периодическую структуру. В натурных условиях, когда цуг состоит из солитонов разной формы и различными параметрами, это,

естественно, будет приводить к снижению контрастности интерференционной картины и размытию фокальных пятен [6]. Механизм расположения фокальных пятен на голограмме делает возможным восстановление интерферограмм невозмущенного и возмущенного полей. Фильтрация спектральных плотностей голограмм невозмущенного поля, сосредоточенных вблизи оси времени, и их образ Фурье приведены на рис. 3. Интерферограммы и конфигурация расположения локализованных областей на голограмме невозмущенных полей в отсутствие возмущения и восстановленных близки между собой (см. рис. 1). Максимумы расположения фокальных пятен совпадают. Наиболее ярко близость их интерферограмм иллюстрирует рис. 4.

На рис. 4 приведены одномерные нормированные спектральные плотности интерферограмм невозмущенных полей в отсутствие возмущения (сплошная линия) и реконструированные (точки), когда цуг солитонов пересекает трассу. Нормированная величина обозначена сверху значком «крышка». Одномерные интерферограммы представляют собой горизонтальные сечения соответствующих двумерных интерферограммам (рис. 1, 3). Погрешность восстановления интерферограмм оценивалась как

$$d = \frac{\sum_{j=1}^{J} |I_1(f_j) - I_2(f_j)|}{\sum_{j=1}^{J} |I_1(f_j)|}, \qquad (8)$$

где число отсчетов $J = 80$. Здесь $I_{1,2}$ – интерферограмма невозмущенного поля в отсутствие возмущения и восстановленная при его наличии соответственно. Для ширины спектра $\Delta f_1 = 100–120$ ошибка $d = 0.117$, для ширины спектра $\Delta f_2 = 300–320$ Гц – $d = 0.096$.

4. Заключение

В условиях горизонтальной рефракции мод акустического поля источника, вызванной цугом солитонов, применяя интерферометрическую обработку, в рамках численного моделирования продемонстрирована возможность восстановления интерферограммы невозмущенного поля. Теоретическое обоснование возможности передачи неискаженного изображения через неоднородную океаническую среду опирается на свойство голограммы формировать непересекающиеся локализованные спектральных плотностей невозмущенного и возмущенного полей. Считывая эти области и применяя к ним обратное двумерное преобразование Фурье, можно реконструировать интерферограмму невозмущенного поля. Рассмотрены частотные диапазоны 100−120 Гц и 300−320 Гц. Относительная ошибка восстановления интерферограммы невозмущенного поля составляет не более 11.7 % для диапазона частот 100−120 Гц и 9.7% для диапазона частот 300−320 Гц.

5. Благодарности

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ (проект 19-29-06075 и проект 19-38-90326). Научно-исследовательская работа Д.Ю. Просовецкого поддержана грантом Президента РФ (грант МК-6144.2021.4).

Литература

1. Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. // Акуст. журн. 2017. Т. 63. № 4. С. 406; Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. // Acoust. Phys. 2017. V. 63. № 4. P. 449.
2. Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. // Изв. РАН. Сер. физ. 2017. Т. 81. № 8. С. 141; Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. // Bull. Russ. Acad. Sci. Phys. 2017. V. 81. No. 8. P. 938.
3. Казначеев И.В., Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М. Пересёлков С.А. // Акуст. журн. 2018. Т. 64. № 1. С. 33; Kaznacheev I.V., Kuznetsov G.N., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. // Acoust. Phys. 2018. V. 64. № 1. P. 37.
4. Apel J.R., Badiey M., Chiu C.-S. et al. // IEEE J. Ocean. Eng. 1997. V. 22. P. 465.
5. Frank S.D., Badiey M., Lynch J., Siegmann W.L. // J. Acoust. Soc. Am. 2004. V. 116. № 6. P. 3404.
6. Бади М., Кузькин В.М., Пересёлков С.А. // Фундам. прикл. гидрофиз. 2020. Т. 13. № 1. С. 45; Badiey M., Kuz'kin V.M., Pereselkov S.A. // Fundam. Prikl. Gidrofiz. 2020. V. 13. № 1. P. 45.
7. Кузькин В.М., Бади М., Пересёлков С.А. и др. // Изв. РАН. Сер. физ. 2021. Т. 85. № 2. С. 276; Kuz'kin V.M., Badiey M., Pereselkov S.A. et al. // Bull. Russ. Acad. Sci. Phys. 2021. V. 85. No. 2. P. 201.
8. Hsu M.K., Liu A.K., Liu C. // Continental Shelf Res.2000. V. 20. № 4-5. P. 389.
9. Zhou J., Zhang X.Z., Rogers P.H. // Acoust. Soc. Am. 1991. V. 90. № 4. P. 2042.
10. Кацнельсон Б.Г., Ересёлков С.А. // Акуст. журн. 2000. Т. 46. № 6. С. 779; Katsnel'son B.G., Pereselkov S.A. // Acoust. Phys. 2000. Т. 46. № 6. С. 684.
11. Кацнельсон Б.Г., Пересёлков С.А. // Акуст. журн. 2004. Т. 50. № 2. С. 210; Katsnel'son B.G., Pereselkov S.A. // Acoust. Phys. 2004. V. 50. № 2. P. 169.
12. Sound transmission through a fluctuating ocean. Flatte S.M. (ed). Cambridge University Press, 1979.
13. Коняев К.В., Сабинин К.Д. Волны внутри океана. СПб.: Гидрометеоиздат, 1992. 271 с.

