RLNC*2018

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

Том 2

РОССИЯ

XXIV международная научно-техническая конференция

РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ

Том 2

Секции 2-5

17-19 апреля 2018 г.

Воронеж

УДК 621.37
ББК 32
Р15

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

АО «Концерн «Созвездие»

Р15

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

Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXIV Международной научно-технической конференции (17-19 апреля 2018 г.). **Том 2.** – Воронеж: ООО «Вэлборн», 2018. - 459 с.
ISBN 978-5-9500319-5-3

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

Том 1

Пленарные доклады

ИННОВАЦИОННЫЙ ПУТЬ РАЗВИТИЯ ПРОМЫШЛЕННЫХ ПРЕДПРИЯТИЙ
В. И. Борисов 1

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

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

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

АВТОМАТИЗАЦИЯ ЗАПРОСОВ К БАЗЕ ДАННЫХ
Г. А. Тукманов 32

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Секция 2. Распознавание и обработка изображений.

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

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

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

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

Том 2

Секция 2. Распознавание и обработка изображений.

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

ПРОЦЕДУРА ИТЕРАТИВНОГО МАСШТАБИРОВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ
Д. В. Ганин 16

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Том 3

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Секция 7. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы. Теория фракталов.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Том 4

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ MIMO КАНАЛА СВЯЗИ
А. С. Колупаева 89

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Том 5

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Секция 11. Радиотехнический мониторинг Земли.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

ОЦЕНКА МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЯ С НЕИЗВЕСТНЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ ИНТЕНСИВНОСТИ

В. Н. Верещагин[1]

[1]Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Воронежский государственный университет» (ФГБОУ ВО «ВГУ»), Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. Синтезированы квазиправдоподобный алгоритм и алгоритм максимального правдоподобия оценки местоположения изображения. Исследовано поведение сигнальной функции. Методом локально-марковской аппроксимации установлены характеристики алгоритмов оценки. На примере прямоугольного изображения проведён анализ влияния незнания распределения интенсивности и параметров изображения на характеристики оценки.

Ключевые слова: изображение; оценка местоположения; распределение интенсивности; квазиправдоподобный алгоритм; сигнальная функция; коэффициенты разложения; функция корреляции; состоятельная оценка; смещение оценки; рассеяние оценки; локально-марковская аппроксимация; уравнение Фоккера-Планка-Колмогорова; коэффициент сноса; коэффициент диффузии.

ASSESSMENT OF IMAGE LOCATION WITH UNKNOWN INTENSITY DISTRIBUTION

V. N. Vereshchagin[1]

[1] Federal state budgetary educational institution of higher education "Voronezh State University" ("VSU" FGBOU VO), Voronezh, Russian Federation

Abstract. A quasi-likelihood algorithm and a maximum likelihood algorithm for estimating an image location of are synthesized. Behavior of the signal function is investigated. Using method of the local Markov approximation, characteristics of the algorithms are established. With the example of a rectangular image, the effect of ignorance of the intensity distribution and image parameters on the evaluation characteristics is analyzed.

Keywords: image; estimation of location; intensity distribution; quasi-like algorithm; signal function; coefficients of decomposition; correlation function; consistent evaluation; offset estimates; Scattering estimates; local Markov approximation; the Fokker-Planck-Kolmogorov equation; demolition factor; diffusion coefficient.

1. Введение

В настоящее время активно развиваются методы дистанционного наблюдения, учитывающие пространственную протяжённость реальных объектов, что объясняется существенно возросшей разрешающей способностью систем дистанционного наблюдения. Вопросы обработки изображений пространственно-протяжённых объектов рассматривались в [1 – 6, 12] и др. Однако в некоторых работах предполагалось, что интенсивность изображения описывается гладкой (непрерывной и непрерывно дифференцируемой) функцией координат. Такими свойствами обычно обладают изображения пространственно-протяжённых объектов, формируемые системами дистанционного наблюдения с низким разрешением. По мере улучшения разрешения систем дистанционного наблюдения изображения пространственно-протяжённых объектов обладают всё более резкими и чётко выделенными границами. Это позволяет

аппроксимировать интенсивность изображения пространственно-протяжённых объектов функциями, которые изменяются скачком на границах изображения [4-6, 12]. В работе [6] рассматривалась эффективность алгоритмов обнаружения однородных изображений с неизвестным местоположением, когда интенсивность изображения постоянна и меняется скачком на его границе. Однако высокая разрешающая способность современных систем дистанционного наблюдения позволяет не только выделить изображение по перепаду интенсивности на его границе, но и различать неоднородности распределения интенсивности изображения. Действительно, если разрешающая способность системы дистанционного наблюдения достаточно высока, так что размеры неоднородностей изображения велики по сравнению с размерами элемента разрешения, то оказывается существенной зависимость интенсивности изображения от пространственных координат. В работе [12] рассмотрена эффективность оценки местоположения неоднородного изображения. В статье рассмотрен случай, когда распределение интенсивности изображения априори известно. На практике возможны случаи, когда распределение интенсивности изображения априори неизвестно. В связи с этим представляет интерес рассмотрение более общего случая – решение задачи оценки местоположения изображения с неизвестной интенсивностью, меняющейся в пределах изображения.

Цель данной работы – синтез и анализ квазиправдоподобного и максимально правдоподобного алгоритмов оценки неизвестного местоположения двумерного сигнала (изображения) с неизвестным распределением интенсивности, а также исследование влияния параметров изображения на эффективность этой оценки.

2. Алгоритмы и характеристики оценки

Пусть в плоской двумерной области Ω доступна наблюдению (обработке) реализация гауссовского случайного поля $\xi(\vec{r})$, которая при неизвестном местоположении изображения и неизвестном распределении интенсивности записывается следующим образом:

$$\xi(x,y) = s(x-\lambda_0, y-\eta_0) I(x-\lambda_0, y-\eta_0) + n(x,y), \quad x,y \in \Omega, \tag{1}$$

где

$\xi(x,y) \equiv \xi(\vec{r})$ - реализация гауссовского случайного поля;

$\vec{r} = (x,y)$ - радиус-вектор точки, принадлежащей области Ω;

$s(x-\lambda, y-\eta) I(x-\lambda, y-\eta)$ - изображение с интенсивностью $s(x,y) \equiv s(\vec{r})$, которое занимает область $\Omega_s(\lambda,\eta) \equiv \Omega_s$, описываемую индикаторной функцией

$$I(x,y) \equiv I(\vec{r}) = \begin{cases} 1; x,y \in \Omega_s(0,0); \\ 0; x,y \notin \Omega_s(0,0); \end{cases} \quad I(x-\lambda, y-\eta) \equiv I(\vec{r},\lambda,\eta) = \begin{cases} 1; x,y \in \Omega_s(\lambda,\eta); \\ 0; x,y \notin \Omega_s(\lambda,\eta). \end{cases}$$

В области наблюдения выберем систему координат так, чтобы

$$\iint\limits_{\Omega} xs(x,y)I(x,y)dxdy = \iint\limits_{\Omega} ys(x,y)I(x,y)dxdy,$$

то есть начало координат расположим в «центре масс» («центре тяжести») области $\Omega_s(0,0)$, описываемой индикатором $I(x,y)$; тогда

λ,η - предполагаемые координаты «центра масс» области $\Omega_s(\lambda,\eta)$, занимаемой изображением и описываемой индикаторной функцией $I(x-\lambda, y-\eta) \equiv I(\vec{r},\lambda,\eta)$;

λ_0,η_0 - неизвестные истинные координаты «центра масс» изображения из реализации наблюдаемых данных, определяющие его местоположение; если η_0 в наблюдаемых данных априори известно, то без потери общности можно положить $\eta_0 = 0$;

$n(x,y) \equiv n(\vec{r})$ - аддитивный пространственный гауссовский белый шум с нулевым математическим ожиданием и односторонней спектральной плотностью N_0;

Ω - область наблюдения.

Таким образом, с учётом введённых выше обозначений, выражение для реализации наблюдаемых данных (1) можно записать в виде

$$\xi(\vec{r}) = s(\vec{r},\lambda_0)I(\vec{r},\lambda_0) + n(\vec{r}),\ \vec{r} \in \Omega. \qquad (2)$$

Полагаем, что абсцисса λ_0 «центра масс» области $\Omega_s(\lambda_0,0)$, занимаемой изображением, априори неизвестна и принимает значения из интервала $[-\lambda_{\max}/2, \lambda_{\max}/2]$.

По результатам наблюдения надо решить задачу оценки неизвестного местоположения λ_0 изображения $s(\vec{r},\lambda_0)I(\vec{r},\lambda_0)$ с неизвестным распределением интенсивности из реализации (2) в области Ω.

В случае известного распределения интенсивности используется алгоритм оценки максимального правдоподобия (ОМП), который имеет вид:

$$\hat{\lambda} = \arg\sup L(\lambda),\ \lambda \in [-\lambda_{\max}/2, \lambda_{\max}/2] \qquad (3)$$

и состоит в отыскании положения $\hat{\lambda}$ абсолютного максимума логарифма функционала отношения правдоподобия (логарифма ФОП), слагаемое которого, зависящее от реализации наблюдаемых данных (2), имеет вид [4]:

$$L(\lambda) = \frac{2}{N_0}\iint\limits_{\Omega} \xi(\vec{r})s(\vec{r},\lambda)I(\vec{r},\lambda)d\vec{r}\,. \qquad (3)$$

Квазиправдоподобный алгоритм оценки (КПО) имеет вид:

$$\hat{\lambda} = \arg\sup \tilde{L}(\lambda),\ \lambda \in [-\lambda_{\max}/2, \lambda_{\max}/2]. \quad (4)$$

и состоит в отыскании положения $\hat{\lambda}$ абсолютного максимума логарифма ФОП, слагаемое которого, зависящее от реализации наблюдаемых данных (2), имеет вид:

$$\tilde{L}(\lambda) = \frac{2}{N_0} \iint_{\Omega} \xi(\vec{r}) \Im(\vec{r}, \lambda) I(\vec{r}, \lambda) d\vec{r}, \quad (5)$$

где

$\Im(\vec{r}, \lambda)$ - предполагаемое распределение интенсивности изображения, которое занимает область $\Omega_s(\lambda_0, 0)$.

Для определения характеристик алгоритма КПО (4) проведём исследование статистических характеристик логарифма ФОП (5). Подставляя (2) в (5), логарифм ФОП можно представить в виде суммы сигнальной и шумовой составляющих [9]:

$$\tilde{L}(\lambda) = \frac{2}{N_0} \iint_{\Omega} \xi(\vec{r}) \Im(\vec{r}, \lambda) I(\vec{r}, \lambda) d\vec{r} = S(\lambda_0, \lambda) z^2 + N(\lambda) z,$$

где

$$S(\lambda_0, \lambda) = \frac{2}{N_0} \iint_{\Omega} s(\vec{r}, \lambda_0) \Im(\vec{r}, \lambda) I(\vec{r}, \lambda_0) I(\vec{r}, \lambda) d\vec{r} / z^2 \quad (6)$$

- нормированная сигнальная функция,

$$S(\lambda_0, \lambda) = \frac{\hat{S}(\lambda_0, \lambda)}{z^2} = \frac{\hat{S}(\lambda_0, \lambda)}{S_m} = \iint_{\Omega} s(\vec{r}, \lambda_0) \Im(\vec{r}, \lambda) I(\vec{r}, \lambda_0) I(\vec{r}, \lambda) d\vec{r} / R,$$

$$\hat{S}(\lambda_0, \lambda) = \frac{2}{N_0} \iint_{\Omega} s(\vec{r}, \lambda_0) \Im(\vec{r}, \lambda) I(\vec{r}, \lambda_0) I(\vec{r}, \lambda) d\vec{r} = z^2 S(\lambda_0, \lambda) = S_m S(\lambda_0, \lambda)$$

- ненормированная сигнальная функция,

$$S_m = \max \hat{S}(\lambda_0, \lambda) = \hat{S}(\lambda_0, \lambda_0) = \frac{2}{N_0} \iint_{\Omega} s(\vec{r}, \lambda_0) \Im(\vec{r}, \lambda_0) I(\vec{r}, \lambda_0) d\vec{r} = \frac{2}{N_0} R$$

- максимальное значение сигнальной функции,

$R = \iint_{\Omega} s(\vec{r}, \lambda_0) \Im(\vec{r}, \lambda) I(\vec{r}, \lambda_0) I(\vec{r}, \lambda) d\vec{r}$ - функция корреляции принимаемого изображения $s(\vec{r}, \lambda_0) I(\vec{r}, \lambda_0)$ и предполагаемого изображения $\Im(\vec{r}, \lambda) I(\vec{r}, \lambda)$,

$$N(\lambda) = \frac{2}{N_0} \iint_{\Omega} n(\vec{r}) \Im(\vec{r}, \lambda) I(\vec{r}, \lambda) d\vec{r} / z \quad (7)$$

- нормированная шумовая функция,

$$N(\lambda)=\frac{\hat{N}(\lambda)}{\sqrt{<\hat{N}^2(\lambda_0)>}}=\frac{\hat{N}(\lambda)}{\sigma_N}=\frac{\hat{N}(\lambda)}{z},$$

$$\hat{N}(\lambda)=\frac{2}{N_0}\iint\limits_{\Omega} n(\vec{r})\Im(\vec{r},\lambda)I(\vec{r},\lambda)d\vec{r}$$

- ненормированная шумовая функция,

$\sigma_N^2=\frac{2}{N_0}\int\limits_{\Omega_S}\Im^2(\vec{r})d\vec{r}$ - дисперсия шумовой функции,

$$z^2=\frac{\hat{S}^2(\lambda_0,\lambda_0)}{<\hat{N}^2(\lambda_0)>}=\frac{S_m^2}{\sigma_N^2}=z_0^2R_s^2 \qquad (8)$$

- отношение сигнал/шум (ОСШ),

$z_0^2=\frac{2}{N_0}\int\limits_{\Omega_S}s^2(\vec{r})d\vec{r}$ - ОСШ при оптимальном приёме ($\Im(\vec{r})=s(\vec{r})$), (9)

$R_s=\int\limits_{\Omega_S}s(\vec{r})\Im(\vec{r})d\vec{r}\Big/\left[\int\limits_{\Omega_S}s^2(\vec{r})d\vec{r}\int\limits_{\Omega_S}\Im^2(\vec{r})d\vec{r}\right]^{1/2}$ - коэффициент корреляции принимаемого изображения $s(\vec{r},\lambda_0)I(\vec{r},\lambda_0)$ и предполагаемого (опорного) изображения $\Im(\vec{r},\lambda)I(\vec{r},\lambda)$.

Шумовая функция представляет собой реализацию центрированного гауссовского процесса с корреляционной функцией

$$K(\lambda_1,\lambda_2)=<\hat{N}(\lambda_1)\hat{N}(\lambda_2)>=\hat{S}(\lambda_1,\lambda_2)=$$
$$=\frac{2}{N_0}\iint\limits_{\Omega}\Im(\vec{r},\lambda_1)\Im(\vec{r},\lambda_2)I(\vec{r},\lambda_1)I(\vec{r},\lambda_2)d\vec{r}=\sigma_N^2k(\lambda_1,\lambda_2),$$

где $k(\lambda_1,\lambda_2)=\frac{2}{N_0}\iint\limits_{\Omega}\Im(\vec{r},\lambda_1)\Im(\vec{r},\lambda_2)I(\vec{r},\lambda_1)I(\vec{r},\lambda_2)d\vec{r}/\sigma_N^2$ - коэффициент корреляции шумовой функции.

Для расчёта характеристик алгоритма оценки местоположения изображения надо установить свойства сигнальной функции.

Предполагается, что сигнальная функция имеет максимум в точке λ_0.

Если отношение сигнал/шум велико, то характеристики алгоритма оценки (4) определяются поведением сигнальной функции в окрестности истинного значения λ_0 [7-8]. Разложим сигнальную функцию в ряд Тейлора по малому параметру $\Delta\lambda=\lambda-\lambda_0$. Согласно (6), сигнальная функция непрерывно дифференцируема в окрестности точки

λ_0 справа и слева, исключая значение $\lambda = \lambda_0$, где производная терпит разрыв непрерывности первого рода. Поэтому если $|\Delta\lambda| \to 0$, то разложение для (6) будет иметь вид

при $\lambda > \lambda_0$ $(\Delta\lambda > 0)$

$$S(\Delta\lambda) = 1 + \left[\frac{\partial}{\partial(\Delta\lambda)} S(\lambda_0 + \Delta\lambda, \lambda_0) \Big|_{\Delta\lambda = 0_+} \right] \Delta\lambda + o(|\Delta\lambda|), \tag{10}$$

а при $\lambda < \lambda_0$ $(\Delta\lambda < 0)$

$$S(\Delta\lambda) = 1 + \left[\frac{\partial}{\partial(\Delta\lambda)} S(\lambda_0 + \Delta\lambda, \lambda_0) \Big|_{\Delta\lambda = 0_-} \right] \Delta\lambda + o(|\Delta\lambda|). \tag{11}$$

В (10), (11)

$$S(\lambda_0 + \Delta\lambda, \lambda_0) = \iint_{\Omega} s(\bar{r}, \lambda_0) I(\bar{r}, \lambda_0) I(\bar{r}, \lambda_0 - \Delta\lambda) \Im(\bar{r}, \lambda_0 - \Delta\lambda) d\bar{r} / S_m \tag{12}$$

Пусть область $\Omega_s(0,0)$, занимаемая изображением и задаваемая индикатором $I(\bar{r})$, имеет вид, показанный на рисунке 1.

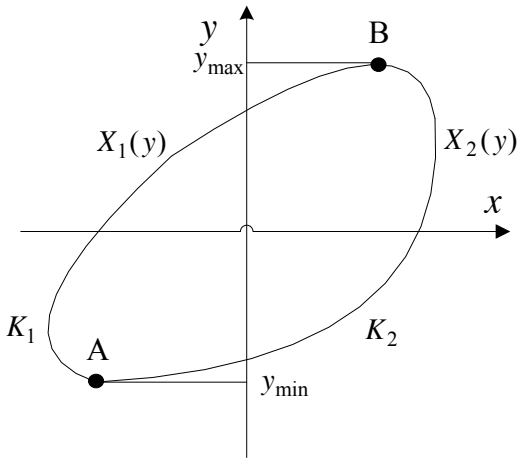


Рис. 1. Вид области, занимаемой изображением

Спроектируем эту область на ось *Oy*. Здесь y_{min} - минимальное, а y_{max} - максимальное значения координаты *y* проекции области $\Omega_s(0,0)$ на ось ординат. Обозначим через *A*, *B* точки на границе области $\Omega_s(0,0)$ с минимальным и максимальным значениями координаты по оси *Oy*, а через $X_1(y)$, $X_2(y)$ - параметрическое описание левой и правой частей границы области, занимаемой изображением относительно прямой *AB*.

Выполнив необходимые математические преобразования, для коэффициентов разложения получим выражения:

$$\frac{\partial}{\partial(\Delta\lambda)} S(\lambda_0+\Delta\lambda,\lambda_0)\Big|_{\Delta\lambda=0_+} = \int_{y_{\min}}^{y_{\max}} \Big\{ -\int_{X_1(y)}^{X_2(y)} s(\vec{r},\lambda_0)\delta\breve{s}(\vec{r},\lambda_0) -$$

$$- s(X_1(y),y)\breve{s}(X_1(y),y)\Big\} dy = \delta_1, \qquad (13)$$

$$\frac{\partial}{\partial(\Delta\lambda)} S(\lambda_0+\Delta\lambda,\lambda_0)\Big|_{\Delta\lambda=0_-} = \int_{y_{\min}}^{y_{\max}} \Big\{ -\int_{X_1(y)}^{X_2(y)} s(\vec{r},\lambda_0)\delta\breve{s}(\vec{r},\lambda_0) +$$

$$+ s(X_2(y),y)\breve{s}(X_2(y),y)\Big\} dy = -\delta_2, \qquad (14)$$

где функции $X_1(y)$ и $X_2(y)$ - параметрическое описание левой и правой частей границы области, занимаемой изображением относительно прямой *AB*, представленной на рисунке 1.

Таким образом, для исследования поведения сигнальной функции найдено разложение в окрестности точки λ_0 (при ОСШ $z^2 >> 1$) нормированной сигнальной функции:

$$S(\lambda_0,\lambda) = S(\lambda-\lambda_0) \equiv S(\Delta\lambda) = \frac{\hat{S}(\lambda_0,\lambda)}{\max \hat{S}(\lambda_0,\lambda)} =$$

$$= \hat{S}(\lambda_0,\lambda)/\hat{S}(\lambda_0,\lambda_0) \underset{\Delta\lambda\to 0}{\to} 1 - |\Delta\lambda| \begin{cases} \delta_1, \lambda < \lambda_0; \\ \delta_2, \lambda > \lambda_0. \end{cases} + o(\Delta\lambda),$$

где

$\Delta\lambda = \lambda - \lambda_0$ - отклонение предполагаемого значения λ местоположения изображения от истинного значения λ_0;

δ_1, δ_2 - нормированные коэффициенты разложения сигнальной функции;

$$\frac{dS(\Delta\lambda)}{d(\Delta\lambda)}\Big|_{\Delta\lambda=0_-} = \delta_1,\ \Delta\lambda < 0;\ \frac{dS(\Delta\lambda)}{d(\Delta\lambda)}\Big|_{\Delta\lambda=0_+} = -\delta_2,\ \Delta\lambda > 0;$$

$$\delta_1 = \delta^- / \int_{\Omega_S} s(\vec{r})\breve{s}(\vec{r})d\vec{r} > 0, \delta_2 = \delta^+ / \int_{\Omega_S} s(\vec{r})\breve{s}(\vec{r})d\vec{r} > 0, \qquad (14)$$

δ^-, δ^+ - ненормированные коэффициенты разложения сигнальной функции;

$\delta^+ > 0$, $\delta^- > 0$ - условие состоятельности квазиправдоподобной оценки (КПО).

Так как коэффициент корреляции шумовой функции имеет поведение, аналогичное поведению сигнальной функции, рассмотренной в работе [12], его разложение будет иметь вид разложения сигнальной функции в [12]:

$$k(\lambda_1,\lambda_2)=1-\delta_0|\lambda_1-\lambda_2|,$$

где

$$\delta_0=\delta_N/\int\limits_{\Omega_S}\tilde{s}^2(\vec{r})d\vec{r}, \tag{15}$$

$$\delta_N=\frac{1}{2}\int\limits_{y_{\min}}^{y_{\max}}\left[\tilde{s}^2[X_1(y),y]+\tilde{s}^2[X_2(y),y]\right]dy. \tag{16}$$

Точность оценки характеризуется смещением и средним квадратом ошибки (рассеянием) [9].

$$b(\hat{\lambda}|\lambda_0)=<\hat{\lambda}-\lambda_0>,\ V(\hat{\lambda}|\lambda_0)=<(\hat{\lambda}-\lambda_0)^2>.$$

Для определения выражений для смещения и рассеяния оценки воспользуемся методом локально-марковской аппроксимации [10-11].

3. Сравнительный анализ алгоритмов и характеристик обнаружения

Сигнальная функция не имеет второй производной при $\Delta\lambda=0$. Следовательно, установить характеристики оценки методом малого параметра не представляется возможным. Для нахождения характеристик оценки воспользуемся методом локально-марковской аппроксимации [10-11] и решим уравнение Фоккера-Планка-Колмогорова.

Воспользовавшись формулами, полученными в [13], можно найти смещение и рассеяние оценки для переменных и постоянных интенсивностей.

В работе [13] приведены выражения для смещения и рассеяния оценки, которые при $b_1=b_2$ примут вид:

$$b_{0H}^2=\frac{b}{2}\frac{a_1^3(a_1+2a_2)-a_2^3(2a_1+a_2)}{a_1^2a_2^2(a_1+a_2)^2},$$

$$V_{0H}^2=\frac{b^2}{2}\frac{a_1^5(2a_1^2+6a_1a_2+5a_2^2)+a_2^5(5a_1^2+6a_1a_2+2a_2^2)}{a_1^4a_2^4(a_1+a_2)^3}=$$

$$=\frac{b^2}{2}\frac{2(a_1^6+a_2^6)+4(a_1a_2^5+a_2a_1^5)+a_1^2a_2^4+a_2^2a_1^4-a_1^3a_2^3}{a_1^4a_2^4(a_1+a_2)^2},$$

где

a_1,a_2 - значения коэффициента сноса;

b_1,b_2 - значения коэффициента диффузии;

$b\equiv b_1=b_2$.

Если выразить a_1,a_2 через δ_1,δ_2, то выражения для смещения и рассеяния КПО примут вид:

$$b(\hat{\tilde{\lambda}}|\lambda_0) \equiv b_q(\hat{\tilde{\lambda}}|\lambda_0) = <(\hat{\tilde{\lambda}} - \lambda_0)> = \frac{\delta_0(\delta_1^2 - \delta_2^2)}{z^2\delta_1^2\delta_2^2}, \tag{17}$$

$$V(\hat{\tilde{\lambda}}|\lambda_0) \equiv V_q(\hat{\tilde{\lambda}}|\lambda_0) = <(\hat{\tilde{\lambda}} - \lambda_0)^2> =$$
$$= \frac{2}{z^2}\frac{\delta_0^2}{(\delta_1\delta_2)^4}\frac{2(\delta_1^6 + \delta_2^6) + 4(\delta_1\delta_2^5 + \delta_2\delta_1^5) + \delta_1^2\delta_2^4 + \delta_2^2\delta_1^4 - \delta_1^3\delta_2^3}{(\delta_1 + \delta_2)^2}, \tag{18}$$

где

δ_1, δ_2 - нормированные коэффициенты разложения (14) сигнальной функции,

δ_0 - коэффициент, определяемый формулой (15),

z – ОСШ (8).

Смещение и рассеяние оценки максимального правдоподобия (ОМП), когда распределения интенсивностей принимаемого и опорного изображений равны ($\tilde{s}(\vec{r}) = s(\vec{r})$), имеет вид:

$$b(\hat{\tilde{\lambda}}|\lambda_0) = 0\,,\; V(\hat{\tilde{\lambda}}|\lambda_0) = 13/(2\delta_s^2 z_0^4) \equiv V_0\,, \tag{19}$$

$$\delta_s = \frac{1}{2}\int_{y_{\min}}^{y_{\max}} \left\{s^2(X_1(y), y) + s^2(X_2(y), y)\right\} dy \Big/ \int_{\Omega_S} s^2(\vec{r})\, d\vec{r}\,;$$

z_0^2 - ОСШ при оптимальном приёме (9).

Пусть в области наблюдения присутствует изображение, имеющее форму прямоугольника со сторонами l_x и l_y, параллельными осям x и y. Выберем систему координат так, чтобы начало координат находилось в точке пересечения диагоналей прямоугольника. Интенсивность изображения описывается линейной функцией, которая возрастает в направлении, составляющем угол θ со стороной l_x (осью Ox). Интенсивность изображения описывается функцией

$$s(x, y) = AS_0\left[\frac{(q-1)(x\cos\theta + y\sin\theta)}{l_x\cos\theta + l_y\sin\theta} + \frac{q+1}{2}\right],$$ где множитель

$$A = \left[\frac{(q-1)^2}{12}\frac{l_x^2\cos^2\theta + l_y^2\sin^2\theta}{(l_x\cos\theta + l_y\sin\theta)^2} + \left(\frac{q+1}{2}\right)^2\right]^{-1/2}$$ обеспечивает постоянство энергии изображения при различных значениях q и θ;

S_0 - амплитуда интенсивности изображения;

$q = s_{\max}/s_{\min}$, $s_{\max} = \max s(x, y)$, $s_{\min} = \min s(x, y)$, $x, y \in \Omega_s$.

При $q = 1$ $s(x, y) = S_0$ - распределение интенсивности однородного изображения с формой, площадью и энергией как у неоднородного изображения.

Обозначим $s(x,y)$ - распределение интенсивности принимаемого изображения, $\tilde{s}(x,y) \equiv S_0$ - предполагаемого.

Для оценки влияния отличия интенсивностей принимаемого и предполагаемого (опорного) изображений на характеристики оценки рассмотрим выражения для нормированного смещения КПО и проигрыша в точности КПО:

$$\beta = b_q / \sqrt{V_q}\,,\ \chi = V_q / V_0\,, \tag{20}$$

где b_q, V_q, V_0 определяются выражениями (17), (18), (19) соответственно.

Рассчитаем выражения для параметров $\delta_0, \delta_1, \delta_2, \delta_s, z_0^2, R_s$, необходимых для расчёта выражений (20):

$$\delta_0 = 1/l_x\,,$$

$$\delta_1 = 1/l_x + \frac{(q-1)\cos\theta}{(q+1)(l_x\cos\theta + l_y\sin\theta)} = \frac{1}{l_x}\left\{1 + \frac{(q-1)\cos\theta}{(q+1)(\cos\theta + \gamma\sin\theta)}\right\},$$

$$\delta_2 = 1/l_x - \frac{(q-1)\cos\theta}{(q+1)(l_x\cos\theta + l_y\sin\theta)} = \frac{1}{l_x}\left\{1 - \frac{(q-1)\cos\theta}{(q+1)(\cos\theta + \gamma\sin\theta)}\right\},$$

$$\delta_s = \frac{B^2\left(l_x^2 l_y\cos^2\theta/4 + l_y^3\sin^2\theta/12\right) + \left(\frac{q+1}{2}\right)^2 l_y}{B^2\left(l_x^3 l_y\cos^2\theta/12 + l_x l_y^3\sin^2\theta/12\right) + \left(\frac{q+1}{2}\right)^2 l_x l_y} =$$

$$= \frac{1}{l_x}\frac{\tilde{B}^2\left(\gamma\cos^2\theta/4 + \gamma^3\sin^2\theta/12\right) + \left(\frac{q+1}{2}\right)^2\gamma}{\tilde{B}^2\left(\gamma\cos^2\theta/12 + \gamma^3\sin^2\theta/12\right) + \left(\frac{q+1}{2}\right)^2\gamma},$$

$$z_0^2 = \frac{2}{N_0}S_0^2 l_x l_y = \frac{2}{N_0}S_0^2 l_x^2\gamma\,,$$

$$R_s = \frac{q+1}{2}\left[B^2\left(l_x^2\cos^2\theta + l_y^2\sin^2\theta\right) + \left(\frac{q+1}{2}\right)^2\right]^{-1/2} =$$

$$= \frac{q+1}{2}\left[\tilde{B}^2\left(\cos^2\theta + \gamma^2\sin^2\theta\right) + \left(\frac{q+1}{2}\right)^2\right]^{-1/2},$$

где $B \equiv \dfrac{q-1}{l_x\cos\theta + l_y\sin\theta}$, $\tilde{B} \equiv \dfrac{q-1}{\cos\theta + \gamma\sin\theta}$, $\gamma \equiv \dfrac{l_y}{l_x}$, $l_x \equiv \dfrac{1}{\sqrt{\gamma}}$.

На рисунке 2 представлены графики зависимости нормированного смещения квазиправдоподобной оценки $\beta(q)$ от параметра q при $\gamma = 1$ и при различных

значениях параметра θ (кривая 7 соответствует значению $\theta = \pi/2$, кривая 6 - $\theta = \pi/3$, кривая 5 - $\theta = \pi/4$, кривая 4 - $\theta = \pi/6$, кривая 3 - $\theta = \pi/8$, кривая 2 - $\theta = \pi/16$, кривая 1 совпадает с осью абсцисс и соответствует значению $\theta = 0$).

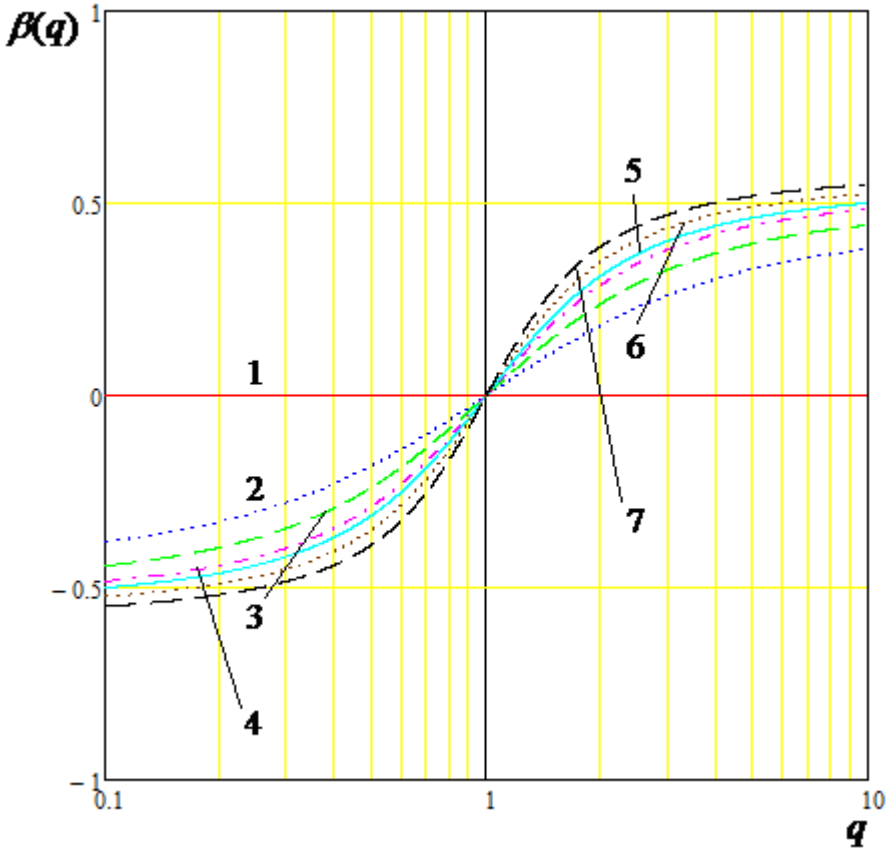


Рис. 2. Зависимость нормированного смещения КПО $\beta(q)$ от параметра q при $\gamma = 1$ и при различных значениях параметра θ

Из рисунка 2 видно, что максимальная точность оценки обеспечивается при $q = 1$ (что соответствует оценке максимального правдоподобия), причём, если $q = 1$, то $\theta = 0$. Если $q \neq 1$, то при одном и том же значении q точность оценки увеличивается при уменьшении θ.

На рисунке 3 представлены графики зависимости проигрыша в точности КПО $\chi(q)$ от параметра q при $\gamma = 1$ и при различных значениях параметра θ (кривая 7 соответствует значению $\theta = \pi/2$, кривая 6 - $\theta = \pi/3$, кривая 5 - $\theta = \pi/4$, кривая 4 - $\theta = \pi/6$, кривая 3 - $\theta = \pi/8$, кривая 2 - $\theta = \pi/16$, кривая 1 - $\theta = 0$).

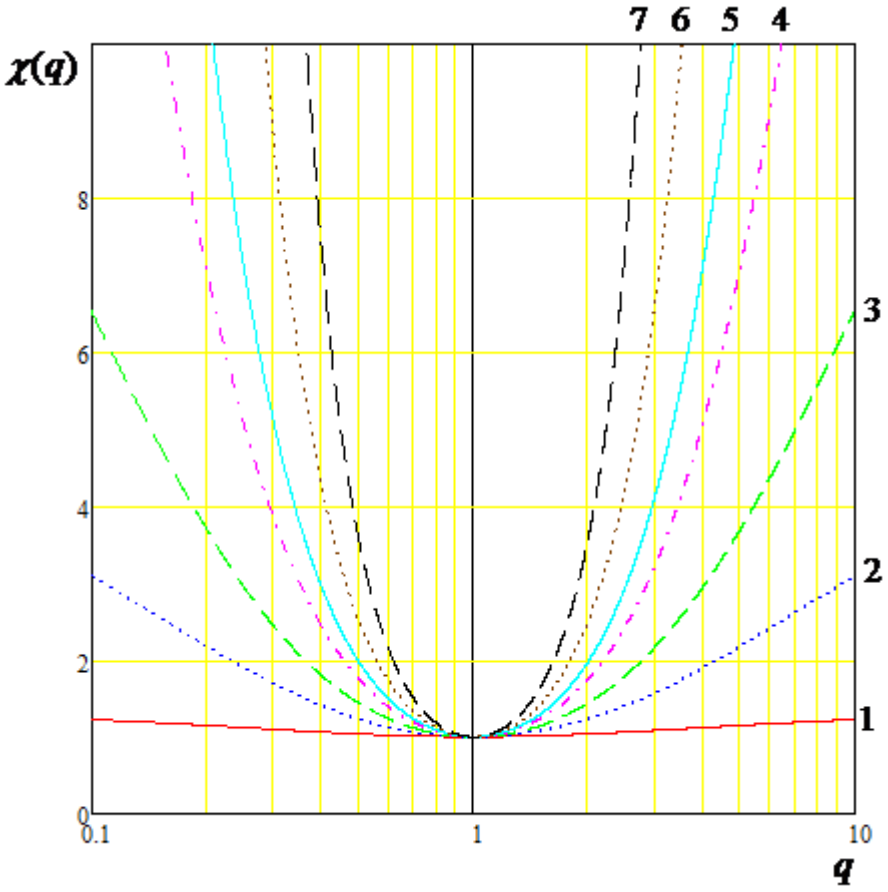


Рис. 3. Зависимость проигрыша в точности КПО $\chi(q)$ от параметра q при $\gamma = 1$ и при различных значениях параметра θ

Из рисунка 3 видно, что при $q = 1$ проигрыша в точности нет. Однако при фиксированном $q \neq 1$ проигрыш возрастает с увеличением θ. При увеличении q проигрыш увеличивается при фиксированном θ.

На рисунках 4, 5 соответственно представлены графики зависимости нормированного смещения квазиправдоподобной оценки $\beta(q)$ и проигрыша в точности КПО $\chi(q)$ от параметра q при $\theta = \pi/4$ и при различных значениях параметра γ (кривая 1 соответствует значению $\gamma = 0.1$, кривая 2 - $\gamma = 0.2$, кривая 3 - $\gamma = 0.5$, кривая 4 - $\gamma = 1$, кривая 5 - $\gamma = 2$, кривая 6 - $\gamma = 5$, кривая 7 - $\gamma = 10$).

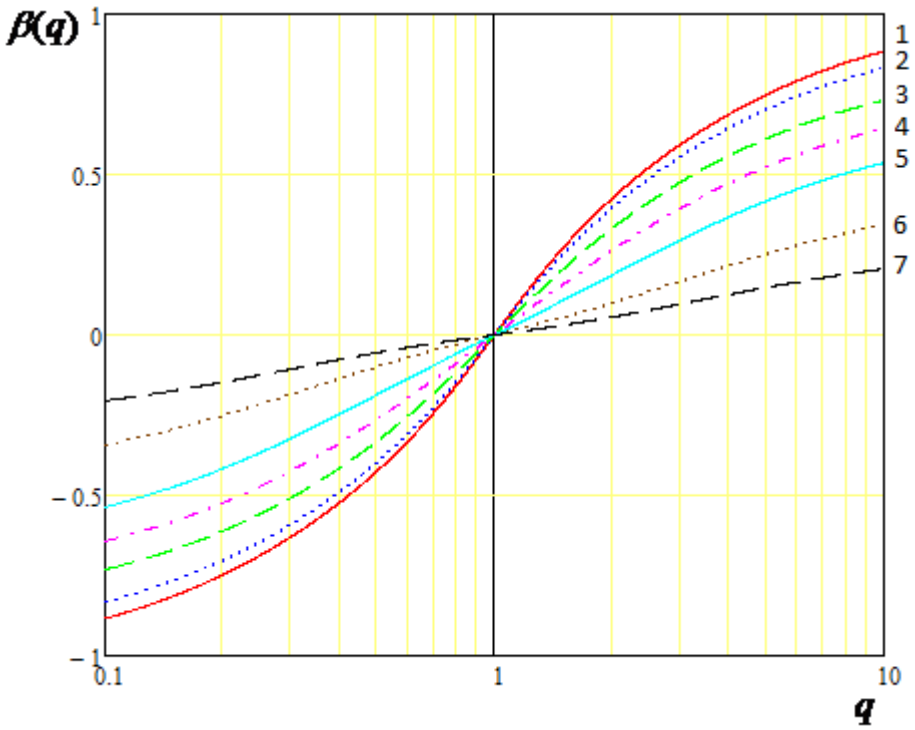


Рис. 4. Зависимость нормированного смещения КПО $\beta(q)$ от параметра q при $\theta = \pi/4$ и при различных значениях параметра γ

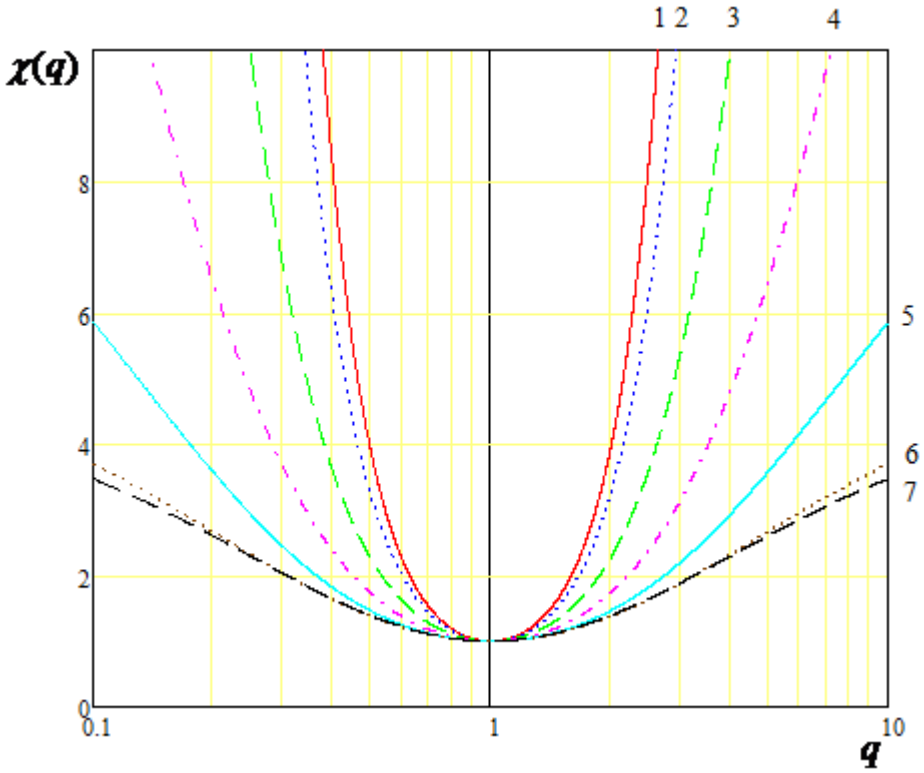


Рис. 5. Зависимость проигрыша в точности КПО $\chi(q)$ от параметра q при $\theta = \pi/4$ и при различных значениях параметра γ

Из рисунка 4 видно, что максимальная точность оценки обеспечивается при $q=1$ (что соответствует оценке максимального правдоподобия). Если $q\neq 1$, то при одном и том же значении q точность оценки уменьшается при уменьшении γ, что соответствует «вытягиванию» изображения вдоль оси *Ox*.

Из рисунка 5 видно, что при $q=1$ проигрыша в точности нет. При фиксированном $q\neq 1$ проигрыш возрастает с уменьшением γ, что соответствует «вытягиванию» изображения вдоль оси *Ox*. При увеличении q проигрыш увеличивается при фиксированном γ.

Площадь изображения не влияет на характеристики оценки.

4. Заключение

Выполнены синтез и анализ квазиправдоподобного алгоритма и алгоритма максимального правдоподобия оценки местоположения изображения с неизвестным распределением интенсивности. Найдено разложение сигнальной функции в окрестности истинного значения местоположения изображения. Получены выражения для смещения и рассеяния оценки. На примере изображения с заданным распределением интенсивности исследована зависимость характеристик оценки (эффективности оценки) от неравномерности интенсивности изображения, а также от формы изображения.

5. Благодарности

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда (проект № 14-49-00079).

Литература

1. Островитянов Р.В., Басалов В.Ф. Статистическая теория радиолокации протяжённых объектов. М.: Радио и связь, 1982. – 232 с.
2. Красильников Н.Н. Теория передачи и восприятия изображений. М.: Радио и связь, 1986. – 248 с.
3. Трифонов А.П., Зюльков А.В. Характеристики обнаружения и оценки положения источника сигнала, модулирующего пуассоновское случайное поле. // Радиоэлектроника (Изв. вузов), 1981, Т. 26, №12. - С. 32-38.
4. Трифонов А.П., Прибытков Ю.Н. Обнаружение квазидетерминированного изображения при наличии фона с неизвестными параметрами. // Автометрия, 2002, Т. 38, №4. - С. 19-31.
5. Бычков А.А., Понькин В.А. Обнаружение изображений пространственно-протяжённых затеняющих фон объектов. // Автометрия, 1992, №4. - С. 33-40.
6. Трифонов А.П., Савин С.А. Эффективность обнаружения изображения с неизвестным местоположением. // Радиоэлектроника (Изв. вузов), 2006, Т. 49, №9. - С. 3-13.
7. Акимов П.С., Бакут П.А., Богданович В.А. Теория обнаружения сигналов. // Под ред. П.А. Бакута. М.: Радио и связь, 1984. – 440 с.
8. Трифонов А.П., Нечаев Е.П., Парфёнов В.И. Обнаружение стохастических сигналов с неизвестными параметрами. Воронеж: ВГУ, 1991. – 246 с.
9. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Сов. Радио, 1978. – 296 с.
10. Овчинникова Т.М., Трифонов А.П. Обнаружение и оценка момента изменения неизвестной интенсивности пуассоновского потока. // Автоматика и телемеханика, 1999, №1, - С. 66-76.

11. Трифонов А.П., Шинаков Ю.С. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех. М.: Радио и связь, 1986. – 264 с.
12. Трифонов А.П., Савин С.А. Эффективность обнаружения и оценки местоположения неоднородного изображения. // Радиоэлектроника (Изв. вузов), 2007, Т. 50, №12, - С. 3-15.
13. Трифонов А.П., Корчагин Ю.Э., Беспалова М.Б. Статистические свойства высоты и положения абсолютного максимума марковского случайного процесса типа Башелье. // Вестник ВГУ (серия «Физика. Математика»), 2014, №4, - С. 54-65.

REFERENCES

1. Ostrovityanov R.V., Basalov V.F. Statistical theory of the radiolocation of extended objects. M .: Radio and Communication, 1982. - 232 p.
2. Krasilnikov N.N. Theory of transmission and perception of images. M .: Radio and Communication, 1986. - 248 p.
3. Trifonov A. P., Zyulkov A.V. Characteristics of the detection and evaluation of the position of a signal source modulating Poisson random field. // Radioelectronics (Izv. vuzov), 1981, V. 26, №. 12. - P. 32-38.
4. Trifonov A.P., Pribytkov Yu.N. Detection of a quasi-deterministic image in the presence of a background with unknown parameters. // Avtometriya, 2002, V. 38, №4. - P. 19-31.
5. Bychkov A.A., Ponkin V.A. Detection of images of spatially extended objects shading background. // Avtometriya, 1992, №4. - P. 33-40.
6. Trifonov A.P., Savin S.A. Effectiveness of image detection with unknown location. // Radioelectronics (Izv. vuzov), 2006, V. 49, №. 9. - P. 3-13.
7. Akimov P.S., Bakut P.A., Bogdanovich V.A. Theory of signal detection. // Ed. by P.A. Bakuta. M .: Radio and Communication, 1984. - 440 p.
8. Trifonov A.P., Nechaev E.P., Parfyonov V.I. Detection of stochastic signals with unknown parameters. Voronezh: VSU, 1991. - 246 p.
9. Kulikov E.I., Trifonov A.P. Estimation of signals parameters against the interference background. M.: Sov. Radio, 1978. - 296 p.
10. Ovchinnikova T.M., Trifonov A.P. Detection and estimation of the instant change in the unknown intensity of the Poisson flow. // Automatics and Telemechanics, 1999, №1, - P. 66-76.
11. Trifonov A.P., Shinakov Yu.S. Joint discrimination of signals and evaluation of their parameters against background interference. M .: Radio and Communication, 1986. - 264 p.
12. Trifonov A.P., Savin S.A. Efficiency of detection and estimation of location of the inhomogeneous image. // Radioelectronics (Izv. vuzov), 2007, V. 50, №. 12, - P. 3-15.
13. Trifonov A.P., Korchagin Yu.E., Bespalova M.B. Statistical properties of the height and position of the absolute maximum of a Markov random process of Bachelier type. // Vestnik VSU (series "Physics, Mathematics"), 2014, №4, - P. 54-65.

ПРОЦЕДУРА ИТЕРАТИВНОГО МАСШТАБИРОВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Ганин Д.В.[1]

[1] Нижегородский государственный инженерно-экономический университет, Княгинино, Россия

Аннотация. В работе рассматривается метод масштабирования малогабаритных изображений, базирующийся на применении процедуры итеративного преобразования фрагмента изображения с использованием бикубической интерполяции. Предложенный метод позволяет производить увеличение требуемой части изображения с целью получения криминалистически значимой информации.

Ключевые слова: качество изображений, методы восстановления, алгоритмы фильтрации, масштабирования, эквализации изображений, деструктивные факторы, монтаж видеоизображений.

THE PROCEDURE OF THE INTERACTIVE IMAGE SCALING

D.V. Ganin[1]

[1] Nizhny Novgorod State University of Engineering and Economics, Knyaginino, Russia

Abstract. The paper discusses the method of scaling small-sized images, based on the application of the iterative transformation of the image fragment using bicubic interpolation. The proposed method allows to increase the required part of the image in order to obtain criminally relevant information.**Keywords:** the quality of the images, recovery, filtering, scaling, equalization of images, destructive factors, installation video.

1. Введение

Цифровая обработка изображений имеет значительный научно-практический потенциал в рамках многих областей судебной и криминалистической экспертизы. К практическим задачам, которые могут решаться в рамках данной предметной области, относятся как исследования, в которых обработка изображений выступает как один из инструментов исследователя (определению химического состава исследуемых веществ, определение давности изготовления текстов и предметов, исследование волокнистой структуры изделий и др.), так и исследования, полностью базирующиеся на обработке изображений (идентифицирующие исследования материалов документов, почерковедение, исследования видео- и звукозаписей). В настоящий момент, несмотря на значительную практическую потребность, в данной области деятельности имеется множество требующих решения научных проблем [1-3].

В рамках исследования цифровых видеозаписей и фотоснимков перед экспертом могут возникать следующие практические задачи, требующие дополнительного исследования:

1. Реконструкция и улучшение визуального качества изображения с целью получения дополнительных криминалистически значимых сведений, в ходе экспертного исследования.

Целью данного вида задач является воссоздание изображения, которое ранее было искажено или испорчено в результате явлений, про которые имеется достаточно

определённая априорная информация. Методы восстановления поврежденного изображения основаны на моделировании процессов искажения и применения обратных процессов для воссоздания исходного изображения.

В рамках данной проблемы возникает ряд задач, а именно:

выявление и оценка меры влияния различных деструктивных факторов на исследуемое изображение;

модификация имеющихся и разработка новых алгоритмов фильтрации, масштабирования, эквализации изображений в целом и их фрагментов;

исследования в области вычисления и обработки оптических потоков, а также применения сверхразрешения;

разработка методов анализа содержимого фрагментов изображений с использованием эвристических алгоритмов.

2. Определение геометрических размеров, положения и формы объектов на изображении (фотограмметрические задачи), в условиях значительного влияния деструктивных факторов (затенение, аберрационные искажения).

Подобный род задач подразумевает проведение исследований в области геометрической оптики и применения полученных в результате этого знаний в ходе решения различных практических задач.

3. Определение скорости движения объекта в условиях отсутствия опорных точек, то есть в видеозаписях, не фиксирующих неподвижных предметов, позволяющих оценить пройденное устройством записи расстояние за заданное дискретное время. В данной области перспективным является разработка алгоритмов расчета скоростей по изменениям угловых размеров неподвижных и подвижных объектов, фиксируемых устройством записи.

4. Разработка автоматизированных методов выявление межкадрового и внутрикадрового монтажа видеоизображений, основанных на анализе изменения непрерывности движения объектов, а также наличии неравномерности распределения шумов, фиксируемых на изображении.

В данной работе рассматривается первая из описанных выше задач, в области реконструкции малоразличимых изображений государственных регистрационных знаков транспортных средств[4].

2. Постановка задачи

В основном задачи анализа регистрационных знаков транспортных средств направлены на создание автоматических систем распознания значений номера, однако подобные системы зачастую выставляют обширные требования к качеству исходного материала и не эффективны в условиях вне границ этих ограничений. К требованиям работы этих систем можно отнести наличие заранее определенного месторасположения исследуемого фрагмента на общем изображении; отсутствие значительного влияния мешающих факторов на исследуемое изображение; большой размер исследуемого фрагмента [3,4].

Особенностью правоприменительной практики Российской Федерации является то, что видеозаписи, фиксирующие правонарушения являются доказательствами в суде. Данная особенность позволяет приобщать к делу видеозаписи, полученные с использованием широкого арсенала средств записи, в различных условиях. Подобная разнородность способов и условий получения видеозаписей значительно усложняет задачу их анализа и зачастую ставит эксперта перед необходимостью проведения реконструкции изображения [2].

В экспертной литературе описывается общий план проведения улучшения визуального качества изображения или его фрагментов строящийся следующим образом [4, 5]:

1. Производится перцептивное и инструментальное исследование изображения, в ходе которого определяются его характеристики и особенности, оцениваются влияния шумов и иных мешающих факторов, оценивается пригодность материала для дальнейшего улучшения, производится выделение фрагментов для дальнейшего исследования.

2. Устраняются шумы изображения, путем применения различных фильтров.

3. Производится цветокоррекция изображения. Зачастую для улучшения изображения оптимально использовать их полутоновые версии, за счет чего повышается информативность изображения.

4. Изображение или его фрагменты увеличиваются в размерах, путем интерполяции его элементов.

5. Выравнивается гистограмма изображения с использованием различных методов эквализации.

6.Контрастность изображения повышается.

Данный план является достаточно всеобъемлющим, и позволяет получить общее представление о подходе к реконструкции, однако он не дает описания методов, применяемых на каждом из этапов улучшения, давая значительную свободу в их выборе или при их разработке.

В ходе построения методов улучшения визуального качества изображений на первом этапе рассматривается оценка значимости деструктивных факторов на различные фрагменты изображения. Среди подобных факторов могут быть выделены факторы, вызываемые влияниями свойства оптической системы и устройства записи, которые включают в себя искажения сжатия и наличие аберраций; внешние факторы, влияющие непосредственно на предмет, фиксируемый на изображении, такой как наслоение инородных красящих веществ или сложная геометрия предмета, малая освещенность предмета, низкая контрастность предмета и фона, перемещение предмета или устройства записи, а также большая дальность до объекта.

Важно отметить, что с уменьшением линейных размеров объекта на изображении наблюдается увеличение информационной энтропии данных, получаемых из изображения.

В ходе проведения экспертных исследований, установлено, что в условиях незначительного влияния прочих деструктивных факторов наблюдается сигмоидальная зависимость различимости символов номерного знака от их линейной высоты.

Обобщенные результаты экспертной оценки исследуемых материалов, основанных на применении субъективной оценки изображений (1 -не разборчива, 5 - хорошо различимо) приведены в Таблице №1 [3].

Таблица №1 Субъективная оценка различимости символов регистрационного знака

Высота регистрационного знака (пиксель)	Высота цифры номера (пиксель)	Экспертная оценка
9	6	1
13	7	1
14	9	3
17	11	3
21	15	4
26	17	5

Таким образом, изображения, фиксирующие автомобильные регистрационные знаки, при линейной высоте цифр номера до 7 пикселей изображение являются неразличимыми без проведения реконструкции, при высоте 8-13 пикселей при незначительной реконструкции, различимы символы цифр регистрационного номера. Различимость, как цифр регистрационного номера, так и буквенных обозначений серии наблюдается при высоте цифр номера от 15 пикселей.

Применение итеративных процедур в ходе реконструкции изображения

Для увеличения изображения используется бикубическая интерполяция. Сущность бикубической интерполяции заключается в том, что при растяжении изображения, вычисляются значения яркости в новых узлах. Для этого необходимо умножить матрицу коэффициентов на уровень яркости 16 пикселей, находящихся вокруг нового узла, при этом коэффициенты зависят от дальности от нового узла

$$f'(x,y) = \sum_{x=0}^{3}\sum_{y=0}^{3} b_{xy} f(x,y),$$

где $f'(x,y)$ - значение яркости нового пикселя, b_{xy} - значение матрицы коэффициентов, $f(x,y)$ - значение яркости в исходных узлах $(i,j=-1...2)$.

В данной работе предлагается модификация традиционного алгоритма улучшения визуального качества, путем введения итерационной процедуры на этапах №4-6. За счет пошагового увеличения изображения и растяжения гистограммы изображение, происходит снижение влияния искажений сжатия и повышение целостности элементов изображения, при этом фрагменты визуально становятся лучше, чем при однократном увеличении.

При сравнении результатов работы однократного и итерационного алгоритмов, видно, что при однократном увеличении, изображение имеет ступенчатую форму, а при итеративном более сглаженный вид, что лучше подходит для визуального распознавания.

Кроме того, было установлено, что при применении малых коэффициентов увеличения на каждом шаге, при увеличении числа подобных шагов наблюдается улучшение визуального качества изображения, проявляемого в снижении влияния искажений сжатия.

В ходе реконструкции изображений, полученных в не идеальных условиях съемки, алгоритмы могут дополнятся более сложными механизмами фильтрации и коррекции гистограмм, однако применение итеративных процедур так же показывает лучший результат.

3. Заключение

Таким образом, в данной работе было установлено, что применение алгоритма, основанного на итерационном преобразовании исходного изображения, базирующемся на бикубической интерполяции, показывает свою эффективность по отношению к алгоритмам с однократным преобразованием в условиях малых линейных размеров исходного изображения. Важной особенностью полученного алгоритма является возможность его адаптивной настройки разработчиком.

Литература

1. Каганов А.Ш., Блохин А.С., Назин Л.Ф. Программа подготовки экспертов по экспертной специальность 7.3 "Исследование видеоизображений, условий, средств, материалов и следов видеозаписей" // Теория и практика судебной экспертизы №3(7). М. 2007. С. 54-58.
2. Петров, С.М. Определение по видеозаписям, фиксирующим события дорожно-транспортного происшествия, положения и параметров движения его участников: метод. рекомендации для экспертов. подг.: С.М. Петров [и др.]/ М.: ФБУ РФЦСЭ при Минюсте России, 2016. - 88 с.
3. Петров, С.М. Обстоятельства изготовления цифрового изображения как предмет экспертного исследования // «Развитие новых видов и направлений судебной экспертизы»: материалы Всероссийского семинара сост.: Т.М. Жакова, О.В. Тухканен, М.А. Вознюк, С.С. Шипшин; ФБУ Южный РЦСЭ Минюста России/ Ростов-на-Дону, 2011. С. 144 - 155
4. ГОСТ Р 50577-93. Знаки государственные регистрационные транспортных средств. Типы и основные размеры. Технические требования (с изменениями и дополнениями) [Текст]. Введ. с 1994-01-01. М.: ИПК Издательство стандартов, 2002.
5. Hui Li, Chunhua Shen Reading Car License Plates Using Deep Convolutional Neural Networks and LSTMs. URL: https://arxiv.org/pdf/1601.05610.pdf (дата обращения 27.02.2017).
6. Laura Lopez-Fuentes, Andrew D.Bagdanov, Joost van de Weijer, Harald Skinnemoen Bandwidth limited object recognition in high resolution imagery. URL: https://arxiv.org/pdf/1701.04210.pdf (дата обращения 27.02.2017).
7. Кодекс Российской Федерации об административных правонарушениях от 30 декабря 2001 г. N 195-ФЗ (КоАП РФ) (с изм. и доп. от 26.04.2016 г.) "Российская газета" от 31 декабря 2001 г.
8. Звездин, М. В. Распознавание объектов на изображениях при производстве криминалистических экспертиз видеозаписей // Развитие новых видов и направлений судебной экспертизы: материалы Всероссийского семинара. сост.: Т. М. Жакова, О. В.

Тухканен, М. А. Вознюк, С. С. Шипшин/ Ростов-на-Дону: ФБУ Южный РЦСЭ Минюста России, 2011. С. 199-206
9. Дворкович А.В., Дворкович В.П. Цифровые видеоинформационные системы (теория и практика) // М.: Техносфера - 2012 1007 с.
10. Ревякин, М. Ю. Методы, решения основных вопросов криминалистической экспертизы видеозаписей // Теоретические и практические вопросы криминалистической экспертизы видеозаписей на современном этапе её развития: материалы научно-практической конференции, проходившей в г. Нижнем Новгороде 16-18 ноября 2009 года под ред. Ю. А. Барбосова, В. Н. Пронина, М. В. Звездина. / Нижний Новгород: ФБУ Приволжский РЦСЭ Минюста России, 2013. С. 28-35.
11. Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB Пер. В. В. Чепыжова./ М.: Техносфера, 2006. 616 с.

REFERENCES

1. Kaganov A. Sh., Blohin A.S. Nazin L.F. Programma podgotovki ehkspertov po ehkspertnoj specialnost 7.3 issledovanie videoizobrazhenij uslovij sredstv materialov i sledov videozapisej (Training program for experts in the expert specialty 7.3 " Study of video images, conditions, means, materials and traces of video recordings) M. Theory and Practice of Forensic Science N3(7) 2007 - pp 54-58.
2. Petrov S.M. Opredelenie po videozapisyam fiksiruyushchim sobytiya dorozhno-transportnogo proisshestviya polozheniya i parametrov dvizheniya ego uchastnikov metod rekomendacii dlya ehkspertov (Determination of the position and parameters of the movement of its participants by video recording the events of a traffic accident: method. recommendations for experts) M The Russian Federal Centre of Forensic Science of the Ministry of Justice of the Russian Federation, 2016, 88 pp.
3. Petrov S. M. Obstoyatelstva izgotovleniya cifrovogo izobrazheniya kak predmet ehkspertnogo issledovaniya. (The circumstances of the making of the digital image as the subject of an expert study) Development of new types and directions of forensic examination: materials of the all-Russian seminar. comp.: T.M.Zhakova, O.V Tuhkanen, M. A. Voznyuk, S. S. Shipshin, Rostov-on-Don, 2011 pp. 144 - 155.
4. GOST R 50577-93 Licence plates for vehicles. Types and main sizes. Technical requirements. 01.01.1994.
5. Hui Li, Chunhua Shen Reading Car License Plates Using Deep Convolutional Neural Networks and LSTMs. URL: https://arxiv.org/pdf/1601.05610.pdf (дата обращения 27.02.2017).
6. Laura Lopez-Fuentes, Andrew D.Bagdanov, Joost van de Weijer, Harald Skinnemoen Bandwidth limited object recognition in high resolution imagery. URL: https://arxiv.org/pdf/1701.04210.pdf (дата обращения 27.02.2017).
7. Code of Administrative Offences.
8. Zvezdin M.V. Raspoznavanie obektov na izobrazheniyah pri proizvodstve kriminalisticheskih ehkspertiz videozapisej razvitie novyh vidov i napravlenij sudebnoj ehkspertizy (Recognition of objects in images in the production of forensic examinations of video recordings). Development of new types and directions of forensic examination: materials of the all-Russian seminar. comp.: T.M.Zhakova, O.V Tuhkanen, M. A. Voznyuk, S. S. Shipshin, Rostov-on-Don, 2011, pp. 199-206.
9. Dvorkovich A.V., Dvorkovich V.P. Cifrovye videoinformacionnye sistemy teoriya i praktika (Digital video information systems (theory and practice) M.: Tekhnosfera - 2012, 1007 p.
10. Revyakin M. Yu. Metody resheniya osnovnyh voprosov kriminalisticheskoj ehkspertizy videozapisej. Theoretical and practical issues of forensic examination of video recording at the present stage of its development: materials of scientific-practical conference in Nizhniy Novgorod on November 16-18, 2009 under the editorship of J. A. Barbashov, V. N. Pronin, M. V. Zvezdina. Nizhni Novgorod, 2013, pp. 28-35.
11. Rafael C. Gonzalez, Richard E. Woods Digital Image Processing Using Matlab, 2006, 616 p.

РАСПОЗНАВАНИЕ ОТПЕЧАТКОВ ПАЛЬЦЕВ В БИОМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ ИДЕНТИФИКАЦИИ ЧЕЛОВЕКА

Р.Р. Ибадов[1], В.П. Федосов[1], С.Р. Ибадов[2]

[1]Институт радиотехнических систем и управления. Южный Федеральный Университет (ЮФУ), г. Таганрог, Россия

[2]Институт сферы обслуживания и предпринимательства (филиал). Донской Государственный Технический Университет (ДГТУ), г. Шахты, Россия

Аннотация. Актуальность развития биометрических технологий идентификации личности обусловлена увеличением числа объектов и потоков информации, которые необходимо защищать от несанкционированного доступа, а именно: криминалистика; системы контроля доступа; системы идентификации личности; системы электронной коммерции; информационная безопасность; учет рабочего времени и регистрация посетителей; системы голосования; проведение электронных платежей; аутентификация на Web-ресурсах; различные социальные проекты, где требуется идентификация людей; проекты гражданской идентификации (пересечение государственных границ, выдача виз на посещение страны) и т.д. В статье рассмотрен метод восстановления папиллярных узоров отпечатка пальца, который позволяет повысить эффективность распознавания отпечатков пальцев в биометрических системах идентификации человека, путем восстановления поврежденных участков на изображениях отпечатков пальцев. Показана эффективность нового подхода на примере деформированного отпечатка пальца. Предметом исследования являются методы и алгоритмы обработки отпечатков пальцев. Объектом исследования является набор из тестовых изображений. Результаты исследований применимы для использования в различных областях, связанных с биометрической аутентификацией по отпечатку пальца для обеспечения точности распознавания и безопасности.

Ключевые слова: распознавание, идентификация, реконструкция, восстановление, отпечаток пальцев.

RECOGNITION OF FINGERPRINTS IN THE BIOMETRIC SYSTEMS OF IDENTIFICATION OF THE PERSON

R.R. Ibadov[1], V. P. Fedosov[1], S.R. Ibadov[2]

[1]Institute of Radio Engineering Systems and Management, Southern Federal University (SFedU), Taganrog, Russia

[2] Institute of Service and Entrepreneurship (branch). Don State Technical University(DSTU), Shakhty, Russia

Abstract. The relevance of development of biometric technologies of identification of the personality is caused by increase in number of objects and information streams which need to be protected from illegal access, namely: criminalistics; access control systems; systems of identification of the personality; systems of electronic commerce; information security; accounting of working hours and registration of visitors; systems of vote; carrying out electronic payments; authentication on Web resources; different social projects where identification of people is required; projects of civil identification (intersection of frontiers, issue of visas on visit of the country), etc. The article considers the method of restoration of papillary patterns of a fingerprint which allows to increase efficiency of recognition of fingerprints in the biometric systems of identification of the person, by restoration of the damaged sites on images of fingerprints. The effectiveness of the new approach is shown using the example of a deformed fingerprint. The subject of the study are methods and algorithms for processing fingerprints. The object of the study is a set of test images. Results of researches are

applicable for use in different areas connected to biometric authentication on a fingerprint for support of accuracy of recognition and safety.

Keywords: recognition, identification, reconstruction, restoration, fingerprint.

1. Введение

В отличие от бумажных идентификаторов (паспорт, водительские права), пароля или персонального идентификационного номера (PIN), биометрические характеристики не могут быть забыты или потеряны, их трудно подделать и практически невозможно изменить. Дактилоскопия, или метод идентификации человека по отпечаткам пальцев, является проверенным способом биометрической идентификации. В настоящее время эта технология занимает главенствующее место в криминалистике. Большую популярность приобрели дактилоскопические считыватели отпечатков пальцев для идентификации пользователей в системах контроля и управления доступом. Основные компоненты такого считывателя: блок сканера, который отвечает за ввод изображения отпечатка пальца и его оцифровку. Блок выделения шаблона отпечатка из его оцифрованного изображения, а также блок сравнения двух шаблонов для проведения верификации [1]. Несмотря на многочисленные исследования в области дактилоскопии, проводимыми такими учеными как В.Ю. Гудков, С.О. Новиков, О.В. Черномордик, A. Bazen, R. Cappelli, S. Dass, M. Eleccion, A. Erol, S. Gerez, U. Halici, A.K. Jain, M. Kucken, D. Maio, D. Maltoni, D. Monro, S. Pankanti, S. Prabhakar, N. Ratha, A.Ross, B. Sherlock, C. Soutar, M. Trauring, P. Vizcaya, J. Wegstein и др., точность дактилоскопической идентификации не достигла своего потенциала. Основной причиной является сложность моделирования, учета и компенсации многочисленных искажающих факторов, среди которых следует выделить шумы, малые области пересечения предъявляемых к сравнению отпечатков пальцев, эластичные деформации. Деформации являются одним из самых сильных и наименее изученных факторов [2]. В этой связи тематика, связанная с исследованием деформаций отпечатков пальцев является актуальной. На рисунке 1 представлены примеры отпечатков пальцев с различными дефектами.

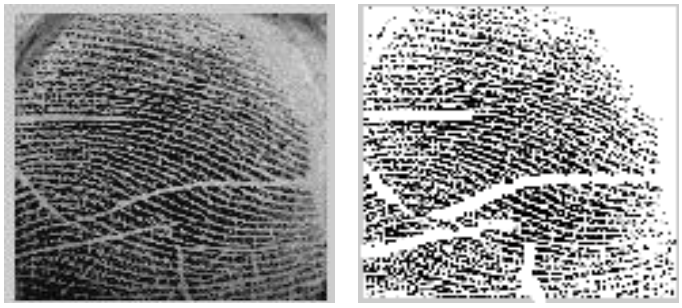
Рис.1 – Отпечатки пальцев с многочисленными искажающими факторами

2. Основная часть

Целью исследования является повышение эффективности распознавания отпечатков пальцев в биометрических системах идентификации человека.

К изображению отпечатка пальца следует применить методы повышения качества изображений с целью четкого выделения папиллярных линий. Для устранения проблемных участков исходных изображений был выбран такой метод обработки изображений, как морфологическая фильтрация. Предлагаемый подход можно разделить на два этапа: Этап предобработки и этап восстановления.

Этап предобработки представлен на рисунке 2.

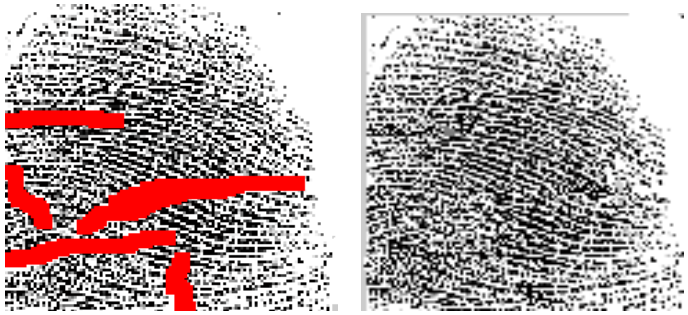


а) б)

Рис.2 – Отпечаток пальца:
а) – с дефектами; б) – после применения фильтрации

Далее после этапа предобработки к найденным поврежденным участкам изображения применяется алгоритм восстановления [3].

Этап восстановления представлен на рисунке 3.



а) б)

Рис.3 – Процедура восстановления отпечатка пальца:
а) – красным выделены области для восстановления; б) – восстановленный отпечаток пальца

Визуальный анализ результатов показывает, что к достоинствам предлагаемого подхода стоит отнести высокую вероятность распознавания и возможность обработки деформированных отпечатков пальцев и отпечатков, полученных 3D сенсорами.

3. Заключение

В работе представлен алгоритм обнаружения дефектов на изображениях отпечатков пальцев. Предлагаемый метод распознавания деформированных отпечатков пальцев, полученных контактными и бесконтактными трёхмерными сканерами, позволят увеличить эффективность распознавания. Использование бесконтактных оптических 3D-сенсоров позволит избавиться от непосредственного контакта пальца с поверхностью сенсора.

4. Благодарности

Работа выполнена при поддержке инициативного научного проекта № ВнГр-07/2017-25 Южного федерального университета.

Литература

1. Кухарев Г. А. Биометрические системы. Санкт-Петербург: Политехника, 2001.- 240 с.
2. Ибадов Р.Р., Ибадов С.Р., Воронин В.В., Федосов В.П., Катков Д.Н. Исследование методов реконструкции изображений // Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении (КомТех-2017) Материалы Всероссийской научно-технической конференции с международным участием КомТех-2017. 2017. - С. 43-49.
3. Ибадов Р.Р., Ибадов С.Р., Воронин В.В., Федосов В.П. Модифицированный метод реконструкции изображений на основе поиска подобных областей//Известия ЮФУ. Технические науки, 2017, №6(191). - С. 179-189.

References

1. Kukharev G.A. Biometric systems. St. Petersburg: Politechnica, 2001.- 240 p.
2. Ibadov R.R., Ibadov S.R., Voronin V.V., Fedosov V.P., Katkov D.N. Research of methods of reconstruction of images // Computer and information technologies in science, engineering and management (ComTech-2017) Materials of the all-russian scientific and technical conference with international participation. ComTech-2017. 2017. Pp. 43-49.
3. Ibadov R.R., Ibadov S.R., Voronin V.V., Fedosov V.P. Modified method of reconstruction of images based on search of similar areas// Izvestiya SFedU. Engineering sciences, 2017 No. 6(191). - Pp. 179-189.

СИСТЕМНЫЙ ПОДХОД К РЕШЕНИЮ ПРОБЛЕМЫ ФРАКТАЛЬНОГО АНАЛИЗА МНОГОМЕРНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

В. А. Кузнецов[1], В. С. Марюхненко[2]

[1]ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, Российская Федерация
[2]Филиал ВА РВСН им. Петра Великого, г. Серпухов, Российская Федерация

Аннотация. Одновременное применение в дистанционном зондировании Земли нескольких методов и способов радиолокации обуславливает необходимость рассмотрения получаемых радиолокационных изображений как многомерных данных. Рассмотрение современных тенденций в области комплексирования изображений позволило выявить общий недостаток – применение принципов разделимости и методов снижения размерности, что неизбежно ведет к потере информации и снижению достоверности анализа. Для сохранения принципа целостности сложных систем в работе предложено использовать фрактальный подход. Для этого разработан новый фрактальный признак (направленная мультифрактальная) и метод его измерения. Оценка информационных возможностей применения нового признака позволила разработать подход к реализации структурно-параметрического метода синтеза систем фрактального анализа многомерных радиолокационных изображений.

Ключевые слова: системный анализ; радиолокационная станция с синтезированной апертурой антенны; фракталы; комплексирование; многомерное радиолокационное изображение; направленная мультифрактальная сигнатура.

SYSTEM APPROACH TO SOLVING THE PROBLEM OF MULTIDIMENSIONAL RADAR IMAGES FRACTAL ANALYSIS

V. A. Kuznetsov[1], V. S. Maryuhnenko[2]

[1]Air Force Academy, Voronezh, Russia
[2]Military Academy of Strategic Rocket Troops, Serpukhov, Russia

Abstract. Simultaneous application in the Earth remote sensing of several radiolocation methods and methods makes it necessary to consider the received radar images as multidimensional data. Consideration of the data fusion current trends has made it possible to identify a general drawback – the application of the principles of separability and methods of reducing the dimension, which inevitably leads to loss of information and a decrease in the reliability of the analysis. To maintain the integrity of complex systems, it is suggested to use the fractal approach. For this purpose, a new fractal attribute (directed multifractal signature) and a method for its measurement have been developed. Evaluation of the information capabilities of the application of the feature of the new fractal attribute made it possible to develop an approach to the implementation of the structural-parametric method for the synthesis of systems for fractal analysis of multidimensional radar images.

Keywords: systems analysis; synthetic aperture radar; fractals; data fusion; multidimensional radar image; directed multifractal signature.

1. Введение

Одним из самых больших достижений современного человечества в дистанционном изучении объектов, располагающихся на поверхности Земли, является разработка методов и создание средств получения изображений в отдельных диапазонах

спектра электромагнитных волн (ЭМВ). В каждом из этих диапазонов отражательная способность объектов земной поверхности имеет свои особенности, характерные преимущества и недостатки.

Пожалуй, единственным средством получения своевременной и достоверной информации при обеспечении непрерывности мониторинга при практически любых погодных условиях является радиолокационная станция с синтезированной апертурой антенны (РСА) [1, 2]. Вместе с тем, современный уровень развития радиолокационных систем космического и воздушного базирования предполагает возможность синхронного (одновременного) использования различных методов и способов радиолокации (рис. 1), что неизбежно ведет к многомерности получаемых радиолокационных изображений (РЛИ) и получению принципиально новых, высокоинформативных характеристик подстилающей поверхности и объектов на ней [3].

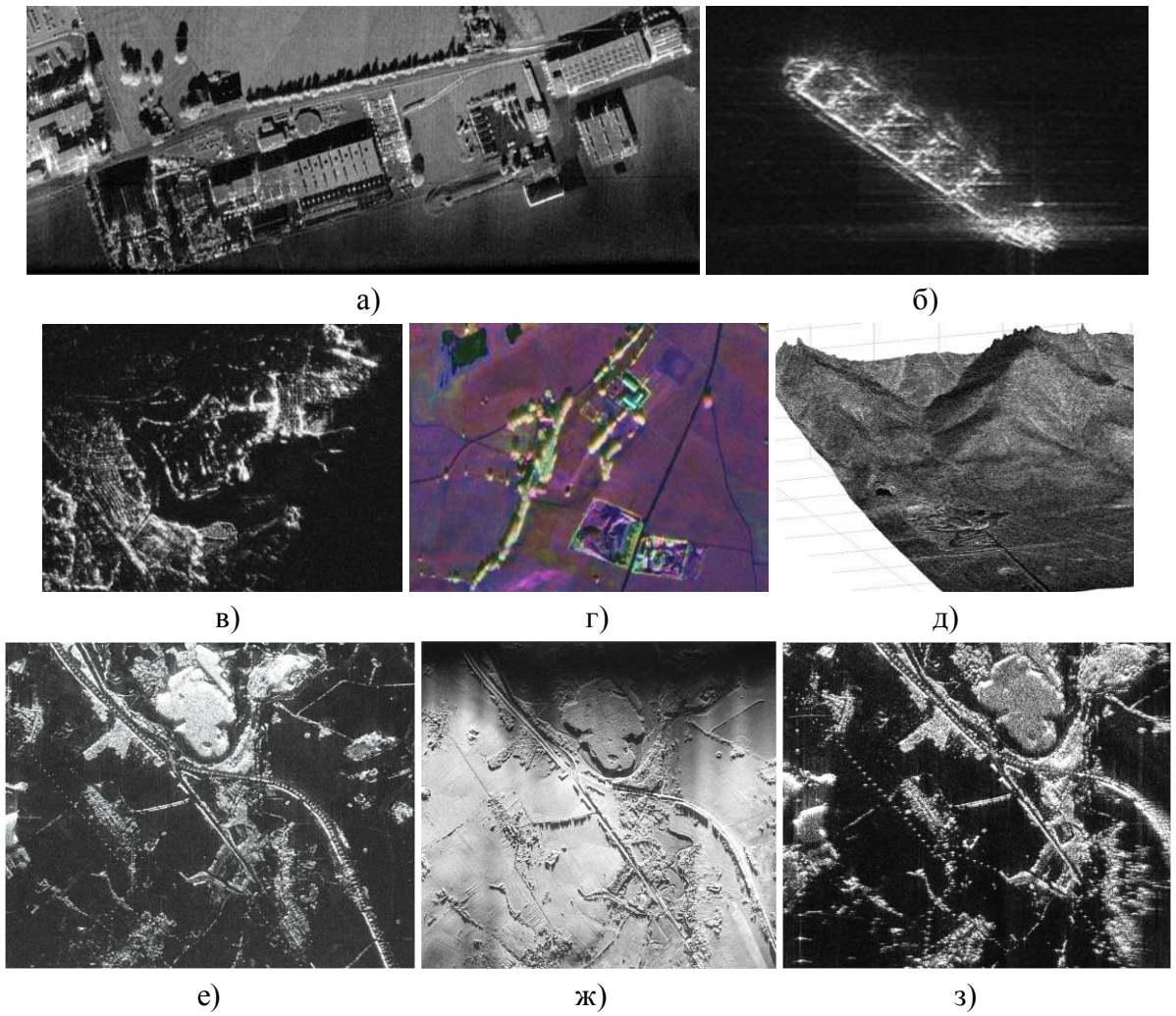


Рис. 1. Примеры радиолокационных изображений, полученных с помощью РСА различных типов: а – одночастотная моностатическая nanoSAR, б – инверсная InSAR, в – бистатический режим TanDEM-X / TerraSAR-X, г – поляриметрическая FlexSAR, д – интерферометрическая SlimSAR, е–з – многодиапазонная Компакт (диапазоны P, X, VHF соответственно).

Достоверный анализ многомерных данных такого класса существующими методами на сегодняшний день невозможен, поскольку используется априорно неверный в большинстве случаев принцип разделимости, когда данные обрабатываются по каждому измерению в отдельности известными и хорошо проработанными методами обработки одномерных, двумерных и очень редко трехмерных данных. При этом не учитывается целостность сложных систем как одного из центральных принципов системного подхода, выражающийся в принципиальной несводимости свойств системы к сумме свойств, составляющих ее элементов, и не выводимости из последних свойств системы в целом.

Задача эффективного комплексирования многомерных РЛИ до сих пор не решена, что обуславливает актуальность дальнейших исследований и цель данной работы.

2. Современные тенденции комплексирования РЛИ

В настоящее время сформулирована и поддерживается мировым научным сообществом концепция автоматического анализа РЛИ (рис. 2). Приведенная схема состоит из трех этапов: обнаружения, в том числе определения областей интереса, низкоуровневой классификации (фильтрации ложных объектов) и высокоуровневой классификации (распознавания).

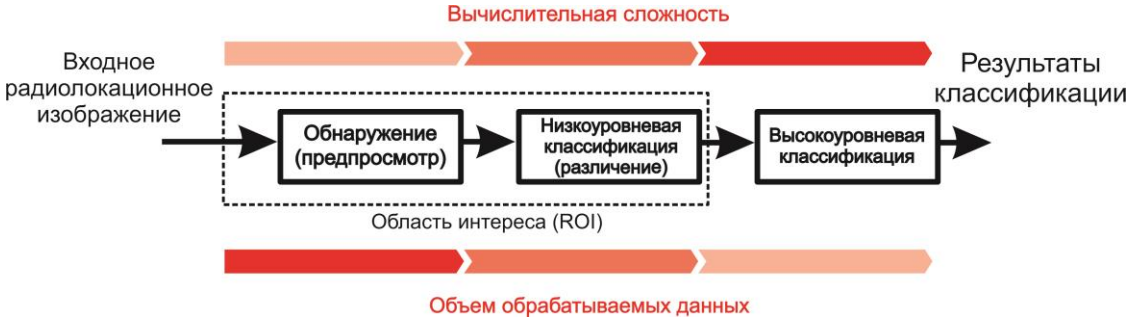


Рис. 2. Концепция автоматического анализа РЛИ.

Как следует из рисунка 2, вычислительная сложность в процессе анализа растет, при этом объем обрабатываемых данных сокращается. В случае нескольких РЛИ, полученных при разных параметрах РСА и условиях съемки, возникают трудности с сопоставлением изображений и принятием решений, поскольку отсутствует избыточность вследствие различий характера отражений ЭМВ на разных длинах волн.

Результаты анализа современных решений в области комплексирования РЛИ показали, что обработка изображений может производиться на трех уровнях: данных (пикселей), признаков и решений, а также их совокупности (рис. 3).

Следует отметить, что одним из наиболее часто используемых при комплексировании подходов является снижение размерности пространства данных или признаков различными методами, что ведет к потере незначительной, со слов авторов, информации и, по нашему мнению, снижению достоверности анализа вследствие нарушения принципа целостности сложной системы.

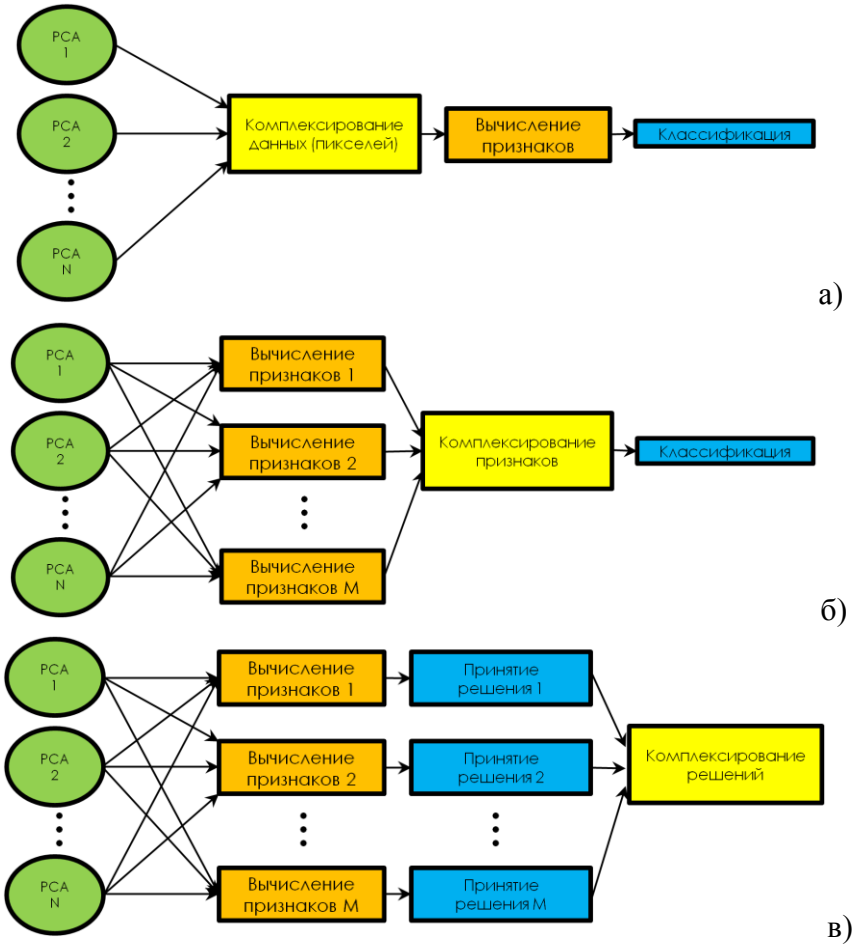


Рис. 3. Комплексирование РЛИ на разных уровнях: а – данных (пикселей), б – признаков, в – решений.

3. Фрактальный подход

Ни для кого не секрет, что окружающий нас мир является нелинейным и многомерным. Такой подход достаточно адекватно описывается теорией динамического хаоса, в рамках которой хаос – это детерминированное поведение нелинейной динамической системы, сильно зависящей от начальных условий и бифуркаций. В свою очередь, в рамках теории нелинейных динамических систем такая система стремится к предельной траектории в многомерном фазовом пространстве, называемой аттрактором. В качестве примера на рисунке 4 приведен известный аттрактор Лоренца – компактное инвариантное множество со сложной топологической структурой в трехмерном фазовом пространстве, к которому при $t \to \infty$ стремится нелинейная динамическая система третьего порядка:

$$\begin{cases} \dot{x} = \sigma(y - x) \\ \dot{y} = x(r - z) - y, \\ \dot{z} = xy - bz \end{cases} \quad (1)$$

где σ, r, b – некоторые положительные числа; x, y, z – параметры системы.

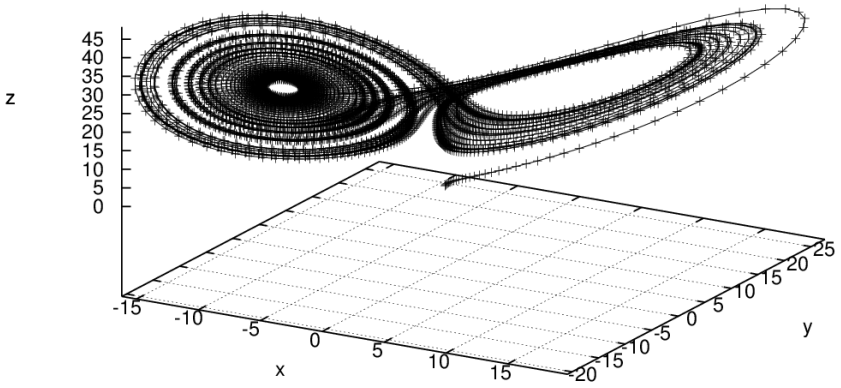


Рис. 4. Аттрактор Лоренца.

Аттрактор себе подобен на различных пространственно-временных масштабах и имеет дробную размерность – то есть является фракталом. Кроме того, аттрактор, как и фрактал, уже является априорно многомерным объектом, поэтому нет необходимости дополнительно описывать взаимосвязь множества измерений.

Как следует из определений Б. Мандельброта [4] и А. А. Потапова [5], фракталы обладают свойствами самоподобия или скейлинга, недифференцируемости и имеют дробную размерность, строго большую топологической.

На рисунке 5 условно показано, что в радиолокации на каждой длине волны – свои отражающие элементы. При этом, в данном конкретном случае, они самоподобны и по характеру отражения в одном диапазоне гипотетически существует возможность с помощью теории фракталов предсказать, каким будет отражение в другом диапазоне.

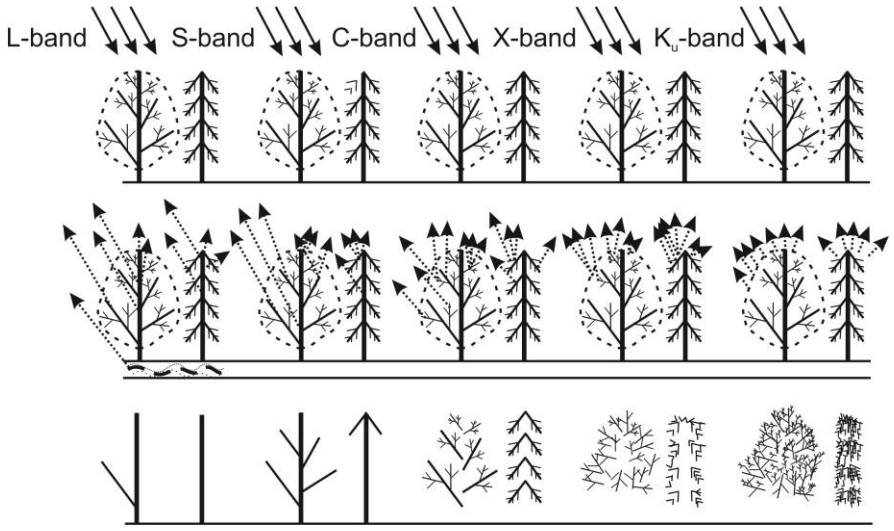


Рис. 5. Характер отражений ЭМВ различных частотных диапазонов от самоподобного объекта.

В работе [5] решалась задача оценки реальной площади поверхности по РЛИ путем перемножения числа элементов изображения N на значение разрешающей способности радиолокатора $\delta(\lambda)$, откуда была выявлена фрактальная зависимость

площади поверхности S от длины волны λ, что является предпосылкой для дальнейших исследований:

$$S(\lambda) = k\lambda^{-D}, \quad (2)$$

где k – некий коэффициент, характеризующий функциональную зависимость $S=f(\lambda)$; D – фрактальная размерность.

4. Постановка задачи фрактального анализа

Пусть $F(\Omega)$ – некоторая функция, заданная дискретно в области Ω, расположенной в d-мерном пространстве X^d. Пространство X^d задано с помощью конечного множества ортогональных векторов

$$X = \{\bar{X}_1, \bar{X}_2, ..., \bar{X}_d\}. \quad (3)$$

Тогда многомерные данные – это числовые значения функции $F(\Omega)$, заданные в точках d-мерного пространства (x_1, x_2, …, x_d) области Ω:

$$F(\Omega) = F(x_1, x_2, ..., x_d). \quad (4)$$

В таком предположении задачу анализа многомерных данных можно сформулировать как получение максимально возможной информации о фрактальных свойствах функции $F(\Omega)$ и ее поведении в области Ω d-мерного пространства.

На самом деле, в работе решается обратная задача – синтеза систем фрактального анализа многомерных данных и, в частности, многомерных РЛИ, таких, что:

$$S_t = \{t, W_f, W_s, G, T_a = (A_{обр}, K_y), P_0\}, \quad (5)$$

где t – время; $W_f^* = \{t,\ Y,\ X,\ U,\ D^*(\mathrm{d}t),\ \mathrm{d}t \in [t_0,\ t],\ F\}$ – компонента (подмодель) функционального представления; W_s – компонента, определяющая структуру; G – подсистема целей (иерархия, дерево целей); T_a – технология анализа и принятия решений; $A_{обр} = \{Z,\ \mathrm{opt}(\Phi, K^{\mathrm{opt}})\}$ – алгоритм обработки и принятия решений; Z – множество альтернатив; opt – критерий эффективности либо принцип оптимальности; Φ – вектор существенных свойств системы; K^{opt} – правило выбора наилучшей альтернативы $z_0 \in Z$; K_y – комплекс условий, обеспечивающий эффективность алгоритма A_y; $D^*(\mathrm{d}t) = (Y^*(\mathrm{d}t), X^*(\mathrm{d}t), U^*(\mathrm{d}t))$ – информация о переменных системы и внешней среды за время $\mathrm{d}t \in [t_0, t]$; P_0 – предикат целостности, определяющий назначение системы.

Задача синтеза системы фрактального анализа многомерных данных S_t сводится к автоматическому поиску по правилу наилучшей альтернативы K^{opt} оптимальных алгоритмов обработки $A_{обр}$ и технологии анализа T_a согласно временных ограничений $\mathrm{d}t$, целей G и назначения системы P_0. Размерность вектора параметров $D^*(\mathrm{d}t)$ заранее неизвестна и определяется только после того как будет определена структура системы W_s.

5. Фрактальные признаки и методы их измерения

Помимо фрактальной размерности (ФР), в теории фракталов известны другие, более информативные фрактальные признаки: фрактальная сигнатура (ФС), направленные фрактальная размерность и сигнатура (НФР и НФС соответственно), мультифрактальные размерность и сигнатура (МФР и МФС соответственно) и

некоторые другие. Результаты проведенных параметрического анализа известных признаков и функционального анализа методов их измерения показали, что в теории фракталов отсутствуют признаки, позволяющие оценить всю совокупность фрактальных свойств, а также неизвестны проработанные методы измерения свойств многомерных данных в целом и многомерных РЛИ в частности. Вместе с тем, одним из самых точных является метод итерационных покрытий. Поэтому в [6] предложены новый фрактальный признак (направленная мультифрактальная сигнатура (НМФС)) и морфологическая реализация метода его измерения.

Метод измерения представлен в виде последовательности операторов

$$\mathbf{I} \xrightarrow{F_R} \{\mathbf{I}_n\} \begin{matrix} \nearrow \xrightarrow{F_U} \mathbf{U}_{\varepsilon,n} \searrow \\ \searrow \xrightarrow{F_B} \mathbf{B}_{\varepsilon,n} \nearrow \end{matrix} \xrightarrow{F_Z} Z(q,\varepsilon,n) \xrightarrow{F_L} L(q,\varepsilon,n) \xrightarrow{F_{1S}} D_{q,\varepsilon,n} \xrightarrow{F_{2S}} D_{q,\varepsilon}^{\text{opt}}, \quad (6)$$

где q – порядок скейлинговых моментов; ε – масштаб анализа; n – направление анализа (поворота строчного структурирующего элемента длиной $w=2\varepsilon+1$); F_R – оператор поворота, преобразующий входное изображение I в множество повернутых изображений $\{I_n\}$; F_U, F_B – морфологические операторы эрозии и дилатации соответственно; F_Z – оператор вычисления обобщенной статистической суммы $Z(q,\varepsilon,n)$; F_L – оператор вычисления локальных морофологических мультифрактальных экспонент $L(q,\varepsilon,n)$; F_{1S} – оператор формирования тензора НМФС $D_{q,\varepsilon,n}$; F_{2S} – оператор выборки из $D_{q,\varepsilon,n}$ оптимальных по критерию преобладающего направления текстуры изображения значений $L(q,\varepsilon,n)$.

Результаты исследований [6] показывают, что признак обладает высокой точностью оценки ФР и локальных значений ФС (рис. 6), независимостью от динамического диапазона изображения (рис. 7) и возможностью выявления направленных свойств текстуры на всех масштабах анализа (рис. 8).

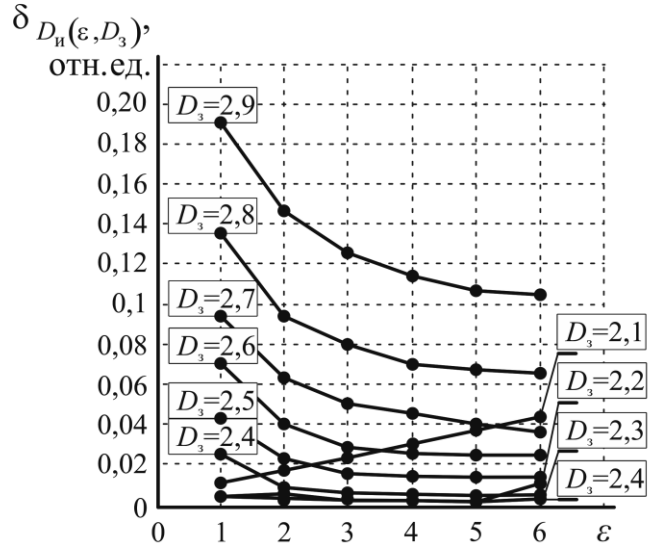


Рис. 6. Результаты оценки точности измерения ФР методом НММФС $\delta_{D_и}$ при моделировании изображений с ФР D в диапазоне 2,1–2,9.

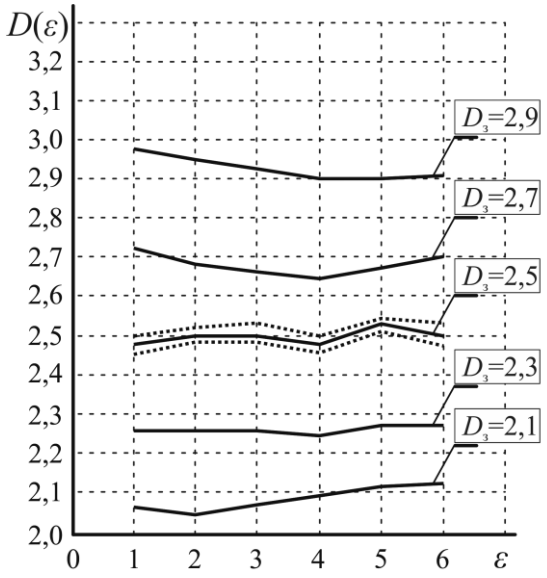


Рис. 7. Результаты оценки зависимости измерения ФР $D(\varepsilon)$ от изменений яркости изображения с ФР D=2,5.

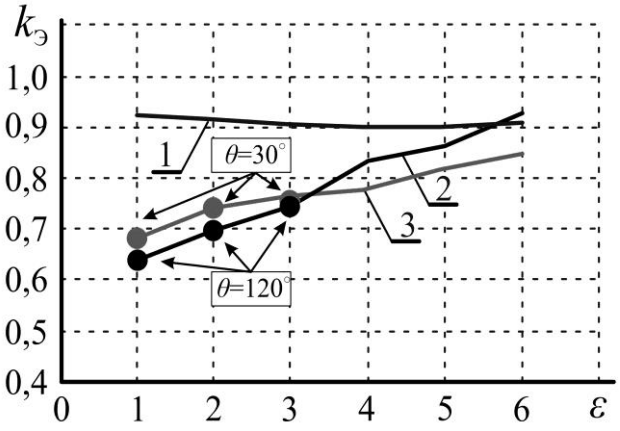


Рис. 8. Зависимость коэффициента эллиптичности $k_э$ от масштаба анализа ε.

Кроме того, по результатам вычислений предложенным способом реализации рассмотренного метода измерения НММФС появляется возможность проведения многомасштабного и мультифрактального анализа сложного по текстуре изображения (рис. 9).