References

1. Kuznetsov G. N., Kuzkin V. M., Perestrokov S. A. / / Aktuk. journal. 2017. Vol. 63. No. 4. p. 406; Kuznetsov G. N., Kuz'kin V. M., Pereselkov S. A. / / Acoust. Phys. 2017. V. 63. No. 4. P. 449.
2. Kuznetsov, G. N., Kuzkin V. M., Pereselkov S. A. // Izv. Wounds. Ser. Phys 2017. T. 81. No. 8. S. 141; G. N. Kuznetsov, V. M. Kuz kin, S. A. Pereselkov // Bull. Russ. Acad. Sci. Phys. 2017. V. 81. No. 8. P. 938.
3. Kaznacheev I. V., Kuznetsov G. N., Kuzkin V. M. Perestrokov S. A. / / Aktuk. journal. 2018. Vol. 64. No. 1. p. 33; Kaznacheev I. V., Kuznetsov G. N., Kuz'kin V. M., Pereselkov S. A. / / Acoust. Phys. 2018. V. 64. № 1. P. 37.
4. Apel J.R., Badiey M., Chiu C.-S. et al. // IEEE J. Ocean. Eng. 1997. V. 22. P. 465.
5. Frank S. D., Badiey M., Lynch J., Siegmann W. L. / / J. Acoust. Soc. Am. 2004. V. 116. No. 6. P. 3404.
6. Badie M., Kuzkin V. M., Perestelkov S. A. / / Fundam. appl. hydrophysics. 2020. Vol. 13. No. 1. p. 45; Badiey M., Kuz'kin V. M., Pereselkov S. A. / / Fundam. Prikl. Gidrofiz. 2020. V. 13. No. 1. P. 45.
7. V. M. Kuz'kin, Badi, M., Pereselkov S. A., etc., Izv. Wounds. Ser. Phys 2021. T. 85. No. 2. P. 276; V. M. Kuz kin, M. Badiey, S. A. Pereselkov et al. // Bull. Russ. Acad. Sci. Phys. 2021. V. 85. No. 2. P. 201.
8. Hsu M. K., Liu, A. K., Liu C. // Continental Shelf Res. 2000. V. 20. No. 4-5. P. 389.
9. Zhou J., Zhang X. Z., Rogers, P. H. // Acoust. Soc. Am. 1991. V. 90. No. 4. P. 2042.
10. Katsnelson, B. G., Pereselkov S. A. // Player Classic. journal. 2000. Vol. 46. No. 6. p. 779; Katsnel'son B. G., Pereselkov S. A. / / Acoust. Phys. 2000. Vol. 46. No. 6. P. 684.
11. Katsnelson B. G., Perestrokov S. A. / / Aktuk. journal. 2004. Vol. 50. No. 2. p. 210; Katsnel'son B. G., Pereselkov S. A. / / Acoust. Phys. 2004. V. 50. № 2. P. 169.
12. Sound transmission through a fluctuating ocean. Flatte S.M. (ed). Cambridge University Press, 1979.
13. Konyaev K. V., Sabinin K. D. Waves inside the ocean. St. Petersburg: Hydrometeoizdat, 1992. 271 p.

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ ДАЛЬНЕЙ НАВИГАЦИИ

А. В. Коровин

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

Аннотация. В статье описан процесс разработки имитационной модели радиотехнических систем дальней навигации (далее – РСДН) и представлены результаты ее работы.

Ключевые слова: навигация, радиотехническая система дальней навигации, навигация и временное обеспечение, имитационная модель.

IMITATION MODEL OF LONG-RANGE NAVIGATION RADIOTECHNICAL SYSTEMS

A. V. Korovin

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

Abstract. The article describes the process of developing an imitation model of long-range navigation radiotechnical systems and presents the results of its work.

Keywords: navigation, radio engineering system of long-range navigation, navigation and time support, simulation model.

1. Введение

В рамках проведения диссертационных исследований на тему «Методология формирования требований к системе навигационно-временного обеспечения полетов государственной авиации» и при подготовке тактико-технических заданий на перспективную радиотехническую систему дальней навигации и ее антенно-мачтовое устройство возникла необходимость оценки влияния исходных параметров (координаты станций РСДН, положение потребителя, высота антенно-мачтового устройства, мощность передатчика, коэффициент полезного действия (КПД) и коэффициент направленного действия (КНД), длинна волны, высота ионосферы) на дальность и зону действия исследуемой РСДН (или совокупности РСДН) в точке наблюдения.

Для решения данной задачи была разработана имитационная модель существующих цепочек радиотехнических систем дальней навигации (РСДН-3/10, РСДН-4, РСДН-5, ИСКВО «Скорпион», РСДН-20). Программа была написана с помощью пакета прикладных программ для решения задач технических вычислений MatLab.

Далее приводятся основные принципы построения имитационной модели радиотехнических систем дальней навигации и примеры результатов, которые были получены с помощью данной модели.

2. Построение имитационной системы

Для моделирования была задана система исходных данных, которая включает в себя:

параметры Земли (большая полуось – a, сжатие – q, малая полуось – b, радиус Земли – R_z), скорость света – c, среднее значение проводимости – P_{rs}, высота ионосферы – H_I;

характеристики приемника (постоянная Больцмана – k, стандартная температура приемника в градусах Цельсия – TT, полоса пропускания приемника, выраженная в дБ/Гц – dF, коэффициент шума приемника, в дБ – N, коэффициент разнослышимости – D, чувствительность приемника – P_{pr});

положение потребителя – B_0, L_0, H_0;

длина волны, используемая РСДН – λ, длительность импульса в мкс – t_i, частота повторения импульса –F_i;

характеристики каждой станции РСДН (координаты – B_{ji}, L_{ji}, H_{ji}, высота антенно-мачтового устройства – H_{ji}, мощность передатчика – P_{ji}, коэффициент полезного действия (КПД) – η_{ji} и коэффициент направленного действия (КНД) – K_{ji},) где j – условный номер цепочки, i – условный номер станции, введенные для удобства их идентификации.

Задается местоположение потребителя B_0, L_0, H_0 и вычисляются геоцентрические координаты X_0, Y_0, Z_0 путем перевода согласно [1].

Аналогичным образом задаются и вычисляются геоцентрические координаты X_{ij}, Y_{ij}, Z_{ij} для каждой станции.

Пример отображения расположения дальневосточной цепочки РСДН на картографической подложке приведен на рисунке 1.

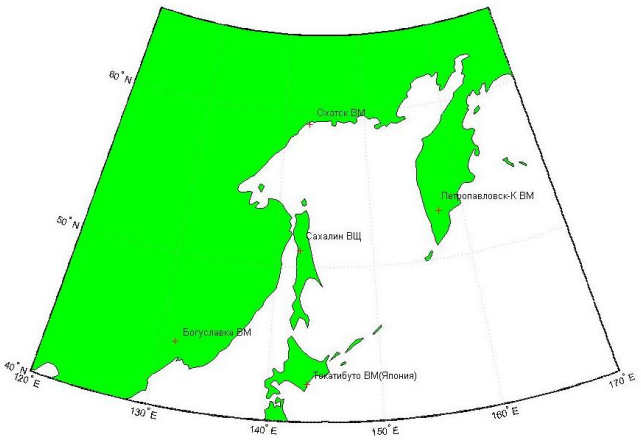


Рис. 1. Пример отображения расположения дальневосточной цепочки РСДН на картографической подложке

Далее необходимо обозначить на картографической подложке дальность действия станции. Это возможно сделать, взяв готовые данные по зонам действия из справочной литературы, ТТЗ, актов испытаний, или рассчитав эти значения в зависимости от технических характеристик АМУ и станции.