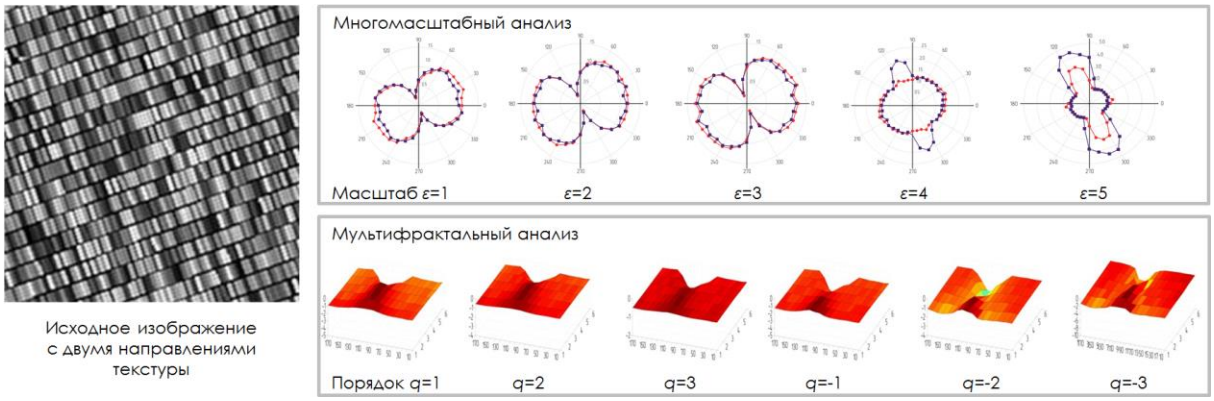
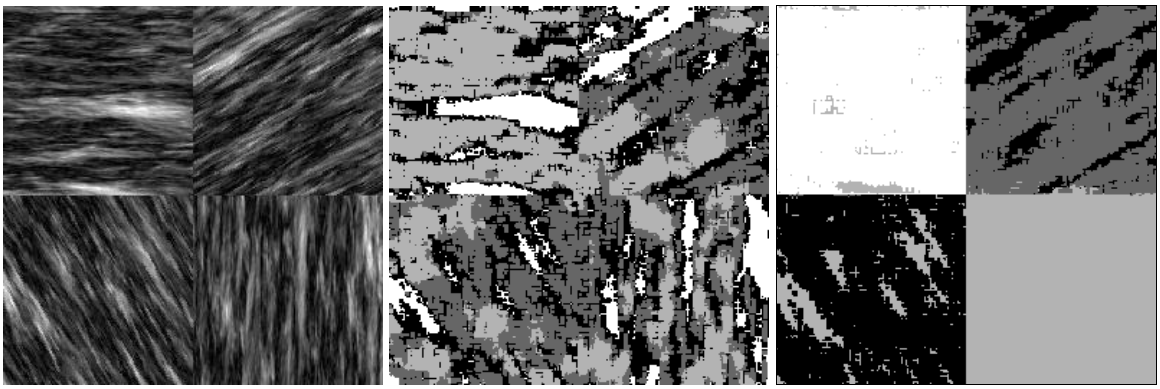


Рис. 9. Пример результатов вычисления НММФС по изображению со сложной двунаправленной текстурой.

6. Результаты фрактального анализа сложных изображений

В работе [7] проводилась предварительная оценка эффективности использования нового признака НММФС в задачах сегментации сложных изображений с помощью алгоритмов нечеткой кластеризации, а также обнаружения малоконтрастных объектов на сильно зашумленных радиолокационных изображениях.

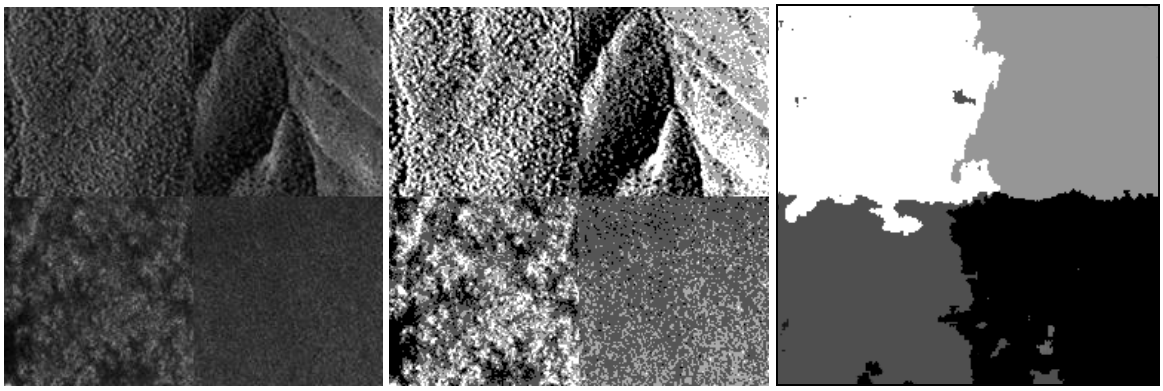
Сегментация изображения (рис. 10, а), представляющего собой мозаику из четырех однотипных разнонаправленных текстур в виде модели анизотропного броуновского движения, производилась известным алгоритмом нечеткой кластеризации Fuzzy C-Means. Как видно из рисунков, учет преобладающих направлений текстуры позволяет существенно улучшить эффективность (качество) сегментации.



а) б) в)

Рис. 10. Пример сегментации изображения с разнонаправленной текстурой (а) на 4 класса: б – без учета анизотропии на основе $D_{q,\varepsilon,n}$; в – с учетом преобладающих направлений текстура на разных масштабах анализа на основе $D_{q,\varepsilon,n}^{\text{opt}}$.

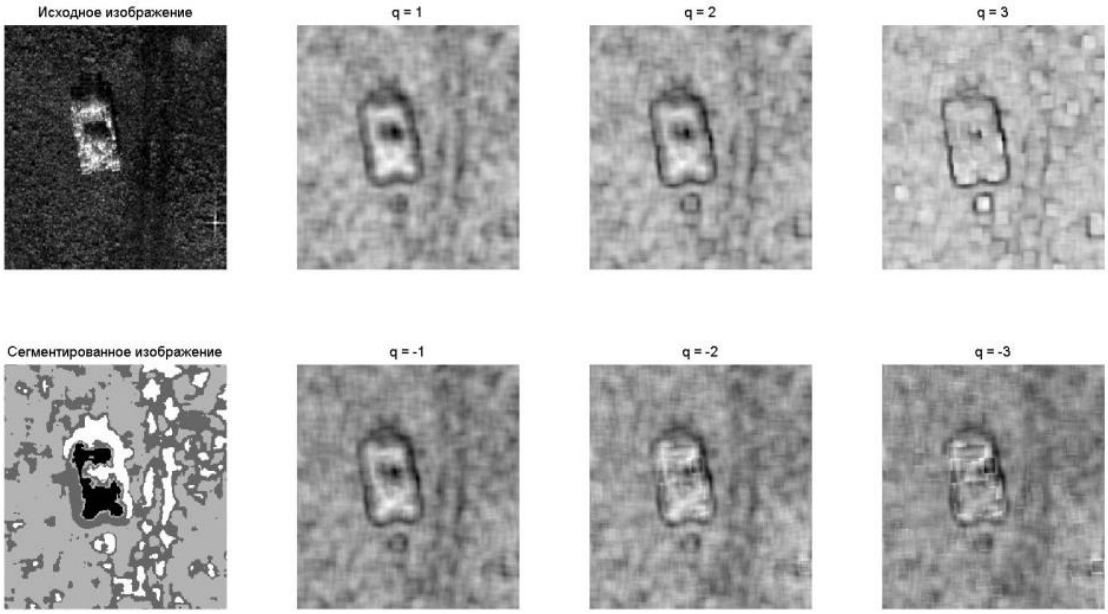
Сравнительная оценка эффективности сегментации изображения (рис. 11, а), представляющего собой мозаику из четырех фрагментов одного РЛИ, соответствующих различным типам подстилающей поверхности, показала высокую эффективность использования признака НММФС.



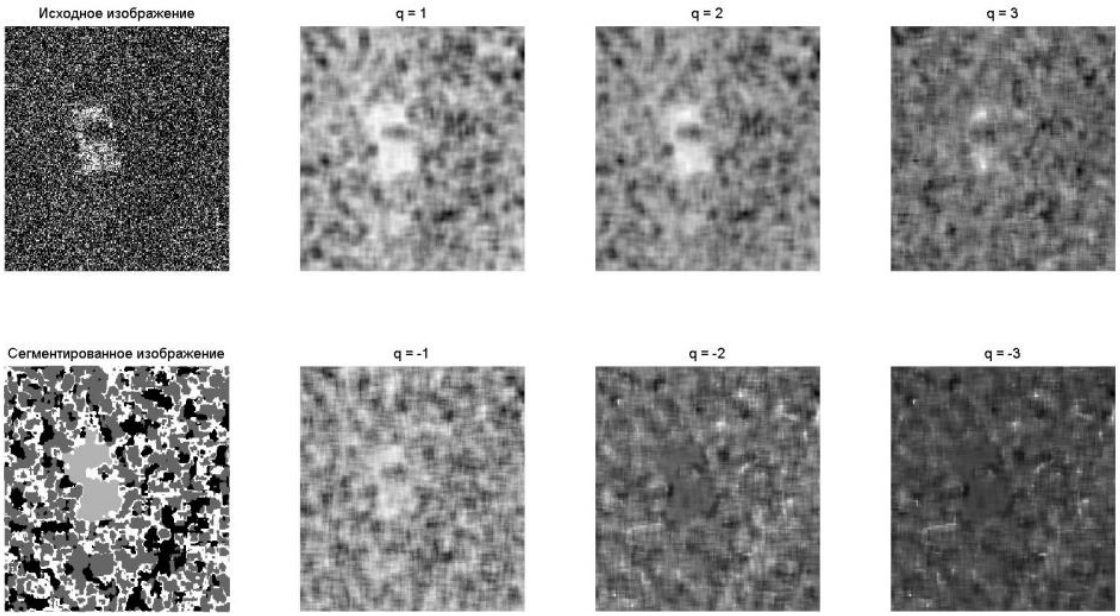
а) б) в)

Рис. 11. Пример сегментации РЛИ с текстурами различных типов подстилающей поверхности (а) на 4 класса: б – алгоритмом трехпороговой сегментации; в – алгоритмом Fuzzy C-Means с учетом преобладающих направлений текстура на разных масштабах анализа на основе $D_{q,\varepsilon,n}^{\text{opt}}$.

На рисунке 12 приведены поля значений НММФС при различных порядках скейлинговых моментов q, а также результаты выделения (сегментации) с помощью алгоритма Fuzzy C-Means малоконтрастного объекта на исходном РЛИ и на сильно зашумленном РЛИ.



а)



б)

Рис. 12. Пример использования признака НММФС в задачах обнаружения малоконтрастных объектов на сильно зашумленных РЛИ: а – исходное РЛИ, поля значений НММФС при различных q и результат сегментации; б – зашумленное РЛИ, поля значений НММФС при различных q и результат сегментации.

Сравнение результатов сегментации на качественном уровне показывает, что использование признака НММФС в задачах выделения объектов на сильно зашумленных изображениях позволяет повысить вероятность правильного обнаружения при низких отношениях сигнал/шум (отношениях средних яркостей объект/фон).

7. Синтез систем фрактального анализа многомерных РЛИ

Что касается решения обратной задачи, то ее предлагается решать структурно-параметрическим методом синтеза, когда (рис. 13):

1. Потребитель радиолокационных данных определяет, что он хочет получить в результате.
2. На этой основе автоматически формируется состав сенсоров.
3. Определяется структура вычислительной системы с учетом информационных возможностей сформированного состава РСА.
4. Определяются параметры вычислительной системы (размерность признака НММФС), обеспечивающие требуемые характеристики ($Р_{псегм}$ – вероятность правильной сегментации, $Р_{по}$ – вероятность правильного обнаружения, $Р_{прасп}$ – вероятность правильного распознавания).

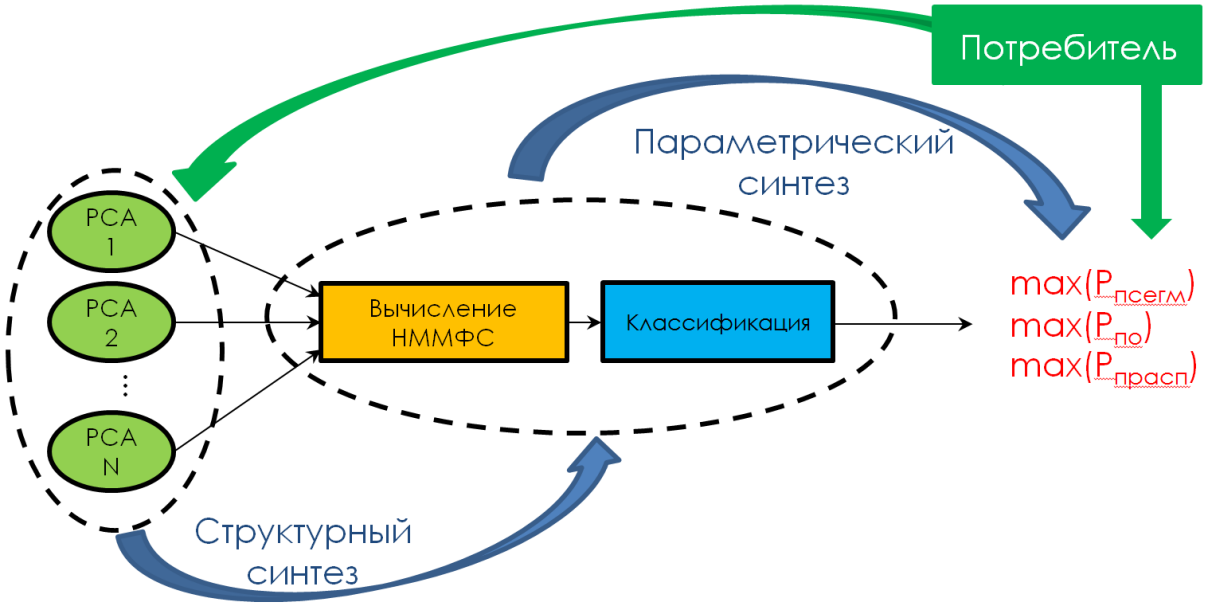


Рис. 13. Схема структурно-параметрического синтеза системы фрактального анализа многомерных РЛИ.

Следует отметить, что предложенный в работе фрактальный подход позволяет исключить этап комплексирования данных, признаков или решений.

8. Заключение

В результате работы формулируются противоречия в практике между высоким уровнем развития радиолокационных и вычислительных средств и отсутствием научно-методического аппарата их анализа и синтеза с позиций синергетики, и в науке между существованием многомерных множеств и отсутствием научно-методического аппарата их фрактального анализа.

На основе выявленных противоречий в науке и практике формулируется научная проблема, которая заключается в необходимости решения комплекса сложных научных задач по фундаментальному развитию фрактальной теории для анализа многомерных множеств и разработке методологической основы синтеза цифровых систем обработки многомерных данных. Решать данную проблему предлагается путем развития методов системного анализа и фрактальной теории в приложении к многомерным данным.

Литература

1. Кузнецов В. А., Гончаров С. А. Структурно-параметрический синтез малогабаритной РСА беспилотного летательного аппарата ближнего действия. // Системы управления, связи и безопасности, 2017, № 3. - С. 28-72.
2. Кузнецов В. А., Марюхненко В. С., Миронов Б. М., Потоцкий А. Н. Системный подход к решению проблемы автоматического дешифрирования радиолокационных изображений наземных объектов в реальном масштабе времени. // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Системный анализ и информационные технологии, 2017, № 2. - С. 5-15.
3. Кузнецов В. А. Структура и свойства наземных объектов на изображениях РСА в задачах распознавания. // Телекоммуникации, 2012, № 10. - С. 31-38.

4. Мандельброт Б. Б. Фрактальная геометрия природы. М.: Институт компьютерных исследований, 2002. - 656 с.
5. Потапов А. А. Фракталы в радиофизике и радиолокации: топология выборки. М.: Университетская книга, 2005. - 848 с.
6. Кузнецов В. А., Потоцкий А. Н. Метод измерения направленной морфологической мультифрактальной сигнатуры текстуры изображений. // Успехи современной радиоэлектроники, 2017, № 3. - С. 39-52.
7. Кузнецов В. А., Потоцкий А. Н. Автоматическое обнаружение нефтяных загрязнений по данным спутниковых радиолокационных станций с синтезированной апертурой антенны. // Вестник компьютерных и информационных технологий, 2017, № 10. - С. 20-27.

REFERENCES

1. Kuznetsov, V. A., Goncharov, S. A. Structural-parametric synthesis of short-range unmanned aerial vehicle small-sized SAR. // Systems of Control, Communication and Security, 2017, No. 3. - Pp. 28-72.
2. Kuznetsov, V. A., Maryuhnenko, V. S., Mironov, B. M., Pototsky, A. N. The systems approach to radar images of ground targets real-time automatic interpretation problem solving. // Proceedings of Voronezh State University. Series: Systems Analysis and Information Technologies, 2017, No. 2. . – Pp. 5-15.
3. Kuznetsov, V. A. Structure and properties of terrestrial objects on radar images in recognition problems. // Telecommunications and Radio Engineering, 2012, No. 10. - Pp. 31-38.
4. Mandelbrot, B.B. The fractal geometry of Nature. Moscow, 2002. – 656 p.
5. Potapov, A. A. The fractals in radio physics and radar: sampling topology. Moscow. 2005. – 848 p.
6. Kuznetsov, V. A., Pototsky, A. N. Method of measuring directional morphological multifractal signatures of the texture images. // Achievements of Modern Radioelectronics, 2017, No. 3. - Pp. 39-52.
7. Kuznetsov, V. A., Pototsky, A. N. Oil Spill Pollution Automatic Detection on Satellite Synthetic Aperture Radar Data. // Herald of Computer and Information Technologies, 2017, No. 10. - Pp. 20-27.

АКТИВИРУЮЩАЯ ПОДСИСТЕМА СЕТЕВОГО МОНИТОРИНГА СИСТЕМЫ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Р. К. Шостак, О. М. Лепешкин, П. А. Новиков, Ю.К. Худайназаров

Военная академия связи (ВАС), Город Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В статье предлагается на основе формализованного описания модели системы обеспечения функционирования системы связи специального назначения приступить к решению задачи согласования ее информационных процессов. Достижение оптимального результата возможно с использованием специальных методов и средств управления, а также математических средств решения задачи обеспечения функциональной безопасности СССН, т.е. применением активации опорной среды радикалов, которая возможна путем реализации активирующей подсистемы.

Ключевые слова: функциональная безопасность, язык схем радикалов, информационные конфликты, реализация активирующей подсистемы, ультрасреда, терминальная среда, опорная среда, среда создания запросов, радикал-активатор, конфликтные схемы, активирующая подсистема сетевого мониторинга.

ACTIVATING SUBSYSTEM NETWORK MONITORING OF THE COMMUNICATION SYSTEM SPECIAL PURPOSE

R. K. Shostak, O. M. Lepeshkin, And P. A. Novikov, Yu. K. Hudaynazarov

Military Academy of communications (IAC), St. Petersburg, Russia

Abstract. On the basis of the formalized description of the model of the system of ensuring functioning of the special-purpose communication system, the article proposes to start solving the problem of coordination of its information processes. To achieve the optimum result possible with the use of special methods and means of control as well as mathematical means of solving the problem of ensuring functional safety CCCH, i.e. the application of the activated support medium of the radicals, which is possible through the implementation of trigger subsystem.

Keywords: functional safety, language of radical schemes, information conflicts, implementation of the trigger subsystem, ultra medium, terminal environment, supporting environment, query creation environment, the radical activator, conflicting schemes, activating network monitoring subsystem.

1. Введение

Из различных источников постоянно появляется информация, свидетельствующая о многочисленных и разнообразных проблемах современных сложных систем. Проявляются внутренние противоречия между составляющими систем, включая людей и программно-технические средства, а также между системами и окружающей средой (природой и другими системами). Порой эти проблемы являются скрытыми, неучтенными. Проблемы приводят в дальнейшем к отрицательным последствиям. Необходимо изучать возможность интеллектуализации системы связи, в качестве способа разрешения ряда существующих в этой сложной системе проблем и противоречий [1].

Формализованное описание модели системы обеспечения функционирования системы связи специального назначения показывает, что опорная среда не ограничивается отдельными классами радикалов и будет постоянно пополняться в зависимости от глубины декомпозиции системы и особенностей решаемых задач по устранению информационных конфликтов. Из этого следует, что опорная среда должна быть активирована запросами из подсистемы обеспечения предоставления услуг связи с использованием специальных математических средств [2].

Для решения задачи согласования информационных процессов в системе связи специального назначения (СССН) на основе пятимерной модели путем взаимодействия с опорной средой, необходимо использование специальных методов и средств управления, а также математических средств решения задачи обеспечения функциональной безопасности СССН [3].

2. Решение задачи активации опорной среды с использованием принципов построения схем радикалов

Руководствуясь принципами построения, особенностями языка схем радикалов, с учетом поставленных задач, сформулируем частные задачи, которые необходимо решить, используя активацию опорной среды [4]. Для реализации статичного режима модели обеспечения функционирования СССН необходима:

- разработка интерфейса для ввода данных в опорную среду, необходимых для формирования модели объекта;
- разработка механизма поиска и устранения информационных конфликтов в процессе создания модели объекта.

Динамичный режим модели, в свою очередь, должен реализовать:

- механизм ввода данных, преобразующих схему радикалов в соответствии с изменениями в СССН;
- анализ и контроль входных данных с учетом их влияния на элементы СССН и на безопасность системы в целом;
- механизмы поиска и устранения информационных конфликтов, связанных с изменениями в СССН, с использованием средств управления и математических средств. [5]

Согласно принципам построения среды радикалов, реализация активирующей подсистемы возможна только с использованием специальных радикалов-активаторов и запросов в среду. Функцией активирующей подсистемы, имеющей в своем составе радикалы-активаторы, является запуск рабочей подсистемы с последующей активацией тех или иных радикалов и общий контроль функционирования рабочей подсистемы. [6] Однако использование радикала-активатора предполагает под собой создание отдельной системы, реализующей управляющее воздействие. При этом такая система будет представлять собой «черный ящик» по отношению к среде радикалов и проявлять себя в ней только в виде запросов. Поэтому, предлагается отказаться от использования радикала активатора и реализовать активирующую подсистему на основе взаимодействия четырех базовых систем (рис. 1):

- ультрасреды, содержащей методы поиска и устранения конфликтов, а также математические средства обеспечения функционирования СССН;

- терминальной среды, реализующей интерфейс между опорной средой и активирующей подсистемой, а также СССН и моделью;

- опорной среды, в которую производится запись результатов работы активирующей подсистемы (включая промежуточные данные) и которая позволяет хранить данные, необходимые для поиска и устранения конфликтов;

- среды создания запросов – интерфейса, формирующего запросы к опорной и ультрасреде.

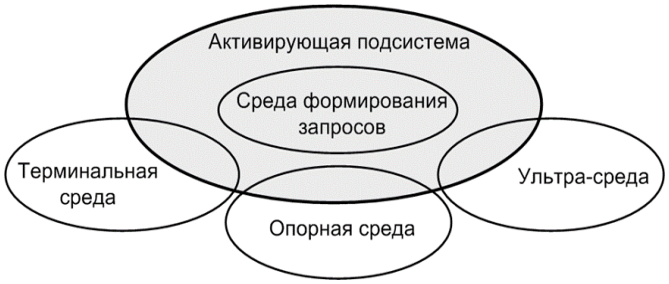


Рис. 1. Составные среды активирующей подсистемы

Использование данного функционала штатных средств моделирования среды радикалов позволит создать замкнутую систему управления с прозрачной структурой без использования дополнительных подсистем [7].

Для любой нормализованной схемы радикалов, содержащей N конфликтных схем, существует конечное число запросов, реализующих преобразование схемы таким образом, что $N = 0$ при условии, для каждой из N схем существуют решения, входящие в состав контейнера cAllUltraContainers.

3. Применение теоремы о радикал-активаторе

Согласно теореме об радикал-активаторе существует конечная последовательность запросов, с помощью которой радикал-активатор, используя штатные преобразования векторов, полностью раскрывает исходную среду радикалов за конечное число шагов.

Обоснование такого утверждения заключается в следующем. Введем в ультрасреду ультра контейнер cUltraQ, который активируется путем любого запроса ?Question[i]➔cUltraQ и реализует конечную последовательность запросов в опорную и ультрасреду с использованием штатных преобразований векторов полностью раскрывает конфликтные схемы, которые записываются в контейнер cAllConflicts. Далее формируется запрос ?Question[j] к ультра контейнеру cUltraC, который содержит средства для решения базовых задач ухода от конфликта:

?Question[i+1]➔{d[1]cSmthContainer➔uvarSmthName; d[2]cUltraC},

где uvarSmthName=Conflict[j], cAllConflicts➔Conflict[j].

Следовательно, активированный ультраконтейнер cUltraC решает задачу ухода от конфликта, переводя модель в безопасное состояние [8].

Активирующая подсистема сетевого мониторинга СССН (рис. 2) состоит из следующих взаимодействующих между собой систем:

Система сбора данных cTerminalInSystem – контейнер, объединяющий терминальные контейнеры, их схемы, используемые для сбора данных из СССН, либо из опорной среды. Для выполнения поиска и устранения конфликтов необходимо дополнить терминальную среду такими функциями как получение данных из СССН (посредством терминального интерфейса) и выполнение соответствующих преобразований в опорной, либо ультрасреде.

Система анализа поступающих данных cUltraDataAnalytics – контейнер, объединяющий все ультраконтейнеры их схемы, которые реализуют в среде радикалов специальные математические средства, направленные на анализ поступающих в систему данных.

Система контроля регламентного состояния СССН cUltraControlFR – контейнер, объединяющий все ультраконтейнеры, их схемы, которые реализуют в среде радикалов специальные математические средства, направленные на поиск в опорной среде конфликтных схем, либо схем, способных привести к конфликту.

Система устранения конфликтов cUltraDelConflict – контейнер, объединяющий ультраконтейнеры, которые реализуют в среде радикалов специальные математические средства, направленные на устранение информационных конфликтов в СССН, включает в себя два ультраконтейнера cUltraDelConflict➔{cUltraNoResource; cUltraNoIntegrality}, где:

- cUltraNoIntegrality – контейнер, реализующий в среде радикалов специальные математические средства, направленные на устранение информационных конфликтов, связанных с логической противоречивостью структуры электронной модели системы связи специального назначения, отсутствие целостности процесса, неполноты описания и т.п.

- cUltraNoResource – контейнер, реализующий в среде радикалов специальные математические средства, направленные на устранение информационных конфликтов, связанных с недостаточностью ресурсов, а также реализацию алгоритмов оптимального распределения ресурсов.

База знаний о системе cBaseInfoS – контейнер опорной среды, включающий в себя радикалы и их схемы, формируемые *системой анализа поступающих данных* cUltraDataAnalytics и *системой сбора данных* cTerminalInSystem и содержащие в себе сведения о влиянии входных данных на структуру, свойства, особенности функционирования моделируемой системы, а также в целом на безопасность и все возможные конфликтные схемы радикалов. Возможные конфликтные схемы радикалов, входящие в *базу знаний*, используются *системой сетевого мониторинга СССН* для поиска в опорной среде конфликтных схем.

Среда формирования запросов (на рисунке 2 не показана) – представляет собой штатную систему, обеспечивающую создание и выполнение запросов в опорную, ультра- и терминальную среды, а также создание и удаление радикалов и звеньев. Среда формирования запросов не рассматривается в качестве штатного средства языка схем

радикалов, однако специфика решаемой задачи требует подробного анализа данного элемента, как одного из составных частей активирующей подсистемы.

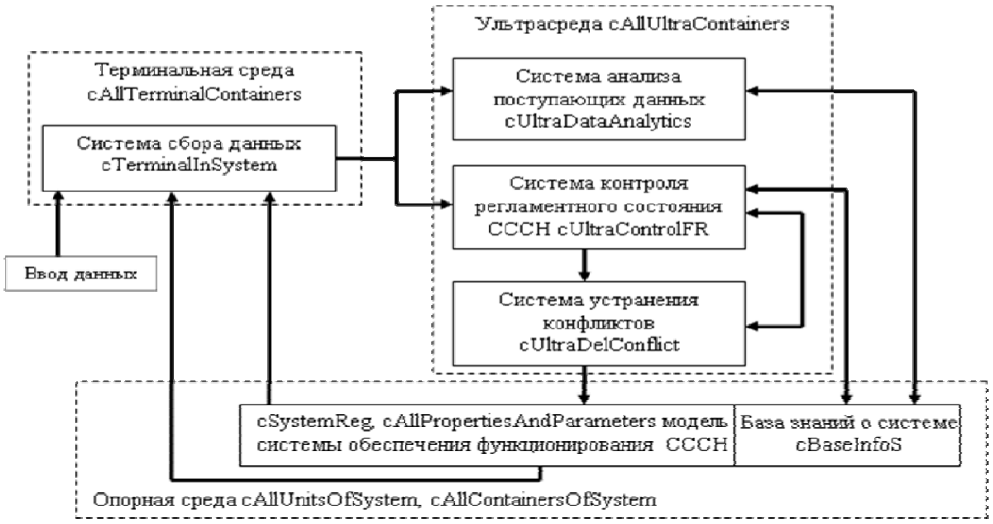


Рис. 1. Функциональная схема активирующей подсистемы

4. Заключение

Анализируя процесс функционирования активирующей подсистемы сетевого мониторинга СССН, следует вывод: данные в среду радикалов поступают из СССН через *систему сбора данных* cTerminalInSystem с использованием терминального интерфейса, либо из опорной среды радикалов, то есть из модели системы. Терминальные контейнеры, в соответствии с полученными данными, преобразуют опорную среду (модель системы), либо через *среду формирования запросов* активируют *систему анализа поступающих данных* и/или *систему регламентного состояния СССН*. *Система анализа поступающих данных* производит обработку принятых данных, и при необходимости вносит изменения в *базу знаний о системе*. *Система контроля регламентного состояния СССН* производит поиск в опорной среде конфликтных схем, либо схем, способных привести к конфликту и, если таковые присутствуют, то через *среду формирования запросов* активирует *систему устранения конфликтов*. *Система устранения конфликтов* производит все необходимые преобразования в опорной среде, реализуя тем самым модель согласования составляющих СССН. И данный процесс повторяется каждый раз, как происходит конфликтное (или небезопасное) преобразование системы. [9] Таким образом, принцип работы активирующей подсистемы одинаков как в *статичном*, так и в *динамичном* режиме.

Литература

1. Карпов А.В., Лепешкин О.М., Шостак Р.К. Анализ угроз безопасности в информационном пространстве. // В сборнике трудов XX Всероссийской научно-практической конференции. Актуальные проблемы защиты и безопасности. Т. 1. 2017 г. С. 206
2. Лепешкин О.М., Карпов А.В., Шостак Р.К. Актуальность осуществления сетевого контроля защищенности информационных сетей. // В сборнике трудов XXIII Международной научно-технической конференции. Радиолокация, навигация, связь. Т 3. 2017. С. 1198.
3. Архипкин А.С. Язык схем радикалов: методы и алгоритмы /Баландин А.Е., Бикеев С.И., Будко П.А., Бурлака А.И., Дуков И.А., Емелин Н.М., Жарков И.Д., Зайцев А.В., Захаров

Е.Н., Карпов В.В., Князев В.В., Козлов М.С., Лепешкин О.М., Павловский И.С., Пирогов М.В., Радько С.А., Рожнов А.В., Савицкий А.С., Семенов А.В.// Под ред. А. В. Чечкина и А.В. Рожнова. Москва, 2008. Сер. Библиотека журнала "Нейрокомпьютеры: разработка, применение".

4. Коцыняк М.А., Иванов Д.А., Лаута О.С., Нечепуренко А.П. Методика оценки защищенности информационно-телекоммуникационной сети в условиях информационного противодействия. // В сборнике трудов XXIII Международной научно-технической конференции. Радиолокация, навигация, связь. Т 1. 2017. С. 83-89.
5. Шостак Р.К., Валюшкина Ю.А. Информационно-системная безопасность современной системы связи, как сложной системы. // XVI Всероссийская научная конференция. Нейрокомпьютеры и их применение. Тезисы докладов. 2018. С. 113.
6. Лепешкин О.М., Лепешкин М.О., Бурлов В.Г. Синтез модели процесса управления техническими системами на основе теории радикалов. // XIV Всероссийская научная конференция. Нейрокомпьютеры и их применение. 2016. С. 18-В.
7. Стародубцев Ю.И., Бречко А.А., Львова Н.В. Необходимость оценки защищенности системы связи от средств информационной борьбы в современных условиях. // XXIII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». Т 3. 2017. С. 1201.
8. Бурлов В.Г., Лепешкин О.М. Моделирование процесса управления на основе теории радикалов. // Нейрокомпьютеры: разработка, применение. 2016. № 3. С. 54-60.
9. Иванов Д.А., Коцыняк М.А., Лаута О.С., Нечепуренко А.П. Модель распределения факторов информационного воздействия по элементам информационно-телекоммуникационной сети. // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО 2017) VI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сборник научных сетей : Т 4. 2017. С. 420-425.

REFERENCES

1. Karpov V. A., Lepeshkin O. M., Shostak, R. K. Analysis of security threats in the information space. // In proceedings of the XX all-Russian scientific-practical conference. Actual problems of protection and safety. Vol.1. 2017, p. 206
2. Lepeshkin O. M., Karpov A. V., Shostak, R. K. the Relevance of the implementation of the network control the security of information networks. // In proceedings of the XXIII international scientific and technical conference. Radar, navigation, communications. 3. 2017. C. 1198.
3. Arkhipkin A. S. Language schemes radicals: methods and algorithms /Balandin A. E., Bikeev S. I., Budko P. A., Burlaka A. I., Gukov I. A. Emelin N. M. Zharkov, I. D., Zaitsev A. V., Zakharov E. N., Karpov V. V., Knyazev V. V., Kozlov M. S., Lepeshkin O. M., Pavlov I. S., Pirogov M. V., Radko, S. A., Rozhnov A. B., Savitsky A. S., Semenov A. V./ ed. by A. V. Chechkin and A. V. Rozhnova. Moscow, 2008. Ser. Library of the journal "Neurocomputers: development, application".
4. Kocinac M. A., Ivanov D. A., Louth O. S., Nechepurenko, A. P. methods of assessing the protection of information and telecommunication network in the conditions of information opposition. // In proceedings of the XXIII international scientific and technical conference. Radar, navigation, communications. T 1. 2017. C. 83-89.
5. Shostak, R. K., J. A. Malyshkina Information and system security, modern communication systems, as a complex system. // XVI all-Russian scientific conference. Neurocomputers and their applications. Thesis of reports. 2018. C. 113.
6. Lepeshkin O. M., Lepeshkin M. O., Burlov V. G. Synthesis of the process model of technical systems control based on the theory of radicals. // XIV all-Russian scientific conference. Neurocomputers and their applications. 2016. P. 18-V.
7. Starodubtsev Yu. I., Brechko AA, Lvova N. In. The need to assess the security of the communication system from the means of information warfare in modern conditions. // XXIII international scientific and technical conference "Radar, navigation, communication". 3. 2017. C. 1201.
8. Burlov V. G., Lepeshkin O. M. Simulation of the control process based on the theory of radicals. // Neurocomputers: development, application. 2016. No. 3. PP.54-60.
9. Ivanov D. A., Kozinak M. A., of Louth, O. S., Nechepurenko, A. P. the Model of allocation of factors of information influence on the elements of the information-telecommunication network. // Actual problems of infotelecommunication in science and education (APINO 2017) VI international scientific-technical and scientific-methodical conference: collection of scientific networks : T 4. 2017. C. 420-425.

АНАЛИЗ ВРЕМЕНИ ОБНАРУЖЕНИЯ И РАСПОЗНАВАНИЯ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ

Е.П.Петров, Н.Л.Харина, И.Е.Петров

Вятский государственный университет, г.Киров, РФ

Аннотация. В статье рассматривается метод адаптивного поиска шумоподобных сигналов, сформированных на многозначных линейных рекуррентных последовательностях максимального периода. Приемные устройства ШПС синтезированы на основе представления ШПС многозначными сложными цепями Маркова и позволяют быстро обнаруживать и распознавать кодированные сигналы за счет нелинейной фильтрации их дискретного параметра. Исследована помехоустойчивость синтезированных приемных устройств в условиях действия белого гауссовского шума.

Ключевые слова: шумоподобный сигнал (ШПС), быстрый поиск ШПС, ШПС на рекуррентных последовательностях, марковский процесс, нелинейная фильтрация условных марковских процессов.

ANALYSIS OF DETECTION AND RECOGNITION TIME OF PSEUDONOISE SIGNALS

E.P.Petrov, N.L.Kharina, I.E.Petrov

Vyatka State University, Kirov, RF

Abstract. In the article the method of adaptive searching of the pseudonoise signals (PNS), constructed on the multiple-valued linear feedback shift register sequences of the maximal period is considered. Receivers of PNS are synthesized on the basis of representation of PNS by complex multiple-valued Markov chains. The synthesized receivers allow to quickly detect and the coded signals due to a non-linear filtration of their discrete parameter. The noise stability of the synthesized PNS receivers is investigated.

Key words: pseudonoise signals (PNS), fast PNS searching, PNS on recurrent sequences, Markov process, nonlinear filtering of conditional Markov processes.

1. Введение

Наибольший эффект при одновременном обнаружении и распознавании (поиске) шумоподобных сигналов (ШПС) на основе бинарных псевдослучайных последовательностях (ПСП) можно получить, если использовать в составе приемного устройства (ПУ), выполненного по методу Уорда [1,2], вместо независимой оценки *m*-ичной комбинации символов ПСП искомой ШПС более достоверную, отфильтрованную оценку символов, полученную с помощью адаптивного ПУ с нелинейным фильтром (НФ) (рис.1) для обнаружения и распознавания ПСП двоичных ШПС [3].

2. Анализ времени обнаружения и распознавания ШПС

На рис. 1 представлена структурная схема устройства одновременного обнаружения и распознавания ШПС по методу Уорда, в состав которой включено адаптивное ПУ с НФ [2].

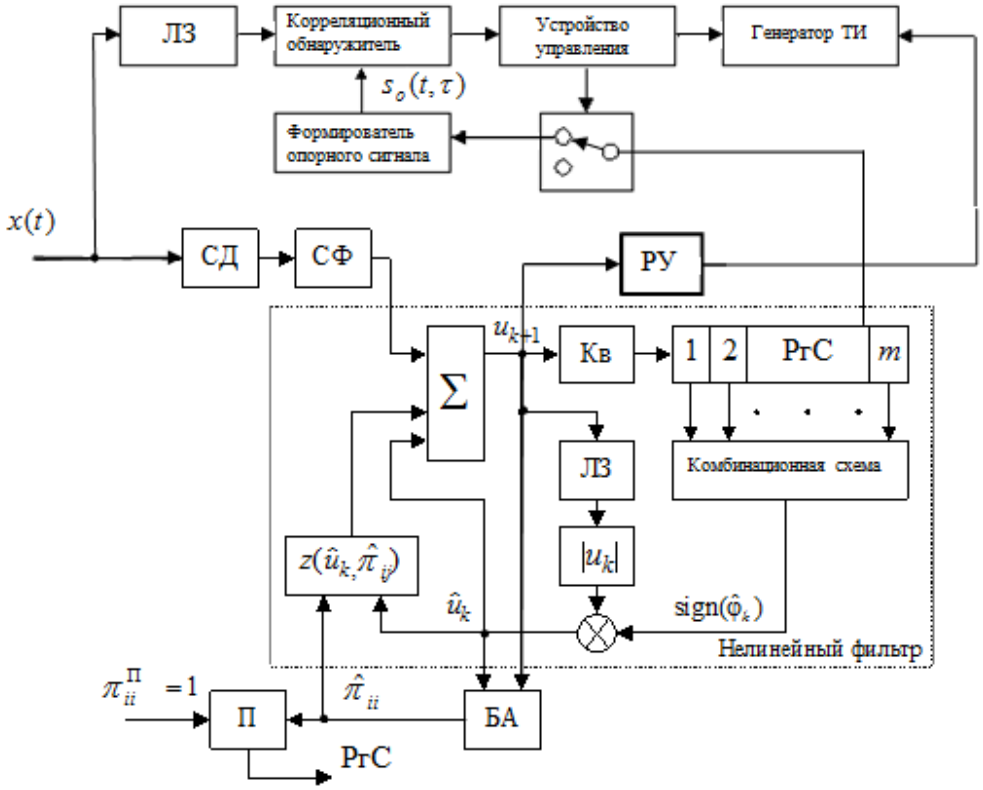


Рис. 1. Устройство для обнаружения и распознавания ШПС по методу Уорда с включением адаптивного ПУ с НФ

Найдем среднее время обнаружения и распознавания ШПС в методе Уорда с использованием адаптивного ПУ с НФ (рис. 1) оригиналом метода Уорда, в котором коррелятор ПУ запускается m – значной комбинацией символов ПСП ШПС со входа ПУ. Уравнение фильтрации дискретного параметра ШПС [3]

$$u_{k+1}=\left[f_{k+1}(\Phi_1)-f_{k+1}(\Phi_2)\right]+\hat{u}_k+z\left(\hat{u}_k,\pi_{ij}\right), \tag{1}$$

где $u_{k+1}=\ln\left(p_{1(k+1)}/p_{2(k+1)}\right)$ - логарифм отношения апостериорных вероятностей состояний дискретного параметра ФМ ШПС;

$$\hat{u}_k=sign\left(\hat{\varphi}_k\right)|u_k|\text{-} \tag{2}$$

- оценка $\hat{u}_k$, сформированная в ПУ на основе модуля $|u_k|$ и знака $sign\left(\hat{\varphi}_k\right)$ в k-м такте, которая при отсутствии шума совпадает с u_{k+1};

$$z\left(\hat{u}_k,\hat{\pi}_{ij}\right)=\ln\frac{\hat{\pi}_{11}+\hat{\pi}_{21}\exp\{-\hat{u}_k\}}{\hat{\pi}_{22}+\hat{\pi}_{12}\exp\{\hat{u}_k\}},\ i,j=\overline{1,2}, \tag{3}$$

где $\hat{\pi}_{ij}\left(i,j=\overline{1,2}\right)$- оценки π_{ij}- элементов матрицы вероятностей переходов (МВП) между бинарными символами ПСП, сформированной в ПУ на основе принятых символов ПСП ШПС.

Для вырожденной цепи Маркова, какой является ПСП искомого ШПС МВП от одной *m*-ичной комбинации символов к соседней является единичной $\Pi = \begin{bmatrix} \pi_{11} & \pi_{12} \\ \pi_{21} & \pi_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$, при этом $z\left(\hat{u}_k, \pi_{ij}\right) = 0$, и уравнение (1) принимает вид:

$$u_{k+1} = \left[f_{k+1}\left(\Phi_1\right) - f_{k+1}\left(\Phi_2\right) \right] + \hat{u}_k, \qquad (4)$$

т.е. осуществляется «чистое» накопление ШПС.

Уравнения (1) и (4) являются основой для разработки алгоритмов и структур ПУ для одновременного обнаружения и распознавания ШПС.

Достижение $\hat{\pi}_{ii}$ предельного значения π_{ii}^{Π} наиболее вероятно при условии совпадения *m*-ичной комбинации символов ПСП искомой ШПС и формируемой в нелинейном фильтре. Эту особенность адаптивного устройства фильтрации можно использовать как возможный вариант для регистрации факта обнаружения и одновременного распознавания *m*-ичной комбинации символов ПСП искомой ШПС. Примем в качестве порогового значения $\pi_{ii}^{\text{ПОР}}$ значение оценки $\hat{\pi}_{ii}$, близкое или равное π_{ii}^{Π}=1, т.е. $\pi_{ii}^{\text{ПОР}} = \pi_{ii}^{\Pi}$. Тогда решение о наличии или отсутствии искомой ШПС на входе адаптивного ПУ с НФ принимается на входе порогового устройства (П), если выполняется условие

$$\hat{\pi}_{ii} \geq \pi_{ii}^{\text{пор}} \quad \left(i = \overline{1,2}\right), \qquad (5)$$

В противном случае фиксируется отсутствие ШПС. Данный критерий существенно проще, чем критерий Неймана – Пирсона, т.к. $\pi_{ii}^{\text{пор}} = const$ для любых отношений мощностей ШПС/ БГШ $\rho_{ШП}^2$.

Рассмотрим возможность появления ложной тревоги на выходе адаптивного ПУ с НФ, работающего в соответствии с (5), при условии, что пороговое значение $\pi_{ii}^{\text{ПОР}}$ близко к единице или равно, т.е. $\pi_{ii}^{\text{ПОР}} \cong 1$.

При отсутствии ШПС ложная тревога на выходе адаптивного ПУ с НФ может появиться, если за *l* тактов исследования $r_1 = r + r_2$ где $r = \left(\pi_{ii}^{\text{пор}} - \pi_{ii}^{\text{н}}\right) / \Delta\pi_{ii}$, число выборок входного шума совпадут с символами ПСП искомой ШПС и $\hat{\pi}_{ii} \geq \pi_{ii}^{\text{пор}}$. Уравнение для вероятности ложной тревоги на выходе адаптивного ПУ α_a можно представить в виде

$$\alpha_a = 1 - \left(1 - q_{аф}\right)^{\upsilon'_a}, \qquad (6)$$

где $\upsilon'_a = Int\left[l/k_a\right]$; *l* – интервал наблюдения, в течение которого выборки шума совпадут с *m*-ной комбинацией символов искомого ШПС; k_a - интервал адаптации.

При действии лишь одного шума на входе адаптивного ПУ с НФ оценка $\hat{\pi}_{ii} \to 0{,}5$, а коэффициент передачи в цепи обратной связи нелинейного фильтра $b_{k+1} \to 0$, что

исключает накопление шумов в ПУ с НФ. Тогда, полагая $\hat{\pi}_{ii} \cong 0,5$, и, учитывая, что при этом коэффициент адаптации $k_a \to \infty$, а $\upsilon'_a \to 0$, получим $\alpha_a \to 0$.

Относительное уменьшение вероятности ложных тревог на выходе адаптивного ПУ с НФ

$$\zeta = \frac{\alpha}{\alpha_a} = \frac{\left[1-\left(1-q_{эф}^{l}\right)^{\upsilon'}\right]\exp\left\{-\rho_2^2/2\right\}}{\sqrt{2\pi}\,\rho_2\left[1-\left(1-q_{эаф}\right)^{\upsilon'_a}\right]}, \qquad (7)$$

где α – вероятность ложной тревоги в неадаптивном ПУ с НФ.

Из (7) следует, что при отсутствии искомой ШПС $(\alpha_a << 1)$ выигрыш $\zeta >> 1$, что подтверждает целесообразность применения адаптивной фильтрации при одновременном обнаружении распознавание ШПС.

Найдем вероятность правильного обнаружения ШПС d_a на выходе адаптивного ПУ с НФ. Обнаружение ШПС произойдет, если за интервал исследования $t_{ис}=lT$ оценка $\hat{\pi}_{ii}$ достигнет значения $\pi_{ii}^{ПОР} \cong 1$, т.е. будет выполнено условие (5). В этом случае вероятность правильного обнаружения можно найти из выражения

$$d_a = q_э^m\left[1-(1-q_{эаф})^{\upsilon_a}\right]\left(1-\alpha_a\right), \qquad (8)$$

где $\upsilon_a = Int\left[l/k_a\right]$.

Выигрыш χ_a в вероятности правильного обнаружения на выходе адаптивного ПУ

$$\chi_a = \frac{d_a}{d} = \frac{\left[1-(1-q_{эаф})^{\upsilon_a}\right]}{\left[1-\left(1-q_{эф}\right)^{\upsilon}\right]\left(1-\beta_2\right)}. \qquad (9)$$

Рассмотрим поведение χ_a в интересных для практики случаях. При малых отношениях сигнал/шум $\rho_э^2 \le 1$ и, полагая $l = l_c = k_a$, из (9) получим

$$\chi_a = \frac{q_{эаф}}{q_{эф}\left(1-\beta_2\right)} \qquad (10)$$

Учитывая, что при наличии шумов $q_{эаф}$ всегда больше $q_{эф}$ значение $\chi_a > 1$, при $q_{эф}^2 << 1$ значение $\chi_a \cong 1$, т.е. адаптивная фильтрация составляющих ШПС при $q_{эф}^2 << 1$ не дает заметных преимуществ перед фильтрацией без адаптации.

На рис. 2 представлены вероятности правильного обнаружения ШПС, сформированных на основе двоичных ПСП с m = 5, 11, 17 для различных отношений сигнал/шум на входе адаптивного ПУ $q_{эф}^2 < 1$. Среднее количество тактов, необходимое для правильного обнаружения двоичных ШПС адаптивным ПУ с НФ и без адаптации представлены на рис. 3.

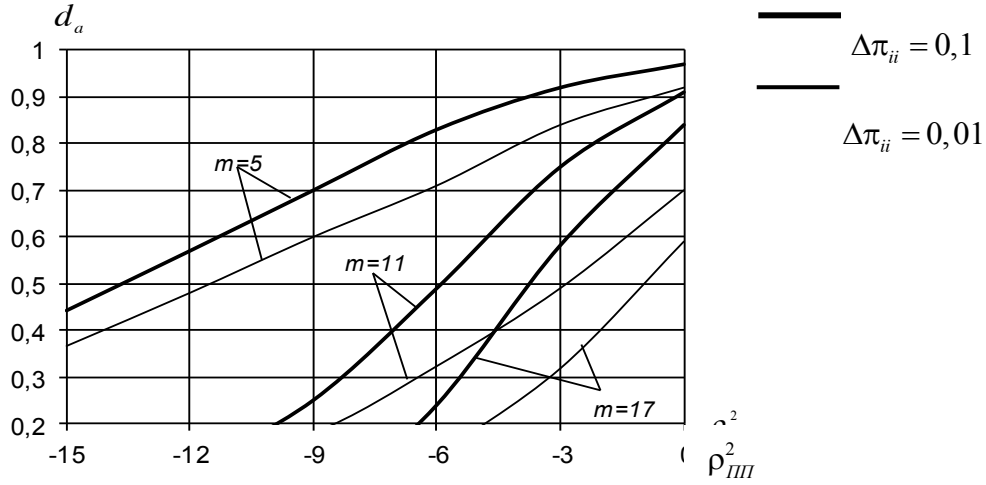


Рис. 2. Вероятности правильного обнаружения двоичных ШПС на выходе адаптивного ПУ с НФ.

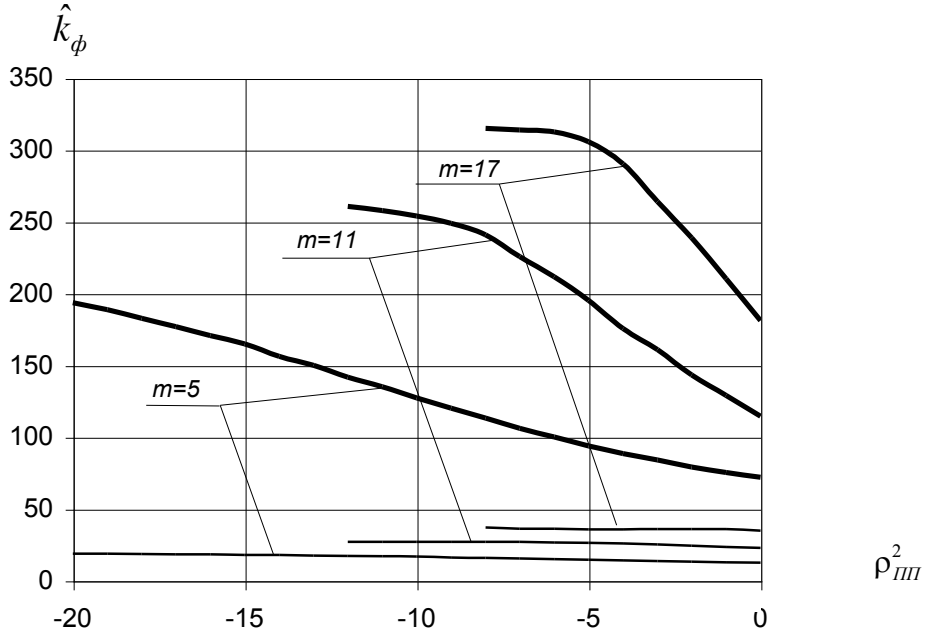


Рис. 3. Среднее количество тактов правильного обнаружения двоичных ШПС, построенных на бинарных ПСП с m = 5, 11, 17.

Таким образом, переход к адаптивной фильтрации дискретного параметра ШПС позволяет: 1) повысить вероятность правильного распознавания m-ичных комбинаций символов $p_a\left(m,\hat{\pi}_{ii}\right)$ по сравнению с аналогичной вероятностью $p\left(m,\pi_{ii}=1\right)$ при отсутствии адаптации; 2) увеличить вероятность правильного обнаружения d_a; 3) существенно снизить вероятность ложной тревоги.

Предположим, что проводится большое число экспериментов, например $Q_э >> 1$. Из $Q_э$ экспериментов $\gamma_3 Q_э$ приводят к повторному исследованию той же самой

ошибочной оценки *m*-значной комбинации символов. Назовем их повторными исследованиями $И_1$. Так как оценка ошибочна, то возможны только два исхода: а) пропуск (за ним следует новый эксперимент), вероятность которого $\left(1-\alpha_y\right)$; б) следующая ложная тревога, за которой следует повторное исследование $И_2$, вероятность которого α_y. Так как число повторных исследований $И_1$ равно $\gamma_3 Q_э$, то повторных исследований $И_2$ будет $\alpha\gamma_3 Q_э$. Аналогично повторных исследований $И_3$ будет $\alpha_y^2\gamma_3 Q_э$ и т.д. Вероятность того, что $n_И$ исследований следуют друг за другом равна

$$P\left(n_И\right)=\gamma_3 Q_э\,\alpha_y^{(n_И-1)}, \tag{11}$$

тогда среднее число повторных исследований

$$\left\langle n_И\right\rangle=\gamma_3 Q_э\sum_{n_И=1}^{\infty} n_И\alpha_y^{(n_И-1)}=\frac{\gamma_{y3}Q_э}{\left(1-\alpha_y\right)^2}. \tag{12}$$

Средняя скорость проведения экспериментов в методе Уорда [1]

$$V_y=\left[t_{ис}\left\{2+\frac{\left(1-q_э^m\right)\alpha\left[1-\left(1-\alpha_y\right)^2\right]}{\left(1-\alpha_y\right)^2}\right\}\right]^{-1}. \tag{13}$$

Полагая, что при $\alpha<0{,}1$ $\left(1-2\alpha_y+\alpha_y^2\right)\cong\left(1-2\alpha_y\right)$ и $\left(1-\alpha_y^2\right)\cong 1$, получим:

$$V_y\cong\frac{1}{2t_{ис}\left\{1+\left(1-q_э^m\right)\cdot\alpha_y^2\right\}} \tag{14}$$

Подставляя в формулу, вместо $q_э^m$ значения $q_{эф}^m$, а вместо α_y - значение α, получим среднюю скорость экспериментов при использовании устройства нелинейной фильтрации (рис.1).

Исход первого типа (правильное распознавание) происходит в методе Уорда, со скоростью

$$V_{урасп}=\frac{q_э^m\left(1-\beta_y\right)}{2t_{ис}\left[1+\left(1-q_{эф}^m\right)\alpha_y^2\right]}. \tag{15}$$

Тогда среднее время распознавания в методе Уорда

$$t_{урасп}=\frac{2t_{ис}\left(1+\left(1-q_э^m\right)\alpha_y^2\right)}{q_э^m\left(1-\beta_y\right)}\cong\frac{2t_{ис}\left(1+\alpha_y^2\right)}{q_э^m\left(1-\beta_y\right)}. \tag{16}$$

Среднее время распознавания в предлагаемом методе с использованием адаптивного ПУ с НФ найдем заменив в (15) $q_э^m$ на $q_{эаф}^m$ и α_y, β_y на α_a и β_a, соответственно,

$$t_{расп}=\frac{2t_{ис}\left[1+\left(1-q_ф^m\right)\alpha_a{}^2\right]}{q_{эаф}^m\left(1-\beta_a\right)}\cong\frac{2t_{ис}\left(1+\alpha_a{}^2\right)}{q_{эаф}^m\left(1-\beta_a\right)}, \tag{17}$$

где $q^m_{эаф}$ - вероятности правильного распознавания символов ПСП искомой ШПС в конце $n_И$-го интервала исследования на выходе адаптивного ПУ с НФ.

Приближенная оценка выигрыша во времени распознавания ШПС предлагаемого в работе метода по сравнению с методом Уорда при условии, что $\alpha_a \cong \alpha_y$ и $\beta_a \cong \beta_y$ и может быть вычислена как

$$\eta_t = \frac{t_{\text{у расп}}}{t_{\text{расп}}} \cong \frac{q^m_{эаф}}{q^m_э}. \qquad (18)$$

Так как уже при $m > 3$ выполняется условие $q^m_{эаф} > q^m_э$, то $\eta_t > 1$. Для реальных ШПС, построенных на ПСП с $m>>1$ ($m = 42…51$), $q^m_{эаф} >> q^m_э$ и следовательно, $\eta_t >> 1$.

3. Заключение

Адаптивное ПУ с НФ работает с постоянным порогом обнаружения ШПС, равным $H = \pi^{\text{пор}}_{ii} = 1$, что позволяет сократить количество вычислений при изменении отношения сигнал/шум по мощности $\rho^2_э$, по сравнению с порогом, вычисленным по критерию Неймана-Пирсона.

Литература

1. Уорд Р. Различение псевдослучайных сигналов методом последовательной оценки// Зарубежная радиоэлектроника, 1966, № 8, с. 20-37.
2. Журавлев В.И. Поиск и синхронизация в широкополосных системах связи. – М. : Радио и связь, 1986. – 240 с.
3. Петров Е.П., Прозоров Д.Е., Петров И.Е., Смирнов А.В. Быстрый поиск шумоподобных сигналов // Успехи современной радиоэлектроники, № 8, 2008. – с. 47-70

References

1. Ward R. Distinguishing of pseudorandom signals by method of a sequential estimation [Ward R. Razlichenie psevdosluchajnyh signalov metodom posledovatel'noj ocenki]. - Foreign radiotronics, 1966, № 8, pp. 20-37
2. ZHuravlev V.I. Searching and synchronization in broadband communication systems. [ZHuravlev V.I. Poisk i sinhronizaciya v shirokopolosnyh sistemah svyazi]. Moscow: Radio and communication, 1986. – 240 p.
3. Petrov E.P., Prozorov D.E., Petrov I.E., Smirnov A.V. Fast searching of pseudonoise signals [Petrov E.P., Prozorov D.E., Petrov I.E., Smirnov A.V. Bystryj poisk shumopodobnyh signalov]. - Achievements of the modern radio electronics, № 8, 2008. – pp. 47-70

АНАЛИЗ МЕТОДОВ СИНТЕЗА ОПТИМАЛЬНЫХ СИГНАЛЬНО-КОДОВЫХ КОНСТРУКЦИЙ ДЛЯ СИСТЕМ С РЕШЁТЧАТОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

А. М. Чингаева[1], Р. И. Травин[1]

[1] Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ), Самара, Россия

Аннотация. В работе рассматривается проблема синтеза оптимальных сигнально-кодовых конструкций (СКК) для систем с решётчатой модуляцией. Для получения таких конструкций требуется совместная оптимизация порождающей матрицы кода и способа нумерации точек сигнального созвездия. Аналитические методы синтеза на сегодня не найдены, поэтому единственным подходом, гарантирующим получение оптимального решения, является полный совместный перебор параметров кодера и способов нумерации. Однако, у такого подхода есть существенный недостаток – большое число перебираемых альтернатив, которое стремительно растёт с ростом позиционности модуляции и кодового ограничения кода. В работе анализируются различные подходы к синтезу, позволяющие сократить число перебираемых вариантов, такие как классический метод Унгербоека и модифицированный метод полного линейного поиска, предложенный Alvarado, et al. Приводятся новые результаты для оптимальных СКК, имеющих бóльшее евклидово свободное расстояние, чем было получено предыдущими исследователями.

Ключевые слова: решётчатая модуляция, свёрточный код, сигнально-кодовые конструкции, совместная оптимизация, полный перебор, свободное расстояние, евклидово расстояние.

ANALYSIS OF OPTIMAL DESIGN METHODS FOR TRELLIS-CODED MODULATION SYSTEMS

A. Chingaeva[1], R. Travin[1]

[1] Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics (PSUTI), Samara, Russian Federation

Abstract. In this paper a problem of trellis-coded modulation (TCM) optimal design is considered. It is known that the joint optimization of the encoder and the mapper is required to achieve an optimality for TCM system. In the absence of analytical solution, the only design method that guarantees the optimal result is an exhaustive search over all possible generator matrices and constellation labelings. However, for larger constellations and higher constraint lengths the number of alternatives becomes too high, making exhaustive search impractical. In the paper several design strategies, allowing to reduce the search space when designing a TCM system, are analyzed. These strategies include the classic Ungerboek method as well as modified full linear search method, proposed by Alvarado, et al. New results for optimal TCM schemes are presented with bigger Euclidean distance than previously found ones.

Keywords: trellis-coded modulation, convolutional code, signal constellation, joint optimization, exhaustive search, free distance, Euclidean distance.

1. Введение

Решётчатая модуляция (РМ) является известным методом повышения спектральной эффективности частотно-ограниченной системы передачи [1, 2, 6, 7, 8, 9]. РМ была предложена в 80-х годах Унгербоеком [1]. Классический вариант РМ основан

на разбиении сигнального созвездия на группы, так что наименее защищённые биты оказываются разнесены на наибольшее евклидово расстояние. В англоязычной литературе этот метод носит название «set partitioning» (SP). Результатом такого разбиения для симметричных сигнальных созвездий является т.н. «натуральная нумерация» – «natural binary code» (NBC) [1]. Оптимизация системы при этом заключается в поиске кода, имеющего наибольшее свободное расстояние в пространстве Евклида при заданной позиционности модуляции и кодовом ограничении.

Альтернативный подход к синтезу РМ предложил Zehavi в начале 90-х [2]. Метод носит название «кодированная модуляция с битовым перемежением» – «bit-interleaved coded modulation» (BICM). Он основан на использовании известных свёрточных кодов, оптимизированных под хеммингово расстояние, совместно с битовым перемежением отдельных выходов кодера и нумерацией точек сигнального созвездия по коду Грея – «binary reflected Gray code» (BRGC). Достоинством метода является отсутствие необходимости в оптимизации кодера, поскольку оптимальные коды для пространства Хемминга хорошо изучены и табулированы, например, в [3] и [4].

В 2011 году Alvarado, et al в [8] было показано, что для гауссовских каналов лучший результат обеспечивает т.н. BICM-T – модификация BICM с «тривиальным» перемежителем. Чуть позже, в 2013 году, Alvarado совместно с другой группой авторов доказал, что полученная в [9] схема BICM-T на самом деле является эквивалентной схеме, предложенной ранее Унгербоеком. Отсюда последовал вывод, что метод нумерации Унгербоека является лишь одним из способов получения РМ с хорошими характеристиками и что аналогичные РМ могут быть получены для иных способов нумерации при использовании иных кодов.

Результатом изложенных в [9] исследований стала концепция «эквивалентных РМ» – РМ, выдающих идентичные выходные последовательности в ответ на одинаковые последовательности на входе и, соответственно, обладающих идентичным свободным расстоянием в пространстве Евклида. Анализ особенностей таких РМ позволил авторам получить алгоритм сокращённого перебора вариантов нумерации точек созвездия, который они назвали модифицированным алгоритмом полного линейного поиска [9]. Применение данного алгоритма при совместной оптимизации РМ с 8-позиционной модуляцией позволяет снизить число перебираемых вариантов нумерации с $8! = 40320$ до 240. При этом для каждого варианта необходим полный перебор порождающих матриц кодера с целью максимизации свободного расстояния.

2. Постановка задачи

Рассмотрим схему решётчатого модулятора (рис. 1), состоящую из кодера нерекурсивного свёрточного кода с произвольной скоростью $R = k/m$ и маппера, преобразующего выходные биты кодера в точки сигнального созвездия. Здесь k – число бит на входе кодера, m – число бит на выходе кодера, которое равняется позиционности модуляции. Кодер полностью определяется порождающей матрицей $\mathbf{G}$. Закон преобразования в маппере определяется матрицей $\mathbf{L}$ размерности $m \times n$, где $n = \log_2 m$.

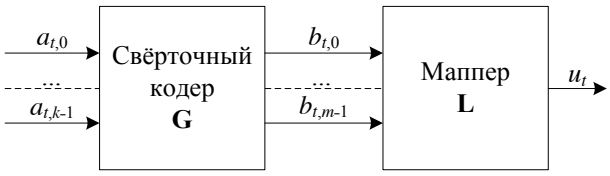


Рис. 1. Обобщённая схема РМ

Порождающая матрица свёрточного кода

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{g}_0^{(0)} & \mathbf{g}_0^{(1)} & \cdots & \mathbf{g}_0^{(m-1)} \\ \mathbf{g}_1^{(0)} & \mathbf{g}_1^{(1)} & \cdots & \mathbf{g}_1^{(m-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{g}_{k-1}^{(0)} & \mathbf{g}_{k-1}^{(1)} & \cdots & \mathbf{g}_{k-1}^{(m-1)} \end{bmatrix} \quad (1)$$

Порождающие векторы

$$\mathbf{g}_i^{(j)} = \left[g_{i,0}^{(j)}, ..., g_{i,\nu_i}^{(j)} \right]^T.$$

Коэффициенты

$$g_{i,0}^{(j)}, ..., g_{i,\nu_i}^{(j)}$$

соответствуют отводам в i-ом регистре $(i = 0, \ldots, k-1)$ j-го выхода $(j = 0, \ldots, m-1)$ на l-й позиции $(l = 0, \ldots, \nu_i)$. Величина ν_i определяет память i-го регистра. Кодовое ограничение кодера [6]:

$$\nu = \sum_{i=0}^{k-1} \nu_i .$$

Вектор выходных бит кодера в некоторый дискретный момент времени t

$$\mathbf{b}_t = \left[b_{t,0}, \ldots, b_{t,m-1} \right]$$

определяется как произведение вектора $\nu + k$ информационных бит

$$\boldsymbol{\alpha}_t = \left[\mathbf{a}_0^{(0)}, \ldots, \mathbf{a}_t^{(k-1)} \right],$$

где

$$\mathbf{a}_t^{(i)} = \left[a_{t,i}, \ldots, a_{t-\nu_i,i} \right],$$

на порождающую матрицу:

$$\mathbf{b}_t = \boldsymbol{\alpha}_t \mathbf{G}. \quad (2)$$

Матрица нумерации сигнальных точек в маппере

$$\mathbf{L} = \left[\mathbf{c}_0; \ldots; \mathbf{c}_{m-1} \right], \quad (3)$$

где $\mathbf{c}_q$ представляет собой двоичную запись номера позиции.

Отсчёт сигнала РМ на выходе системы:

$$u_t = \Phi_{\mathbf{L}} \left(\mathbf{b}_t \right) = \Phi_{\mathbf{L}} \left(\boldsymbol{\alpha}_t \mathbf{G} \right). \quad (4)$$

Здесь $\Phi_{\mathbf{L}}$ характеризует закон преобразования кодовых бит в точки созвездия в маппере, определяемый через матрицу нумерации $\mathbf{L}$.

Система решётчатой модуляции считается заданной, если заданы матрицы $\mathbf{G}$ и $\mathbf{L}$:

$$\Theta = \{\mathbf{G}, \mathbf{L}\}. \quad (5)$$

Оптимальной считается такая система РМ $\Theta_{\text{опт}}$, для которой квадрат свободного расстояния в пространстве Евклида $d^2_{\text{свE}}$, найденный по решётке состояний, будет максимальным среди всех возможных Θ.

3. Метод Унгербоека

Рассмотрим простейшую схему РМ, предложенную Унгербоеком (рис. 2). В каждый дискретный момент времени t на вход схемы поступают два бита. Первый бит остаётся некодированным, а второй проходит через нерекурсивный свёрточный кодер со скоростью $R = 1/2$. Полученная тройка кодовых бит подаётся на маппер ФМ8, на выходе которого формируется отсчёт модулированного сигнала.

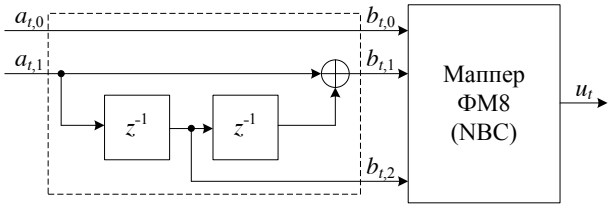


Рис. 2. Простейший РМ

Для получения закона нумерации точек сигнального созвездия Унгербоек последовательно разбивает сигнальное созвездие на группы [1]. Результат разбиения представляет собой натуральную (естественную) нумерацию точек от 0 до 7 – от 000 до 111 в двоичной записи (рис. 3).

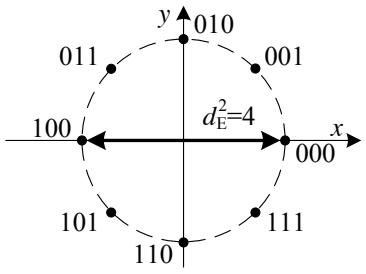


Рис. 3. Натуральная нумерация точек ФМ8

Старший разряд на рис. 3 соответствует некодированному биту $b_{t,0} = a_{t,0}$, два младших – двум кодированным битам $b_{t,1}$ и $b_{t,2}$.

Квадрат свободного расстояния в пространстве Евклида $d^2_{\text{свE}}$ для схемы рис. 2 определяется расстоянием между сигнальными точками, соответствующими

альтернативам некодированного бита (см. рис. 3). Полагая сигнальное созвездие ФМ8 нормированным с радиусом равным единице, получим $d^2_{\text{свЕ}} = d^2_{\text{Е}} = 4$.

Схема рис. 2 обеспечивает энергетический выигрыш по сравнению с некодированной ФМ4, равный 3 дБ:

$$\eta = 10\lg\frac{d_8^2}{d_4^2} = 10\lg\frac{4}{2} = 3.$$

В [1] представлены коды с различным кодовым ограничением, начиная от $\nu = 2$, обеспечивающие выигрыш 3 дБ и более при переходе от некодированной ФМ4 к РМ с ФМ8.

Отметим, что пару входных и тройку выходных бит в схеме рис. 2 можно считать соответственно входами и выходами нерекурсивного свёрточного кодера со скоростью $R = 2/3$ и порождающей матрицей

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 5 & 2 \end{bmatrix}.$$

Здесь порождающие векторы записаны в восьмеричном представлении, где старший разряд соответствует элементу $g_{i,0}^{(j)}$ матрицы (1).

Матрица нумерации сигнальных точек для NBC:

$$\mathbf{L} = [000; 001; 010; 011; 100; 101; 110; 111]$$

или

$$\mathbf{L} = [0; 1; 2; 3; 4; 5; 6; 7]$$

в десятичном представлении.

Схемы РМ, полученные методом в SP (а также BICM, включая различные модификации), являются эвристическими и не гарантируют получения РМ с оптимальными характеристиками.

4. Эквивалентные РМ

Понятие эквивалентных РМ введено Alvarado, et al в [9]. Рассмотрим схемы РМ, представленные на рис. 4.

Схема (а) на рис. 4 соответствует РМ Унгербоека с натуральной нумерацией точек созвездия (NBC). Однако, такой же результат может быть получен и с помощью схемы (б), использующей нумерацию по коду Грея (BRGC) вместе с предварительным преобразованием кодированных бит. Включая преобразование, показанное в схеме (б), в кодер, мы получим схему (в) – РМ, использующий нумерацию по коду Грея, но при этом полностью эквивалентный РМ Унгербоека. Включая же преобразование из схемы (б) в маппер, мы вернёмся к схеме (а).

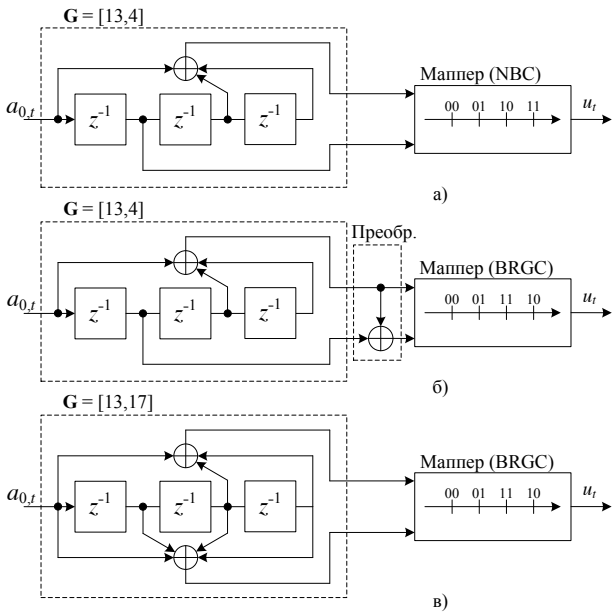


Рис. 4. Эквивалентные РМ

В [9] сформулированы следующие теоремы для эквивалентных РМ:

1. Две системы РМ $\Theta = \{\mathbf{G}, \mathbf{L}\}$ и $\tilde{\Theta} = \{\tilde{\mathbf{G}}, \tilde{\mathbf{L}}\}$ считаются эквивалентными, если в ответ на одинаковое входное воздействие они выдают одинаковые выходные сигналы:
$$\Phi_{\mathbf{L}}(\boldsymbol{\alpha}_t \mathbf{G}) = \Phi_{\tilde{\mathbf{L}}}(\boldsymbol{\alpha}_t \tilde{\mathbf{G}}).$$
2. Для любых $\mathbf{G}$, $\mathbf{L}$ и $\mathbf{T}$, удовлетворяющих заданным параметрам РМ, две системы РМ $\Theta = \{\mathbf{G}, \mathbf{L}\}$ и $\tilde{\Theta} = \{\tilde{\mathbf{G}}, \tilde{\mathbf{L}}\}$ будут являться эквивалентными при $\tilde{\mathbf{L}} = \mathbf{LT}$ и $\tilde{\mathbf{G}} = \mathbf{GT}$, где $\mathbf{T}$ – двоично-обратимая матрица.
3. Любая двоичная матрица нумерации $\mathbf{L}$ может быть факторизована как:
$$\mathbf{L} = \mathbf{L}_R \mathbf{T},$$
где $\mathbf{L}_R$ – матрица приведённого ступенчатого вида по столбцам.
4. Две системы РМ $\Theta = \{\mathbf{G}, \mathbf{L}\}$ и $\Theta' = \{\mathbf{G}\mathbf{T}^{-1}, \mathbf{L}_R\}$ эквивалентны для любых $\mathbf{G}$ и $\mathbf{L}$, удовлетворяющих заданным параметрам РМ.

Отсюда следует, что всё множество систем РМ может быть получено из $\mathbf{G}$ и $\mathbf{L}_R$, т.е. поиск оптимальной системы можно осуществлять не по всему множеству матриц $\mathbf{L}$, а лишь по множеству матриц $\mathbf{L}_R$, что приводит к существенному сокращению перебираемых вариантов при сохранении оптимальности.

В [9] был также предложен алгоритм получения множества матриц $\mathbf{L}_R$, названный авторами модифицированным алгоритмом полного линейного поиска. Суть алгоритма заключается в генерации только таких матриц, для которых ни одному номеру, являющемуся степенью двойки (1, 2, 4,…) не предшествует бóльший номер.

Авторами [9] также было показано, что для симметричных созвездий число вариантов нумерации дополнительно сокращается. Например, созвездие ФМ8 нечувствительно к круговому смещению точек и является симметричным, поэтому из 240 вариантов нумерации, генерируемых алгоритмом, уникальным является только один – и он соответствует случаю натуральной нумерации (NBC).

5. Свободное расстояние

Для оценки качества системы РМ в данной работе используется свободное расстояние $d_{\text{свE}}$ (или его квадрат $d^2_{\text{свE}}$), вычисленное в пространстве Евклида.

По определению (см. например, [6]), свободное расстояние кода есть минимальное расстояние между двумя кодовыми последовательностями конечной длины, начинающимися и заканчивающимися в нулевом состоянии. Если такие последовательности имеют различную длину, более короткая из них дополняется нулями.

В силу линейности свёрточного кода, $d_{\text{св}}$ показывает и минимальное расстояние между двумя произвольными кодовыми последовательностями конечной длины, и минимальный вес кодового слова, и минимальный вес всех траекторий на решётке состояний, выходящих из и сходящихся в нулевом состоянии.

В [6] введено ещё одно важное понятие: столбцовое расстояние d_t – это минимальный вес ненулевого кодового слова, найденный в некоторый дискретный момент времени t. Столбцовое расстояние является неубывающей функцией t. При $t \to \infty$ столбцовое расстояние стремится к свободному расстоянию кода: $d_t \to d_{\text{св}}$.

Понятие d_t используется при расчёте $d_{\text{св}}$ по решётке состояний с применением модифицированного алгоритма Витерби (АВ) [5]. Поскольку d_t вычисляется для ненулевого кодового слова, его можно найти декодированием бесконечной нулевой кодовой последовательности, но при условии запрета первого (правильного) перехода из нулевого в нулевое состояние. Тогда декодер, работающий по алгоритму Витерби, найдёт ближайшую к нулевой траекторию, т.е. траекторию с минимальным весом, т.е. искомое свободное расстояние.

На каждом шаге работы алгоритма вычисляется d_t как минимальная метрика среди всех выживших на момент времени t траекторий. Начиная с некоторого шага (обычно около $t = 3\nu$ [6]) значения метрик стабилизируются и $d_t = d_{\text{св}}$ оказывается соответствующим нулевому состоянию (см. рис. 5).

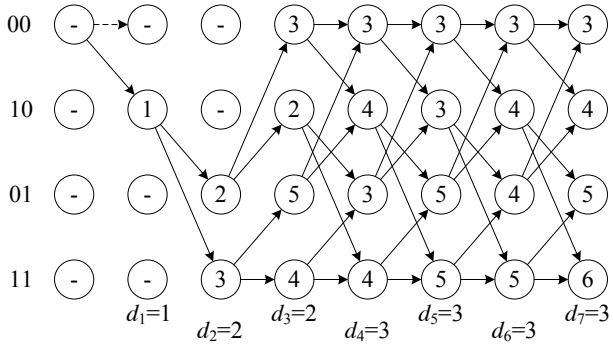


Рис. 5. Поиск $d_{\text{св}}$ с применением модифицированного АВ
(для простоты показаны расстояния в пространстве Хемминга)

6. Катастрофические коды

Катастрофическим называется код, для которого конечное число ошибок в декодируемой последовательности приводит к бесконечному числу ошибок на выходе декодера [6]. При поиске оптимальных систем РМ порождающие матрицы, приводящие к таким кодам, необходимо исключить из конечного результата.

Для диаграммы состояний катастрофического кода характерно наличие петли с нулевым весом при ненулевых входных битах. Свободное расстояние такого кода уже не соответствует траектории с минимальным весом, поскольку такая траектория будет бесконечной и никогда не вернётся в нулевое состояние (см. рис. 6).

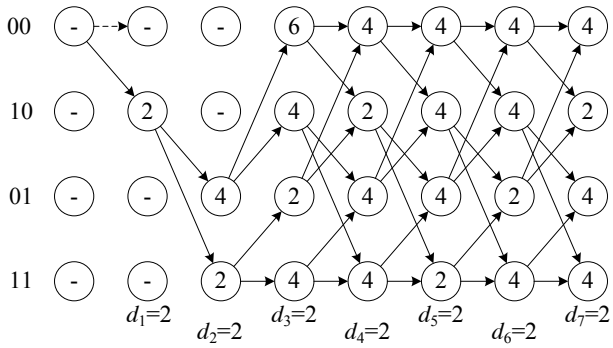


Рис. 6. Решётка состояний катастрофического кода

При поиске $d_{\text{св}}$ с применением модифицированного алгоритма Витерби, проверка кода на катастрофические ошибки делается по следующему принципу: если значения метрик выживших траекторий стабилизирутся на некотором шаге, такой код не является катастрофическим и его $d_{\text{св}}$ равняется d_t. Иначе код является катастрофическим и должен быть отброшен.

7. Спектр расстояний

Для не катастрофического нерекурсивного свёрточного кода траектория, имеющая минимальный вес, не обязательно является наиболее короткой траекторией на решётке

состояний. Количество траекторий, имеющих минимальный вес, также может быть больше единицы. При сравнении двух кодов, имеющих одинаковое свободное расстояние, предпочтение отдаётся тому из них, для которого число траекторий с весом $d_{\text{св}}$ минимально.

В более общем случае рассматривается спектр расстояний: $N_p\left(d_p\right)$, где $d_0 = d_{\text{св}}$ – минимальное расстояние, $d_1 > d_0$ – ближайшее к нему расстояние и т.д., а N_0, N_1, … – соответствующее данному расстоянию количество траекторий [5].

Из двух кодов с одинаковым $d_{\text{св}}$ наилучшим считается тот, для которого при одинаковых d_p количество траекторий с таким весом N_p будет наименьшим.

8. Результаты оптимизации

Для синтеза оптимальных систем РМ с учётом всего вышеизложенного был проведён поиск с применением компьютерных моделей. Поиск проводился при следующих условиях:

1. Система РМ представляла собой последовательное соединение кодера нерекурсивного свёрточного кода общего вида со скоростью $R = 2/3$ и маппера ФМ8.
2. В силу симметрии сигнального созвездия в соответствии с приведённым в [9] доказательством поиск производился только для натуральной нумерации (NBC).
3. При поиске катастрофические коды исключались. Для идентификации таких кодов использовалось свойство столбцового расстояния, описанное выше.
4. Не катастрофические коды с максимальным $d^2_{\text{свE}}$ фиксировались.
5. Среди множества найденных кодов с максимальным $d^2_{\text{свE}}$ оптимальным считался код, имеющий наилучший спектр расстояний.

Результаты синтеза при различных величинах кодового ограничения ν приведены в табл. 1.

Табл. 1. Результаты синтеза РМ

ν	**G** (нов.)	$d^2_{\text{свE}}$ (нов.)	$\eta_{\text{ФМ8/ФМ4}}$[дБ] (нов.)	$d^2_{\text{свE}}$ (Унгербоек)	$d^2_{\text{свE}}$ (Alvarado)	$\eta_{\text{нов./известн.}}$[дБ]
1	[1,3,2;1,0,1]	3,4	2,3	–	2,6	1,1
2	[1,2,1;3,1,0]	4,6	3,6	4,0	4,0	0,6
3	[5,6,1;3,1,2]	5,2	4,1	4,6	4,6	0,5
4	[11,13,4;3,0,3]	6,3	4,98	5,2	5,2	0,8

В последнем столбце таблицы показан выигрыш нового результата по сравнению с предыдущими известными результатами: он составляет от 0,5 до 1,1 дБ при различных значениях ν.

Отметим, что при моделировании удалось точно воспроизвести результаты, полученные ранее Унгербоеком в [1] и Alvarado, et al в [9], что говорит о соответствии построенной модели РМ аналогичным моделям других исследователей.

9. Заключение

Получение оптимальной системы с решётчатой модуляцией требует совместной оптимизации порождающей матрицы $\mathbf{G}$ и закона нумерации $\mathbf{L}$. В отсутствие аналитических методов, такая оптимизация может быть проведена лишь полным перебором по всем возможным комбинациям $\mathbf{G}$ и $\mathbf{L}$, что затруднительно и непрактично для больших значений позиционности модуляции m и кодового ограничения ν.

Эмпирические методы синтеза РМ используют известные классы кодов и, хотя и обеспечивают выигрыш по сравнению с раздельным кодированием/модуляцией, не гарантируют оптимальности системы.

Свойство эквивалентности систем РМ позволяет существенно сократить число перебираемых вариантов нумерации – с $8! = 40320$ до 240 для 8-позиционной модуляции. Наличие симметрии в самом сигнальном созвездии позволяет сократить это число ещё больше. Например, при синтезе системы с ФМ8 из 240 вариантов остаётся лишь один, соответствующий натуральной нумерации (NBC).

Снятие ограничения на канонический вид схемы кодера и переход к схеме общего вида позволяет провести наиболее полный поиск среди всех возможных порождающих матриц и получить системы РМ с бóльшим $d^2_{\text{свЕ}}$, чем было получено ранее. Однако, среди таких кодов могут обнаруживаться катастрофические, что необходимо учитывать при поиске.

Выигрыш систем РМ, полученных в результате синтеза в данной работе, составляет $0,5-1,1$ дБ по сравнению с наилучшими результатами других авторов.

Хотя свободное расстояние служит хорошей оценкой качества системы РМ, окончательный ответ на вопрос об оптимальности полученных кодов может дать лишь компьютерное моделирование с расчётом битовой вероятности ошибки. В дальнейшем авторы планируют провести такое моделирование для всех рассмотренных в работе кодов.

Литература

1. Ungerboeck G. Trellis-Coded Modulation with redundant signal sets // IEEE Communications Magazine, Vol. 25, № 2. – 1987. – pp. 5-21.
2. Zehavi E. 8-PSK trellis codes for a Rayleigh channel. // IEEE Transactions on Communications, vol. 40, no. 3, pp. 873-884, May 1992.
3. Chang J., Hwang D., Lin M. Some extended results on the search for good convolutional codes. // IEEE Transactions on Information Theory, vol. 43, no. 6, pp. 1682–1697, September 1997.
4. Frenger P., Orten P., Ottoson T. Convolutional codes with optimum distance spectrum. // IEEE Transactions on Communications, vol. 3, no. 11, pp. 317–319, November 1999.
5. Wesel R. Convolutional Codes. Encyclopedia of Telecommunications. John Wiley & Sons, 2003.
6. Lin S., Costello D. Error control coding, 2nd edition. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 2004.
7. Proakis J., Masoud S. Digital Communications, 5th edition. McGraw-Hill, 2008.

8. Alvarado A., Szczecinski L., Agrell E. On BICM receivers for TCM transmission. // IEEE Transactions on Communications, vol. 59, no. 10, pp. 2692–2702, October 2011.
9. Alvarado A., Graell i Amat A., Brännström F., Agrell E. On Optimal TCM Encoders. // IEEE Transactions on Communications, vol. 61, no. 6, pp. 2178-2189, June 2013.

REFERENCES

1. Ungerboeck G. Trellis-Coded Modulation with redundant signal sets // IEEE Communications Magazine, Vol. 25, № 2. – 1987. – pp. 5-21.
2. Zehavi E. 8-PSK trellis codes for a Rayleigh channel. // IEEE Transactions on Communications, vol. 40, no. 3, pp. 873-884, May 1992.
3. Chang J., Hwang D., Lin M. Some extended results on the search for good convolutional codes. // IEEE Transactions on Information Theory, vol. 43, no. 6, pp. 1682–1697, September 1997.
4. Frenger P., Orten P., Ottoson T. Convolutional codes with optimum distance spectrum. // IEEE Transactions on Communications, vol. 3, no. 11, pp. 317–319, November 1999.
5. Wesel R. Convolutional Codes. Encyclopedia of Telecommunications. John Wiley & Sons, 2003.
6. Lin S., Costello D. Error control coding, 2nd edition. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 2004.
7. Proakis J., Masoud S. Digital Communications, 5th edition. McGraw-Hill, 2008.
8. Alvarado A., Szczecinski L., Agrell E. On BICM receivers for TCM transmission. // IEEE Transactions on Communications, vol. 59, no. 10, pp. 2692–2702, October 2011.
9. Alvarado A., Graell i Amat A., Brännström F., Agrell E. On Optimal TCM Encoders. // IEEE Transactions on Communications, vol. 61, no. 6, pp. 2178-2189, June 2013.

АНАЛИЗ СВЯЗНОСТИ РАДИОСЕТЕЙ МЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ПОДВИЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ ОБЩЕГО НАЗНАЧЕНИЯ

И. В. Реджепов, А. А. Парфентьев, К. И. Гвозд

Филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого (ФВА РВСН), Серпухов, Российская Федерация, redzhepov92@gmail.com, parfi2191@mail.ru, kgvozd@mail.ru

Аннотация. В данной статье представлен анализ связности автоматизированных систем управления подвижными объектами общего назначения в рамках радиосети метрового диапазона.

Ключевые слова: связность, автоматизированная система управления подвижными объектами, топология радиосети, метровый диапазон, рокадные линии связи.

THE ANALYSIS OF CONNECTIVITY OF RADIO NETWORKS OF A METRE RANGE OF THE AUTOMATED CONTROL SYSTEMS OF MOBILE OBJECTS OF GENERAL PURPOSE

I. V. Redzhepov, A. A. Parfentiev, K. I. Gvozd

Branch of military academy of Rocket strategic forces of a name of Peter the Great (FVA RVSN), Serpukhov, Russian Federation, redzhepov92@gmail.com, parfi2191@mail.ru, kgvozd@mail.ru

Abstract. In article the analysis of connectivity of the automated control systems by mobile objects of general purpose within the limits of a radio network of a metre range is presented.

Keywords: connectivity, automated control system of mobile objects, radio network topology, metre range, rocade communication lines.

1. Введение

В настоящее время в различных сферах жизнедеятельности общества и государства широко применяются автоматизированные системы управления (АСУ) объектами, в частности подвижными, к которым относятся АСУ ОАО «Газпром», АСУ МЧС и АСУ силовых министерств и ведомств [1,4,5].

В общем виде любая АСУ подвижными объектами (ПО) представляет собой совокупность звеньев управления (ЗУ), взаимодействующих между собой посредством информационной сети (сети передачи данных, системы связи, радиосети) – совокупности взаимоувязанных и согласованных по задачам узлов и линий связи различного назначения, развертываемых для решения задач обеспечения управления подвижными объектами.

Указанная система связи должна обеспечивать [5,6]:

1) своевременный и безопасный обмен информацией между ЗУ с высокой степенью достоверности как в обычных условиях, так и в условиях чрезвычайных ситуаций, и в случае иных происшествий; наиболее полное использование технических возможностей различных средств связи;

2) высокую защищенность каналов связи от воздействия естественных и искусственных помех.

Основу системы связи составляют узлы связи ЗУ и линии связи, развернутые между ними. При этом обеспечивается иерархическая топология радиосети, имеющая в своем составе только радиальные каналы связи, причем для удобства в рамках исследования будем рассматривать трехуровневую систему связи при норме управляемости, равной трем (рисунок 1) [3,5].

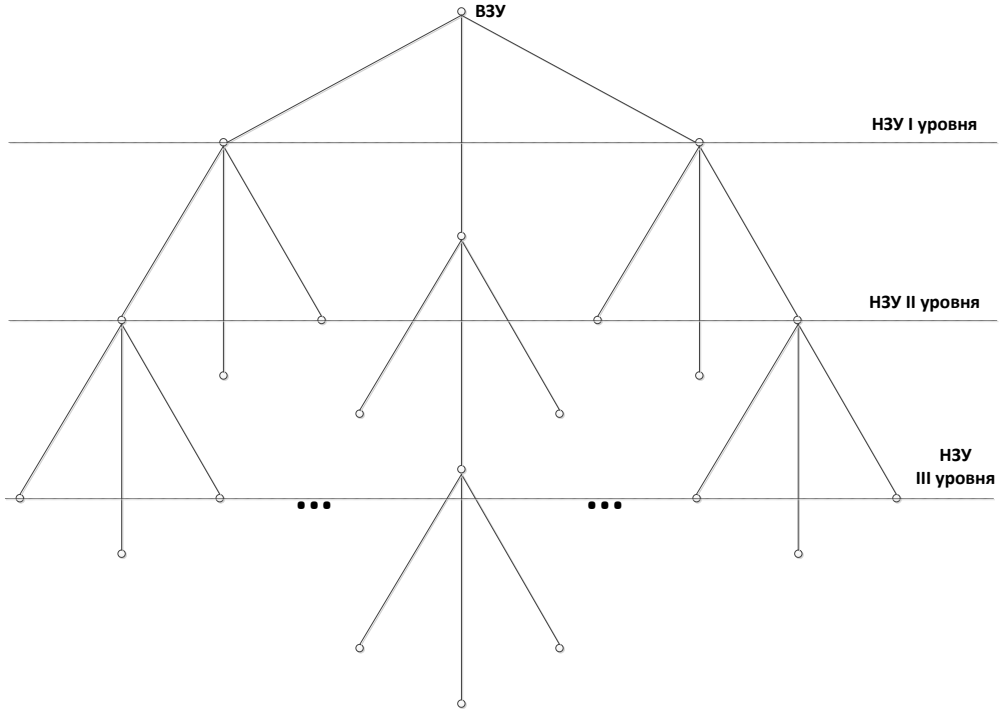


Рис. 1. Штатная схема организации трехуровневой системы связи при норме управляемости, равной трем.

В обычных условиях данное построение системы связи военного назначения удобно и в целом обладает рядом положительных качеств [3,4]:

- проще решаются вопросы установления и обеспечения связи всех видов;
- четко определена ответственность за связь по направлениям;
- облегчается управление системой связи и т.д.

Однако при возникновении чрезвычайных ситуаций природного и техногенного характера или в случае иных происшествий возможны выходы из строя (уничтожение) отдельных ЗУ или невозможность организации отдельных радионаправлений. Все это приводит к нарушению связности сети и неспособности АСУ ПО довести информацию до всех объектов управления по штатной схеме в заданные сроки.

В этом случае для гарантированного доведения необходимой информации необходимо повышать надежность АСУ ПО в целом и радионаправлений в частности, но проведение таких мероприятий в государственных масштабах весьма затратно. Исходя из этого, предлагается повышать связность сети за счет максимального задействования ресурсов имеющихся радиосредств (рисунок 2) [4].

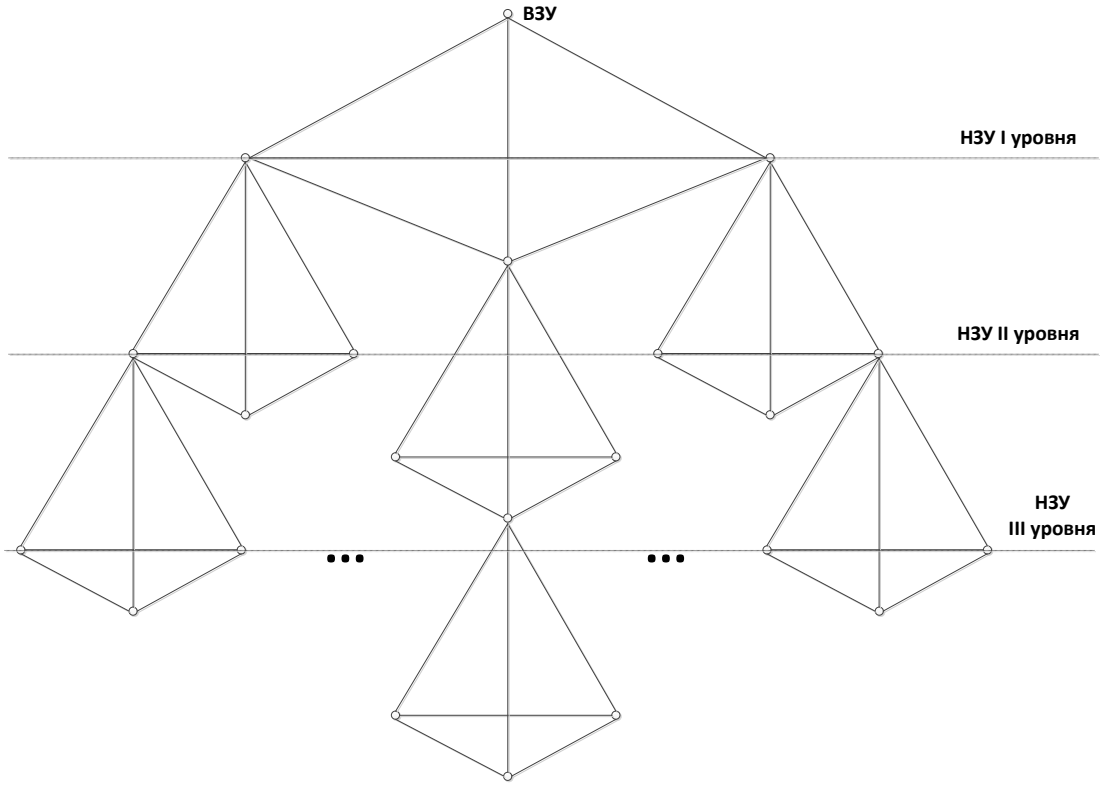


Рис. 2. Введение в рассматриваемую систему связи рокадных связей.

При этом структура АСУ ПО отображается топологией соответствующей ей сети связи, где ЗУ есть ее узлы, а направления – линии связи. В последующем такая сеть связи отображается адекватным ей графом.

2. Постановка задачи исследования и ее решения

Прежде чем приступить к рассмотрению возможностей технической реализации АСУ ПО, необходимо оценить ее связанность. Для рассматриваемой АСУ ПО коэффициент готовности сети передачи данных P_{TP} должен удовлетворять условию $P_{TP} \geq 0,995$ [1,2].

Для удобства последующего анализа структуры АСУ ПО условно представим рисунок 1 в виде радиальной сети связи с тремя направлениями и присвоим каждому направлению буквенное обозначение и свой коэффициент готовности (вероятность существования) (рисунок 3а).

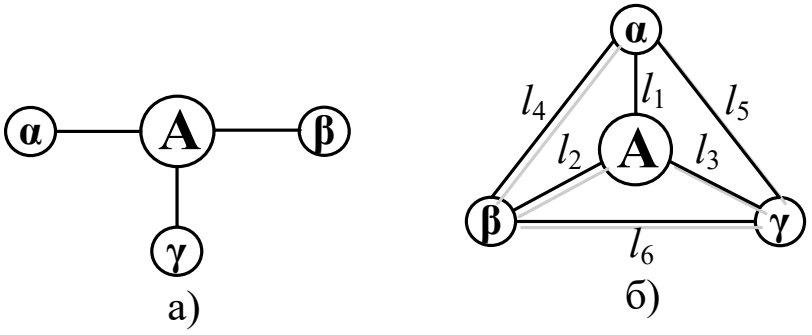


Рис. 3. Модель сети: а) радиальной; б) радиально-кольцевой.

Допустим, что вершины модели абсолютно надежны, а вероятности существования его ребер равны. Тогда по формулам последовательно-параллельного соединения [1,2] значения связности такой сети связи представлены в таблице 1. При этом отметим, что даже при $p = 0,95$ полученное значение $P < P_{TP}$ не соответствует заявленному ограничению.

Таблица 1. Значения вероятности связности радиальной сети АСУ ПО

Вероятность существования ребер	1	**0,95**	0,9	0,8	0,6	0,4	0,2	0,1	0,05	0
Вероятность связности сети	1	**0,857**	0,729	0,512	0,216	0,064	0,00799	0,00099	0,00013	0

Рассмотрим ту же АСУ ПО, но построенную по сетецентрическому принципу построения системы связи, то есть с введением в нее кольцевых (рокадных) путей связи, которые обеспечивают повышение связности между вершинами сети [5].

На рисунке 3б показано преобразование рассматриваемой радиальной сети в радиально-кольцевую сеть, состоящую из трех радиальных ребер $L^p = \left\{ l^p_{\xi=\overline{1,3}} \right\}$ и трех кольцевых ребер $L^\kappa = \left\{ l^\kappa_{\xi=\overline{4,6}} \right\}$.

Анализ связности вершины A с вершинами направлений связи α, β, γ проведен на основе применения метода полного разложения мостиковых соединений [2] и сводится к последовательному выполнению следующих аналитических операций.

Вначале определим число состояний кольцевых ребер, которое равно $\Gamma = 2^3 = 8$, в том числе:

$$\begin{cases} \Gamma_1 = l_4 \cdot l_5 \cdot l_6; \Gamma_2 = \overline{l_4} \cdot l_5 \cdot l_6; \Gamma_3 = l_4 \cdot \overline{l_5} \cdot l_6; \\ \Gamma_4 = l_4 \cdot l_5 \cdot \overline{l_6}; \Gamma_5 = \overline{l_4} \cdot \overline{l_5} \cdot l_6; \Gamma_6 = \overline{l_4} \cdot l_5 \cdot \overline{l_6}; \\ \Gamma_7 = l_4 \cdot \overline{l_5} \cdot \overline{l_6}; \Gamma_8 = \overline{l_4} \cdot \overline{l_5} \cdot \overline{l_6}. \end{cases} \quad (1)$$

Затем с учетом состояний кольцевых ребер (1) выразим событие E связности ВЗУ с НЗУ нижнего уровня следующим образом:

$$E = \sum_{i=1}^{8} \Gamma_i \cdot G_i \quad (2)$$

где $G_i = G / \Gamma_i$ - i-й условный случайный граф, полученный в результате преобразования исходного графа (рисунок 3б) в соответствии с состояниями (1) его кольцевых ребер $L^\kappa = \left\{ l^\kappa_{\xi=\overline{4,6}} \right\}$.