При расчете зон действия порядок следующий.

Вычисляется действующая высота АМУ (H_{dj}), коэффициент направленного действия АМУ (η_i) и импульсная мощность (P_{ij}), для j-ой каждой станции по (1), (2) [2, 3].

$$H_{dj} = \frac{\lambda}{\pi} \tan\left(\frac{H_j \pi}{2\lambda}\right) \quad (1)$$

где λ – длина волны, используемая РСДН;

H_j – высота АМУ.

$$P_{ij} = \frac{P_{sj} - P_{pj}}{t_{ij} - F_{ij}} \quad (2)$$

где P_{sj} – полная подводимая у АМУ мощность;

P_{pj} – мощность потерь;

t_{ij}- длительность импульса;

F_{ij}-частота повторения импульса.

Максимальная дальность действия радиотехнического средства навигации может быть рассчитана по (3) [2, 3].

$$D_j = \sqrt{\frac{P_и G_п G_п \lambda_и^2}{(4\pi)^2 P_{с\,мин}}} \quad (3)$$

где Ри – мощность излучаемых передающей антенной колебаний;

λи – длина радиоволны излучения;

Gи – коэффициент усиления передающей антенны;

Gп – коэффициент усиления приемной антенны;

Рс мин – чувствительность приемника (мощность порогового сигнала).

Дальность действия радиотехнического средства навигации в условиях помех и с учетом подстилающей поверхности в метрах (Dм) может быть рассчитана по (4) [4].

$$D_м = \frac{c}{4\pi f_и} 10^{\frac{P_{п\,дБм} + G_{п\,дБи} + L_{п\,дБ} + G_{пр\,дБи} + L_{пр\,дБ} + |K_{о\,дБ}| - P_{пр\,дБм}}{20}} \quad (4)$$

где с – скорость света в вакууме;

$f_и$ – частота излучения;

$P_п$ дБм – мощность излучаемых передающей антенной колебаний в дБм;

$G_п$ – коэффициент усиления передающей антенны в дБ;

$L_{п\,дБ}$ – потери в кабеле от передатчика к антенне в дБ;

$G_{пр}$ – коэффициент усиления приемной антенны в дБ;

$L_{пр\,дБ}$ – потери в кабеле от приемника к антенне в дБ;

$K_о$ – коэффициент ослабления, учитывающий потери за счет влияния поверхности земли, атмосферы, помеховых воздействий в дБ.

$P_{с\ мин}$ – чувствительность приемника (мощность порогового сигнала) в дБм.

Чтобы отобразить зону действия на карте необходимо дальность действия перевести в градусы по (5).

$$D_{jg} = \frac{D_j}{111{,}1349} \qquad (5)$$

Примеры отображения зон действия стационарных и мобильных станций цепочек РСДН на картографической подложке приведены на рисунках 2-4. Координаты станций РСДН взяты с [5].

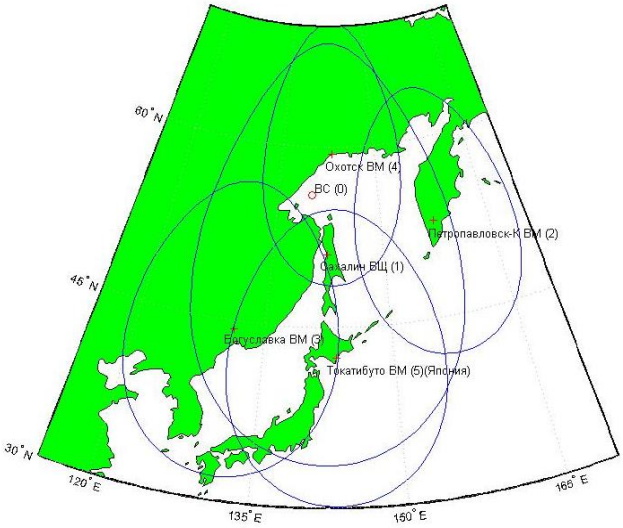


Рис. 2. Пример отображения зон действия станций дальневосточной цепочки РСДН на картографической подложке