Согласно (1) событие связности выразим в следующем виде:

$$\begin{aligned} E = {} & (l_4 \cdot l_5 \cdot l_6)_{i=1} \cdot \overline{\overline{l_1} \cdot \overline{l_2} \cdot \overline{l_3}} + (\overline{l_4} \cdot l_5 \cdot l_6)_{i=2} \cdot \overline{\overline{l_1} \cdot \overline{l_2} \cdot \overline{l_3}} + (l_4 \cdot \overline{l_5} \cdot l_6)_{i=3} \cdot \overline{\overline{l_1} \cdot \overline{l_2} \cdot \overline{l_3}} + \\ & + (l_4 \cdot l_5 \cdot \overline{l_6})_{i=4} \cdot \overline{\overline{l_1} \cdot \overline{l_2} \cdot \overline{l_3}} + (\overline{l_4} \cdot \overline{l_5} \cdot l_6)_{i=5} \cdot l_1 \cdot \overline{\overline{l_2} \cdot \overline{l_3}} + (\overline{l_4} \cdot l_5 \cdot \overline{l_6})_{i=6} \cdot l_2 \cdot \overline{\overline{l_1} \cdot \overline{l_3}} + \\ & + (l_4 \cdot \overline{l_5} \cdot \overline{l_6})_{i=7} \cdot l_3 \cdot \overline{\overline{l_1} \cdot \overline{l_2}} + (\overline{l_4} \cdot \overline{l_5} \cdot \overline{l_6})_{i=8} \cdot l_1 \cdot l_2 \cdot l_3. \end{aligned} \quad (3)$$

В соответствии с (3) определим полную вероятность связности P анализируемой сети в следующем виде:

$$P = (p_4 \cdot p_5 \cdot p_6)_{i=1} \cdot (1 - q_1 \cdot q_2 \cdot q_3) + (q_4 \cdot p_5 \cdot p_6)_{i=2} \cdot (1 - q_1 \cdot q_2 \cdot q_3) + (p_4 \cdot q_5 \cdot p_6)_{i=3} \times$$
$$\times (1 - q_1 \cdot q_2 \cdot q_3) + (p_4 \cdot p_5 \cdot q_6)_{i=4} \cdot (1 - q_1 \cdot q_2 \cdot q_3) + (q_4 \cdot q_5 \cdot p_6)_{i=5} \cdot p_1 \cdot (1 - \cdot q_2 \cdot q_3) + \quad (4)$$
$$+ (q_4 \cdot p_5 \cdot q_6)_{i=6} \cdot p_2 \cdot (1 - \cdot q_1 \cdot q_3) + (p_4 \cdot q_5 \cdot q_6)_{i=7} \cdot p_3 \cdot (1 - \cdot q_1 \cdot q_2) + (q_4 \cdot q_5 \cdot q_6)_{i=8} \cdot p_1 \cdot p_2 \cdot p_3.$$

Если принять, что связность вновь введенных кольцевых ребер $L^{\kappa} = \left\{ l^{\kappa}_{\xi=\overline{4,6}} \right\}$ одинакова, то результаты расчета общей связности полученной радиально-кольцевой сети согласно (4) представлены в таблице 2 и на рисунке 4.

Таблица 2. Значения вероятности связности радиально-кольцевой сети АСУ ПО

Вероятность существования		радиальных ребер									
		1	**0,95**	0,9	0,8	0,6	0,4	0,2	0,1	0,05	0
кольцевых ребер	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
	0,95	0,999	**0,999**	0,998	0,996	0,994	0,990	0,986	0,981	0,976	0,969
	0,9	0,999	**0,998**	0,996	0,992	0,987	0,980	0,971	0,962	0,951	0,938
	0,8	0,992	0,990	0,986	0,978	0,967	0,953	0,938	0,918	0,897	0,873
	0,6	0,936	0,932	0,924	0,909	0,889	0,864	0,835	0,802	0,766	0,726
	0,4	0,784	0,780	0,769	0,751	0,728	0,699	0,665	0,627	0,586	0,542
	0,2	0,488	0,485	0,476	0,463	0,444	0,422	0,396	0,368	0,338	0,305
	0,1	0,271	0,269	0,264	0,256	0,245	0,231	0,216	0,199	0,181	0,162
	0,05	0,143	0,142	0,139	0,134	0,128	0,121	0,113	0,104	0,094	0,084
	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

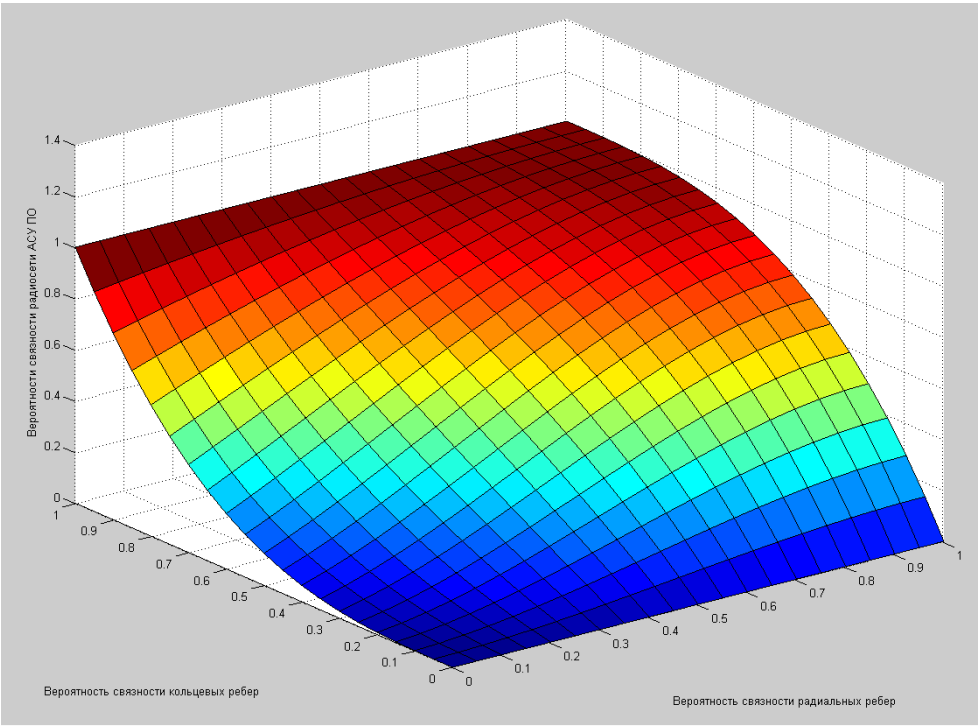


Рис. 4. Зависимость вероятности связности сети АСУ ПО от вероятностей существования радиальных и кольцевых ребер.

Отметим, что данные результаты подтверждаются подходами к оценке связности информационной сети АСУ, описанными в [5,7,8], что говорит о практической достоверности проведенных вычислений.

3. Заключение

Таким образом, в результате проведенного синтеза связность модернизированной структуры стала больше требуемой величины, поэтому можно считать, что введение рокадных линий связи в сеть передачи данных значительно повышает вероятность связности этой сети.

В дальнейшем на предложенной структуре АСУ ПО можно реализовывать доставку сообщений на базе типовых протоколов информационного обмена. При этом найденный коэффициент (вероятность) связности будет входить в качестве основного параметра при определении вероятностно-временных характеристик доставки сообщений [3,4,5,6].

Литература

1. Батталов С.Т. Методика построения рациональной организационно-технической структуры системы оповещения органов управления. / Батталов С.Т. // Известия Института инженерной физики, 2017. – № 3 (45). – С. 40-46.
2. Носов М.В. Комбинаторные методы анализа качества функционирования и модернизации систем оповещения населения: монография. / Носов М.В. – Химки, 2014. – 304 с.
3. Реджепов И.В. Нахождение характеристик доведения сообщений в соединении «точка-точка» в командной радиосети. / Реджепов И.В., Цимбал В.А., Девятияров В.Б. // Сборник научных трудов ОАО «Корпорация «МИТ». – М., 2014. – С. 35-41.
4. Реджепов И.В. Математическая модель процедуры автоматической организации соединения (ALE) «точка-точка» в системе декаметровой радиосвязи. / Реджепов И.В. // НТС «Известия. Актуальные проблемы создания информационных систем и технологий. Информационно-ударные системы и их боевое применение» / ВА РВСН. – Балашиха, 2017. – Ч.2. – С. 402-407.
5. Цимбал В.А. Информационный обмен в сетях передачи данных. Марковский подход: монография. / Цимбал В.А. – М. : Вузовская книга, 2014. – 144 с.
6. Цимбал В.А. Оперативность информационного обмена в иерархической радиосети АСУ ВН с протоколом типа X.25. / Цимбал В.А., Тоискин В.Е., Сандулов Н.В., Хоптар В.В. // Наукоемкие технологии в космических исследованиях Земли. — Спб: ООО «ИД Медиа Паблишер, 2016. — Т. 8. № 1. – С. 26-31.
7. Цимбал В.А. Оценивание связности базового сегмента информационной сети АСУ с рокадными связями. / Цимбал В.А., Климов В.В., Устинов И.А. // Информация и космос, 2008. — № 2. – С. 22-25.
8. Цимбал В.А. Оценивание связности иерархической информационной сети АСУ с рокадными связями. / Цимбал В.А., Климов В.В., Устинов И.А. // Информация и космос, 2008. — № 3. – С. 5-9.

References

1. Battalov S.T. Technique of construction of rational organizational-technical structure of system of the notification of controls. / Battalov S.T. // Izvestiya Instituta ingenernoi fisiki, 2017, No. 3 (45). – Pp. 40-46.

2. Nosov M.V. Combinatorial methods of the analysis of quality of functioning and upgrade of systems of the notification of the population: the monografy. / Nosov M.V. – Khimki, 2014. – 304 p.
3. Redzhepov I.V. Finding of characteristics of finishing of messages in connection «point-point» in a command radio network. / Redzhepov I.V., Tsimbal V.A., Devyatiyarov V.B. // The collection of scientific works OAO «Korporatsiya «MIT». – Moscow, 2014. – Pp. 35-41.
4. Redzhepov I.V. Mathematical model of procedure of the automatic link establishment (ALE) «point-point» in system of a decameter radio communication. / Redzhepov I.V. // STC «Izvestiya. Aktual'nie problem sozdaniya informatsionnih sistem I tehnologii. Informatsionno-udarnie sistemi I ih boevoye prineneniye». / VA RVSN. – Balashiha, 2017, Vol. 2. – Pp. 402-407.
5. Tsimbal V.A. Information exchange in data transmission networks. The Markovsky approach: the monography. / Tsimbal V.A. // Moscow: Vuzovskaya kniga, 2014. – 144 p.
6. Tsimbal V.A. Efficiency of an information exchange in a hierarchical radio network of the ACS MO with the protocol of type X.25. / Tsimbal V.A., Toiskin V.E., Sandulov N.V., Khoptar V.V. // Naukoemkie tehnologii v issledovaniyah Zemli i kosmosa, 2016, Vol. 8, No. 1. – Pp. 26-31.
7. Tsimbal V.A. Estimation of connectivity of a base segment of an information network of the ACS with rocade communications. / Tsimbal V.A., Klimov V.V., Ustinov I.A. // Information and space, 2008, No. 2. – Pp. 22-25.
8. Tsimbal V.A. Estimation of connectivity of a hierarchical information network of the ACS with rocade communications. / Tsimbal V.A., Klimov V.V., Ustinov I.A. // Information and space, 2008, No. 3. – Pp. 5-9.

АНАЛИЗ СПОСОБОВ СКРЫТНОГО ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА

И. А Мартынюк, А. А. Бречко, Н. В. Львова

Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Будённого, Санкт-Петербург, Россия

Аннотация: В данной статье рассматривается анализ способов скрытого информационного обмена.

Ключевые слова: стеганография, сокрытия в межформатных пространствах файла-контейнера, сокрытия-маскировки используют непосредственно служебные области и специальные блоки файла-контейнера, сокрытия с использованием атрибутов и свойств сжимаемых потоков файла-контейнера.

ANALYSIS OF THE METHODS OF SECRET INFORMATION EXCHANGE

I. A. Martynyuk. , A. A. Brechko, N. V. Lvova

Military Academy of Communications named after Marshal of the Soviet Union S.M. Budyonny, St. Peterburg, Russia

Abstract. This article deals with the analysis of hidden information exchange methods.

Keywords: steganography, concealment in the inter-format spaces of the container file, concealment-masking, use directly the service areas and special blocks of the container file, concealment using the attributes and properties of the compressed file-container streams.

Развитие средств вычислительной техники в сфере телекоммуникации дало новый толчок для реализации способов скрытного информационного обмена. Скрываемые данные обычно называют стегосообщением, а данные, внутри которых находится стегосообщение называют контейнером. Стеганография – это междисциплинарная наука, которая изучает способы и методы скрытия конфиденциальных сведений, внутри других, не сокрытых данных [1]. Задача стеганографии – передать данные так, чтобы противник не догадался о самом факте передачи сообщения. Появилось много новых областей применения. Сообщения встраиваются теперь в цифровые данные, как правило, имеющие аналоговую природу (речь, аудиозаписи, изображения, видео), так как файлы мультимедиа идеально подходят для стеганографической передачи из-за их большого размера [2]. Современный виртуальный мир перенасыщен текстами, картинками, видеороликами. На одном из известных сайтов видеохостинга ежеминутно загружается более 100 часов видео, а это огромная среда для сокрытия данных [3]. Данная область изучения является новой, но быстрой в развитии, потому что стеганография является надежным способом сокрытия информации на сегодняшний день.

Сокрытия в межформатных пространствах файла-контейнера предполагают простейший, с точки выдумки и реализации принцип. Вписать файл-сообщение в пустоты или изначально нечитаемые области, предполагаемые форматом файла-контейнера. Наиболее часто используемыми методами можно считать сокрытие в конце файла-контейнера и между блоками файла-контейнера. Иногда используют

также и «междустроковые» области, кодируя файл-сообщение нуль-символами и располагая их между маркерами конец строки (End of Line) и «перенос каретки». Эти методы, будучи абсолютно бесхитростными являются и наиболее уязвимыми, так как приводят к необусловленному увеличению общего объема файла-контейнера, при определенной очевидности нахождения в нем файла-сообщения.

Сокрытия-маскировки используют непосредственно служебные области и специальные блоки файла-контейнера. Принцип заключается в попытке «выдать» файл-сообщение за всевозможную служебную информацию файла-контейнера. Способов создания фальшивых областей или данных довольно много [4]. Наиболее общими для большого числа различных форматов можно назвать следующие: сокрытие в полях спецификаций файла-контейнера, сокрытие в полях, зарезервированных для расширения, сокрытие с использованием свойств, не отображаемых полей файла-контейнера.

Сокрытия с использованием атрибутов и свойств сжимаемых потоков файла-контейнера. Множество этих методов нельзя назвать универсальным. Принципы упаковки (сжатия) и хранения цифровых данных в различных форматах имеют принципиальные организационные и качественные отличия. Возможности использовать «слабые места» технологии можно найти практически в каждом формате.

Сокрытия с использованием свойств данных изображения файла-контейнера. Отличие этого класса методов от предыдущего заключается в том, что здесь мы используем непосредственно сами данные цифрового изображения файла-контейнера, а не опираемся на возможности используемой технологии их сжатия и хранения. Подходов здесь тоже несколько: сокрытие в данных самого изображения, сокрытие с использованием дополнительных изображений, сокрытие с использованием цветовой палитры.

Отметим принципиальную разницу в понятийном термине, определяющем носитель (контейнер) стегозащищенной информации. В основе методологии второго подхода при использовании принципов избыточности и квантования сжимаемого потока мы преимущественно оперируем понятием изображение-контейнер, тогда как в первом, отыскивая необходимые «пустоты» в формате файла, файл-контейнер. В этом и кроется принцип, предложенного нами здесь подхода к анализу методов стеганографической защиты, основанных на использовании файловых форматов цифрового изображения.

Сокрытие в конце файла-контейнера. Внутреннее устройство большинства форматов основано на принципе «блочного строительства» и в качестве идентифицирующих и управляющих систем имеет элементы, называемые маркерами. В их функции входит, в том числе, и контроль за демонстрационным процессом (выводом на экран, принтер и др. ВУ). Становится очевидно, что расположив некоторые данные «за пределами» маркера, не вмешиваясь в системное устройство файла, можно избежать их попадания на экран и при этом не вызвать сбой в программе просмотра. Самым простым способом достигнуть это можно скрыв информацию в конце файла практически любого из форматов цифрового изображения. Обработав маркер Конец изображения (напр., в BMP это — ‘A2 FF’, а в JPEG — ‘FF D9’) [5], программа-вьювер начинает обработку цифровых данных в буфере вывода изображения, абсолютно не интересуясь битами оставленными между маркером и физическим адресом конца файла. В формате GIF, позволяющим хранить несколько разных изображений (как

правило, «клиповой» направленности, — анимации), после каждого следует маркер ‘00 3B’. Предварительно осуществив какую-либо криптографическую защиту скрываемых данных, что желательно во всех случаях использования стеганографических методов, этим способом можно разместить информацию, объем которой ограничен лишь нашим пониманием проблемы простоты уязвимости этого метода.

Стегоанализ используется для обнаружения скрытых данных в объектах–контейнерах [1]. Как и в криптоанализе, предполагается, что стеганографический метод публично известен за исключением секретного ключа. Метод безопасен, если стегоконтейнеры не содержат никаких обнаруживаемых артефактов из-за внедрения сообщения. Другими словами, множество стегоконтейнеров (в данном случае стегоизображений) должно иметь такие же статистические характеристики, что и множество исходных изображений. Если существует алгоритм, который может надежно определить, действительно ли данное изображение содержит секретное сообщение, то такую стеганографическую систему считают взломанной.

ЛИТЕРАТУРА

1. В.Г. Грибунин, И.Н. Оков, И.В. Туринцев, Цифровая стеганография. Москва: «СОЛОН-Пресс», 2002. – 272 с.
2. Ю.И. Стародубцев, В.В. Бухарин, С.С. Семенов. Техносферная война. // Информационные системы и технологии, 2011, №1 (63). - с. 80-85.
3. Ю.И. Стародубцев, Г.Ю. Стародубцев, Г.А. Стекольщикова, М.А. Давлятова Проблема оценки качества услуг, предоставляемых электронными бизнес технологиями и направления ее решения. // Современная наука: актуальные проблемы теории и практики. Серия: Экономика и право, 2016, №10. - с. 43-47.
4. Г.Ф. Конахович, А.Ю. Пузыренко Компьютерная стеганография. Теория и практика, Киев «МК-Пресс», 2006. – 288 с.
5. Д.Д. Мюррей, Уильям ван Райпер. Энциклопедия форматов графических файлов , Пер. с англ. Киев: BHV, 1997

REFERENCES

1. V.G. Gribunin, I.N. Okov, I.V. Turintsev, Digital Steganography, Moscow "SOLON-Press", 2002. – 272 p.
2. Yu.I. Starodubtsev, V.V. Bukharin, S.S. Semenov The technospheric war. // Information systems and technologies, 2011, № 1 (63). - p. 80-85.
3. Yu.I. Starodubtsev, G.Yu. Starodubtsev, G.A. Stekolshchikova, M.A. Davlyatova. The problem of assessing the quality of services provided by electronic business technologies and the direction of its solution. // Modern science: actual problems of theory and practice. Series: Economics and Law, 2016, №10. - p. 43-47.
4. G.F. Konakhovich, A.Yu. Puzyrenko Computer Steganography. Theoretical and practical, Kiev «MK-Press», 2006. – 288 p.
5. D.D. Murray, William van Riper. Encyclopedia of graphic file formats, Trans. with English. Kiev: BHV, 1997.

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

В. А. Карпенко

ОАО «КОМКОР», Москва, Россия

Аннотация. Рассматривается зависимость уровня телесмотрения ТВ канала (УТС) и объема генерируемого в нем рекламного инвентаря от параметров настройки телевизоров. Показано, что с увеличением номера присвоенного ТВ каналу в настройке телевизоров, УТС существенно снижается и как следствие, снижается объем генерируемого им рекламного инвентаря. Кроме того, на УТС и объем генерируемого рекламного инвентаря влияет не только номер кнопки в настройке телевизоров, но и такие факторы как соседство с другими ТВ каналами, нахождение на так называемом «красивом» номере на ДУ-пульте телевизора и т.п. Указанные зависимости оказывают значительное влияние на ценовую политику оператора при его взаимодействии с контент-провайдером. Приведен практический расчет, направленный на объективную оценку зависимости УТС ТВ каналов от номера кнопки ДУ-пульта телевизора. Дан конкретный пример применения расчета.

Ключевые слова: уровень телесмотрения; контент-провайдеры; аппроксимационная модель.

THE DEPENDENCE OF THE LEVEL OF VIEWERSHIP OF A TV CHANNEL AND VOLUME GENERATED IN THIS AD INVENTORY FROM THE TUNING CHARACTERISTICS OF TELEVISION RECEIVERS

V. A. Karpenko

OJSV «COMCOR», Moscow, Russia

Abstract. The dependence of the level of viewership of a TV channel (LVW) and the amount generated in this advertising inventory from the settings of the TV is examined. It is shown that with the increase in the number assigned to the TV channel in the TV setup, the LVW significantly decreases and as a result, the amount of ad inventory generated by it decreases. In addition, the LVW and the amount of generated ad inventory is affected not only by the number of the button in the TV setup, but also by factors such as proximity to other TV channels, being on the so-called" beautiful " room on the TV remote control, etc. These dependencies have a significant impact on the pricing policy of the operator in its interaction with the content provider. The practical calculation at an objective assessment of the dependence of viewership TV channels on its place in the TV setup was given. A concrete example of calculation application is given.

Keywords: TV viewing level; content providers; approximation model.

При формировании программной политики оператора путем измерения уровня телесмотрения (УТС) и взаимодействия с контент-провайдерами ТВ каналов выявилась зависимость УТС ТВ канала и, соответственно, объема генерируемого им рекламного инвентаря от его места на ДУ-пульте в настройке телевизоров. Суть зависимости

состоит в том, что чем ближе номер кнопки ТВ канала на ДУ-пульте телевизоров к началу отсчета (к первому номеру канала), тем УТС этого канала выше, а объем генерируемого им рекламного инвентаря, соответственно, больше, причем тем существенней, чем ближе это место к начальному (первому) значению. Речь идет не просто о превышении, а о многократном превышении. В связи с указанными обстоятельствами, контент-провайдеры, с целью повышения УТС своих каналов, и, тем самым, повышения объема генерируемого ими рекламного инвентаря (и как следствие, получения б*о*льших доходов от рекламы) часто увеличивают платежи в адрес операторов, добавляя дополнительные бонусы за более высокое место в настройке телевизоров для того, чтобы разместить номера своих каналов ближе к начальному значению [1].

Для оценки конкретных значений УТС, связанных с местом в настройке телевизоров и возможности, тем самым, регулировать ценовую политику при взаимодействии с ТВ контент-провайдерами в этой части, оператору очень важно знать статистическую зависимость УТС - $\gamma_0(k)$ от номера соответствующего места ($\boldsymbol{k}$).

Следует заметить что, существуют и иные факторы не прямого влияния на УТС, но которые также следует учитывать при измерении УТС. К таким факторам, в частности, относятся: соседство с другими ТВ каналами и нахождение на «красивом» месте. Соседство с другими ТВ каналами, например, схожими по тематике или общей маркетинговой направленности может благоприятно влиять на УТС. Так же, как показывает практика, не маловажную роль занимает «красивое» место в настройке телевизоров. Ко всему прочему, такие номера как «11», «22» и др. могут добавлять к УТС несколько процентных пунктов.

Идеальным вариантом определения такой зависимости может быть проведение натурного эксперимента, когда какой-либо ***один и тот же*** ТВ канал последовательно перемещается по шкале номеров «кнопок», находясь на каждой из них достаточно долгое время (например, месяц).

При этом оценивается уровень его УТС и строится зависимость - $\gamma_0(k)$. Однако, такой эксперимент требует чрезвычайно длительного времени и весьма затруднителен, прежде всего, по конъюнктурным и экономическим соображениям. Поэтому на практике, для нахождения соответствующей зависимости, осуществляют отдельные выборки УТС одного и того же канала и по ним, путем усреднения и интерполяции, воссоздают требуемую зависимость.

Ориентированная на практическое применение методика получения зависимости $\gamma_0(k)$ от порядкового номера кнопки приведена в [2] .

Здесь рассмотрен несколько иной подход для определения $\gamma_0(k)$.

Исходя из логики существования функции - $\gamma_0(k)$, можно ввести для нее следующие граничные условия:

а) $\gamma_0(k=0)=\gamma^{(0)}$, $\gamma^{(0)} \gg 1$ (граничное, условное значение, т.к. «кнопки» с номером «0» не существует);

б) $\gamma_0(k=1)=\gamma_1^{(0)}$ $\gamma_1^{(0)} \gg 1$ (уровень телесмотрения (УТС) на 1-й «кнопке»);

в) $\gamma_0(k=R)=1$ (УТС, соответствующий $\boldsymbol{R}$-й, граничной, «кнопке», после которой $\gamma_0(k>R)=1$);

г) $\gamma_0(k=R_\Delta)=0$ (УТС, соответствующий граничному, условное значению, т.к., в соответствии с «в», при $k>R$ значение $\gamma_0(k\geq R)\equiv 1$.

Здесь: $\boldsymbol{R}$ – граничное значение номера «кнопки», с увеличением которого его влияние на УТС отсутствует, а R_Δ – другое граничное значение, при котором $\gamma_0(k=R_\Delta)=0$.

Пример типовой зависимости $\gamma_0(k)$ для всего ансамбля номеров ТВ-каналов $k\in\left(1\div N^{(A)}\right)$, где $N^{(A)}$ - общее количество ТВ каналов в пуле оператора.

Выберем некую эвристическую группу аппроксимирующих формул [3] для $\gamma_0(k)$.

Исходя из указанных выше граничных условий, учитывая требование монотонного уменьшения величины $\gamma_0(k)$ с увеличением $\boldsymbol{k}$ (исходное требование, отражающее то, что с увеличением номера «кнопки» УТС для выбранного канала должен монотонно снижаться), предлагается принять в общем виде следующую группу формул:

$$\gamma_0(k)=\gamma^{(0)}\left(1-\frac{\sum_{j=1}^{\infty}\beta_j \mathrm{k}^r}{\sum_{j=1}^{\infty}\beta_j R_\Delta^r}\right)=\gamma^{(0)}\cdot\gamma_k, \qquad (1)$$

где: $0<\beta_j<\infty$; $0<r<\infty$, а γ_k – нормированное к $\gamma^{(0)}$ значение $\gamma_0(k)$.

Основываясь на вышеприведенных граничных условиях, используем в (1) одну из гаммы аппроксимирующих зависимостей (1), например , $r=1$ и $r={}^1\!/_4$, где только один из двух элементов принят с подлежащим выбору весовым коэффициентом β.

$$0<\beta<\infty\,.$$

$$\gamma_0(k)=\gamma^{(0)}\left(1-\frac{\beta\sqrt{\mathrm{k}}+\mathrm{k}}{\beta\sqrt{R_\Delta}+R_\Delta}\right). \qquad (2)$$

Если принятое выражение не удовлетворяет реальной зависимости УТС от $\boldsymbol{k}$, можно выбрать из (1) другое, более подходящее. Переходя от (2) к УТС b_k на «кнопке» $\boldsymbol{k}$, учитывая, что коэффициент «кнопки» γ_k отражает, по определению, закон изменения b_k для принятых условий, можем записать:

$$b_k=B^{(0)}\gamma_k=B^{(0)}\left(1-\frac{\beta\sqrt{\mathrm{K}}+\mathrm{k})}{\beta\sqrt{R_\Delta}+R_\Delta}\right); \qquad (3)$$

Здесь $B^{(0)}$ – уровень телесмотрения на условно нулевой «кнопке».

Пусть экспериментально определен УТС для какого-либо одного конкретного телеканала при расположении его поочередно на «кнопках» $k=m$ и $k=n$. Соответственно, известны $b_k(k=m)=b_m$ и $b_k(k=n)=b_n$, причем $m<n$.

Выразим b_m и b_nисходя из формулы (4):

$$b_m=B^{(0)}\left(\frac{\beta(\sqrt{R_\Delta}-\sqrt{\mathrm{m}})+(R_\Delta-m)}{\beta(\sqrt{R_\Delta}+R_\Delta)}\right); \qquad (4)$$

$$b_n=B^{(0)}\left(\frac{\beta(\sqrt{R_\Delta}-\sqrt{\mathrm{n}})+(R_\Delta-n)}{\beta(\sqrt{R_\Delta}+R_\Delta)}\right). \qquad (5)$$

Осуществляя деление (4) на (5), после преобразований , находим:

$$\beta = \frac{(R_\Delta - k_m) - h(R_\Delta - k_n)}{h(\sqrt{R_\Delta} - \sqrt{k_n}) - (\sqrt{R_\Delta} - \sqrt{k_m})}. \quad (6)$$

И далее определяем:

$$B^{(0)} = b_{k_m} \cdot \frac{\beta\sqrt{\mathrm{R}_\Delta} + \mathrm{R}_\Delta}{\beta(\sqrt{\mathrm{R}_\Delta} - \sqrt{k_m}) + (\mathrm{R}_\Delta - k_\mathrm{m})}. \quad (7)$$

При найденных β и $B^{(0)}$, на основании (2) с учетом (3) можно найти искомую зависимость $\gamma_0(k)$.

Представленный в докладе расчет подкреплен примером, основанным на реальном эксперименте.

Заключение

- Принятая аппроксимационная модель зависимостей b_k и $\gamma_0(k)$ универсальна и соответствует логике влияния номера «кнопки» (***k***) на УТС каналов (принято монотонное уменьшение функции с увеличением ***k*** до некоторого граничного значения ***k=R***).

- Для определения реальных зависимостей $b_k(k)$ и $\gamma_0(k)$.в принципе достаточно нескольких экспериментально осуществленных выборок значений УТС для одного и того же канала, по возможности в более удаленных друг от друга точках диапазона $k \in (1 \div R)$. Однако точность получаемых кривых, при этом, за счет малого объема исходной информации, будет, очевидно, невысока.

- С целью обеспечения более высокой статистической достоверности искомой зависимости $\gamma_0(k)$ необходимо обеспечить существенно б0льший объем выборок данных телесмотрения для перемещаемых по ансамблю номеров каналов - ***k***. При этом, желательно, чтобы тестируемые ТВ-каналы были разные.

- Набор необходимых, статистически достоверных, исходных данных для получения достаточно достоверной зависимости уро УТС от номера «кнопки» вполне реализуем в условиях оператора связи, однако потребует достаточно длительных испытаний (по опыту 5-6 месяцев).

Литература

1. Назаров С.В., Тамм Ю.А., Карпенко В.А., «Эффект влияния номера «кнопки» пульта управления телевизионного приемника на уровень телесмотрения ТВ-программ»// Проектирование и технология электронных средств –Владимир, 2017г . №4
2. Назайкин А.Н. Медиапланирование. //М.: «Эксмо», -2010. 400с.
3. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники.//М.: «Советское Радио», -1966. – 728с.

References

1. Nazarov S.V., Tamm Y.A., Karpenko V.A., «The Effect of Influence The Level of Viewship of The Rooms Buttons of The Remote Control TV»// Design and Technology of Electronic Facilities –Vladimir, - 2017. - №4
2. Nazaykin A.N. Media Planning. //M.: «Eksmo», -2010. 400c.
3. Levin B.R. Theoretical Foundations of Statistical Radio Engineering//M.: «Soviet Radio», -1966. – 728p.

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ПОЛЕВОЙ КОМПЛЕКСНОЙ АППАРАТНОЙ СВЯЗИ ТАКТИЧЕСКОГО ЗВЕНА УПРАВЛЕНИЯ

Е. В. Сарафанников[1], Р.М. Гречнев[1]

[1]Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Будённого, Санкт-Петербург, Россия.

Аннотация. Ограниченные возможности аналитического решения сложных сетей массового обслуживания, развитие программного обеспечения (в том числе и языков программирования высокого уровня), возросшие производительные возможности компьютерной техники предопределили использование методов имитационного моделирования для решения задачи технико-экономической оценки коммутационного оборудования комплексной аппаратной связи. Модель позволяет производить расчет коэффициента пропускной способности, задержки передачи пакетов в каждом из устройств КАС, а также рассчитывать задержку при передаче пакетов по каждой соединительной линии КАС для каждого источника отдельно.

Ключевые слова: аналитический анализ**;** развитие программного обеспечения; методы имитационного моделирования; технико-экономическая оценка; комплексная аппаратная связи.

SIMULATION MODEL OF THE FIELD COMPLEX HARDWARE COMMUNICATION OF THE TACTICAL CONTROL LINK

E.V. Sarafannikov[1], R.M. Grechnev[1]

[1]Military Academy of Communications named after Marshal of the Soviet Union S.M. Budennogo, St. Petersburg, Russia.

Annotation. The limited capabilities of the analytical solution of complex queuing networks, the development of software (including high-level programming languages), the increased capabilities of computer technology predetermined the use of simulation methods for solving the problem of technical and economic evaluation of switching equipment for complex hardware communications. The model allows calculating the capacity factor, packet delay in each of the CAS devices, and calculating the delay in the transmission of packets over each CAS connection line for each source separately.

Keywords: analytical analysis; software development; methods of simulation; technical and economic assessment; complex hardware communications.

На этапе проектирования коммутационного оборудования комплексных аппаратных связи (КО КАС) возникает задача постановки обоснованных требований к разработке, далее необходимо принять оптимальные технические решения, обеспечивающие наиболее эффективную реализацию поставленных требований. По завершению проектирования необходимо оценить качество выполненной разработки.

Имитационная модель позволяет производить логико-математическое описание коммутационного оборудования комплексных аппаратных связи, которое используется для экспериментирования на компьютере в целях проектирования, анализа и оценки функционирования объекта.

Ограниченные возможности аналитического решения сложных сетей массового обслуживания, развитие программного обеспечения (в том числе и языков программирования высокого уровня), возросшие производительные возможности компьютерной техники предопределили использование методов имитационного моделирования для решения задачи технико-экономической оценки коммутационного оборудования комплексной аппаратной связи.

В процессе создания имитационной модели была выбрана среда моделирования сложных систем и процессов *AnyLogic*. Данное программное обеспечение разработано на основе современных концепций в области информационных технологий и результатов исследований в теории гибридных систем и объектно-ориентированного моделирования. Это комплексный инструмент, охватывающий в одной модели основные направления моделирования: дискретно-событийное, системной динамики и агентное.

Анализ построения современных комплексных аппаратных связи позволил сформулировать следующие исходные данные.

Имеются n_1 абонентов (блоков), обменивающихся между собой кадрами. Адресация сообщений в КАС организовывается посредством коммутаторов. На коммутатор поступают кадры через случайные промежутки времени от n_1 абонентов (блоков) со средними интервалами времени $T_{1,}\ T_{2,}\ ...,\ T_{n1}$.

Сообщения могут быть n_2 категорий с вероятностями их появления $p_{k1}, p_{k2},..., p_{kn1}(p_{k1} + p_{k2} + ... + p_{kn2} = 1)$ и вычислительными сложностями обработки $S_{1,}\ S_{2,}\ ...,\ S_{n}$ операций соответственно.

Коммутатор имеет k входов и k выходов, входной буфер 1 ёмкостью $L1$ байт для хранения сообщений, ожидающих обработки. В коммутаторе сообщения обрабатываются вычислительным комплексом (ВК) с производительностью Q операций/с. В случае полного заполнения буфера 1 поступающие на коммутатор сообщения теряются. Принято допущение, что одна операция вычислительной сложности соответствует одному байту при размещении сообщения в буфере.

После обработки сообщения в зависимости от направления передачи поступают в соответствующие буферы, стоящие на входах каждой соединительной линии i-го направления, $i = \overline{1,k}$. Каждый буфер имеет ёмкость L_{2i} байт, $i = \overline{1,k}$. В случае полного заполнения буфера направления поступающее сообщение теряется.

Из буферов сообщения передаются по своим направлениям. Каждое направление имеет основную и резервную соединительную линию связи. Скорость передачи сообщений по основной и резервной соединительной линии связи каждого из направлений $V_{пi}$ бит/с, $i = \overline{1,k}$.

ВК и основные соединительные линии связи имеют конечную надёжность. Интервалы времени $T_{отВК}$ и $T_{отК1,}\ T_{отК2,}\ ...,\ T_{отКn}$ между отказами ВК и соединительных линий случайные. Длительности восстановления ВК и соединительных линий связи $T_{вВК}$ и $T_{вК1,}\ T_{вК2,}\ ...,\ T_{вКn}$ также случайные.

При отказе обрабатываемые ВК и передаваемые по соединительным линиям комплексной аппаратной связи кадры теряются.

Вариант комплексной аппаратной связи при принятых исходных данных (в том числе количестве входов и выходов коммутатора) может представляться в следующем виде.

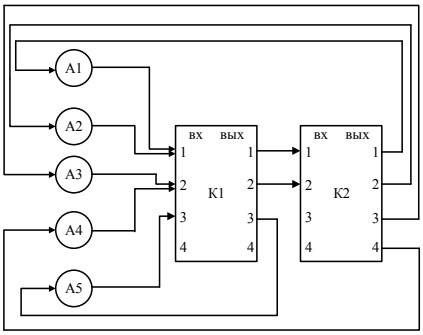


Рис 1. Вариант схемы КАС

Сообщения абонентов А1 и А2 поступают на вход 1 коммутатора К1, абонентов А3 и А4 - на вход 2 коммутатора К1, абонента А5 - на вход 3 коммутатора К1.

Коммутатор К1 настроен таким образом, что сообщения, адресованные абонентам А1 и А2 поступают на вход 1 коммутатора К2, а абонентам А3 и А4 - на вход 2 коммутатора К2.

Коммутатор К2 настроен так, что его выходы 1…4 подключены к соединительным линиям комплексной аппаратной связи, по которым передаются сообщения, адресованные абонентам А1…А4 соответственно.

КО КАС представляет собой многофазную многоканальную систему массового обслуживания замкнутого типа с ограниченными ёмкостями буферов (накопителей), то есть с отказами.

Разработана имитационная модель коммутационного оборудования комплексной аппаратной связи, состоящей из набора коммутаторов, оконечного оборудования и соединительных линий между ними представленная на рисунке 2.

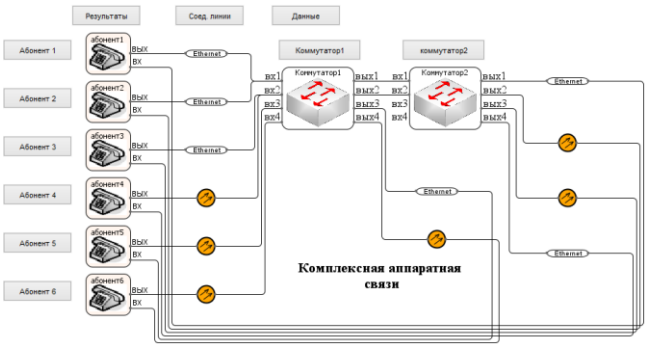


Рис 2. Комплексная аппаратная связи

Функционально коммутатор состоит из блоков контроля 1, накопителя (буфера) ВК, блока обработки сообщений, непосредственно ВК, блока контроля 2, имитатора отказов вычислительного комплекса (рисунок 3).

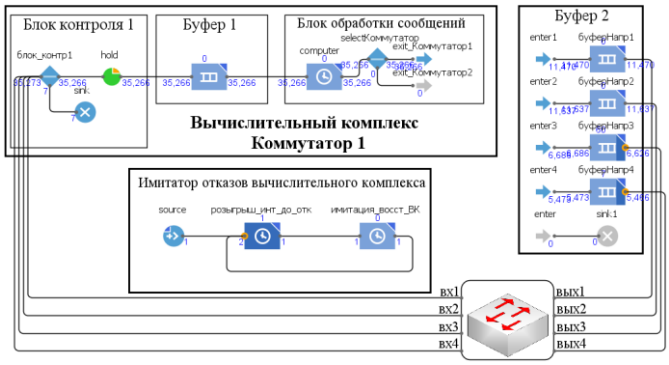


Рис 3. Коммутатор

Соединительная линия образует соединения коммутационного оборудования между собой. В модели исключены потери данных внутри соединительной линии, но учитывается возможность отказа основной линии, а также учитывается время распространения сигнала в соединительной линии (рисунок 4). Соединительная линия вносит задержку в передачу пакетов $T_з$ и задержку распространения $T_{з\,распр}$.

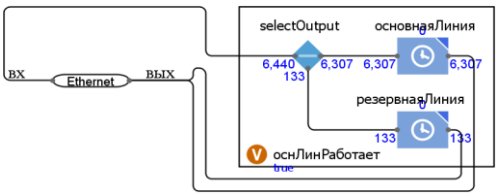


Рис 4. Соединительная линия

Под задержкой подразумевается время, требуемое для передачи кадра при заданной полосе пропускания и зависящее от размера кадра и ширины пропускания соединительной линии:

$$T_з = \frac{a}{b},$$

где a - размер кадра, бит; b - ширина пропускания, кбит/с.

Задержка распространения зависит от используемой среды передачи и расстояния:

$$T_{з\,распр} = \frac{s}{u},$$

где s - длина соединительной линии, u - скорость распространения сигнала в среде передачи, м/с.

Разработанная модель КАС позволяет производить оценку и анализ основных параметров функционирования КАС с коммутацией пакетов, к которым относятся: коэффициент пропускной способности, интервал времени поступления сообщений, влияние емкостей буферов, задержка передачи пакетов, коэффициент потерь пакетов и других параметров, влияющих на функционирование КАС.

В качестве основного показателя работы модели принят коэффициент пропускной способности.

Коэффициент пропускной способности коммутационного оборудования ($P_{пс}$) определяется исходя из полученных статистических данных,

$$P_{ПС} = \frac{N_{П}}{N_{О}},$$

где $N_п$ – общее число полученных пакетов, $N_о$ – общее число отправленных пакетов в процессе передачи.

При правильном построении модели получены результаты (рисунок 5) среди которых показатели качества обслуживания комплексной аппаратной связи: коэффициент пропускной способности 0,806 и среднее время передачи одного сообщения 20,721. Коэффициент пропускной способности, например, абонент 1 - абонент 3 равен 0,875. Обратим внимание на существенную разницу между минимальным и максимальным временами передачи сообщения. Она объясняется принятым экспоненциальным законом распределения времени передачи сообщений: максимальное значение может отличаться от среднего значения в восемь раз. Количество отправленных и полученных сообщений всего и по категориям рассчитано за один прогон модели, то есть за 3600 сек. Для расчёта, был введён параметр количество прогонов равное 1000, тем самым в 1000 раз было увеличено модельное время. Всего отправлено сообщений 575, получено всего абонентами - 464. Если разделить число полученных сообщений на число отправленных, то и будет получен коэффициент пропускной способности комплексной аппаратной связи.

$$P_{ПС} = \frac{464}{575} = 0{,}806$$

Рис 5. Результаты моделирования

Результаты моделирования, коэффициенты пропускной способности, выводятся за КАС в целом и по каждому абоненту комплексной аппаратной связи.

Также, разработанная модель КАС позволяет производить оценку и анализ основных параметров функционирования коммутационного оборудования с коммутацией пакетов на базе протокола *IP*, к которым относятся: задержка передачи пакетов, джиттер передачи пакетов и коэффициент потерь пакетов.

Задержка передачи пакетов в модели определяется как разница времени t_2-t_1, между двумя событиями, одним из которых является момент отправки пакета в сетевой сегмент от источника (t_1), а вторым - момент прибытия пакета к узлу назначения «t_2». При этом всегда выполняется соотношение $t_2 > t_1$ Единицами измерения задержки согласно Рекомендации МСЭ-Т Y.1541 являются микросекунды. Данная величина определяется соотношением:

$$\mathrm{D_i} = (R_i - S_i),$$

где $\mathrm{R_i}, S_i$ - время принятия и отправки i-го пакета, соответственно.

Модель позволяет производить расчет задержки передачи пакетов в каждом из устройств КАС, а также рассчитывать задержку при передаче пакетов по каждой соединительной линии КАС для каждого источника отдельно.

Джиттер *IP*-пакета определяется как разность между задержками доставки соседних пакетов и проявляется в том, что последовательные пакеты прибывают к получателю в нерегулярные моменты времени.

Если моменты прибытия в пункт назначения пакетов трафика становятся нерегулярными, то появляется искажение сигнала. При величине джиттера, превышающего несколько десятков миллисекунд, сигнал становится неразборчивым. Данная величина определяется как разница в задержке между $(i + 1)$ и i - м пакетом:

$$\mathrm{J_i} = (\mathrm{R_i} + 1 - \mathrm{S_i} + 1) - (\mathrm{R_i} - \mathrm{S_i}),$$

где R_i, S_i- время принятия и отправки i-го пакета, а R_i+1, S_i+1 - время принятия и отправки пакета, следующего за i-м (i+1).

Потери пакетов определяются, как процент недоставленных пакетов. При перегрузках в КАС очереди в узлах коммутации быстро растут. Если перегрузка продолжается длительное время, буферы переполняются, и пакеты теряются. Если значение коэффициента потерь очень большое, то в восстановленной на приемной стороне речи появляются «провалы».

Коэффициент потерь пакетов при передаче определяется исходя из полученных статистических данных:

$$\mathrm{P_п} = N_o / N_n,$$

где N_o- общее число отправленных пакетов, N_n- общее число потерянных в процессе передачи пакетов.

Разработанная модель позволяет создавать КО КАС различной физической и логической структуры, состоящие из множества коммутаторов и быстро ее изменять, что значительно расширяет возможности исследования.

Таким образом, разработанная модель КАС позволяет:

рассчитывать значения основных показателей, характеризующих качество коммутационного оборудования (коммутаторов, шлюзов и др.), так и за КАС в целом;

осуществлять сбор статистических данных прохождения различного рода трафика;

проводить анализ и обрабатывать результаты эксперимента;

исследовать эффективность существующих механизмов поддержания качества обслуживания трафика, в том числе речевого.

В ходе исследования было проведено несколько экспериментов на разных сетевых топологиях. Каждая группа сетевых окончаний осуществляла генерацию трафика равномерно.

В процессе исследования изменялись следующие параметры:

емкость входных и выходных буферов для каждого коммутатора в сети;

нагрузка (интенсивность генерации сообщений);

количество сетевых устройств и др.

В результате были получены результаты коэффициент пропускной способности, задержки при передаче пакетов, джиттера и коэффициента потерь пакетов.

В дальнейшем данная имитационная модель позволит получить полную статистическую картину характера продвижения трафика по КАС. Результаты исследований могут быть использованы для дальнейшего рационального построения КАС.

ЛИТЕРАТУРА

1 Боев В. Д. Компьютерное моделирование: Пособие для практических занятий, курсового и дипломного проектирования в AnyLogic7:. — СПб.: ВАС, 2014. — 432 с..

2 Советов Б.Я., Яковлев С.А. Моделирование систем: Учебник для вузов – 3-е издание, пер. и доп. М.: Высш. шк., 2001. 343 с.

3 Томашевский В.Н., Жданова Е.Г. Имитационное моделирование в среде GPSS. – М.: Бестселлер, 2003. 123 с.

REFERENCES

1 Boev V.D. Computer modeling: A manual for practical studies, course and diploma design in AnyLogic7:. - SPb .: VAS, 2014. - 432 p.

2 Sovetov B.Ya. Yakovlev S.A. Modeling of systems: Textbook for high schools - 3rd edition, per. and additional. M: High. Shk., 2001. 343 p.

3 Tomashevsky V.N., Zhdanova E.G. Simulation modeling in the GPSS environment. - Moscow: Bestseller, 2003. 123 p.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНОЙ ТЕХНОЛОГИИ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПРИЕМА СИГНАЛОВ

Н. В. Савищенко[1], Е. В. Лебеда[1]

[1]Военная академия связи, г. Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. Переход современных систем на цифровые способы обработки и передачи информации создает множество проблем при проектировании таких систем связи. Обеспечение во всех подобных системах высокой устойчивости системы является одной из важнейших задач. Проблема повышения помехоустойчивости передачи сообщений является одной из основных в технике связи.

Ключевые слова: широкополосная технология; помехоустойчивость; система связи; спектральная плотность мощности помехи.

THE USE OF BROADBAND TECHNOLOGY TO INCREASE NOISE IMMUNITY OF RECEPTION OF SIGNALS

N. V. Savishchenko[1], E. V. Lebeda[1]

[1]Military Academy of communications, St.Petersburg, Russian Federation

Abstract. The transition of modern systems to digital methods of processing and transmission of information creates many problems in the design of such communication systems. Ensuring high stability of the system in all such systems is one of the most important tasks. The problem of increasing noise immunity of message transmission is one of the main in communications technology.

Keywords: broadband technology; noise immunity; communication system; spectral density of noise power.

1. Введение

При рассмотрении требований к системам связи в общем, и к системе широкополосной передачи в частности, видно, что одним из показателей её качественного функционирования является устойчивость. Как известно, устойчивость, например, военной системы связи – способность системы военной связи обеспечивать управление войсками в условиях воздействия на ее элементы различных видов оружия противника, опасных факторов техногенного и природного характера и помех всех видов [1].

Устойчивость системы также характеризуется помехоустойчивостью системы связи, то есть (как видно из определения устойчивости) способностью системы связи обеспечивать обмен информацией с заданным качеством при воздействии на систему различных видов помех.

На протяжении всего развития математической теории связи одним из ключевых вопросов был вопрос о потенциальной помехоустойчивости приема сигнальных конструкций [2].

Помехоустойчивость приема заданного сигнального ансамбля зависит от алгоритма приема и выбора сигнального ансамбля. При этом помехоустойчивость тем выше, чем больше величина квадрата евклидова расстояния d^2 при заданных N, M, E_m,

где N – размерность пространства, M – число сигнальных точек, E_m – максимальная энергия сигнала [3].

2. Пути решения повышения помехоустойчивости

Основная сложность в организации и проведении мероприятий по помехозащите в настоящее время связанна с большим количеством различных видов радиопомех и способов борьбы с ними [4]. Наибольший интерес представляют специально организованные помехи, устанавливаемые с целью ухудшения предоставления системой связи необходимых услуг связи. Данные помехи можно классифицировать по следующим признакам: активные и пассивные, маскирующие и имитирующие, импульсные и непрерывные и т. д. [5].

В практических сценариях приходится сталкиваться с разнообразными типами помех, для нейтрализации деструктивного эффекта которых, как правило, необходимы специальные средства. Защита от естественных, взаимных и организованных помех базируется на отличии структуры и закономерностей изменения параметров, характерных полезным сигналам и мешающим воздействиям [6]. Защита от перечисленных типов помех обеспечивается [5]: предотвращением перегрузки приемников; компенсацией радиопомех; различного рода селекцией сигналов; адаптацией; перестройкой радиочастоты; использованием шумоподобных сигналов. Данная классификация основана на выделении полезного сигнала из полученной на приеме суммы помехи и сигнала.

Кроме защиты системы от помехи существует различные методы повышения помехоустойчивости [7]: увеличение мощности передатчика, выбор модуляции, использование помехоустойчивых приемников, использование помехоустойчивых кодов, многократное повторение сигнала (разнесенный прием) и другие. Одним из таких методов борьбы с помехами является применение технологии широкополосной передачи [8].

В разъяснении, как широкополосная технология может помочь в борьбе с помехами, будет рассмотрена ситуация воздействия на систему узкополосной помехи. Данный тип помех наиболее характерен для ситуаций, когда некоторая соседствующая система или системы не имеют враждебных намерений по отношению к рассматриваемой и создают помехи только как результат штатного функционирования.

На рисунке 1 представлены амплитудный спектр $|\tilde{s}(f)|$ полезного сигнала и спектральная плотность мощности помехи $\tilde{J}(f)$, аппроксимированные прямоугольниками, на фоне равномерной спектральной плотности мощности $N_0/2$ аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ). Назовем помеху узкополосной только по той причине, что занимаемая ею полоса W_j уже полосы W, занимаемой сигналом, и имеются области, где спектр сигнала не подвержен искажению помехой. Рассматриваемая система не является адаптивной и не подстраивает каждый раз закон модуляции сигнала и алгоритмы обработки под текущую помеховую обстановку.

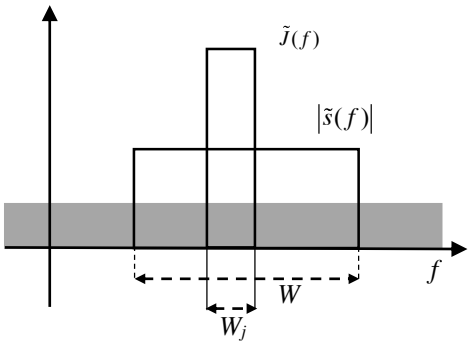


Рис. 1. Спектр сигнала, помехи и фонового аддитивного белого гауссовского шума

Другими словами, приемник системы всегда использует только фильтр, согласованный с АБГШ, невзирая на наличие или отсутствие помехи на входе. При отыскании отношения q_I^2 мощностей сигнала и результирующего мешающего воздействия (сигнал – (шум + помеха)) на выходе согласованного фильтра отметим, что для прямоугольного спектра сигнала $\left(\left|\tilde{s}(f)\right|\right)$ равен константе $\tilde{s}$ в пределах полосы сигнала W и нулю вне ее. Амплитудная передаточная функция согласованного фильтра также равномерна в полосе сигнала W и равна нулю вне ее. Примем без потери общности ее ненулевое значение равным единице. Помеха, как случайный процесс, проходит на выход фильтра без изменения мощности J, мощность шума на выходе фильтра составит N_0W. Фильтр, согласованный с сигналом, когерентно суммирует все его гармоники, максимизируя выходную амплитуду до $A_{out} = \int_{-\infty}^{\infty} |\tilde{s}(f)|df = 2W\tilde{s}$, где учтена равномерность спектра в полосе сигнала W, а удвоение обусловлено вкладом «отрицательных» частот. Энергия сигнала, по теореме Парсеваля $E = \int_{-\infty}^{\infty} |\tilde{s}(f)|^2 df = 2W\tilde{s}^2$.

В итоге

$$q_I^2 = \frac{A_{out}^2}{J + N_0W} = \frac{4W^2\tilde{s}^2}{J + N_0W} = \frac{2E}{N_0 + J/W} \qquad (1)$$

Из равенства получаем, что, независимо от конкретной полосы помехи отношение сигнал – (шум + помеха) на выходе согласованного фильтра ведет себя, как если бы мощность помехи была равномерно распределена в полосе W сигнала, добавляя к естественному шуму дополнительный «АБГШ» со спектральной плотностью J/W.

В случае, если система способна адаптировать приемник к текущей помеховой обстановке, то оптимальной процедурой обработки при этом считается фильтрация, согласованная с полным мешающим воздействием, включающим узкополосную помеху. При помехе, многократно превышающей естественный АБГШ, подобная обработка эквивалентна простой режекции частотного интервала, в котором сосредоточена помеха. На рисунке 2 показан спектр на выходе режекторного фильтра: помеха полностью устраняется, однако вырезаются и гармоники сигнала в пределах полосы помехи вместе

с шумовыми компонентами. Подобный спектральный рисунок трактуется, как если бы исходный сигнал занимал лишь часть полосы *W*, свободную от помех, и имел энергию $E\left(1-W_j/W\right)$.

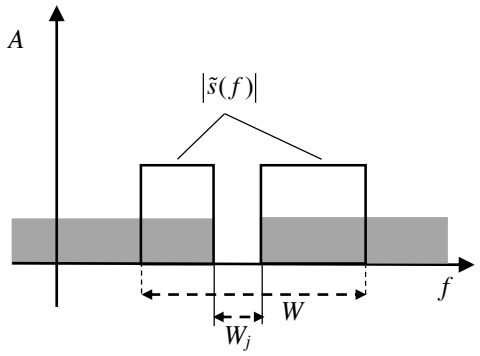


Рис. 2. Спектры сигнала и шума после режекции

Согласованный фильтр, очищая этот «остаточный» сигнал от АБГШ, обеспечивал бы выходное отношение мощностей сигнала и шума (индекс «*J*» отвечает помехе)

$$q_J^2 = \frac{2E\left(1-W_j/W\right)}{N_0} = q^2\left(1-W_j/W\right) \qquad (2)$$

где $q^2 = 2E/N_0$ – «истинное» отношение мощностей сигнала и шума на выходе согласованного фильтра в отсутствие помехи.

3. Заключение

Приведенные соотношения q_I^2 и q_J^2 свидетельствуют о выгодах сигналов с широким спектром с точки зрения иммунитета к узкополосным помехам: чем шире полоса сигнала *W* в сравнении с полосой помехи W_j. тем меньше дополнительная «шумовая» спектральная плотность в первом случае и энергетические потери – во втором (при постоянстве мощности помехи *J*), и следовательно, больше q_I^2 и q_J^2. Однако, если пиковая мощность сигнала *P* ограничена и не может быть увеличена, то расширение полосы сигнала не реализуется тривиальным укорочением сигнала, поскольку в этом случае энергия сигнала, а с ней и отношение сигнал – (шум + помеха) упадут.

Достижение высокой помехоустойчивости к узкополосной помехе без обращения к увеличению энергии и пиковой мощности возможно только при расширении спектра сигнала независимо от его длительности, т. е. использовании широкополосной технологии.

Литература

1. Пирогов Ю. А. Теоретические основы построения систем военной связи в объединениях и соединениях / Под общей ред. – СПб.: ВАС, 2007. – 540 с.
2. Савищенко Н. В. Специальные интегральные функции, применяемые в теории связи – Монография - СПб.: ВАС, 2012. - 560 с.
3. Бураченко Д. Л., Савищенко Н. В. Геометрические модели сигнально-кодовых конструкций. – СПб.: ВАС, 2012. - 338 с.
4. Семисошенко М. А. Управление автоматизированными сетями декаметровой радиосвязи в условиях сложной радиоэлектронной обстановки. – СПб.: ВАС, 1997. – 364 с.
5. Игнатов В. В, Сахин А. А. Развед- и помехозащищенность систем и средств военной связи. СПб.: ВАС, 2001. – 212 с.
6. Максимов М. Н. Защита от радиопомех / Под ред. М.В. Максимова. – Москва.: Сов. Радио, 1976. – 496 с.
7. Белоцерковский Г. Б. Основы радиотехники. – М.: Советское радио, 1969. – 208 с.
8. Ипатов В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. – М.: Техносфера, 2007. – 488 с.

References

1. Pirogov Y. A. Theoretical basis for the development of military communication systems in unions and consociation / under general supervision. – SpB.: VAS, 2007. – 540 p.
2. Savishchenko N. V. Special integral functions applied in the theory of connection – monograph – SpB.: VAS, 2012. - 560 p.
3. Byrachenko D. L., Savishchenko N. V. A geometric model of signal-code structures. – SpB.: VAS, 2012. - 338 p.
4. Semisoshenko M. A. Management of automated networks of decameter radio communication in a complex electronic environment. – SpB.: VAS, 1997. – 364 p.
5. Ignatov V. V, Sahin A. A. Intelligence and noise immunity of systems and means of military communication. SpB.: VAS, 2001. – 212 p.
6. Maksimov M. N. Protection from radio interference / edited by. Maksimov M.N. – Moscow.: Soviet radio, 1976. – 496 p.
7. Belocerkovckiy G. B. Basics of radio engineering. – Moscow.: Soviet radio, 1969. – 208 c.
8. Ipatov V. P. Spread spectrum and CDMA. Principles and applications. – Moscow.: Техносфера, 2007. – 488 p.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЕЛИЧИН ОТТОКА АБОНЕНТОВ БОЛЬШОЙ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ В УСЛОВИЯХ ВЫСОКОКОНКУРЕНТНОГО РЫНКА МЕГАПОЛИСА

И.В.Астахов, Е.А.Рудакова

ОАО «КОМКОР», г. Москва, Россия

Аннотация. В статье рассматривается корреляция оттока абонентов с различными факторами при предоставлении телекоммуникационных услуг на сети связи, построенной по технологии гибридной волоконно-коаксиальной сети (Hybrid Fiber-Coaxial network – HFC) с использованием технологии передачи данных по коаксиальному кабелю (Data Over Cable Service Interface Specification – DOCSIS).

Ключевые слова: отток абонентов; HFC; DOCSIS; ARPU.

STUDY OF THE VALUE CHURN RATE OF SUBSCRIBERS A LARGE TELECOM NETWORK IN A HIGHLY COMPETITIVE MARKET OF THE METROPOLIS

I. V. Astahov, E. A. Rudakova

[1]nOJSV «COMCOR», Moscow, Russia

Abstract. The correlation of churn rate of subscribers with various factors in the provision of telecommunication services in a communication network built on the technology of hybrid fiber-coaxial network (Hybrid Fiber-Coaxial network – HFC) using the technology of data transmission over coaxial cable (Data Over Cable Service Interface Specification – DOCSIS) is considered.

Keywords: the churn rate of subscribers; HFC; DOCSIS; ARPU.

В настоящее время на рынках телекоммуникационного сервиса крупных российских городов сложилась ситуация, когда охват домохозяйств услугой Интернет приблизился к 100%, а иногда суммарное проникновение и превышает это значение. Услуга Интернет из нишевой уже давно превратилась в обязательную.

В условиях снижающихся темпов роста рынка, операторы связи все больше акцентируют внимание на повышении качества обслуживания, «срока жизни» и лояльности абонентов. Для этого операторы выбирают мультисервисную стратегию развития для своего бизнеса. Операторы развивают цифровые каналы коммуникации, внедряют пакетные предложения, создают кобрендинговые тарифные планы, предлагают абоненту более современное ШПД-оборудование, развивают дополнительные сервисы, базирующиеся на интернет-канале, такие как умный дом, видеонаблюдение, охранная сигнализация.

По оценкам J'son & Partners Consulting [1], в городах с населением более 100 тыс. человек пакетными предложениями пользуются около 44% домохозяйств, и в дальнейшем их доля будет только расти за счет высокой доли пакетных тарифов в новых продажах операторов.

Внедрение подобных решений снижает отток абонентов, повышает лояльность клиентов и общую выручку с одного домохозяйства. Отмечено, что при подключении

пакета «4 в 1» отток составляет примерно в 3–4 раза меньше, чем при подключении моноуслуги. Обратной стороной пакетных предложений является снижение ARPU (Average Revenue Per User) по каждой отдельно взятой услуге, входящей в пакетный тарифный план.

Во внутреннем потреблении услуг фиксированного ШПД операторы отмечают рост доли онлайн-видео в структуре входящего трафика. На сегодня доля онлайн-видео в структуре потребления трафика одного абонента в сети оператора составляет примерно 40 %. Рост потребления трафика стимулирует рост скоростей и технологическое развитие сетевой инфраструктуры операторов. Все чаще появляются сверхскоростные предложения со скоростью доступа в Интернет свыше 100 Мбит/с. В средних и крупных городах доля сверхскоростных тарифных планов среди пользователей фиксированным ШПД составила по итогам 2016 года почти 10 %.

С другой стороны следует отметить, что при высоком насыщении рынка и очень низким ARPU на одно домохозяйство наблюдается тенденция к стабилизации оттока сетевых абонентов, который практически перестает реагировать на технологические аспекты и сетевые неисправности.

Оператором большой телекоммуникационной сети АКАДО было проведено исследование на основании статистических данных за 2017 по оттоку абонентов и определение зависимости оттока от следующих параметров: «срок жизни» абонента; участие абонента в акциях, предлагаемых оператором; недоступность услуги Интернет или ухудшение технологических параметров сети, влияющих на услугу Интернет; применяемое абонентское оборудование.

Под оттоком абонентов подразумевается: количество абонентов, которые прекратили контракт с оператором связи самостоятельно, абоненты, договор которых был автоматически расторгнут после блокировки услуги сроком более шесть месяцев, а так же абоненты, которые перестали оплачивать услуги связи в течении более чем три месяца.

Таким образом, влияние на решение абонента прекратить пользование услугой могли оказывать события имеющие место в срок до шести месяцев до срока начала блокировки.

Анализ, в частности, производился в отношении «срока жизни» абонента, который показал, сколько времени прошло с момента заключения договора оказания услуг до момента блокировки.

Здесь явно прослеживается закономерность, что наиболее подвержены оттоку абоненты в первые месяцы и в первый год пользования услуги Интернет.

Кроме того, сравнение производилось с фактами участия абонента в каких-либо акциях с применением снижения стоимости или улучшением качественных показателей услуги без увеличения стоимости.

Из всего списка абонентов, ушедших в отток, 27% участвовали в акциях, многие не по одному разу. Акциями с наихудшими показателями по влиянию на решение абонента отказаться от услуги являются предложения по возврату абонента в активность. То есть абонент, скорее всего, уже подключился к другому провайдеру, но

ему предложили пересмотреть его решение и вернуться к предыдущему. Так же не очень эффективными оказались акции по увеличению пропускной способности.

Наиболее эффективными по влиянию на отток были акции по предоставлению абоненту фактической скидки от абонентской платы и предоставление абонентам оборудования WiFi.

Анализ тарифных планов показал, что наибольший процент неудовлетворенных абонентов (более 70%) лежит в области низкоскоростных (менее 40Мбит/с) и высокоскоростных тарифов (более 110Мбит/с).

Проводилась оценка влияния на отток абонентов различных технических проблем на оборудовании оператора связи. Для этого все абоненты были распределены по опорным узлам связи. Была собрана статистика по этим узлам и проанализировано влияние на каждого абонента аварийности предшествующей дате принятия решения об уходе. Сопоставление результатов максимально аварийных узлов (большое количество ухудшений качества и недоступности услуг по любой причине) и узлов с малым количеством аварий или их полным отсутствием показало отсутствие влияния данного фактора на процент оттока пользователей. Основной причиной отсутствия такого влияния, несмотря на возникновение аварий по зависящим от оператора факторам (выход из строя оборудования) или по независящим от оператора причинам (обрыв кабеля, отключение электропитания и т.п.), очевидно, является скорость устранения неисправностей, что обусловлено требованиями высокой конкуренции на рынке широкополосных услуг.

Так же было проведено исследование влияния качества абонентского оборудования на отток абонентов.

Доля влияния на размер оттока абонентов с типом абонентского оборудования, поддерживающего современные стандарты беспроводной связи Wi-Fi 802.11AC менее 6%. Наиболее подвержены оттоку абоненты с устаревшим оборудованием, которое поддерживает работу только в диапазоне 2,4ГГц, являющимся в настоящий момент наиболее зашумленым соседними точками доступа и не обеспечивающим комфортной работы.

Заключение

Таким образом, отмечается, что наибольшее влияние на отток абонентов оказывает неудовлетворенность абонента результатом пользования услугой доступа в Интернет, которая складывается из: неудовлетворенности оконечным абонентским оборудованием, неудовлетворенность акциями ради которых абонент купил услугу, неудовлетворенность скоростью доступа, причем при низкой тарифной скорости доступа пользователь понимает, что, подчас, переплачивает, т.к. современные тарифы предлагают за ту же стоимость большую скорость. При высокоскоростных тарифах более 110Мбит/с сказывается неудовлетворенность ожиданием скорости работы в сети, которую абонент связывает с оператором связи, а на самом деле на таких скоростях в значительной степени начинают сказываться возможности абонентских терминалов

(компьютеров, планшетов и т.д.) и правильное расположение и настройка абонентского оборудования.

Литература

1. J'son & Partners Consulting. Основные показатели рынка фиксированного ШПД в России. Прогноз развития до 2025 года, Аналитический отчет// Февраль 2017г., URL:http://json.tv/ict_telecom_analytics_view/osnovnye-pokazateli-rynka-fiksirovannogo-shpd-v-rossii-prognoz-razvitiya-do-2025-goda (дата обращения: 28.02.2017)

References

1. J'son & Partners Consulting. The Main Indicators of The Fixed Broadband Market in Russia. Forecast of Development up to 2025, Analytical Report // February 2017., URL:http://json.tv/ict_telecom_analytics_view/osnovnye-pokazateli-rynka-fiksirovannogo-shpd-v-rossii-prognoz-razvitiya-do-2025-goda (date of access: 28.02.2017).

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРА ПРОТОКОЛА АВТОМАТИЧЕСКОГО УСТАНОВЛЕНИЯ СОЕДИНЕНИЯ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА НА ИНТЕГРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КАНАЛА ВЫЗОВА В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ ПОМЕХ

Е.А. Гаврилин, А.А. Крикунов, Д.А. Ковальков

Филиал военной академии РВСН, г. Серпухов, Россия

Аннотация. В статье представлена математическая модель функционирования канала вызова процедуры автоматического установления соединения, позволяющая найти его интегральные характеристики, такие как относительная пропускная способность и среднее время задержки установления соединения в условиях воздействия помех. Также проведена оценка влияния параметра протокола эти характеристики и выработаны рекомендации по повышению качества канала.

Ключевые слова: процедура автоматического установления соединения (ALE), случайный множественный доступ, коллизия, относительная пропускная способность, среднее время задержки установления соединения.

INVESTIGATION OF THE INFLUENCE OF THE PARAMETER OF THE PROTOCOL OF AUTOMATIC CONNECTION IN THE DECAYMETRAL RANGE COMMUNICATION SYSTEMS ON THE INTEGRATED CHARACTERISTICS OF THE CHALLENGE CHANNEL IN THE CONDITIONS OF IMPACTS

E.A. Gavrilin, A.A. Krikunov, D.A. Kovalkov

The branch of the military Academy of the strategic missile forces, Serpukhov, Russia

Abstract The article presents a mathematical model of the functioning of the call channel of the automatic connection establishment procedure, which allows to find its integral characteristics, such as the relative throughput and the average delay time for establishing a connection in the presence of interference conditions. Also, an assessment of the influence of the protocol parameter on these characteristics was made and recommendations for improving the quality of the channel were developed.

Keywords: automatic connection establishment (ALE) procedure, random multiple access, collision, relative throughput, average connection delay time.

1.Введение

В связи с возросшей потребностью в средствах связи, позволяющих обеспечить безопасную и своевременную передачу как данных, так и голоса на большие расстояния, все большее внимание начинает уделяться системам связи, работающим в ДКМ-диапазоне и использующим процедуру ALE [1]. Реализация данной процедуры требует оценки ее эффективности и, самое главное, обоснования ее параметров, улучшающих в конечном счете качество информационного обмена.

2.Основная часть

Качество доведения информации в системах связи с ALE (например стандарт связи MIL-STD-188-141B) во многом зависит от качества канала вызова, который, в силу использования протокола СМД, является неустойчивым к увеличению нагрузки. Для предотвращения коллизии запросов на установление соединения (PDU-Запросов) используются, так называемые, интервалы вызова. Структура синхронного периода вызова стандарта связи MIL-STD-188-141B представлена на рисунке 1[1].

Следует отметить, что абонент, не передавший PDU-Запрос из-за того, что другой абонент выбрал интервал вызова с меньшим порядковым номером, либо произошла коллизия или возникла ошибка при передаче из-за воздействия помех начинает передавать свой запрос на установление соединения в следующем периоде вызова. В условиях увеличенной нагрузки это обстоятельство негативно сказывается на интегральных показателях качества канала вызова таких как относительная пропускная способность и среднее время задержки установления соединения. Поэтому предлагается ввести параметр $pr \in (0,1]$, который представляет собой вероятность того, что абонент «настаивает» на своей повторной передаче PDU-Запроса в следующем периоде вызова [3] и оценить его влияние на характеристики канала связи.

$T_{пер.выз.}$ (4 с)

Рис. 1. *Структура синхронного периода вызова*

Считаем, что поток вызовов от абонентов является простейшим, тогда вероятность появления PDU-Запроса от одного абонента в текущем периоде вызова p_0, определяется по формуле

$$p_0 = 1 - e^{-\lambda \cdot T_{пер.выз}} \quad (1)$$

где:

λ-интенсивность поступления запросов на установление соединения от одного абонента,

$T_{пер.выз}$-длительность периода вызова.

Обозначим:

N - общее количество абонентов сети.

$P_{ош.уст} = 1 - P_{усп.обмен}$ -вероятность возникновения ошибки при установлении соединения (ошибка при передаче PDU-Запроса, либо PDU-Подтверждения).

На основе КМЦ [2] была построена модель канала вызова, граф состояний которой представлен на рисунке 2.

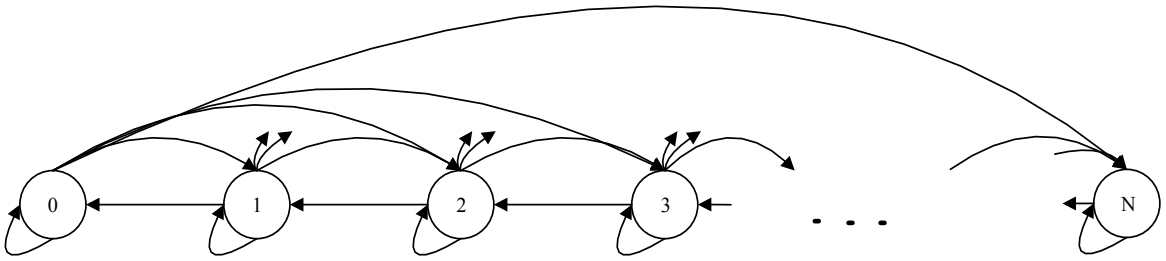


Рис. 2. *Граф состояний и переходов математической модели канала вызова систем связи с ALE.*

В качестве состояния канала $n=\{0,\ 1,\ 2,\ \ldots,\ N\}$ принимается число абонентов, пытающихся повторно установить соединение. Тогда матрица вероятностей переходов между состояниями задается выражением

$$p_{nm}=\begin{cases} 0, & m\le n-2 \\ \left(1-P_{ош.уст}\right)\cdot P_0^n\sum\limits_{k=0}^{n} P_{пер}^{kn}\cdot P_{повт.k}^{n}, & m=n-1 \\ P_{m-n}^{n}\left(\sum\limits_{k=0}^{n} P_{повт.k}^{n} P_{колл}^{m-n+kn}+P_{ош.уст}^{m}\sum\limits_{k=0}^{n} P_{повт.k}^{k}\cdot P_{пер}^{k}\right)+ & \\ +P_{m-n+1}^{n}\left(1-P_{ош.уст}\right)\sum\limits_{k=0}^{n} P_{повт.k}^{n}\cdot P_{пер}^{m-n+k+1}, & n\le m\le N-1 \\ P_{m-n}^{n}\left(\sum\limits_{k=0}^{n} P_{повт.k}^{n} P_{колл}^{m-n+kn}+P_{ош.уст}^{m}\sum\limits_{k=0}^{n} P_{повт.k}^{k}\cdot P_{пер}^{k}\right) & n\le m=N \end{cases} \qquad (2)$$

где:

P_k^n – вероятность возникновения ровно k запросов на установление соединения на периоде вызова при нахождении канала в состоянии n;

$$P_{kNn}^{C_n^{kkNn}\cdot P_0^{k}\cdot(1-P_0)^{N-n-k}} \qquad (3)$$

$P_{повт.k}^n$ – вероятность возникновения ровно k запросов на установление соединения на периоде вызова от абонентов, находящихся в состоянии повторной передачи PDU-запроса:

$$P_{повт.k}^{C_n^{kkn}\cdot P_r^{k}\cdot(1-P_r)^{n-k}} \qquad (4)$$

$P_{пер}^k$ – вероятность того, что один из абонентов выберет интервал вызова с меньшим порядковым номером, чем остальные $(k-1)$ абонентов при равновероятном выборе интервала вызова.

$P_{колл}^k$ – вероятность того, что коллизия при передаче запроса возникнет в интервале вызова с наименьшим порядковым номером и в этом случае не будет передано ни одного запроса,

$$P_{колл}^{k}=1-P_{пер}^{k},\quad k=\overline{1,N}. \qquad (5)$$

Вероятность того, что один из абонентов выберет интервал вызова с меньшим порядковым номером, чем остальные $(k-1)$ абонентов при равновероятном выборе интервала вызова, определяется выражением

$$P_{пер}^{k} = \begin{cases} \dfrac{klz}{l} \cdot \sum_{z=1}^{l-1} \left(\dfrac{-}{l} \right)^{k-1}, k = \overline{2,N} \\ 1, \qquad\qquad k = 1 \end{cases} \tag{6}$$

В том случае, когда $k = 1$, то считаем, что абонент однозначно передаст запрос в периоде вызова и коллизий не возникнет.

В силу эргодичности и регулярности цепи Маркова [1] существует стационарный вектор вероятностей состояний канала $П=(\pi_0, \pi_1, ..., \pi_N)$, удовлетворяющий уравнениям

$$\begin{aligned} &\pi_m = \sum_{n=0}^{N} \pi_n p_{nm}, m = \overline{0,N} \\ &\sum_{n=0}^{N} \pi_n = 1. \end{aligned} \tag{7}$$

Качество функционирования канала будем оценивать по таким показателям, как пропускная способность C канала (в запросах на период вызова) и среднее время $\overline{T}$ задержки установления соединения (в периодах вызова) [4], которые определяются выражениями

$$C = (N - \overline{n}) \cdot p_0 \tag{8}$$

$$\overline{T} = \overline{n} / C = \overline{n} / (Nn - \overline{p})_0, \tag{9}$$

где $\overline{n} = \sum_{i=0}^{N} \pi_i \cdot i$ – среднее число абонентов, находящихся в режиме повторной передачи PDU-запроса. График зависимости относительной пропускной способности канала C от значения параметра p_r при фиксированном значении суммарной нагрузки представлен на рисунке 3.

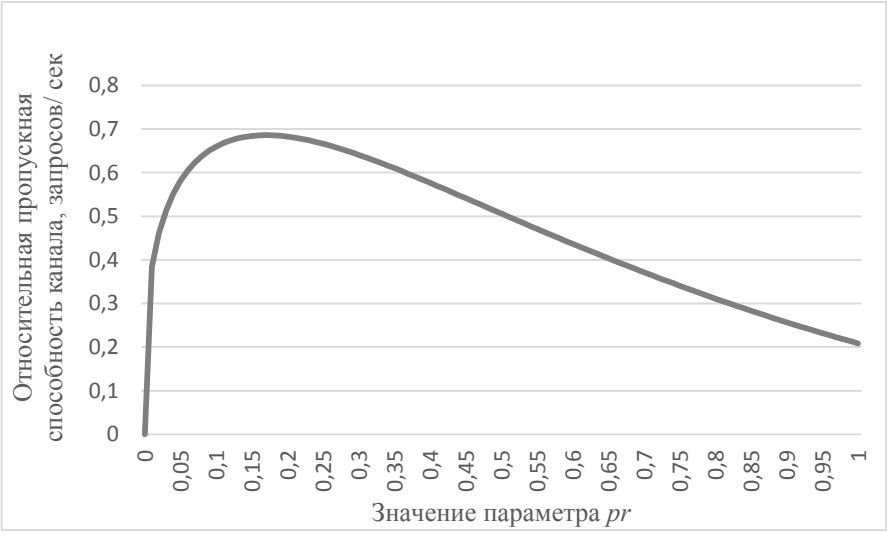


Рис. 3. *График зависимости относительной пропускной способности канала C от значения параметра p_r при суммарной нагрузке G=1 запрос/сек и $P_{ош.уст} = 0,01$.*

График зависимости среднего времени задержки установления соединения $\overline{T}$ (в периодах вызова) от значения параметра p_r при фиксированном значении суммарной нагрузки представлен на рисунке 4.

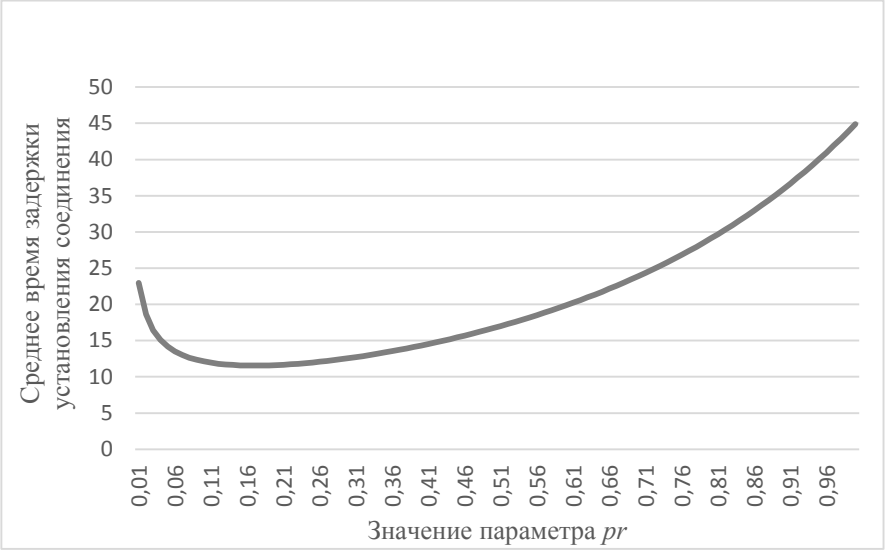


Рис. 4. *График зависимости среднего времени задержки установления соединения* $\overline{T}$ *от значения параметра* p_r *при суммарной нагрузке G=1 запрос/сек и* $P_{ош.уст} = 0,01$.

Из графиков видно, что в условиях большой нагрузки, когда абоненты пытаются повторно установить соединение в следующем периоде вызова (т.е. $p_r = 1$) качество канала вызова неудовлетворительное. Однако, при $p_r = 0,17$ обеспечивается максимум относительной пропускной способности и минимум среднего времени задержки установления соединения.

3. Заключение

Таким образом, повысить качество процедуры ALE можно не только изменением количества интервалов вызова l , но и путем изменения параметра p_r. Это позволит уменьшить число коллизий за счет уменьшения количество абонентов, одновременно пытающихся установить соединение на периоде вызова, тем самым и , соответственно, улучшить качество канала вызова. Полученные результаты исследований могут быть использованы при разработке систем связи с процедурой автоматического установления соединения.

Литература

1. MIL-STD-188-141B,Interoperability and Performance Standarts for Medium and High Frequency Radio Systems, Notice 1, 31.08.2001; Appendix C “Third-Generation HF Automation”.
2. Кемени, Джон Дж. Конечные цепи Маркова. / Джон Дж. Кемени, Дж. Л. Снелл; пер. с англ. – М.: Наука, 1970. – 272 с.
3. Клейнрок Л. Вычислительные системы с очередями. – М.: Мир, 1979. – 600 с.
4. Ковальков Д.А., Крикунов А.А., Гаврилин Е.А., Ломов П.С., Любинецкий С.В. Математическая модель канала случайного множественного доступа в условиях помех. Труды XXXVII Всероссийской научно-технической конференции «Проблемы эффективности и безопасности функционирования сложных технических и информационных систем». – Серпухов, 2017. –№5. – С. 137-142.

REFERENCES

1. MIL-STD-188-141B,Interoperabilityand Performance Standarts for Medium and High Frequency Radio Systems, Notice 1, 31.08.2001; Appendix C "Third-Generation HF Automation".
2. Kemeni, John J. Finite chains of Markov. / John J. Kemeni, JL Snell; translate with English.- M: Science, 1970. - 272 p.
3. Kleinrock L. Computing systems with queues.- M.: Mir, 1979. – 600 p.
4. D.A. Kovalkov, A.A. Krikunov, E.A. Gavrilin, P.S. Lomov, S.V. Lubinetskiy. Mathematical model a random multiple access data linkunder noise influence. Proceedings of the XXXVII Russian Scientific and Technical Conference"Problems of efficiency and safety of functioning of complex technical and information systems ».-Serpukhov, 2017. –№5.– S.137-142.

КОМПЬЮТЕРНАЯ ПРОГРАММА ОПТИМИЗАЦИИ СТРУКТУРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ДВУХУРОВНЕВОЙ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ

Ю.А. Тамм

ОАО «КОМКОР», Москва, Россия

Аннотация. Приводится описание программы по оптимизации топографической структуры двухуровневой сверхвысокоскоростной сети связи *DWDM* по топографическому и экономическому критерию. Описывается алгоритм программы и демонстрируется в динамике процесс ее работы.

Ключевые слова: .DWDM; оптимизация характеристик сети связи

A COMPUTER OPTIMIZE PROGRAM THE STRUCTURAL CHARACTERISTICS OF TWO-LEVEL TELECOMMUNICATION NETWORK

Y.A. Tamm

OJSV «COMCOR», Moscow, Russia

Abstract. The program description on optimization of topographic structure of two-level ultra-high-speed DWDM communication network by topographic and economic criterion is given. The algorithm of the program and the process of its operation is demonstrated in dynamics is described.

Keywords: DWDM; optimization of characteristics of a telecommunication network.

В последнее время при построении сетей связи большое внимание уделяется скоростным характеристикам. Особая роль здесь отводится технологии многоволнового уплотнения оптоволокна - DWDM (Dense Wavelengths Division Multiplexing), позволяющей достичь огромных скоростей передачи – десятки и сотни Гбит/с.

В соответствии с [1], такая система сверхвысокоскоростных каналов (ССВК) структурно должна быть двухуровневой и состоять из относительно малого числа узловых станций транспортной сети (первый уровень) и ансамбля парных пользовательских соединений абонентского участка (второй уровень). При этом часть каналов проходит через сеть (сетевые каналы), а другую, характеризуемую относительно короткими расстояниями между пользователями, целесообразно формировать на основе выделенных оптоволоконных линий типа «точка-точка».

Для расчета оптимальных параметров ССВК в [2] в качестве отправных характеристик использованы данные о некой группе предварительно заданных сверхвысокоскоростных каналов. Путем интерполяции характеристик такой сети, оптимизированной для данной группы каналов, спрогнозированы, с заданной точностью, параметры новой, более крупной системы, в том числе, с учетом перспективы ее развития.

Полученные в [1] данные расчета в части магистральных узлов отражают только их требуемое (оптимальное) количество, но не дают ответ на вопрос об их топологическом размещении. Также не затронут вопрос оптимизации экономических характеристик системы.

Для устранения этого недостатка была разработана специальная компьютерная программа, построенная на основе широко известного метода «кратчайшего градиентного спуска» [3]. Программа учитывает структурные и экономические аспекты при построении ССВК, а также особенности сети, состоящие в том, что часть наиболее коротких по протяженности абонентских линий пользовательских каналов целесообразно организовать не по сети, а по выделенным линиям [2].

Алгоритмическим условием того, что канал следует организовывать по выделенной линии, является то, что расстояние между парой корреспондирующих пользователей меньше, чем сумма двух абонентских линий при проключении канала по сети.

В процессе построения оптимизационной программы был выбран наиболее полно отвечающий коммерческой сути проекта – экономический критерий, а именно совокупная стоимость сетевых сооружений - C_c.

Согласно приведенной выше логики реализации сети формула для C_c. может быть представлена следующим полиномом:

$$C_c = \nu_л \eta [\sum_{i=1}^{\frac{n}{2}} \lambda_i^{(b)} + \sum_{j=1}^{m} \lambda_j^{(c)} + \sum_{k=1}^{K} \lambda_k^{(N)}] + \sum_{t=1}^{n+m} V_{a_t} + \sum_{p=1}^{N} V_{N_p}.$$

Здесь:

n- количество абонентов, соединенных через выделенные линии;

m- количество абонентов, подключенных через сеть DWDM (очевидно ***n+m=M***, где ***M*** - общее количество абонентов в системе);

K- количество межузловых линий;

N- количество узлов транспортной сети;

$\lambda_i^{(\lambda)}$- длина ***i***-ой выделенной линии;

$\lambda_i^{(c)}$-длина ***j***-й сетевой абонентской линии;

$\lambda_i^{(N)}$-длина ***k***-й межузловой соединительной линии;

V_{a_t}- стоимость ***t***-го абонентского оборудования пользователя;

V_{N_p}- стоимость оборудования ***p***-го узла сети;

$\nu_л$- удельная (погонная) стоимость оптоволоконной линии;

η - коэффициент искривления линии для территории, обслуживаемой сетью.

При расчетах два последних компонента в выражении для C_c были заменены на $(n+m)V_N$ и $N(V_N)$ соответственно, поскольку их дифференциация на практике мало сказывается на итоговых результатах.

В процессе программной оптимизации требовалось, путем итерационного варьирования местоположением сетевых узлов, используя метод кратчайшего градиентного спуска [2], обеспечить:

$$varC_c(.) \rightarrow C_{c_{min}}.$$

При этом, в качестве исходных параметров выбиралось: местоположение пользовательских точек и их количество (***M***), количество узловых станций (***N***) и количество межузловых линий (***K***), найденных на основании расчетов в [1], значений V_a, V_N, $\nu_л$ и η.

При отсутствии конкретных топологических сведений о расположении точек пользователей на местности их дислокация в программе может быть задана данными о плотности расположения соответствующих точек.

Указанная программа была создана в среде C++.

В качестве примера, приведены результаты конкретного оптимизационного расчета по Программе, применительно к задачам построения *DWDM* системы крупной Московской оптоволоконной сети АКАДО.

Было задано:

$\boldsymbol{M}$=50; $\boldsymbol{N}$=6; $\boldsymbol{K}$=8; V_N=300 тыс.руб.; V_a=10 тыс.руб.; $\nu_л$ =100 тыс.руб./км.

Было получено:

$$C_{c_{min}} = 1{,}4 \text{ млн.руб.}$$

При этом определено, как и требовалось, оптимальное размещение узловых станций на территории, обслуживаемой сетью.

Заключение

Описанный выше подход по оптимизации технико-экономических характеристик двухуровневой сети связи по различным критериям при минимальном объеме исходных данных позволил создать удобную для расчетов программу, реально используемую на практики. Программа может быть полезна операторам связи при оценке основных объемных характеристик будущей телекоммуникационной сети на ранних стадиях ее проектирования.

Литература

1. Тамм Ю.А. «Моделирование и оптимизация системы сверхвысокоскоростных телекоммуникационных каналов при априори минимальных исходных данных»//Вопросы оборонной техники. –серия 3 выпуск 2(381), - 2014г., с.-51-56
2. Тамм Ю.А., Бух-Винер Н.Ф. «Стохастическая модель для оптимизации технико-экономических характеристик выделенной сети сверхвысокоскоростных каналов связи городского типа»// Проектирование и технология электронных средств/ Владимир. 2016. - №3 – С. 22-27
3. Уайлд Д . Методы поиска экстремума/Д. Уайлд//М.:пер. с англ. Наука. - 1967, - С.257

References

1. Tamm Y.A. «Modeling and optimization of the system of ultra-high-speed telecommunication channels with an priori minimal initial data»/ Questions of defense technology. // Moscow. – series 3, - issues 2(381), - 2014, p.p.-51-56
2. Tamm Y.A., Bukh-Viner N.F. «A Stochastic Model for Optimizing the Technical and Economic Characteristics of a Super high-Speed Channels Allocated Data Transfer Network»/ Design and Technology of Electronic Facilities // Vladimir. 2016. - №3 – p.p. 22-27
3. Wild D.J. Methods of extremum search/ Wild D.J. //M.:Nauka,1967 (in Russian)., p.257

МЕТОДИКА ОПТИМИЗАЦИИ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ПЕРЕНОСИМЫХ МАГИСТРАЛЬНЫХ УЗЛОВЫХ СТАНЦИЙ ПРИ ЭКСПЛУАТАЦИИ БОЛЬШИХ ОПТОВОЛОКОННЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ

Ю. А. Тамм, Н. Ф. Бух-Винер

ОАО «КОМКОР», Москва, Россия

Аннотация. Приводится универсальная методика выбора нового, оптимального с точки зрения минимизации длин соединительных линий, местоположения магистральных узловых станций большой телекоммуникационной сети при необходимости их переноса на новое место. При выборе места перемещения учитывается не только наиболее удобное расположение нового узла по критерию минимума требуемой для этого длины коммуникаций, но так же и наличие вблизи подходящих сооружений, в которых может быть размещен переносимый узел. Дается описание соответствующей компьютерной программы для проведения реальных расчетов.

Ключевые слова: минимизация длин соединительных линий; магистральные узловые станции; коэффициент искривления соединительных линий.

THE TECHNIQUE OF OPTIMIZATION OF THE RELOCATION TRUNK NODAL STATIONS IN THE OPERATION OF LARGE FIBER OPTIC TELECOMMUNICATION NETWORKS

Y. A. Tamm, N. F. Bukh-Viner

OJSV «COMCOR», Moscow, Russia

Abstract. The universal method of choosing a new, optimal from the point of view of minimizing the lengths of connecting lines, the location of the trunk nodal stations of a large telecommunications network, if necessary, their redeployment to a new location is presented. When choosing a place of deployment, not only the most convenient location of the new node is taken into account according to the minimum required for this increment of the length of communications, but also the availability of suitable facilities near where the node can be placed. The description of the corresponding computer program for carrying out real calculations is given.

Keywords: minimization of the lengths of the connecting lines; trunk nodal station; coefficient of curvature connecting lines.

Необходимость переноса местоположения узловых станций телекоммуникационной сети может быть вызвана различными причинами: отказ в аренде помещения, где располагается узел, недостаток имеющейся площади для развития узла, невозможность требуемого наращивания подводимой электроэнергии, снос здания и т.п.

Перемещение узла, как правило, связано с определенными трудностями, обусловленными, в частности, сложностями в демонтаже/монтаже оборудования узла, необходимостью переноса коммуникаций, неизбежным, прерыванием сетевого трафика для группы абонентов и т.п.

Одной из важнейших задач при изменении местоположения узла, являются требования, связанные с перспективным развитием системы. Рекомендованное расположение перемещаемого узла должно быть таким, чтобы при подключении новых

пользователей дополнительная длина соответствующих абонентских линий была минимальной. В настоящем исследовании такой подход принят в качестве основного для нахождения нового местоположения переносимого узла (узлов) сети.

Воспользуемся процедурой выбора оптимального положения узловых станций на основе метода «кратчайшего градиентного спуска» [1] примененного для подобной задачи в [2], с той лишь разницей, что предполагается варьирование положением не всех узлов сети , а только того узла (тех узлов), который (которые) требуется переносить.

Принимая, что статистика распределения будущих трибутарных объектов сети (ТбО), как правило, априори стабильна, можно предположить, что она и в рассматриваемом случае будет мало отличаться от существующей. Примем распределение имеющихся ТБО узлов ($M\{a_{(.)}\}$) в качестве статистически устойчивых для данной местности исходных данных и используем их для выбора нового, оптимального местоположения переносимого узла (узлов).

Следует заметить, что при переносе одного единственного узла транспортной сети его «опора» только на его существующий собственный кластер ТБО может привести к определенным погрешностям в получаемых результатах, поскольку некоторые трибутарные объекты соседних узлов могут оказать на вычисляемое значение нового местоположения узла определенное влияние.

Поэтому для получения более точных рекомендаций по новому местоположению переносимого узла следует рассматривать группу ТБО, прилежащих, в том числе, и к соседним с $N_{(.)}$ узлам исследуемой сети. Такой подход дает более точные результаты анализа, а также позволяет обеспечить процедуру выбора оптимального местоположения сразу для нескольких узлов требующих перемещения. В идеальным и вполне осуществимым на практике случае следует учитывать ТБО инцидентные всем узлам сети. В этом случае, релевантность выбора предлагаемых новых мест расположения переносимых узлов будет, естественно, максимальной.

Пусть кластер выбранных трибутарных объектов (a_h), прилежащих к переносимому узлу N_s определяется множеством:

$$M\{a_{s_k}, k \in (1 \div K_k)\}_s.$$

Здесь: *s*– номер переносимого узла, *k*– текущий номер трибутарного объекта *t*-го узла, K_k – общее количество выбранных трибутарных объектов (под $a_{(.)}$, $N_{(.)}$, кроме обозначения собственно объектов сети, будем подразумевать, при дальнейших вычислениях, их абсолютные координаты – широту, долготу).

Введем, как и в [2], понятие целевой функции - $L_{(.)}$, отражающей среднее значение длины соединительных линий $\lambda_{(.)}$, относящихся к соответствующим ТбО.

Будем искать такое новое положение переносимого узла N_s, при котором нижеприведенное значение целевой функции L_t будет минимальным, что соответствует минимальной общей длине коммуникации [2].

Иначе говоря, требуется:

$$L_{s_{min}} = min \cdot \eta \cdot \frac{1}{K_k} \sum_{i=1}^{K_s} \lambda(a_k, N_s). \qquad (1)$$

Здесь K_s – количество ТбО, прилежащих к данному узлу, $\lambda(a_k, N_s)$ – расстояние по прямой от трибутарного объекта a_k до узла N_s.

С целью приближения настоящей модели к реальности в (1) введен среднестатистический коэффициент искривления линий η, отражающий, насколько фактическая длина соединительной линии (СЛ) для территории, обслуживаемой сетью, в среднем отличается от прямой (по Москве в целом $\eta = 2{,}16$ [3]).

Для поиска экстремума, а именно $minL_t$, воспользуемся, как указывалось, хорошо известным методом «наикратчайшего градиентного спуска» [1].

Будем придавать небольшие круговые приращения местоположению узла N_{s_t} на величину Δ_i (здесь i- номер итерации, $i \in (1 \div R)$, R – общее количество итераций по поиску экстремума), определяя тем самым направление максимального отрицательного значения градиента. Осуществляя пошаговое смещение положения узла в таком направлении, обеспечим регулярное уменьшение значения целевой функции на данной ступени оптимизации.

Окончанием процесса оптимизации местоположения смещаемого узла будет, естественно, нулевое значение градиента при смещении положения узла в любом направлении, что соответствует достижению глобального минимума целевой функции.

Представим математически описанную процедуру, что важно для составления компьютерной программы по выбору места переносимого узла, предназначенной для практического использования при развитии системы. Перейдем от скалярного представления процессов к векторному.

Примем, что кластер ТБО сети, относящийся к смещаемому узлу N_s, определяется векторным множеством M_s:

$$M_s\{\overrightarrow{(a_k, N_s)}\}.$$

То же, но для промежуточной (j-й) итерации:

$$M_{s_j}\{\overrightarrow{(a_k, N_{s_j})}, k \in (1 \div K_k), j \in (1 \div R)\},$$

где N_j- положение s-го перемещаемого узла для j-й итерации, R – номер последней итерации.

Финальная стадия оптимизации при принятом представлении процесса, будет характеризоваться следующим множеством:

$$M_{s_R}\{\overrightarrow{(a_k, N_s)}, k \in (1 \div K_s)\}.$$

Здесь M_{s_R} – найденное оптимальное местоположение перенесенного s-го узла.

Выбранные оптимальные места перемещения узлов далеко не всегда могут быть в точности приняты к реализации для размещения узловых станций. Маловероятно, что именно в этих точках, можно найти помещение, пригодное для развертывания узлового оборудования. Проектные подразделения оператора обычно предлагают несколько таких помещений в районе рекомендованных точек и задача проектировщиков выбрать из них те, которые наиболее полно удовлетворяет заданным требованиям. Очевидно, это, при прочих равных условиях, те точки, которые ближе всего располагается к рекомендованным местам размещения переносимых узлов.

Подобная процедура «привязки» заложена в компьютерную программу, разработанную крупным московским операторам связи АКАДО (ОАО «КОМКОР»), которая позволяет выдать в итоге окончательную, с «привязкой» к реальным объектам на местности, рекомендацию по размещению переносимых узлов.

Заключение

Предложенный метод выбора нового оптимального местоположения переносимого узла проверен на практике и может быть рекомендован операторам крупных сетей связи для использования в процессе эксплуатации их телекоммуникационных систем.