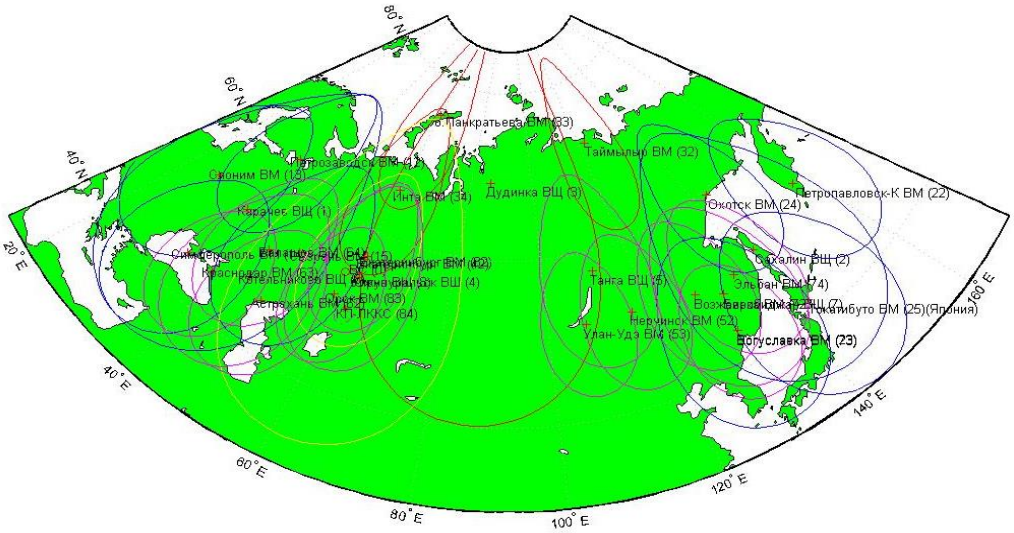


Рис. 3. Пример отображения зон действия стационарных и мобильных станций цепочек РСДН на картографической подложке