Литература

1. Уайлд Д. «Метод поиска экстремума»/ Д. Уайлд// пер. с англ. «Наука» / монография – г. Москва, 1967., -267с.
2. Тамм Ю.А. «Территориальное перемещение (перенос) узловых станций большой оптоволоконной инфокоммуникационной системы городского типа»//Вопросы оборонной техники. –серии 3 выпуск 4-5(383-384), - 2014г., -14-19.С.
3. Спиридонов, Ю.А. Тамм, Н.Ф. Бух-Винер «К оценке коэффициента искривления волоконно-оптических линий телекоммуникационных сетей Московского региона (на примере «ОАО» КОМКОР)»/ /XI международная науч. техн. конф. Перспективные технологии в средствах передачи информации – ПТСПИ’2015 Материалы конф. 12-14 ноября 2015г. Суздаль, 2015, с. 66-67

References

1. Wild D.J. Methods of extremum search/ Wild D.J. //M.:Nauka,1967 (in Russian)., -267p.
2. Tamm Y.A. The territorial relocating trunk nodal stations within big telecommunication fiber optical network»// Questions of defense technology. // Moscow. –series 3 issues 4-5(383-384), - 2014., -14-19.Pp.
3. Tamm Y.A., Spiridonov Y.S., Bukh-Viner N.F. «To an Estimation of Coefficient of a Curvature of Fiber-Optical Lines of Telecommunication Networks of the Moscow Region»/ /XI International scientific conference "Perspective Technologies in the Information Transmission Media" – PTITM’2015 12-14 November 2015//. Suzdal,- 2015, p.p.. 66-67

МЕТОДИКА ОПТИМИЗАЦИИ СОВМЕСТНОГО УПРАВЛЕНИЯ ТРАФИКОМ И ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТЬЮ МУЛЬТИСЕРВИСНОЙ СЕТИ СВЯЗИ

С.М. Одоевский[1], В.П. Хоборова[1]

[1] Военная академия связи им. маршала Советского Союза С.М.Буденного (ВАС), Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация: Предлагается методика оптимизации совместного управления трафиком и пропускной способностью мультисервисной сети связи в рассматриваемом направлении по двум маршрутам с управляемым разделением потоков данных и пропускной способности используемых каналов, при различной согласованности управляющих воздействий на смежных уровнях сетевой архитектуры.

Ключевые слова: методика оптимизации, распределение трафика и пропускной способности, смежные уровни сетевой архитектуры

THE OPTIMIZATION'S METHODS OF JOINT MANAGEMENT OF TRAFFIC AND THROUGHPUT IN MULTISERVICE COMMUNICATION NETWORK

S.M.Odoevsky[1], V.P.Khoborova[1]

[1] Military telecommunication's academy named after Marshal of Soviet Union S.M.Budyonny, St.Petersburg, Russian Federation

Abstract: A methods is proposed to optimize the joint management of traffic and throughput in multiservice communication network in the observed direction along two routes with controlled separation of data flows and throughput of the used channels, with different coordination of control actions at adjacent network architecture's levels.

Key words: optimization technique, traffic and throughput distribution, adjacent levels of network architecture

Современные мультисервисные сети связи должны обеспечивать требуемое качество связи при значительных текущих изменениях своего состояния и информационных потребностей абонентов. Традиционный способ обеспечения требований к связи в указанных условиях за счет долговременного избыточного выделения ресурсов пропускной способности (канального ресурса) сразу в нескольких маршрутах для каждого информационного направления требует слишком больших затрат и с ростом информационных потребностей абонентов становится практически нереализуем.

В то же время, для пакетных сетей, каковыми сейчас фактически являются мультисервисные сети связи, давно известны способы динамического перераспределения потоков в соответствии с текущим состоянием сети и информационных потребностей абонентов [1,2]. Однако практическая реализация указанных способов управления сетевыми ресурсами до сих пор осложнялась дополнительными накладными расходами, связанными с необходимостью реализации процедур оперативного контроля состояния сети и входных потоков, а также оперативного служебного обмена. Немаловажным сдерживающим фактором также являлось слабая совместимость разрабатываемых частных протоколов, реализующих указанное управление, с другими сетевыми протоколами и технологиями, на которых строятся современные пакетные сети.

В последние годы появились новые технологии и протоколы, совместимые с популярными пакетными IP-сетями, которые предоставляют удобные механизмы динамического управления потоками данных и пропускной способностью (канальным ресурсом) сети, которые принято называть инжинирингом трафика (Traffic Engineering, TE) [3].

Понятие инжиниринга трафика тесно связано с оптимизацией рабочих характеристик сети и включает аспекты улучшения качества обслуживания информационных потоков. Главной целью инжиниринга трафика является достижение эффективной работы сети. Функционирование сети считается эффективным, если каждый ее ресурс загружен, но не перегружен. Это означает, что коэффициент использования канального ресурса должен приближаться к единице, но не настолько, чтобы очереди пакетов к нему были постоянно большими, приводя к задержкам и потерям из-за переполнения внутренних буферов в маршрутизаторах.

В настоящей статье предлагается методика оптимизации инжиниринга трафика, реализующего пакетную передачу данных в отдельном информационном направлении по двум многоинтервальным маршрутам с управляемым разделением трафика (потоков данных) и пропускной способности используемых каналов (канального ресурса), при различной согласованности управляющих воздействий на смежных уровнях сетевой архитектуры. При этом под оптимизацией инжиниринга трафика понимается решение задачи оптимального распределения (разделения) долей потоков данных на верхнем уровне и долей канального ресурса на нижнем уровне с учетом относительной инерционности контуров управления на данных уровнях.

В качестве критерия оптимальности разделения потоков данных и канального ресурса могут выступать различные обобщенные показатели качества предоставляемых сетевых услуг и сетевых затрат. При решении подобных задач оптимизации одним из наиболее часто используемых показателей является обобщенный показатель времени задержки (или просто задержки) [1,2].

В связи с возможным отличием инерционности контуров управления на смежных уровнях сетевой архитектуры особую значимость приобретает получение граничных оценок эффективности оптимального управления распределением информационных потоков между имеющимися каналами (маршрутами) на верхнем уровне и пропускной

способности данных каналов на нижнем уровне в условиях быстро изменяющейся обстановки, что особенно актуально для инфокоммуникационных сетей специального назначения [4].

В роли ситуаций, которые характеризуются указанными граничными оценками, в [5,6] рассматривались три ситуации различной взаимной инерционности и согласованности контуров управления распределением долей $\{\alpha_i\}_n$ потока данных на верхнем уровне и долей $\{\gamma_i\}_n$ канального ресурса на нижнем уровне между $n \geq 2$ маршрутами.

Первая ситуация встречается, когда инерционность контура управления на нижнем уровне намного больше инерционности контура управления на верхнем уровне (или когда топология сети не позволяет перераспределять суммарную пропускную способность между разными каналами/маршрутами). Т.е. фактически управление распределением трафика выполняется только на верхнем уровне путем изменения долей $\{\alpha_i\}_n$ интенсивности потока пакетов при известном (контролируемом) распределении долей $\{\gamma_i\}_n$ пропускной способности каналов на нижнем уровне.

Вторая ситуация встречается, когда инерционность контура управления на верхнем уровне намного больше инерционности контура управления на нижнем уровне (или когда информационная структура трафика фиксирована и не позволяет перераспределять его доли между разными каналами/маршрутами). Т.е. фактически управление распределением трафика выполняется только на нижнем уровне путем изменения долей $\{\gamma_i\}_n$ пропускной способности каналов при известном (контролируемом) распределении долей $\{\alpha_i\}_n$ интенсивности потока пакетов на верхнем уровне.

Третья ситуация встречается, когда инерционности контуров управления на нижнем и на верхнем уровнях соизмеримы (характерно для широкополосных сетей доступа и магистралей с общим динамически распределяемым ресурсом). Т.е. фактически управление распределением трафика выполняется совместно и на верхнем уровне путем изменения долей $\{\alpha_i\}_n$ интенсивности потока пакетов, и на нижнем уровне путем изменения долей $\{\gamma_i\}_n$ пропускной способности каналов. При этом могут возникнуть три варианта взаимодействия этих контуров управления, два из которых соответствуют худшему результату (когда один из контуров управления по какой-то причине приводит не к снижению, а к завышению задержки), а один – лучшему (когда оба контура управления стремятся к снижению задержки).

Для всех трех ситуаций в [5] приведены результаты решения задачи оптимизации распределения трафика и канального ресурса в общем алгоритмическом и частично аналитическом виде для любого числа одноинтервальных маршрутов $n \geq 2$, а в [6] приведены соответствующие графические зависимости рассматриваемых обобщенных показателей задержки от распределяемых долей трафика и канального ресурса, а также графические соотношения между оптимальными значениями указанных долей для n=2 при различных значениях относительной интенсивности поступающих пакетов $\lambda \in (0,1)$ (при нормированной суммарной интенсивности обслуживания $\mu = 1$).

В качестве обобщенного показателя задержки T_o в [5,6] рассматривались два показателя: среднее $T_{o.cp}$ и наибольшее $T_{o.max}$ время задержки по всем каналам. Первый показатель является наиболее популярным при решении задач оптимизации маршрутизации и распределения потоков данных в пакетных сетях [1,2]. Одним из недостатков данного показателя является его нечувствительность к разбросу задержек в отдельных маршрутах. Данного недостатка лишен второй показатель, минимизация которого позволяет выровнять задержки в различных маршрутах [7].

Независимо от выбора обобщенного показателя задержки T_o предполагается известным функциональная зависимость средней задержки $T_i(\lambda_i, \mu_i, k_i)$ в каждом маршруте $i \in [1,n]$ от интенсивности пакетов λ_i на его входе, от его пропускной способности μ_i (интенсивности обслуживания) и от количества k_i ребер (интервалов) в данном маршруте. В сетях пакетной коммутации [1,2] в качестве указанной функциональной зависимости на отдельных интервалах обычно используется выражение, соответствующие модели одноканальной системы массового обслуживания (СМО) M/M/1. Предполагая (в худшем случае), что на каждом интервале любого маршрута $i \in [1,n]$ с зарезервированной сквозной пропускной способностью виртуального канала (туннеля) μ_i допустимо использование данной модели, для оценки функциональной зависимости $T_i(\lambda_i, \mu_i, k_i)$ можно использовать выражение:

$$T_i(\lambda_i, \mu_i, k_i) = k_i / (\mu_i - \lambda_i). \quad (1)$$

В рассматриваемом случае наличия только двух маршрутов n=2 распределение (разделение) трафика между ними описывается двумя долями $\alpha_1=\alpha$, $\alpha_2 = 1 - \alpha$, зависящими фактически от одного параметра $\alpha \in [0,1]$. Аналогичным образом распределение (разделение) канального ресурса между ними описывается двумя долями $\gamma_1=\gamma$, $\gamma_2 = 1 - \gamma$, зависящими от одного параметра $\gamma \in [0,1]$. При этом указанные выше обобщенные показатели задержки $T_{o.cp}$ и $T_{o.max}$ будут зависеть от управляемых параметров разделения трафика α и канального ресурса γ, а также от нормированной интенсивности пакетов λ, эквивалентной интенсивности нагрузки $\rho = \lambda/\mu$ при μ=1, с учетом выражения (1) следующим образом:

$$T_o = T_{o.cp} = \alpha \cdot k_1 / (\gamma - \lambda \cdot \alpha) + (1-\alpha) \cdot k_2 / ((1-\gamma) - \lambda \cdot (1-\alpha)) \quad (2)$$

$$T_o = T_{o.\max} = \max(k_1 / (\gamma - \lambda \cdot \alpha), k_2 / ((1-\gamma) - \lambda \cdot (1-\alpha)) \quad (3)$$

Решение задачи оптимизации управления распределением трафика при заданном (контролируемом) распределении канального ресурса или распределением канального ресурса при заданном (контролируемом) распределении трафика по критерию минимума среднего времени задержки было сведено к решению уравнения, сформированного на основе условия минимума функции (2), путем взятия производной

от данного выражения по параметру α или по параметру γ (можно показать, что относительно данных параметров функция (2) является выпуклой) и приравнивания ее нулю с дополнительным контролем допустимого диапазона значений $0 \le \alpha \le 1$ и $0 \le \gamma \le 1$.

При использовании критерия минимизации максимального времени задержки (3) решение указанной выше задачи оптимизации было получено путём её сведения к решению уравнения, сформированного на основе другого признака экстремума, а именно – равенства задержек в обоих невырожденных маршрутах (т.е., когда $0 < \alpha < 1$ или $0 < \gamma < 1$).

С учетом введенных управляемых и взаимно наблюдаемых (с различной задержкой) параметров разделения трафика α и канального ресурса γ, контролируемой относительной интенсивности λ, а также двух обобщенных показателей задержки $T_{\text{o.cp.}}$ и (2) и $T_{o.max}$ (3) предлагаемая методика оптимизации совместного управления трафиком и пропускной способностью представлена далее в виде определенных действий по выбору (расчету) оптимальных значений указанных параметров α^* и γ^*, при которых достигается минимум обобщенных показателей задержки $T^*_{\text{o.cp.}}$ и $T^*_{o.max}$ с учетом контролируемых параметров λ, γ и α для каждой из рассмотренных выше ситуаций.

Все приведенные далее по тексту функциональные зависимости в аналитическом виде представлены в таблицах 1 и 2 для случаев оптимального управления распределением трафика и канального ресурса по критериям min $T_{\text{o.cp}}$ и min $T_{\text{o.max}}$, соответственно.

В первой ситуации оптимальное управление распределением трафика предполагает преобразование контролируемых значений параметров λ и γ в зависимости от выбранного критерия эффективности (обобщенного показателя задержки) в оптимальное значение управляемого параметра $\alpha^*_{\text{ср.1}}(\lambda,\gamma)$, который обеспечивает минимальное значение обобщенного показателя средней задержки $T^*_{\text{o.cp.1}}(\lambda,\gamma)$, или параметра $\alpha^*_{\text{max.1}}(\lambda,\gamma)$, который обеспечивает минимальное значение обобщенного показателя максимальной задержки $T^*_{\text{o.max.1}}(\lambda,\gamma)$.

Во второй ситуации оптимальное управление распределением канального ресурса предполагает преобразование контролируемых значений параметров λ и α в зависимости от выбранного критерия в оптимальное значение управляемого параметра $\gamma^*_{\text{ср.2}}(\lambda,\alpha)$, который обеспечивает минимальное значение обобщенного показателя средней задержки $T^*_{\text{o.cp.2}}(\lambda,\alpha)$, или параметра $\gamma^*_{\text{max.2}}(\lambda,\alpha)$, который обеспечивает минимальное значение обобщенного показателя максимальной задержки $T^*_{\text{o.max.2}}(\lambda,\alpha)$.

В третьей ситуации оптимальное управление распределением трафика и канального ресурса предполагает преобразование контролируемого значения параметра λ в зависимости от выбранного критерия в оптимальные значения управляемых параметров $\alpha^*_{\text{ср.3}}$ и $\gamma^*_{\text{ср.3}}$, которые обеспечивают минимальное значение обобщенного показателя средней задержки $T^*_{\text{o.cp.3}}(\lambda)$, или параметров $\alpha^*_{\text{max.3}}$ и $\gamma^*_{\text{max.3}}$, которые обеспечивают минимальное значение обобщенного показателя максимальной задержки $T^*_{\text{o.max.3}}(\lambda)$.

Таблица 1 – Функциональные зависимости, характеризующие оптимальные решающие правила по критерию min $T_{\text{о.ср}}$ и достигаемые при этом значения обобщенных показателей задержки

Ситуация 1
$$\alpha^{*}_{ср.1}=\begin{cases}0, & (\gamma<k_1/k_1+k_2)\cap(\lambda<\lambda_0(\gamma))\\ \alpha^{**}_{ср}(\lambda,\gamma), & (\gamma=k_1/k_1+k_2)\cap(\lambda\geq\lambda_0(\gamma))\\ 1, & (\gamma>k_1/k_1+k_2)\cap(\lambda<\lambda_0(\gamma))\end{cases},$$ где $$\alpha^{**}_{ср}(\lambda,\gamma)=\frac{1}{\lambda}\cdot\left[\gamma-\frac{(1-\lambda)\cdot\sqrt{\gamma\cdot k_1}}{\sqrt{\gamma\cdot k_1}+\sqrt{(1-\gamma)\cdot k_2}}\right],$$ $$\lambda_0(\gamma)=\begin{cases}(1-\gamma)-\sqrt{\gamma}\cdot\sqrt{1-\gamma}\cdot\sqrt{\frac{k_2}{k_1}}, & \gamma\leq k_1/(k_1+k_2)\\ \gamma-\sqrt{\gamma}\cdot\sqrt{1-\gamma}\cdot\sqrt{\frac{k_1}{k_2}}, & \gamma>k_1/(k_1+k_2)\end{cases}.$$ $$T^{*}_{o.ср.1}=\begin{cases}\frac{k_2}{(1-\gamma)-\lambda}, & (\gamma<k_1/(k_1+k_2))\cap(\lambda<\lambda_0(\gamma))\\ T^{**}_{o.ср}(\lambda,\gamma), & (\gamma=k_1/(k_1+k_2))\cup(\lambda\geq\lambda_0(\gamma))\\ \frac{k_1}{\gamma-\lambda}, & (\gamma>k_1/(k_1+k_2))\cap(\lambda<\lambda_0(\gamma))\end{cases},$$ где $$T^{**}_{o.ср.1}(\lambda,\gamma)=\frac{\left(\sqrt{\gamma\cdot k_2}+\sqrt{(1-\gamma)\cdot k_1}\right)^2+\lambda\cdot(k_1+k_2)-2\cdot\left(\gamma\cdot k_2+(1-\gamma)\cdot k_1\right)}{\lambda\cdot(1-\lambda)}.$$
Ситуация 2
$$\gamma^{*}_{ср.2}(\lambda,\alpha)=\lambda\cdot\alpha+\frac{(1-\lambda)\cdot\sqrt{\alpha\cdot k_1}}{\sqrt{\alpha\cdot k_1}+\sqrt{(1-\alpha)\cdot k_2}},$$ $$T^{*}_{o.ср.2}(\lambda,\alpha)=\frac{\left(\sqrt{\alpha\cdot k_1}+\sqrt{(1-\alpha)\cdot k_2}\right)^2}{1-\lambda}.$$
Ситуация 3
Вариант наилучшего взаимодействия
$$\alpha^{*}_{ср.3}=\gamma^{*}_{ср.3}=\begin{cases}0, k_1>k_2\\ 1, k_1\leq k_2\end{cases},$$ $$T^{*}_{o.ср.3}(\lambda)=\min(k_1,k_2)/(1-\lambda).$$
Варианты наихудшего взаимодействия
$$\gamma^{*}_{ср.31}=k_1/(k_1+k_2),\quad \alpha^{*}_{ср.31}=\alpha^{*}_{ср.1}(\lambda,\gamma^{*}_{ср.31})=k_1/(k_1+k_2),$$ $$\alpha^{*}_{ср.32}=k_1/(k_1+k_2),\quad \gamma^{*}_{ср.32}=\gamma^{*}_{ср.2}(\lambda,\alpha^{*}_{ср.32})=k_1/(k_1+k_2),$$ $$T^{*}_{o.ср.31}(\lambda)=T^{*}_{o.ср.32}(\lambda)=(k_1+k_2)/(1-\lambda).$$

Таблица 2 – Функциональные зависимости, характеризующие оптимальные решающие правила по критерию min $T_{\text{o.max}}$ и достигаемые при этом значения обобщенных показателей задержки

Ситуация 1

$$\alpha^{*}_{\max.1}=\begin{cases}0, & \left(\gamma<k_1/(k_1+k_2)\right)\cap\left(\lambda<\lambda_m(\gamma)\right)\\ \alpha^{**}_{\max}(\lambda,\gamma), & \left(\gamma=k_1/(k_1+k_2)\right)\cup\left(\lambda\geq\lambda_m(\gamma)\right),\\ 1, & \left(\gamma>k_1/(k_1+k_2)\right)\cap\left(\lambda<\lambda_m(\gamma)\right)\end{cases}$$

где

$$\alpha^{**}_{\max}(\lambda,\gamma)=\frac{1}{\lambda}\cdot\left[\gamma-\frac{(1-\lambda)\cdot k_1}{k_1+k_2}\right],$$

$$\lambda_m(\gamma)=\begin{cases}1-\gamma\cdot\left(k_1+k_2\right)/k_1, & \gamma\leq k_1/\left(k_1+k_2\right)\\ \left((k_1+k_2)\cdot\gamma-k_1\right)/k_2, & \gamma>k_1/\left(k_1+k_2\right)\end{cases}.$$

$$T^{*}_{o.\max.1}=\begin{cases}\dfrac{k_2}{(1-\gamma)-\lambda}, & \left(\gamma<k_1/(k_1+k_2)\right)\cap\left(\lambda<\lambda_m(\gamma)\right)\\ \dfrac{k_1+k_2}{1-\lambda}, & \left(\gamma=k_1/(k_1+k_2)\right)\cup\left(\lambda\geq\lambda_0(\gamma)\right).\\ \dfrac{k_1}{\gamma-\lambda}, & \left(\gamma>k_1/(k_1+k_2)\right)\cap\left(\lambda<\lambda_0(\gamma)\right)\end{cases}$$

Ситуация 2

$$\gamma^{*}_{\max.2}(\lambda,\alpha)=\begin{cases}0, & \alpha=0\\ \alpha\cdot\lambda+\dfrac{(1-\lambda)\cdot k_1}{k_1+k_2}, & 0<\alpha<1\\ 1, & \alpha=1\end{cases}$$

$$T^{*}_{o.\max.2}(\lambda,\alpha)=\begin{cases}k_2/(1-\lambda), & \alpha=0\\ \left(k_1+k_2\right)/(1-\lambda), & 0<\alpha<1.\\ k_1/(1-\lambda), & \alpha=1\end{cases}$$

Ситуация 3

Вариант наилучшего взаимодействия

$$\alpha^{*}_{\max.3}=\gamma^{*}_{\max.3}=\begin{cases}0, & k_1>k_2\\ 1, & k_1\leq k_2\end{cases},$$

$$T^{*}_{o.\max.3}(\lambda)=\min\left(k_1,k_2\right)/(1-\lambda).$$

Варианты наихудшего взаимодействия

$$\gamma^{*}_{\max.31}=k_1/\left(k_1+k_2\right),\ \alpha^{*}_{\max.31}=\alpha^{*}_{\max.1}(\lambda,\gamma^{*}_{\max.31})=k_1/\left(k_1+k_2\right),$$

$$\alpha^{*}_{\max.32}=k_1/\left(k_1+k_2\right),\ \gamma^{*}_{\max.32}=\gamma^{*}_{\max.2}(\lambda,\alpha^{*}_{\max.32})=k_1/\left(k_1+k_2\right),$$

$$T^{*}_{o.\max.31}(\lambda)=T^{*}_{o.\max.32}(\lambda)=\left(k_1+k_2\right)/\left(1-\lambda\right).$$

Описанное оптимальное управление соответствует варианту наилучшего взаимодействия контуров управления на обоих уровнях.

Первому варианту худшего взаимодействия в третьей ситуации соответствует в зависимости от выбранного критерия задание управляемого параметра $\gamma^*_{ср.31}$, при котором обеспечивается максимальное значение минимального обобщенного показателя средней задержки $T^*_{о.ср.31}(\lambda) = T^*_{о.ср.1}(\lambda,\gamma^*_{ср.31})$ при задании управляемого параметра $\alpha^*_{ср.1}(\lambda, ,\gamma^*_{ср.31})$, или параметра $\gamma^*_{max.31}$, при котором обеспечивается максимальное значение минимального обобщенного показателя максимальной задержки $T^*_{о.max.31}(\lambda) = T^*_{о.max.1}(\lambda,\gamma^*_{max.31})$ при задании управляемого параметра $\alpha^*_{max.1}(\lambda,\gamma^*_{max.31})$.

Второму варианту худшего взаимодействия в третьей ситуации соответствует в зависимости от выбранного критерия задание управляемого параметра $\alpha^*_{ср.32}$, при котором обеспечивается максимальное значение минимального обобщенного показателя средней задержки $T^*_{о.ср.32}(\lambda) = T^*_{о.ср.2}(\lambda,\alpha^*_{ср.32})$ при задании управляемого параметра $\gamma^*_{ср.2}(\lambda,\alpha^*_{ср.32})$, или параметра $\alpha^*_{max.32}$, при котором обеспечивается максимальное значение минимального обобщенного показателя максимальной задержки $T^*_{о.max.32}(\lambda) = T^*_{о.max.2}(\lambda,\alpha^*_{max.32})$ при задании управляемого параметра $\gamma^*_{max.2}(\lambda,\alpha^*_{max.32})$.

Разработанная методика оптимизации совместного управления трафиком и пропускной способностью мультисервисной сети связи при передаче данных в отдельном направлении по двум многоинтервальным маршрутам с учетом различной инерционности и согласованности управляющих воздействий на смежных уровнях сетевой архитектуры опирается на полученные простые аналитические зависимости, которые алгоритмически обобщаются на более общий случай передачи данных в нескольких направлениях по большему количеству многоинтервальных маршрутов. Указанные особенности разработанной методики позволяют использовать ее в составе вычислительных процедур и специальных механизмов, реализующих инжиниринг трафика в современных мультисервисных сетях связи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бертсекас Д., Галагер Р. Сети передачи данных. – М.: Мир, 1989. – 544с.

2. Лазарев В.Г., Лазарев В.Ю. Динамическое управление потоками информации в сетях связи. – М.: Радио и связь, 1983. – 216 с.

3. Rui Valadas Paulo Salvador. Traffic Management and Traffic Engineering for the Future Internet. First Euro-NFWorkshop, FITraMEn 2008. Porto, Portugal, December 2008.

4.Моделирование системы оперативно - технического управления инфокоммуникационной сетью специального назначения. Трубников Д.О., Сарафанников Е.В., Шарапов И.О., Захаров К.Н. Наукоемкие технологии. 2017. Т. 18. № 11. С. 50-55.

5. Одоевский С.М., Яровикова О.В. Оптимизация управления распределением трафика на смежных уровнях сетевой архитектуры // Сб. науч. статей III МНТ и НМК «Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании». 25-26 февр. 2014г. – СПб: СПбГУТ, 2014. – С.323-328.

6. Одоевский С.М., Кочешков А.К., Хоборова В.П. Оптимизация инжиниринга трафика на смежных уровнях сетевой архитектуры // Сб. науч. статей VI МНТК «Современное состояние и перспективы развития систем связи и РТО в управлении авиацией». – Воронеж, 2017. – С. 138-142.

7. Лемешко А.В., Вавенко Т.В. Разработка и исследование потоковой модели адаптивной маршрутизации в программно-конфигурируемых сетях с балансировкой нагрузки // Управление, вычислительная техника и информатика. Доклады ТУСУРа. – № 3 (29). – 2013. – С.100-108.

REFERENCES

1. Bertsekas D., Galagert R. Data transmission networks. - Moscow: Mir, 1989. - 544p.

2. Lazarev VG, Lazarev V.Yu. Dynamic control of information flows in communication networks. - Moscow: Radio and Communication, 1983. - 216 p.

3. Rui Valadas Paulo Salvador. Traffic Management and Traffic Engineering for the Future Internet. First Euro-NFWorkshop, FITraMEn 2008. Porto, Portugal, December 2008.

4. Sarafannicov EV, Trubnikov DO, Sharapov I.O., Zaharov K.N. Modeling of operational and technical management system of the infocommunication network of special purpose // High technology science. 2017. T.18. №11. P.50-55.

5. Odoyevsky SM, Yarovikova OV Optimization of Traffic Distribution Management at Adjacent Levels of the Network Architecture // Sb. sci. articles III of MNT and NMC "Actual problems of info-telecommunications in science and education". Feb 25-26 2014g. - SPb: SPbGUT, 2014. - P.323-328.

6. Odoyevsky SM, Kocheshkov AK, Khoborova VP Optimization of traffic engineering at adjacent levels of the network architecture // Sb. sci. Articles VI of the ISTC "Current state and prospects of development of communication systems and RTO in aviation management". - Voronezh, 2017. - P. 138-142.

7. Lemeshko AV, Vavenko T.V. Development and research of the flow model of adaptive routing in software-configurable networks with load balancing // Control, Computer Science and Informatics. Reports of TUSUR. - No. 3 (29). - 2013. - P.100-108.

МЕТОДИКА ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ВОЗДЕЙСТВИЯ КОМПЬЮТЕРНЫХ АТАК НА ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННУЮ СЕТЬ

О.С. Лаута, М.А. Коцыняк, Д.А. Иванов, А.И. Суетин

Аннотация. В статье рассматривается методика, предназначенная для прогнозирования распределения компьютерных атак, с учётом места и роли элементов в защищаемой ИТКС.

Ключевые слова: информационно-телекоммуникационная сеть, техническая компьютерная разведка, компьютерная атака.

METHODOLOGY FOR PREDICTING THE INFLUENCE OF COMPUTER-ATTACKS ON THE INFORMATION-TELECOMMUNICATION NETWORK

O.S. Lauta, M.A. Kotsynyak, D.A. Ivanov, A.I. Suetin

Annotation. The article considers a technique designed to predict the distribution of computer attacks, taking into account the place and role of elements in the protected ITCS.

Key words: information-telecommunication network, technical computer intelligence, computer attack.

Начало XXI века охарактеризовалось переходом ведущих государств мира к информационному воздействию на системы управления различного назначения. Причиной этого – качественный скачок в совершенствовании средств обеспечения управления и обмена информацией, на основе информационных и телекоммуникационных технологий [1].

В связи с этим важной задачей является обеспечение достаточной степени защищенности информационно-телекоммуникационных сетей (ИТКС) от воздействий компьютерных атак и технической компьютерной разведки. С учетом многофакторного информационного воздействия, необходимо оценить стратегию комплексного информационного воздействия на элементы ИТКС, что позволит реализовать дифференцированный подход к обеспечению информационной устойчивости ИТКС и ее элементов.

Техническая компьютерная разведка (ТКР) добывает информацию с помощью комплексов ТКР [2].

Процесс компьютерной разведки ИТКС начинается с поиска трафика, его источников и уязвимостей. Он реализуется подсистемой поиска и технического анализа. Для обнаружения уязвимостей комплекс ТКР использует аппаратно-программные средства, которые принято называть сетевыми сканерами.

На рисунках 1, 2 и 3 представлены графики зависимостей вероятности обнаружения: информационного потока от времени сканирования, любого заголовка пакета данных от времени сканирования и любого пакета данных от времени сканирования (на примере сети передачи данных типа «Акация»).

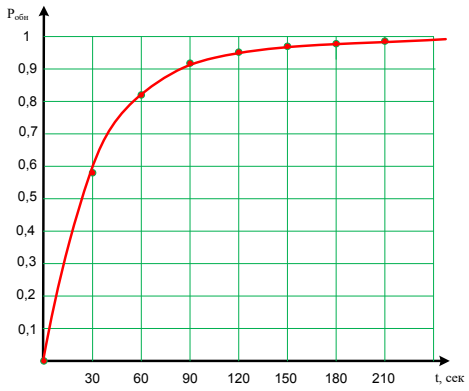


Рис. 1. Зависимость вероятности обнаружения информационного потока от времени сканирования.

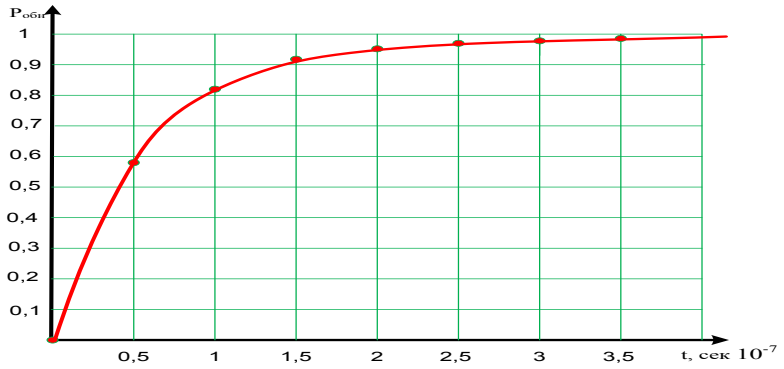


Рис. 2. Зависимость вероятности обнаружения любого заголовка от времени сканирования.

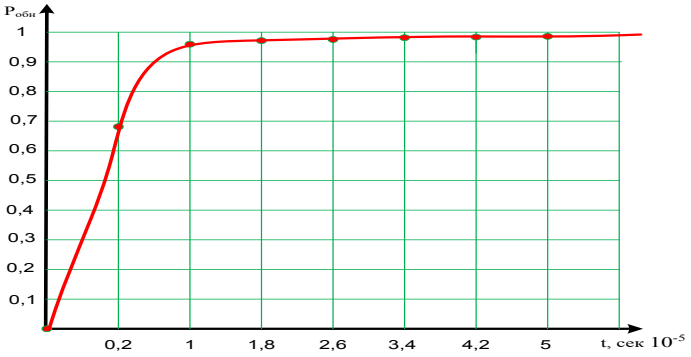


Рис. 3. Зависимость вероятности обнаружения любого пакета данных от времени сканирования.

Анализ известных видов компьютерных атак (рисунок 4) [4] позволяет сделать вывод о месте их проявления в ИТКС (рисунок 5).

Рис. 4. Виды компьютерных атак.

Рис. 5. Места проявления компьютерных атак в ИТКС.

Анализ системы информационного воздействия и материалов по видам воздействий показывает, что воздействия на элементы ИТКС осуществляются как непосредственно на объекте, так и через транспортную сеть ИТКС. Общий характер проявления КА на элементах ИТКС позволяет сделать вывод о том, что защита ИТКС от КА должна реализовываться в 3-х направлениях: защита транспортной сети, защита доступа к ЕСЭ, а также объектовая защита [3]. Учитывая, что каждая КА обладает предельными вероятностно-временными характеристиками, важное место имеет задача обоснования распределения КА на элементах ИТКС противоборствующей стороны (определение правила информационного воздействия).

Для решения данной задачи предлагается методика прогнозирования воздействия компьютерных атак на ИТКС [6]. Методика предназначена для прогнозирования распределения КА, с учётом места и роли элементов в защищаемой системе, определения очерёдности вскрытия элементов и наиболее опасных КА, что, в свою очередь, позволит формировать исходные данные для принятия мер по защите элементов ИТКС (вероятность воздействия на ИТКС max).

Синтез стратегии воздействия КА сводится к решению задачи по распределению КА по взаимоувязанным элементам ИТКС, таким образом, чтобы число элементов, подверженных воздействию за заданное время было максимальным [7].

ИТКС является сложной системой, содержащей S взаимосвязанных субэлементов ИТКС. Каждый i-й субэлемент ИТКС характеризуется своими решаемыми задачами в информационном обмене (формирование, распределение и передача потоков сообщений). Поэтому априорную ценность i-го субэлемента ИТКС для КА обозначим коэффициентом важности $A=\{A_i\}, i=\overline{1,S}$, характеризующим контраст i-го субэлемента ИТКС по отношению к другим субэлементам ИТКС

$$\grave{A}_i=\begin{cases}\dfrac{(N^A-N_i^A)}{N^A} & \text{- вес } i\text{-го субэлемента в ИТКС;}\\ \dfrac{(S-K_i)}{S} & \text{- вес } i\text{-го субэлемента в топологии ИТКС;}\end{cases}$$

$$0<A_i(\tau_{\text{возд}})\le 1;$$

где N_i^A - количество субэлементов i-го типа в ИТКС;

N^A - общее количество субэлементов в ИТКС;

K_i - количество субэлементов i-го типа в ИТКС.

С точки зрения информационного обмена, ИТКС – это совокупность субэлементов (блок памяти маршрутизатора, материнская плата сервера и т.д) и их взаимосвязей. Функциональную взаимосвязь субэлементов в ходе информационного обмена учтём коэффициентом связности α_{ij}

$$\alpha_{ij}=\begin{cases}\dfrac{\lambda^i}{\lambda^j_{\text{sum}}} & \text{- вес } i\text{-го субэлемента в информационном обмене ИТКС;}\\ \dfrac{\lambda^i_{\text{sum}}}{\lambda_{\text{sum}}} & \text{- вес } i\text{-го субэлемента в информационном обмене сети.}\end{cases}$$

где $\lambda^j{}_{\text{sum}}=\sum_{i=1}^{n_0}\lambda_i$ - интенсивность нагрузки *j*-го субэлемента маршрутизатора, обрабатываемой через n_0 линий; n_0 - количество линий на *i*-й маршрутизатор;

$\lambda_{\text{sum}}=\sum_{j=1}^{S}\lambda^j{}_{\text{sum}}$ - интенсивность нагрузки, обрабатываемой в ИТКС;

Виды ИВ («ложная информация», «функциональное поражение» и «разрыв соединения») и КА (логическая подмена сервера, взлом паролей, логическое отключение абонентов и др.) обладают различными предельными вероятностно-временными характеристиками воздействия. Это придаёт каждой КА уникальные свойства, а, значит, они отличаются и степенью опасности на элементы ИТКС. Следовательно, каждая КА характеризуется своим ν-вектором $\left\{P_{\text{возд}\nu i}\right\}_S$ воздействия на элементы ИТКС $\left(i=\overline{1,S}\right)$. Тогда возможности всех T видов КА по S субэлементам ИТКС можно задать матрицей $\left\|P_{\text{возд}\nu i}\right\|_{TS}$.

Таким образом, имеет место следующая физическая постановка задачи: ИТКС, включающая S субэлементов $\left(i=\overline{1,S}\right)$, каждый из которых характеризуется весом $A_i(\tau_{\text{возд}})=\left\{A_i(\tau_{\text{ка}})\right\}_S$, подверженных КА. Степень опасности КА задана матрицей $\left\|P_{\text{возд}_{vi}}\right\|_{TS}$, причем $S\geq T$ (ресурс ИВ ограничен).

Исходя из физической постановки задачи, требуется определить матрицу назначения КА $X_0=\left\|X_{vi}\right\|_{TS}$, обеспечивающую максимальное значение целевой функции

$$F\left(X^0\right)=\frac{1}{S}\sum_{i=1}^{S}F_i\left(x_{vi}^0\right)=\max_{\text{X}}\sum_{i=1}^{S}A_i(\tau_{\text{возд}})\left\{1-\prod_{j=1}^{S}\left[1-\alpha_{ij}(\tau_{\text{ка}})\left(1-\prod_{v=1}^{T}E_{vj}^{x_{vj}}\right)\right]\right\}, \quad (1)$$

при следующих условиях:

$$\sum_{j=1}^{S}x_{vj}=1;\ v=\overline{1,T};\ T<S;\ x_{vi}=\begin{cases}1 \text{ - если КА назначена,}\\ 0 \text{ - в противном случае}\end{cases} \quad (2)$$

$$0\leq E_{vj}\leq 1,\ v=\overline{1,T},$$

где $E_{vj}=1-P_{\text{возд}vj}$ – вероятность защиты j-го элемента ИТКС от v-й КА, $0<\alpha_{ij}(\tau_{\text{возд}})\leq 1;\ 0<A_i(\tau_{\text{ка}})\leq 1;$

Учитывая идею оптимального распределения разноэффективных КА (рис. 4) по взаимозависимым субэлементам ИТКС, вида целевой функции, условий решения задачи, приемлемым методом решения является метод двух функций. Метод является модернизацией градиентного метода с учетом последовательной процедуры динамического программирования.

Пример расчета.

Исходные данные приведены в таблицах 1 и 2.

Таблица № 1. Вероятности вскрытия элементов ИТКС КА

КА / Элементы	1.1	1.2	1.3	2.1	2.2	2.3	2.4	2.5	2.6	2.7	2.8	2.9	2.10	3.1	3.2
Интерфейсы маршрутизатора	0,04	0	0	0	0	,48	,27	0	0	0	0	0	0	0	,05
Коммутационное устройство маршрутизатора	0,12	0	0	0	0	,12	.27	0	0	0	0	0	0	0	,33
Устройство управления маршрутизатора	0,36	0	0	0	0	,06	,37	0	0	0	0	0	0	0	,22
Блок памяти маршрутизатора	0,48	0	0	0	0	,34	,09	0	0	0	0	0	0	0	,39
Шлюз сетевого уровня межсетевого экрана	0	0	0	0	0	,69	0	0	0	0	,78	,78	0	0	0
Шлюз прикладного уровня	0	0	0	0	0	,08	0	0	0	0	,11	,11	0	0	0

межсетевого экрана															
Шлюз сеансового уровня межсетевого экрана	0	0	0	0	0	,23	0	0	0	0	,11	,11	0	0	0
Жесткий диск сервера	0	0,09	,09	0	0	,14	0	0	,11	0	0	0	0	0	0
Raid-массив сервера	0	0,07	,09	0	0	,19	0	0	,13	0	0	0	0	0	0
Материнская плата сервера	0	0,16	,15	0	0	,06	0	0	,07	0	0	0	0	0	0
Процессор сервера	0	0,2	,29	0	0	,14	0	0	,21	0	0	0	0	0	0
Оперативная плата сервера	0	0,4	,29	0	0	,14	0	0	,24	0	0	0	0	0	0
Интерфейсы сервера	0	0,04	,04	0	0	,29	0	0	,23	0	0	0	0	0	0
Жесткий диск АРМ	0	0,11	0	,21	,21	0	0	0	,21	,21	,21	,27	0,18	0,4	0
Материнская плата АРМ	0	0,12	0	,17	,17	0	0	0	,17	,17	,17	,21	0,19	,19	0
Процессор АРМ	0	0,27	0	,15	,15	0	0	0	,15	,15	,15	,34	0,28	,23	0
Оперативная плата АРМ	0	0,45	0	,43	,43	0	0	0	,43	,43	,43	,14	0,31	,13	0
Оптические волокна ВОЛС	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
Матрица коммутации коммутатора	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Таблица 2. Значения коэффициента важности и коэффициента связности для i -го субэлемента ИТКС

Элементы ИТКС	$\grave{A}_i$	α_{ij}
Интерфейсы маршрутизатора	0,95	0,94
Коммутационное устройство маршрутизатора	0,95	0,94
Устройство управления маршрутизатора	0,95	0,94
Блок памяти маршрутизатора	0,95	0,94
Шлюз сетевого уровня межсетевого экрана	0,95	0,94
Шлюз прикладного уровня межсетевого экрана	0,95	0,94
Шлюз сеансового уровня межсетевого экрана	0,95	0,94
Жесткий диск сервера	0,95	0,94
Raid-массив сервера	0,95	0,94
Материнская плата сервера	0,95	0,94

Процессор сервера	0,95	0,94
Оперативная память сервера	0,95	0,94
Интерфейсы сервера	0,95	0,94
Жесткий диск АРМ	0,95	0,94
Материнская плата АРМ	0,95	0,94
Процессор АРМ	0,95	0,94
Оперативная память АРМ	0,95	0,94
Линия связи	0,95	0,94
Коммутатор	0,95	0,94

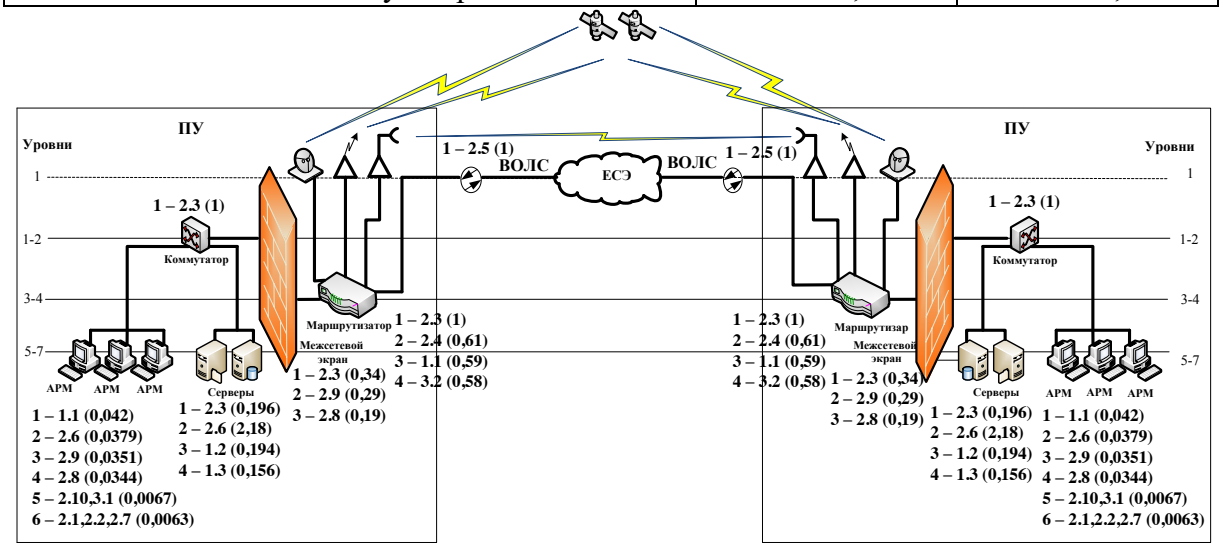


Рис. 6. Результаты оценки КА в отношении элементов ИТКСАнализ полученных результатов.

Решение задачи позволяет определить очерёдность вскрытия элементов ИТКС КА и наиболее опасные КА, что, в свою очередь, позволяет обосновать дифференцированный подход при выборе варианта защиты элементов ИТКС.

Литература

1. Коцыняк М.А., Иванов Д.А., Лаута О.С., Нечепуренко А.П. Методика оценки защищенности информационно-телекоммуникационной сети в условиях информационного противодействия. В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIII Международной научно- технической конференции. В 3-х томах. 2017. С. 83-89.
2. Коцыняк М.А., Иванов Д.А., Лаута О.С., Нечепуренко А.П. Модель таргетированной кибернетической атаки. В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIII Международной научно- технической конференции. В 3-х томах. 2017. С. 90-98.
3. Баранов В.В., Иванов Д.А., Коцыняк М.А., Московченко В.М., Нечепуренко А.П. Применение метода топологического преобразования стохастической сети для моделирования системы воздействия В сборнике: Актуальные проблемы обеспечения информационной безопасности труда Межвузовской научно-практической конференции.2017. С. 38-43
4. Иванов Д.А., Коцыняк М.А., Лаута О.С., Нечепуренко А.П. Модель распределения

факторов информационного воздействия по элементам информационно-телекоммуникационной сети. В сборнике: Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО 2017) VI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сборник научных сетей : в 4 т.. 2017. С. 420-425.

5. Стародубцев Ю.И., Бречко А.А., Львова Н.В. Необходимость оценки защищенности системы связи от средств информационной борьбы в современных условиях В сборнике: Радиолокация, навигация, связь Сборник трудов XXIII Международной научно-технической конференции. В 3-х томах. 2017. С. 1201.
6. Бречко А.А., Стародубцев Ю.И. Подход к повышению качества функционирования сложных систем в условиях деструктивных программных воздействий В сборнике: Неделя науки спбпу материалы научной конференции с международным участием. Санкт-Петербург, 2017. С 421-423.
7. Лепешкин О.М., Карпов А.В., Шостак Р.К. Актуальность осуществления сетевого контроля защищенности информационных сетей В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIII Международной научно-технической конференции. В 3-х томах. 2017. С. 1198.

Referencer

1. Kotsynyak MA, Ivanov DA, Lauta OS, Nechepurenko AP Methodology for assessing the security of the information and telecommunications network in the context of information countermeasures. In the collection: Radar, navigation, communication. Collection of Proceedings of the XXIII International Scientific and Technical Conference. In 3 volumes. 2017. P. 83-89.
2. Kotsynyak MA, Ivanov DA, Lauta OS, Nechepurenko A.P. The model of the targeted cybernetic attack. In the collection: Radar, navigation, communication. Collection of Proceedings of the XXIII International Scientific and Technical Conference. In 3 volumes. 2017. P. 90-98.
3. Baranov VV, Ivanov DA, Kotsynyak MA, Moskochenko VM, Nechepurenko A.P. Application of the method of topological transformation of the stochastic network for modeling the impact system In the collection: Actual problems of ensuring information security of work of the Interuniversity Scientific and Practical Conference. Pp. 38-43
4. Ivanov DA, Kotsynyak MA, Lauta OS, Nechepurenko A.P. Model of the distribution of information impact factors on the elements of the information and telecommunications network. In the collection: Actual problems of info-telecommunications in science and education (APINO 2017) VI International scientific-technical and scientific-methodical conference: a collection of scientific networks: in 4 tons. 2017. S. 420-425.
5. Starodubtsev Yu.I., Brechko AA, Lvov N.V. The need to assess the security of the communication system from the means of information struggle in modern conditions. In the collection: Radiolocation, navigation, communication The collection of works of the XXIII International Scientific and Technical Conference. In 3 volumes. 2017. P. 1201.
6. Brechko AA, Starodubtsev Yu.I. The approach to improving the quality of functioning of complex systems in the conditions of destructive program influences In the collection: Week of science sbpu materials of a scientific conference with international participation. St. Petersburg, 2017. From 421-423.
7. Lepeshkin OM, Karpov AV, Shostak R.K. The urgency of implementing network security control of information networks In the collection: Radar, navigation, communications.

Proceedings of the XXIII International Scientific and Technical Conference. In 3 volumes. 2017. P. 1198.

МЕТОДИКА СИНТЕЗА СИСТЕМЫ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ В УСЛОВИЯХ ИНФОРМАЦИОННОГО ПРОТИВОБОРСТВА

О.С. Лаута, Д.А. Иванов, А.П. Нечепуренко, М.А. Власенко

Аннотация. В статье предлагается методика, предназначенная для распределения средств защиты, с учетом места и роли элементов в защищаемой ИТКС. На основе предлагаемой методики, авторы, используя метод двух функций, определили наиболее эффективные средства защиты от компьютерных атак и места их расположения.

Ключевые слова: информационное противоборство, система защиты информации.

THE METHOD OF SYNTHESIS OF THE SYSTEM OF PROTECTION OF THE INFORMATION-TELECOMMUNICATION NETWORK IN THE CONDITIONS OF INFORMATION CONFRONTATION

O.S. Lauta, D.A. Ivanov, A.P. Nechepurenko, M.A. Vlasenko

Annotation. The article proposes a technique for distributing protection means, taking into account the place and role of elements in the protected ITCS. Based on the proposed methodology, the authors, using the method of two functions, determined the most effective means of protection against computer attacks and their location.

Key words: information confrontation, information security system.

Начало XXI века охарактеризовалось переходом ведущих государств мира к информационному воздействию на системы управления различного назначения. Причиной этого – качественный скачок в совершенствовании средств обеспечения управления и обмена информацией, на основе информационных и телекоммуникационных технологий.

В связи с этим важной задачей является обеспечение достаточной степени защищенности информационно-телекоммуникационных сетей (ИТКС).

Высокие требования, предъявляемые к уровню защищенности ИТКС, предопределяют необходимость проведения оценки эффективности систем защиты информации.

Система защиты информации (СЗИ) – совокупность органов и (или) исполнителей, используемой ими техники защиты информации, а также объектов защиты информации, организованная и функционирующая по правилам и нормам, установленным соответствующими документами в области защиты информации [1].

Определение эффективности СЗИ затруднено существующим нормативно-методическим обеспечением информационной безопасности.

Известно большое количество средств защиты информации, которые условно можно разделить на несколько групп:

– средства разграничения доступа к информации в автоматизированных системах;

– средства защиты информации при передаче ее по каналам связи;

– средства защиты от утечки информации по различным физическим полям, возникающим при работе технических средств автоматизированных систем;

– средства защиты от информационного воздействия программ-вирусов;

– средства обеспечения безопасности хранения, транспортировки носителей информации и защиту их от копирования [2].