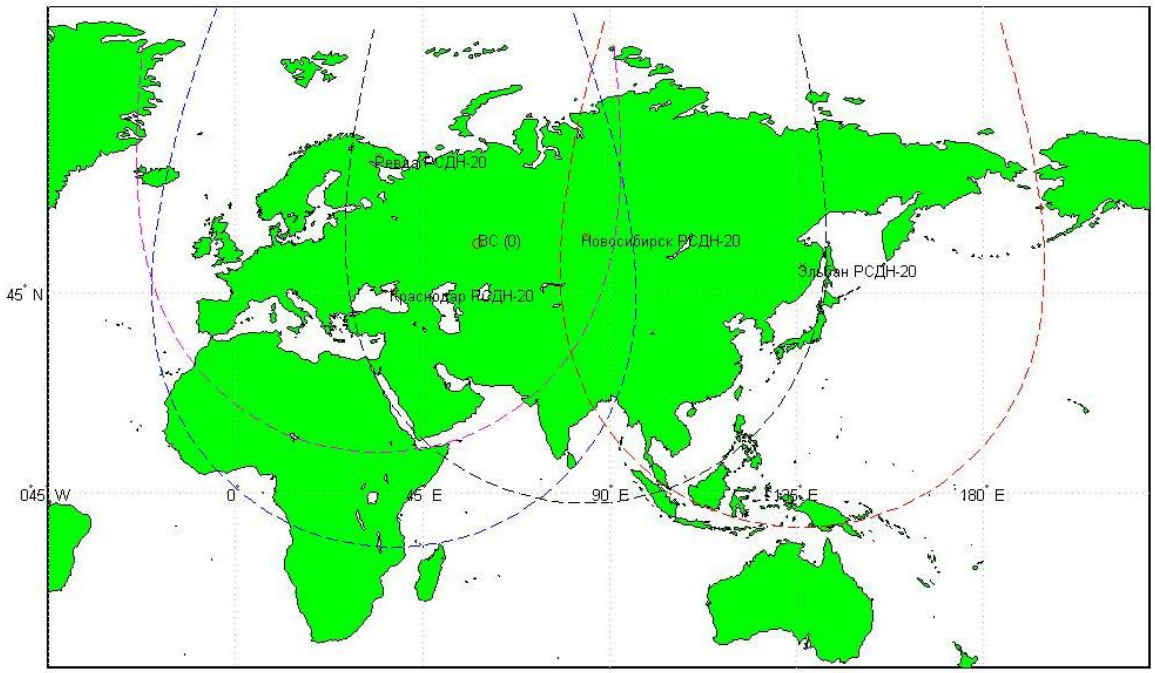


Рис. 4. Пример отображения зон действия станций РСДН-20
на картографической подложке

На рисунке 5 приведены схематичные изображения самолета, ведущей и двух ведомых станций РСДН.

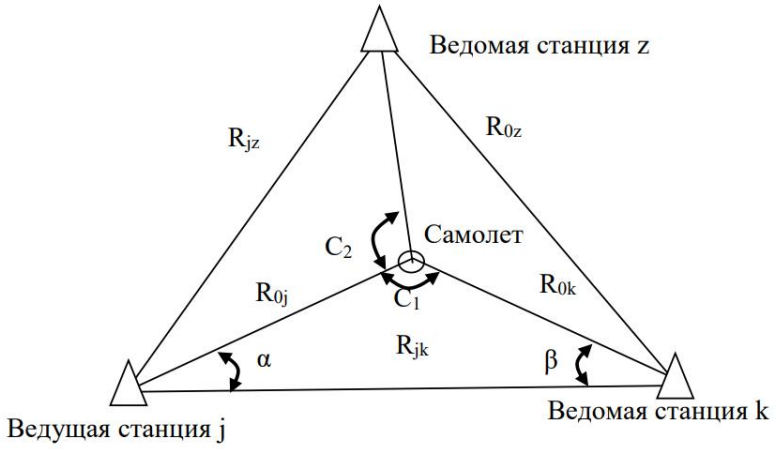


Рис. 5. К вычислению дальностей и геометрических факторов

Далее вычисляется расстояние от самолета до каждой станции в км по (6).

$$R_{0j} = \sqrt{(X_0 - X_j)^2 + (Y_0 - Y_j)^2} \Big/ 1000 \qquad (6)$$

где X_0, Y_0 – координаты самолета;

X_j, Y_j – координаты станции РСДН.

Косинус угла α – между самолетом, ведущей станцией (j) и ведомой станцией (k) вычисляется по (7).

$$\cos\alpha = \frac{R_{jk}^2 + R_{0j}^2 - R_{0k}^2}{2R_{jk}R_{0j}} \quad (7)$$

где R_{jk} – расстояние (база) между станцией j и k;

R_{0j} – расстояние между самолетом и станцией j;

R_{0k} – расстояние между самолетом и станцией k.

Вычисление угла α по (8).

$$\alpha = \frac{arcos(cos\alpha)180}{\pi} \quad (8)$$

Косинус угла β – между самолетом, ведомой станцией (k) и ведущей станцией (j) вычисляется по (9).

$$\cos\beta = \frac{R_{jk}^2 + R_{0k}^2 - R_{0j}^2}{2R_{jk}R_{0k}} \quad (9)$$

Вычисление угла β по (10).

$$\beta = \frac{arcos(cos\beta)180}{\pi} \quad (10)$$

Косинус угла C_1 – между ведущей станцией (j), самолетом, ведомой станцией (k) вычисляется по (11).

$$\cos C_1 = \frac{R_{0j}^2 + R_{0k}^2 - R_{jk}^2}{2R_{0j}R_{0k}} \quad (11)$$

Вычисление угла C_1 по (12).

$$C_1 = \frac{arcos(cosC_1)180}{\pi} \quad (12)$$

Геометрический фактор между двумя станциями вычисляется по (13) [1, 2].

$$\gamma_{jk} = \frac{\sqrt{2}}{\sin({}^{C_1}/_{2})} \quad (13)$$

Косинус угла C_2 – между ведущей станцией (j), самолетом, ведомой станцией (z) вычисляется по (14).

$$\cos C_2 = \frac{R_{0j}^2 + R_{0z}^2 - R_{jz}^2}{2R_{0j}R_{0z}} \quad (14)$$

Вычисление угла C_2 по (15).

$$C_2 = \frac{arcos(cosC_2)180}{\pi} \quad (15)$$

Геометрический фактор между тремя станциями вычисляется по (16) [1, 2].

$$\gamma_{jkz}=\frac{\sqrt{\sin\left(\frac{C_1}{2}\right)^2+\sin\left(\frac{C_2}{2}\right)^2}}{2\sin\left(\frac{C_1}{2}\right)\sin\left(\frac{C_2}{2}\right)\sin\left(\frac{C_1+C_2}{2}\right)} \quad (16)$$

3. Заключение

Разработанная имитационная модель необходима в методологии формирования требований к системе навигационно-временного обеспечения полетов государственной авиации для моделирования работы РСДН как источника навигационной информации во время движения носителя НК. Она позволяет в автоматическом режиме оценить влияние исходных параметров оценить влияние исходных параметров (координаты станций РСДН, положение потребителя, высота антенно-мачтового устройства, мощность передатчика, коэффициент полезного действия (КПД) и коэффициент направленного действия (КНД), длинна волны, высота ионосферы) на дальность и зону действия исследуемой РСДН (или совокупности РСДН) в точке наблюдения.

Программа вычисляет в каждый момент времени расстояние от потребителя до каждой станции РСДН, расстояния (базы) между станциями цепочки, углы между станциями и потребителем, а также отображает на картографической подложке положение станций РСДН, потребителя навигационной информации и зоны действия для каждой РСДН. Получаемые при моделировании процесса расположение, зоны действия станций РСДН позволяют оценивать существующие и перспективные станции РСДН и построение систем на их основе, а также использовать их в качестве реальной обстановки

при моделировании авиационных бортовых навигационных приемников, дифференциальных станций РСДН и других средств и систем, использующих сигналы РСДН.

Литература

1. Глобальная навигационная спутниковая система. Системы координат. Методы преобразований координат определяемых точек. ГОСТ 32453-2017, Москва, 2018. - 21 с.
2. Казаринов Ю.М., Радиотехнические системы. М.: Высшая школа, 1990. - 496 с.
3. Терской Р.С., Справочник по связи и радиотехническому обеспечению полетов. М. Воениздат, 1979. - 286 с.
4. Фейнберг Е.Л., Распространение радиоволн вдоль земной поверхности: монография. Изд.2 М.: Наука. Физматлит, 1995. - 496 с.
5. Чайка (навигационная система). https://ru.m.wikipedia.org, 28.04.2021.

References

1. Global Navigation satellite system. Coordinate systems. Methods for converting coordinates of defined points. GOST 32453-2017, Moscow, 2018. - 21 p.
2. Kazarinov Yu. M., Radio engineering systems. M.: Vysshaya shkola, 1990. - 496 p.
3. Terskoi R. S., Handbook of communications and radio engineering support of flights. M. Voenizdat, 1979. - 286 p.
4. Feinberg E. L., Propagation of radio waves along the Earth's surface: monograph. Ed. 2 M.: Nauka. Fizmatlit, 1995. - 496 p.
5. Chaika (navigation system). https://ru.m.wikipedia.org, 28.04.2021.

Н а у ч н о е и з д а н и е

РАДИОЛОКАЦИЯ,
НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ

Сборник трудов
XXVII Международной научно-технической конференции,
посвященной 60-летию полетов в космос Ю.А. Гагарина и Г.С. Титова
(г. Воронеж, 28 сентября – 30 сентября 2021 г.)

Т о м 2

Издано в авторской редакции

Подписано в печать 24.09.2021. Формат 60×84/16.
Усл. п. л. 25,6. Тираж 50. Заказ 514

Издательский дом ВГУ
394018 Воронеж, пл. Ленина, 10
Отпечатано с готового оригинал-макета
в типографии Издательского дома ВГУ
394018 Воронеж, ул. Пушкинская, 3

Контакты для справок по работе конференции:

Всю необходимую информацию
Вы можете найти на сайте конференции:
https://rlnc.ru

и в группе ВКонтакте:
https://vk.com/rlncru

e-mail конференции:
info@rlnc.ru