Однако, практический опыт показывает, что ни одно отдельно выбранное средство защиты информации не может защитить ИТКС от комплекса целенаправленных воздействий (компьютерных атак (КА), а комбинация разнообразных средств защиты приводит к снижению эффективности защиты в целом из-за конфликтности параметров средств защиты. Поэтому наметилась тенденция к построению эффективных систем информационной безопасности и обоснованию, на этой основе, требований к средствам защиты [7].

Эффективность функционирования СЗИ зависит от множества взаимосвязанных факторов и, как правило, оценивается совокупностью параметров, находящихся в сложных конфликтных взаимоотношениях.

Анализ существующих ИТКС показывает, что выбор местоположения средств защиты только по критерию «минимизации затрат» не обеспечивает выполнение требований по защищенности. Поэтому количество и местоположение средств защиты необходимо определять по интегральному показателю.

С этой целью предлагается методика синтеза системы защиты ИТКС. Методика предназначена для обоснования облика СЗИ ИТКС с учетом веса элементов в ИТКС, их взаимосвязи, а также взаимосвязи КА при воздействии.

Синтез системы защиты сводится к решению задачи по распределению средств защиты в ИТКС таким образом, чтобы минимизировать воздействие КА, то есть имеет место следующая физическая задача синтеза системы защиты: ИТКС имеет S элементов, каждый из которых характеризуется вектором весов $\vec{A} = \{A_j\}$. Возможности КА по вскрытию элементов ИТКС заданы матрицей $\left\| P_{\text{вскр}\,si} \right\|$. Имеется r средств защиты от компьютерных атак, возможности которых по нейтрализации КА заданы матрицей $\left\| P_{\text{защ сз}\,vi} \right\|$. Необходимо определить местоположение средств защиты в ИТКС, а также их количество, обеспечивающих максимальную защищенность, при выполнении остальных требований, с целью своевременной и безопасной передачи заданного потока сообщений [4].

Исходя из физической постановки задачи, требуется определить матрицу назначения средств защиты $X_0 = \|X_{vi}\|_{TS}$, обеспечивающую минимальное значение целевой функции

$$F(v) = \min \sum_{i=1}^{S} A_i \left(1 - \prod_{i=1}^{S} \left(1 - \left\{1 - \prod_{v=1}^{T} (1 - P_{\text{возд}_{vi}} \prod_{v=1}^{T} [1 - (1 - \prod_{r=1}^{R} q_{r(i)v}^{v_{rv}}) \cdot \beta_{vi}] \cdot \alpha_i)\right\}\right)\right) \qquad (1)$$

где: S – количество элементов ИТКС;

$$\grave{A}_i = \begin{cases} \dfrac{(N^A - N_i^A)}{N^A} & \text{–вес } i \text{ -го элемента в ИТКС;} \\ \dfrac{(S - K_i)}{S} & \text{–вес } i \text{ -го элемента в топологии ИТКС;} \end{cases}$$

где: N_i^A – количество элементов i -го типа в ИТКС;

N^A – общее количество элементов в ИТКС;

K_i – количество элементов i -го типа в ИТКС.

$v = \overline{1,T}$ – количество КА;

$r = \overline{1,R}$ – количество средств защиты;

$q_{rv} = 1 - P_{rv}$ – степень снижения эффективности v –ой КА r –тым средством защиты;

$$\alpha_i = \begin{cases} \dfrac{\lambda^i}{\lambda^i_{\text{sum}}} \text{ – вес } i\text{-го элемента в информационном обмене сегмента ИТКС;} \\ \dfrac{\lambda^i_{\text{sum}}}{\lambda_{\text{sum}}} \text{ – вес } i\text{-го элемента в информационном обмене ИТКС;} \end{cases}$$

где $\lambda^i{}_{\text{sum}} = \sum_{i=1}^{n_0} \lambda_i$ – интенсивность нагрузки i-го элемента, обрабатываемой через n_0 маршрут; n_0 – количество маршрутов;

$\lambda_{\text{sum}} = \sum_{i=1}^{S} \lambda^i{}_{\text{sum}}$ – интенсивность нагрузки, обрабатываемой в ИТКС;

β_{tv} – коэффициент взаимосвязи КА в системе воздействия;

$P_{\text{возд } i}$ – вероятность воздействия КА на i-ый элемент ИТКС.

Ограничения $r \le v$.

С учетом вида целевой функции, условий решения задачи, рациональным методом решения является метод двух функций [3]. Метод является модернизацией градиентного метода с учетом последовательной процедуры динамического программирования. [5]

Пример расчета. Учитывая то, что рассматриваемую задачу, исходя из характера действий ИТКС и принципов планирования, нужно решать для временных «сечений» по этапам функционирования системы управления предположим, что значения коэффициентов важности и веса элементов, а также взаимосвязи КА одинаковы и равны 0,94. Значения вероятностей вскрытия элементов ИТКС и предотвращения воздействия КА каждым средством защиты приведены в таблицах 1 и 2.

Таблица 1. Вероятность вскрытия элементов ИТКС

Способы реализации КА	Канал связи	Сервер	ПЭВМ	Коммутатор	Маршрутизатор
1.1	0,8	-	-	-	-
1.2	-	0,7	0,7	0,7	0,7
1.3	-	0,68	0,68	0,68	0,68
2.1	-	0,65	0,65	-	-
2.2	-	0,71	0,71	-	0,71
3.1	-	0,7	0,7	0,7	0,7
3.2	-	0,73	0,73	-	-
3.3	-	0,73	0,73	-	-
3.4	-	0,73	0,73	-	-
4.1	-	0,7	0,7	0,7	0,7
4.2	-	0,7	0,7	0,7	0,7
4.3	-	0,6	0,6	-	-
4.4	-	0,58	0,58	-	-
5.1	-	0,55	0,55	-	0,55
5.2	-	0,55	0,55	-	0,55

Таблица 2. Вероятность предотвращения воздействия КА каждым средством защиты

Средства защиты / Виды КА	Межсетевой экран	Крипто-маршрутизатор	Средства разграничения доступа	Антивирусная система	Система обнаружения вторжений
1.1	-	0,6	-	-	-
1.2	0,45	0,225	0,015	0,015	0,015
1.3	0,45	0,225	0,015	0,015	0,015
2.1	0,015	0,015	0,015	1	1
2.2	0,015	0,015	0,015	1	1
3.1	0,45	0,06	0,075	0,3	0,3
3.2	0,45	0,06	0,075	0,3	0,3
3.3	0,45	0,06	0,075	0,3	0,3
3.4	0,45	0,06	0,075	0,3	0,3
4.1	0,075	0,015	0,015	0,045	0,045
4.2	0,075	0,015	0,015	0,045	0,045
4.3	0,075	0,015	0,015	0,045	0,045
4.4	0,075	0,015	0,015	0,045	0,045
5.1	0,015	0,45	0,015	0,06	0,06
5.2	0,015	0,45	0,015	0,06	0,06

Результаты решения приведены на рисунке 1.

Анализ результатов синтеза показал, что так как компьютерные атаки воздействуют комплексно и на все элементы ИТКС, то для защиты каждого элемента требуется примерно одинаковый комплект средств защиты [6].

Из-за того, что с большой вероятностью нарушитель будет воздействовать на ИТКС удаленно, то для ее защиты требуется разместить криптомаршрутизатор, межсетевой экран, систему разграничения доступа и систему обнаружения вторжений на входе (перед пограничным маршрутизатором) в сеть. Так как увеличение средств защиты на входе повлечет снижение пропускной способности сети, требуется разработать универсальное средство защиты на базе криптомашрутизатора, которое выполняло бы функции вышеуказанных средств защиты.

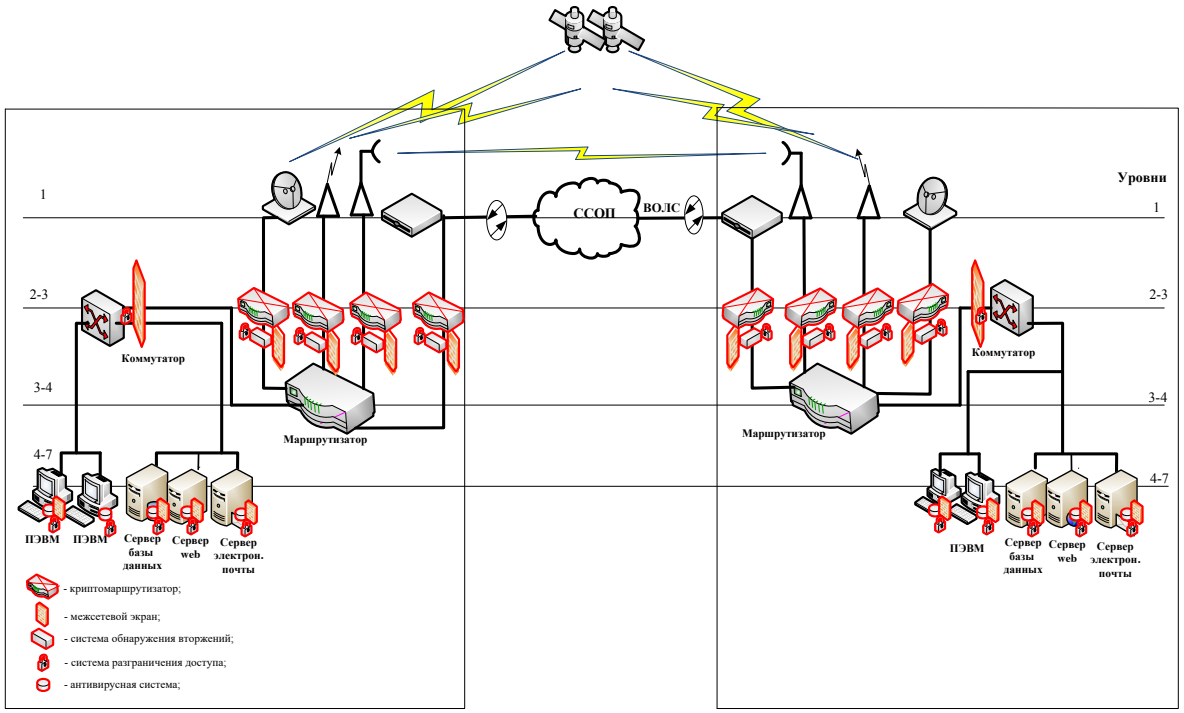


Рис. 1. Результаты синтеза системы защиты ИТКС.

Для защиты элементов локально-вычислительной сети от внутреннего нарушителя необходимо, чтобы на ПЭВМ (серверах) размещены межсетевой экран, система разграничения доступа и антивирусная система, а на коммутаторах межсетевой экран и система разграничения доступа. С целью сокращения массо-габаритных показателей и затрат на приобретение указанных средств защиты необходимо их реализовать на каждом элементе программно.

Литература

1. Коцыняк М.А., Иванов Д.А., Лаута О.С., Нечепуренко А.П. Методика оценки защищенности информационно-телекоммуникационной сети в условиях информационного противодействия. В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIII Международной научно- технической конференции. В 3-х томах. 2017. С. 83-89.
2. Коцыняк М.А., Иванов Д.А., Лаута О.С., Нечепуренко А.П. Модель таргетированной кибернетической атаки. В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIII Международной научно- технической конференции. В 3-х томах. 2017. С. 90-98.
3. Баранов В.В., Иванов Д.А., Коцыняк М.А., Московченко В.М., Нечепуренко А.П. Применение метода топологического преобразования стохастической сети для моделирования системы воздействия В сборнике: Актуальные проблемы обеспечения информационной безопасности труда Межвузовской научно-практической конференции.2017. С. 38-43
4. Иванов Д.А., Коцыняк М.А., Лаута О.С., Нечепуренко А.П. Модель распределения факторов информационного воздействия по элементам информационно-телекоммуникационной сети. В сборнике: Актуальные проблемы

инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО 2017) VI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сборник научных сетей : в 4 т.. 2017. С. 420-425.
5. Стародубцев Ю.И., Бречко А.А., Львова Н.В. Необходимость оценки защищенности системы связи от средств информационной борьбы в современных условиях В сборнике: Радиолокация, навигация, связь Сборник трудов XXIII Международной научно-технической конференции. В 3-х томах. 2017. С. 1201.
6. Бречко А.А., Стародубцев Ю.И. Подход к повышению качества функционирования сложных систем в условиях деструктивных программных воздействий В сборнике: Неделя науки спбпу материалы научной конференции с международным участием. Санкт-Петербург, 2017. С 421-423.
7. Лепешкин О.М., Карпов А.В., Шостак Р.К. Актуальность осуществления сетевого контроля защищенности информационных сетей В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIII Международной научно-технической конференции. В 3-х томах. 2017. С. 1198.

Referencer

1. Kotsynyak MA, Ivanov DA, Lauta OS, Nechepurenko AP Methodology for assessing the security of the information and telecommunications network in the context of information countermeasures. In the collection: Radar, navigation, communication. Collection of Proceedings of the XXIII International Scientific and Technical Conference. In 3 volumes. 2017. P. 83-89.
2. Kotsynyak MA, Ivanov DA, Lauta OS, Nechepurenko A.P. The model of the targeted cybernetic attack. In the collection: Radar, navigation, communication. Collection of Proceedings of the XXIII International Scientific and Technical Conference. In 3 volumes. 2017. P. 90-98.
3. Baranov VV, Ivanov DA, Kotsynyak MA, Moskochenko VM, Nechepurenko A.P. Application of the method of topological transformation of the stochastic network for modeling the impact system In the collection: Actual problems of ensuring information security of work of the Interuniversity Scientific and Practical Conference. Pp. 38-43
4. Ivanov DA, Kotsynyak MA, Lauta OS, Nechepurenko A.P. Model of the distribution of information impact factors on the elements of the information and telecommunications network. In the collection: Actual problems of info-telecommunications in science and education (APINO 2017) VI International scientific-technical and scientific-methodical conference: a collection of scientific networks: in 4 tons. 2017. S. 420-425.
5. Starodubtsev Yu.I., Brechko AA, Lvov N.V. The need to assess the security of the communication system from the means of information struggle in modern conditions. In the collection: Radiolocation, navigation, communication The collection of works of the XXIII International Scientific and Technical Conference. In 3 volumes. 2017. P. 1201.
6. Brechko AA, Starodubtsev Yu.I. The approach to improving the quality of functioning of complex systems in the conditions of destructive program influences In the collection: Week of science sbpu materials of a scientific conference with international participation. St. Petersburg, 2017. From 421-423.
7. Lepeshkin OM, Karpov AV, Shostak R.K. The urgency of implementing network security control of information networks In the collection: Radar, navigation, communications. Proceedings of the XXIII International Scientific and Technical Conference. In 3 volumes. 2017. P. 1198.

МЕТОДИКА ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКОГО АНАЛИЗА КОММУТАЦИОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ ПОЛЕВЫХ КОМПЛЕКСНЫХ АППАРАТНЫХ СВЯЗИ ТАКТИЧЕСКОГО ЗВЕНА УПРАВЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ АГЕНТНОГО ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

И.Г. Воробьёв[1], Е.В. Сарафанников[1]

[1]Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Будённого, Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. Предлагаемая методика позволяет производить анализ качества коммутационного оборудования комплексных аппаратных связи. При создании коммутационного оборудования, на этапе проектирования возникает задача постановки обоснованных требований к разработке, далее необходимо принять оптимальные технические решения, обеспечивающие наиболее эффективную реализацию поставленных требований. По завершению проектирования необходимо оценить качество выполненной разработки, что и позволяет данная методика.

Ключевые слова: методика технико-экономического анализа; экономический анализ; коммутационное оборудование; комплексная аппаратная связи; качество; анализ; абсолютные показатели; относительные показатели; коэффициент пропускной способности; алгоритм.

TECHNICAL AND ECONOMIC ANALYSIS' METHODS OF SWITCH EQUIPMENT OF TACTICAL CONTROL FIELD COMPLEX COMMUNICATION MACHINE ON THE BASIS OF AGENT IMITATION MODELING

I.G. Vorobyov[1], E.V. Sarafannikov[1]

[1]Military telecommunication's Academy named after Marshal of the Soviet Union S.M. Budoynny, Saint-Petersburg, Russia

Annotation. The offered technique allows to make the quality's analysis of the complex communications machines' switching equipment. When creating switching equipment, at the design stage, the setting reasonable requirements for development task arises, then it is necessary to adopt optimal technical solutions that ensure the most effective implementation of the requirements. Upon completion of the design, it is necessary to evaluate the quality of the completed design, which is what this technique allows.

Keywords: technical and economic analysis' mehtods; economic analysis; switching equipment; complex communication machine; quality; analysis; absolute indicators; relative indicators; coefficient of throughput; algorithm.

Методика предназначена для выбора наиболее рационального варианта построения коммутационного оборудования комплексных аппаратных связи (КАС). В современных условиях происходит разработка и переход на комплексные аппаратные связи сердцем которых является коммутационное оборудование, а от качества его зависит эффективность применение средств и комплексов связи специального назначения [3].

В настоящее время методика рационального проектирования коммутационного оборудования разработана главным образом применительно к устаревшей технике. Что

же касается современного коммутационного оборудования специального назначения, то известные методы и методики крайне ограничены и могут быть использованы для ограниченного объема задач.

Таким образом, разработка методики технико-экономического анализа коммутационного оборудования полевых комплексных аппаратных связи (КО КАС) тактического звена управления (ТЗУ) на основе агентного имитационного моделирования, позволяющей производить экспресс-оценку в режиме реального времени, является актуальной задачей.

Целью методики технико-экономического анализа коммутационного оборудования комплексных аппаратных связи является сравнение различных вариантов построения коммутационного оборудования с целью выбора наиболее оптимального по заданному критерию из некоторого множества допустимых вариантов.

Коммутационное оборудование комплексной аппаратной связи предназначено для объединения различных элементов оборудования в целостную функционально гибкую систему, а также для подключения и предоставления должностным лицам мультисервисных услуг.

На основе проведенного анализа, наиболее актуальной структурой типового коммутационного оборудования может представлять собой программно-аппаратный комплекс унифицированных блоков сопряжения, шлюзов, коммутаторов, маршрутизаторов, объединенных по интерфейсу *10/100Base-T/TX* стандарта *IEEE* 802.3 (*LAN*), работающих по протоколу *TCP/IP*, используя сетевой кабель типа «витая пара» и оптоволоконный оптический кабель. которые обеспечивают коммутацию на основе *MAC* адресов информационных пакетов. Управление коммутацией производится при помощи блоков (пультов) управления и индикации, установленных на рабочих местах управляющего персонала.

Подключаемые к КАС телефонные аппараты, автоматизированные рабочие места, аппаратура передачи данных и другое внешнее оборудование формируют разнородный мультисервисный трафик (речь, видео, данные и др.)

Примером такого программно-аппаратного комплекса служит АВСКУ.

Основой комплексной аппаратной связи является блок коммутации (БК) в основе которого встроенный коммутатор *Ethernet*, обеспечивает коммутацию *Ethernet* пакетов внутренней информационной сети, а также распределение электропитания бортсети на подключаемое оборудование, имеет интерфейсы *Ethernet 10/100Base-T/TX,* блок коммутации и маршрутизации (КМ) в основе которого встроенный *IP* маршрутизатор, является шлюзом для подключения к внешней *IP* сети, обеспечивает коммутацию *Ethernet* пакетов внутренней информационной сети; маршрутизацию *IP* пакетов между внутренней и внешней сетью; динамическую маршрутизацию голоса, сообщений, управляющих команд между объектами; распределение электропитания бортсети на подключаемое оборудование, имеет интерфейсы *Ethernet 10/100Base-T/TX*.

Каждое из свойств коммутационного оборудования может быть описано набором характеристик (показателей, критериев, требований) Каждая характеристика связанна с одним или несколькими событиями, состояниями или действиями.

Вся совокупность показателей анализа коммутационного оборудования может быть охарактеризована тремя группами показателей[1]:

1.Абсолютные показатели тактико-технической эффективности (группа A_i).

2.Абсолютные показатели экономической эффективности (группа X_j).

3.Относительные показатели тактико-технико-экономической эффективности $Э_{ij} = \frac{X_j}{A_i}$.

Две первые группы (A_i и X_j) выражают собой соответственно эксплуатационно-технические свойства оборудования и экономические затраты, обеспечивающие их получение. Каждый из этих показателей дает оценку системы по одному фиксированному признаку.

Показатели третьей труппы ($Э_{ij}$), определяемые как отношение вторых показателей к первым показателям, выражают соотношение между положительным эффектом (A_i) и «ценой», которой он достигается (X_j) По своему смыслу они дают суждение о том, сколько единиц затрачивается на единицу (A).

Рассмотрим подробнее состав указанных трех групп показателей.

Абсолютные показатели ТТЭ – это такие показатели, которые позволяют оценить выполнение требований назначения.

Эти показатели, как правило, задаются разработчику заказчиком в тактико-технических требованиях, либо непосредственно вытекают из них на основании имеющихся норм, гарантированных достигнутым уровнем развития данной области техники. Поэтому, они могут быть названы также *первичными* показателями.

К числу первичных показателей (показателей ТТЭ) относятся:

абонентская емкость S абонентов;

пропускная способность Y пак/с;

эксплуатационная гибкость F, d;

надежность действия $W(t)$, $T_в$;

коэффициент пропускной способности $P_{пс}$.

Абсолютные показатели ЭЭ – определяются в процессе проведения разработки и рассчитывается исходя из заданных значений рассмотренных показателей ТТЭ и имеющихся научно-технических и производственных возможностей. Поэтому они составляют группу так называемых *вторичных* показателей, определяющих экономическую эффективность коммутационных устройств.

К числу вторичных показателей (показателей ЭЭ) для коммутационного оборудования относят:

вес оборудования G кг;

объем оборудования V м^3;

потребляемая мощность электропитания P вт;

обслуживаемость M чел.-час;

стоимость Q руб.

Относительные показатели, характеризующие эффективность материальных затрат на производство и эксплуатацию коммутационного оборудования, получаются,

как указывалось выше, делением показателей ЭЭ на соответствующие показатели ТТЭ согласно формуле

$$Э_{ij} = \frac{X_j}{A_i}.$$

Схема взаимосвязей между абсолютными показателями эффективности КО представлена в общем виде на рис. 1. Эта схема, показывающая связи между первичными и вторичными показателями через факторы, влияющие на эффективность КО может рассматриваться как логическая схема процесса проектирования, которая отображает три его естественных этапа.

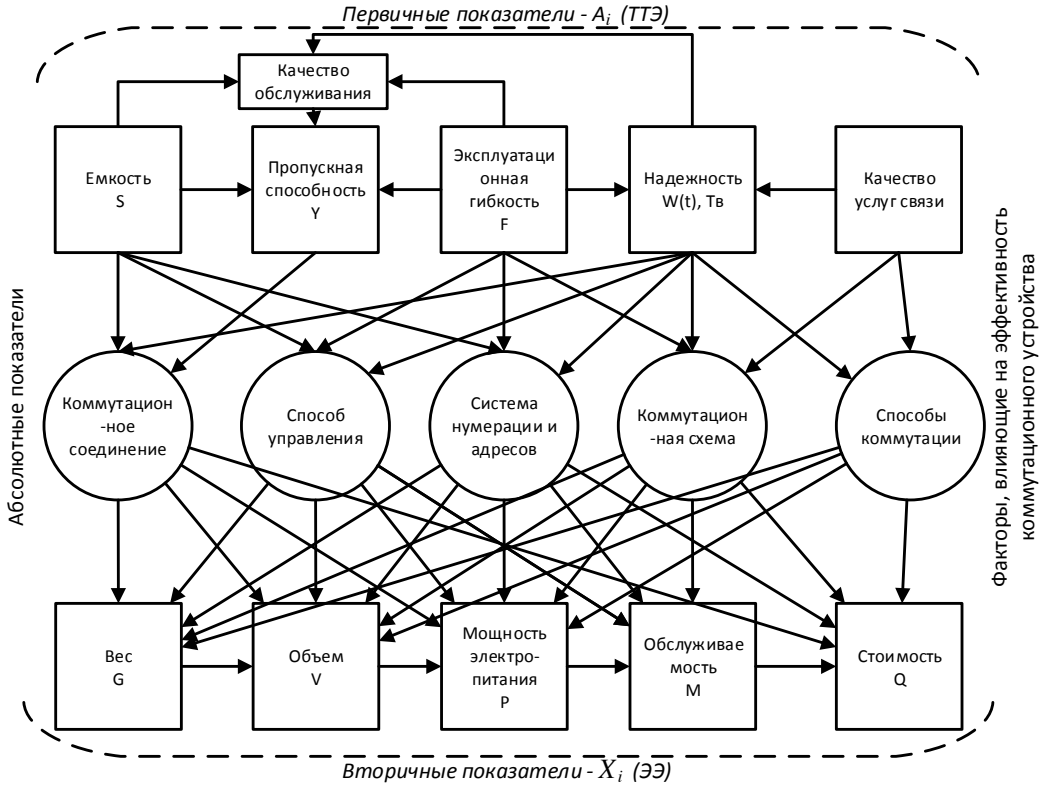


Рис. 1. Схема взаимосвязи основных показателей и факторов, определяющих эффективность КО.

1-й этап. Задаются требования на разработку, которые определяют систему первичных показателей A_i.

2-й этап. На основе заданных требовании и имеющихся возможностей (научно-технических и производственных) принимаются технические решения по отдельным характеристикам станции, основные из которых показаны, на схеме в кружках. Эти характеристики не обладают свойствами показателей, так как ни по одной из них нельзя осуществлять количественного или хотя бы качественного сравнения (лучше – хуже), но однозначно определяют величину вторичных показателей и позволяют реализовать ту или иную величину первичных. Поэтому они названы факторами, определяющими эффективность КО. Выбор решений по этим факторам, составляющий существо

проектирования, полностью определяет эксплуатационно-техническую характеристику проектируемого КО в целом.

3-й этап. Определяются вторичные показатели как результат реализации и взаимодействия факторов, принятых на втором этапе. Таким образом, первичные показатели определяют величину вторичных посредством факторов, влияющих на эффективность КО. Оценка качества принятых решений может быть произведена обращением к матрице относительных показателей $\frac{X_j}{A_i}$. Если эти показатели неудовлетворительны (слишком велики), то решения, принятые на втором этапе, должны быть пересмотрены.

Как показано на рис. 1, связи между различными показателями, определяющими их факторами весьма многообразны и сложны, причем лишь немногие из них имеют аналитический характер, большинство же, в силу многозначности средств реализации и вероятностного характера учитываемых величин, являются статистическими.

В качестве основного показателя работы коммутационного оборудования принят коэффициент пропускной способности.

Коэффициент пропускной способности коммутационного оборудования ($P_{\text{пс}}$) определяется исходя из полученных статистических данных,

$$P_{ПС} = \frac{N_П}{N_O},$$

где $N_{\text{п}}$ – общее число полученных пакетов, $N_{\text{о}}$ – общее число отправленных пакетов в процессе передачи.

Так, например, всего отправлено пакетов 575, получено всего абонентами 464. Если разделить число полученных сообщений на число отправленных, то и будет получен коэффициент пропускной способности коммутационного оборудования,

$$P_{ПС} = \frac{464}{575} = 0{,}806.$$

В некоторых случаях качество коммутационного обслуживания (коэффициент потерь) выделяют как отдельный показатель, поскольку он представляет и самостоятельный интерес. Однако в принятой здесь системе этот показатель полностью вытекает из заданной пропускной способности и оговаривается как ее уточнение.

В процессе исследования автором была выбрана среда моделирования сложных систем и процессов AnyLogic и создана имитационная модель. Данное программное обеспечение разработано на основе современных концепций в области информационных технологий и результатов исследований в теории гибридных систем и объектно-ориентированного моделирования. Это комплексный инструмент, охватывающий в одной модели основные направления моделирования: дискретно-событийное, системной динамики и агентное.

Имитационная модель КАС позволяет производить оценку и анализ основных параметров функционирования КАС с коммутацией пакетов, к которым относятся: коэффициент пропускной способности, интервал времени поступления сообщений,

влияние емкостей буферов, задержка передачи пакетов, коэффициент потерь пакетов и других параметров, влияющих на функционирование КАС [2].

В качестве основного показателя работы модели принят коэффициент пропускной способности, которому задаются:

критерии соответствия $P_{ПС} \geq P_{ПС}^{треб}$;

критерии сравнения $P_{ПС} \geq P_{ПС}^{АВСКУ}$;

критерии превосходства $P_{ПС}^{МОРФ} \geq P_{ПС}^{НАТО}$;

требования $P_{ПС} \geq 200 пак/с$.

В алгоритм методики технико-экономического анализа коммутационного оборудования полевых комплексных аппаратных связи включаем следующую последовательность [4].

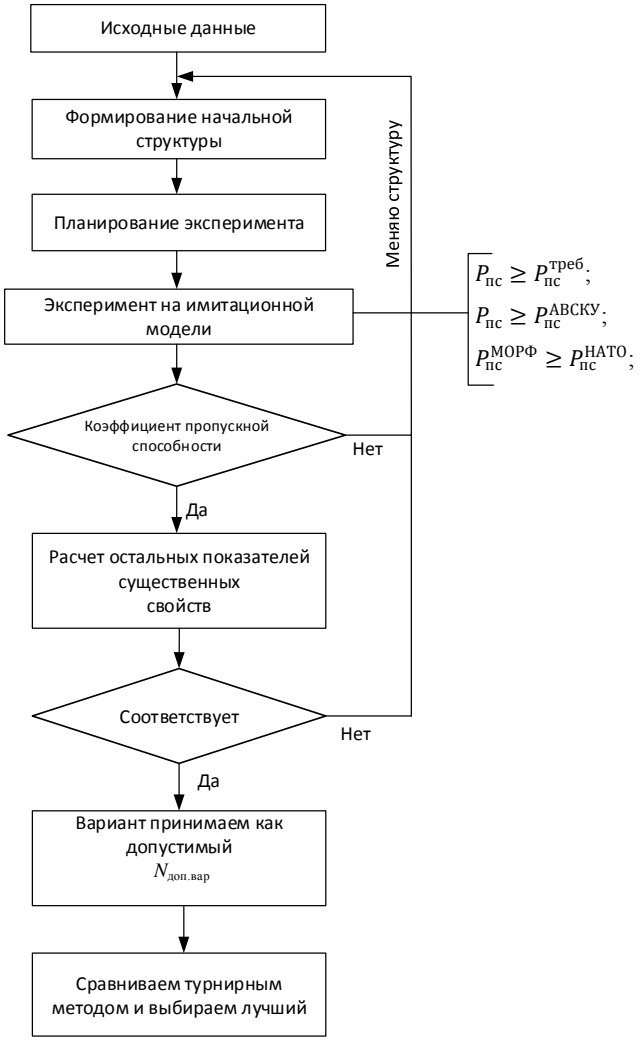


Рис. 2. Структура методики, последовательность ее разработки и порядок использования.

Для сравнительного анализа параметров новой разработки применен турнирный метод. Сущность данного способа состоит в комплексном учете показателей

рассматриваемых вариантов по условным «очкам», вычисляемым в результате попарных сравнений однотипных показателей этих вариантов, и в определении «места», занятого тем или другим вариантом, аналогично методике, применяемой на турнирах (например, шахматных).

Если сравнивается m вариантов, то для j-го варианта формула может быть записана в виде:

$$E_j = \sum_{t-1}^{n} A_i N_{ij} ,$$

где j – номер варианта;

N_{ij} – число условных очков j-го варианта по i-му параметру;

n – число показателей;

A_i – весовой коэффициент i-го показателя.

Показатели N_{ij} определяются суммированием результатов попарных сравнений однотипных параметров анализируемых вариантов. При «выигрыше» в желательной величине параметра данному варианту присваивается «1», при проигрыше — «0», а при равной величине параметра —по 1/2 очка каждому из вариантов.

Если сравниваются материальные затраты, то естественно, что выигрыш приписывается тому варианту, у которого соответствующий параметр будет меньше.

Сущность методики технико-экономического анализа коммутационного оборудования комплексных аппаратных связи тактического звена управления состоит в сравнении эффективности проектируемого устройства, системы или варианта с эффективностью конкурирующих устройств, систем или вариантов.

Литература

1. Покровский Н.Б. Методика оценки и расчета тактико-технико-экономической эффективности коммутационных устройств // ВАС, 1972.
2. Сарафанников Е.В. Имитационная модель комплексной аппаратной связи Научно-технический сборник. Тр. академии. № 99 СПб.: ВАС, 2017.
3. Одоевский С.М., Сорокина Е.А., Хоборова В.П. Варианты расчета показателей качества обслуживания информационных потоков в узлах коммутации сетей связи специального назначения Труды учебных заведений связи. 2016. Том 2. № 4. С. 92–99
4. 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. Pokrovsky N.B. A technique for estimating and calculating tactical-technical and economic efficiency of switching devices // VAS, 1972.
2. Sarafannikov E.V. Simulation model of complex hardware communication Scientific and technical collection. Tr. academy. № 99 SPb .: VAS, 2017.
3. Odoyevsky S.M., Sorokina E.A., Khoborova V.P. Variants of calculating service quality indicators for information systems in nodes of commutation of special purpose communication networks. Proceedings of educational communication institutions. 2016. Volume 2. № 4. P. 92-99
4. Yermishyan A.G. Theoretical bases of construction of military communication systems in associations and connections: Textbook. Part 1. Methodological basis for building organizational and technical military communication systems. SPb .: VAS, 2005. 740 p.

МОДЕЛИРОВАНИЕ КОМПЬЮТЕРНЫХ АТАК НА ОСНОВЕ МЕТОДА ПРЕОБРАЗВАНИЯ СТОХАСТИЧЕСКИХ СЕТЕЙ

О.С. Лаута, М.А. Коцыняк, Д.А. Иванов, М.А. Гудков

Аннотация. В настоящей статье предложен новый подход к аналитическому моделированию кибератак, основанный на методе преобразования стохастических сетей. Сущность данного подхода заключается в замене множества элементарных ветвей стохастической сети одной эквивалентной ветвью и последующем определении эквивалентной функции сети, а также начальных моментов и функции распределения случайного времени реализации кибератаки.

Ключевые слова: Стохастическая сеть кибератаки, вероятностно-временные характеристики, киберустойчивость.

MODELING COMPUTER ATTACKS BASED ON THE METHOD OF CONVERSION OF STOCHASTIC NETWORKS

O.S. Lauta, M.A. Kotsynyak, D.A. Ivanov, M.A. Gudkov

Annotation. In this paper, we propose a new approach to the analytical modeling of cyber attacks, based on the method of converting stochastic networks. The essence of this approach is to replace a set of elementary branches of a stochastic network with one equivalent branch and the subsequent definition of an equivalent function of the network, as well as the initial moments and the distribution function of the random time for the implementation of the cyberattack.

Keywords: stochastic cyber attack network, probability-time characteristics, cyber-resistance.

Под стохастической сетью будем понимать совокупность взаимоувязанных узлов (вершин) и ветвей, соединение которых соответствует алгоритму функционирования исследуемой системы.

Суть метода преобразования стохастической сети заключается в том, что исследуется не система, а процесс, который она реализует. При этом сеть реализуется, если будет построено некоторое подмножество ветвей, время реализации которых выбирается в соответствии с вероятностным распределением [1].

Стохастическая сеть не является моделью системы. Она является моделью процесса, который реализует эта система. Сложный процесс декомпозируется на элементарные процессы, каждый из которых характеризуется функцией распределения, средним временем и его дисперсией.

Логика и последовательность выполнения процессов определяется двухполюсной сетью, состоящей из входного, промежуточных и выходного узлов (вершин), при этом ребрам соответствует набор элементарных процессов, а вершинам (узлам) — условия их выполнения. Каждый узел (вершина) выполняет две функции — входную, определяющую условие (логическую операцию), при котором функция может быть выполнена, и выходную, определяющую какие из операций, следующих за узлом, будут выполняться. Входной узел сети выполняет только предшествующую выходную функцию, а выходной только входную.

Для каждого ребра определяется функция передачи. Эта функция играет роль условной характеристической функции. Она представляет собой преобразование

Лапласа для функции плотности вероятностей времени свершения элементарного процесса.

Далее осуществляется топологическое преобразование сети случайных процессов.

Напомним, что топология — раздел математики, изучающий свойства геометрических фигур, не изменяющиеся при любых деформациях, производимых без разрывов и склеиваний. Главной задачей топологии является изучение таких топологических свойств как связность, компактность, размерность и др. В данном случае таким топологическим инвариантом является свойство связности графа.

Поскольку входная и выходная вершины двухполюсной сети (графа) являются связными, то с помощью стандартных процедур ее можно свести к одному ребру, связывающему эти вершины. Для этого в сети сначала выделяются последовательные, параллельные и петлеобразные пути, на которых определяются эквивалентные функции передачи, каждый из которых сводится к одному ребру. Затем с помощью правила Мейсона [3] эти фрагменты объединяются в одно ребро с общей эквивалентной функцией передачи. При этом структура сети не исчезает бесследно — ее «следы» остаются в структуре эквивалентной функции. После получения эквивалентной функции производят обратное преобразование Лапласа, результатом которого является функция плотности вероятностей времени выполнения целевого процесса, либо определяют первые моменты случайного времени его выполнения [2].

В качестве примера построения эталонных моделей атак выберем следующие типы атак: «Сканирование сети и выявление ее уязвимостей» и «Отказ в обслуживании».

Модель атаки «Сканирование сети и выявление ее уязвимостей». Реализация этой атаки имеет следующие этапы:

–запуск программно-аппаратного комплекса (сетевого сканера) за среднее время $\overline{t_{start}}$ с функцией распределения времени $W(t)$;

–определение активных элементов атакуемой сети с вероятностью P_n за среднее время $\overline{t_{elem}}$ с функцией распределения времени $Q(t)$;

– определение типов операционных систем на активных элементах сети с вероятностью P_n за среднее время $\overline{t_{OS}}$ с функцией распределения времени $D(t)$;

–определение сервисов на элементах сети с вероятностью P_n за среднее время $\overline{t_{ser}}$ с функцией распределения времени $L(t)$;

–определение уязвимостей за среднее время $\overline{t_{vul}}$ с функцией распределения времени $O(t)$.

При этом, если активные элементы сети, типы операционных систем и сервисы на них не будут определены, то с вероятностью $(1 - P_n)$ сетевой сканер будет запущен повторно за среднее время $\overline{t_{rep}}$ с функцией распределения времени $Z(t)$.

Стохастическая сеть, отражающая выше перечисленные этапы атаки «Сканирование сети и выявление ее уязвимостей», представлена на рису нки 1.

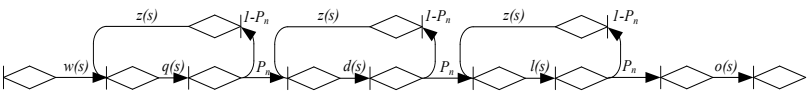


Рис. 1. Стохастическая сеть кибератаки «Сканирование сети и ее уязвимостей».

Функции $w(s)$, $l(s)$, $q(s)$, $d(s)$, $o(s)$ and $z(s)$, находящиеся на выходе узлов стохастической сети, являются эквивалентными функциями и получаются путем

применения преобразования Лапласа к функциям $W(t)$, $L(t)$, $Q(t)$, $D(t)$, $O(t)$, и $Z(t)$, соответственно.

Результатом преобразования стохастической сети является эквивалентная функция, сохраняющая в своей структуре параметры распределения и логику взаимодействия элементарных случайных процессов. Эквивалентная функция позволяет определить первые моменты случайного времени выполнения целевого процесса. Эквивалентная функция вычисляется по формуле (1).

Стохастическая сеть содержит множество петель. Для определения эквивалентной функции вводится понятие замкнутой стохастической сети, а также петель первого и *k*-го порядков.

Замкнутой стохастической сетью называется сеть, в которой каждая ветвь принадлежит, по крайней мере, одной петле. Пример замкнутой стохастической сети, соответствующей атаке «Сканирование сети и ее уязвимостей», представлен на рисунок 2.

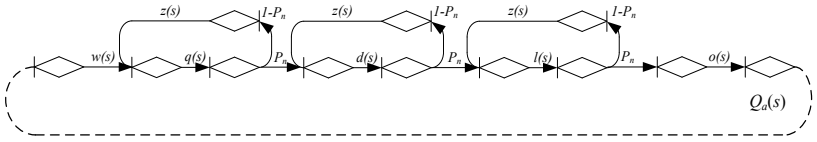


Рис. 2. Замкнутая стохастическая сеть кибератаки«Сканирование сети и ее уязвимостей».

Петли первого порядка — это петли, не содержащие других петель и позволяющие достичь каждой вершины петли из любой другой.

Петля *k*-го порядка — множество *k* не связанных между собой петель первого порядка.

Теперь определим все петли в стохастической сети, приведенной на рисуноке 2 Вначале определим петли первого порядка. Общее количество этих петель равно 4.

Первая петля первого порядка состоит из последовательно соединенных ветвей $w(s)$, $q(s)$, P_n, $d(s)$, P_n, $l(s)$, P_n, and $o(s)$. Эквивалентная функция для этой петли имеет следующий вид:

$$w(s)\cdot q(s)\cdot d(s)\cdot P_n^3\cdot l(s)\cdot o(s).$$

Вторая петля первого порядка состоит из следующих последовательно соединенных ветвей: $(1 - P_n)$, $z(s)$, and $q(s)$. Ее эквивалентная функция имеет вид:

$$(1-P_n)\cdot z(s)\cdot q(s).$$

Аналогичным образом определяются третья и четвертая петли первого порядка и соответствующие им эквивалентный функции:

$$(1-P_n)\cdot z(s)\cdot d(s);$$

$$(1-P_n)\cdot z(s)\cdot l(s).$$

Петли второго порядка формируются следующим образом. Общее количество таких петель равно 3. Первая петля второго порядка формируется из второй и третьей петель первого порядка. Результирующее выражение имеет вид:

$$(1-P_n)^2\cdot z^2(s)\cdot q(s)\cdot d(s).$$

Вторая петля второго порядка формируется из третьей и четвертой петель первого порядка. Результирующее выражение для эквивалентной функции имеет следующий вид:

$$(1-P_n)^2\cdot z^2(s)\cdot d(s)\cdot l(s).$$

Третья петля второго порядка формируется из второй и четвертой петель первого порядка аналогичным образом. В результате для эквивалентной функции получается следующее выражение:
$(1-P_n)^2 \cdot z^2(s) \cdot q(s) \cdot l(s)$.

Наконец, можно сформировать только одну петлю третьего порядка. В нее входят все петли второго порядка, а эквивалентная функция принимает следующий вид:
$(1-P_n)^3 \cdot z^3(s) \cdot q(s) \cdot d(s) \cdot l(s)$.

Используя уравнение (3), можно сформировать эквивалентную функцию для всей сети. Она будет иметь следующий вид:

$$h(s) = \frac{w(s) \cdot q(s) \cdot d(s) \cdot P_n^3 \cdot l(s) \cdot o(s)}{R(s)} \quad (1)$$

где

$$\begin{aligned} R(s) = 1 &- (1-P_n) \cdot z(s) \cdot q(s) - (1-P_n) \cdot z(s) \cdot d(s) - (1-P_n) \cdot z(s) \cdot l(s) + \\ &+ (1-P_n)^2 \cdot z^2(s) \cdot q(s) \cdot d(s) + (1-P_n)^2 \cdot z^2(s) \cdot d(s) \cdot l(s) + \\ &+ (1-P_n)^2 \cdot z^2(s) \cdot q(s) \cdot l(s) - (1-P_n)^3 \cdot z^3(s) \cdot q(s) \cdot d(s) \cdot l(s). \end{aligned} \quad (2)$$

Используя преобразование Лапласа и разложение Хевисайда [4], функцию распределения вероятности времени реализации кибератаки типа «Сканирование сети и выявление ее уязвимостей» можно определить следующим образом:

$$F(t) = \sum_{k=1}^{8} \frac{w \cdot q \cdot d \cdot P_n^3 \cdot l \cdot o \cdot (z+s_k)^3}{\varphi(s_k)} \cdot \frac{1-\exp[s_k t]}{-s_k} \quad (3)$$

где s_k– условное обозначение полинома в знаменателе; s_k — разложение полюсов; $w = 1/\overline{t_{start}}$; $l = 1/\overline{t_{elem}}$; $q = 1/\overline{t_{OS}}$; $d = 1/\overline{t_{ser}}$; $o = 1/\overline{t_{vul}}$; $z = 1/\overline{t_{rep}}$.

Многочлен имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} \varphi(s_k) = (w+s_k) \cdot [&(1-P_n) \cdot z \cdot [(1-P_n)^2 \cdot z^2 \cdot q \cdot d \cdot l - [q \cdot (z+s)^2 \cdot (d+s) \cdot (l+s) - \\ &- d \cdot (z+s)^2 \cdot (q+s) \cdot (l+s) - l \cdot (z+s)^2 \cdot (q+s) \cdot (d+s) + (1-P_n) \cdot z \cdot q \cdot d \cdot (z+s) \cdot (l+s) + \\ &+ (1-P_n) \cdot z \cdot l \cdot d \cdot (z+s) \cdot (q+s) + (1-P_n) \cdot z \cdot q \cdot l \cdot (z+s) \cdot (d+s) - (1-P_n)^2 \cdot z^2 \cdot q \cdot d \cdot l]]]. \end{aligned}$$

Среднее время $\overline{T}$, затрачиваемое на реализацию кибератаки типа «Сканирование сети и выявление ее уязвимостей», определяется следующим образом:

$$\overline{T} = \sum_{k=1}^{8} \frac{w \cdot q \cdot d \cdot P_n^3 \cdot l \cdot o \cdot (z+s_k)^3}{\varphi(s_k)} \cdot \frac{1}{(-s_k)^2} \quad (4)$$

Значения эквивалентных функций, рассчитанных для стохастической сети, представленной на рисунке 2 функций распределения времени для каждого этапа кибератаки типа «Сканирование сети и выявление ее уязвимостей» представлены в таблице 1.

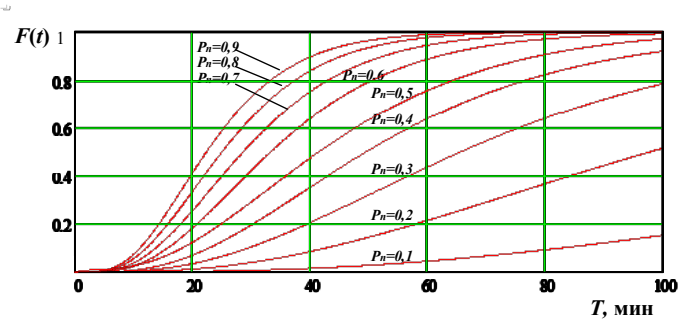
Таблица 1. Функции для оценки длительности этапов кибератаки типа «Сканирование сети и ее уязвимостей»

Содержание этапа	Эквивалентная функция	Функция распределения времени
Запуск программно-аппаратного комплекса (сетевого сканера)	$w(s) = \frac{w}{w+s}$	$W(t) = 1 - \exp[-wt]$
Определение сервисов на элементах сети	$l(s) = \frac{l}{l+s}$	$L(t) = 1 - \exp[-lt]$
Определение активных элементов атакуемой сети	$q(s) = \frac{q}{q+s}$	$Q(t) = 1 - \exp[-qt]$
Определение типов операционных систем на активных элементах сети	$d(s) = \frac{d}{d+s}$	$D(t) = 1 - \exp[-dt]$

Определение уязвимостей	$o(s)=\frac{o}{o+s}$	$O(t)=1-\exp[-ot]$
Повторный запуск сетевого сканера	$z(s)=\frac{z}{z+s}$	$Z(t)=1-\exp[-zt]$

Результаты расчетов $F(t)$ и $\overline{T}$ представлены в виде зависимостей на рис. 5. В качестве исходных данных используются следующие значения средних времен реализации этапов атаки «Сканирование сети и выявление ее уязвимостей» и вероятности перехода пользователя по ссылке: $\overline{t_{start}} = 3$ мин, $\overline{t_{elem}} = 7$ мин, $\overline{t_{OS}} = 4$ мин, $\overline{t_{ser}} = 5$ мин, $\overline{t_{vul}} = 7$ мин, $\overline{t_{rep}} = 3$ мин, $P_n = 0.1,\ldots,0.9$.

а)



б)

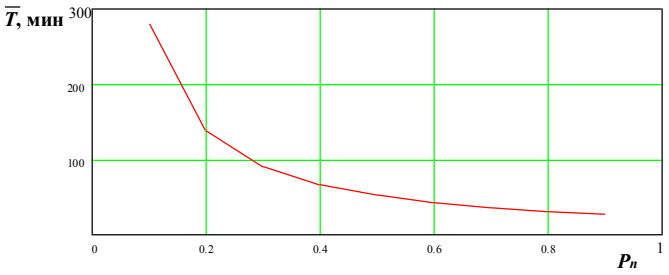


Рис. 3. Вероятностно-временные характеристики кибератаки типа «Сканирование сети и ее уязвимостей» (*а* – зависимость интегральной функции распределения вероятности от времени реализации кибератаки; *б* – зависимость среднего времени реализации кибератаки от вероятности (P_n).

Анализ полученных зависимостей на рисунке 3-*a* и рисунке 3-*b* позволяет сделать вывод о том, что для реализации атаки «Сканирование сети и выявление ее уязвимостей» с вероятностью $P_n = 0.1$ требуется 280 минут и 33 минут при $P_n = 0.9$. Полученные зависимости позволяют оценить влияние вероятности нахождения активных элементов сети, типов операционных систем и сервисов (за время, не превышающее заданное) на значения функции распределения времени реализации атаки. Видно, что увеличение вероятности P_n уменьшает среднее время реализации атаки. Однако по мере возрастания значения P_n степень влияния на интегральную функцию распределения $F(t)$ уменьшается. При преодолении значения $P_n = 0.5$ степень этого влияния пренебрежимо мала.

Среднее время реализации кибератаки также зависит от вероятности P_n. При значении P_n, превышающем 0.5, среднее время реализации этой атаки возрастает не очень сильно. Оно изменяется от 33 (при $P_n = 0.9$) до 50 минут (при $P_n = 0.5$). Если вероятность $P_n < 0.5$ и далее уменьшается, то среднее время реализации атаки начинает существенно увеличиваться, достигая значения 280 минут при $P_n = 0.1$. Это означает, что при малом значении вероятности P_n злоумышленник не может с первого раза

Модель атаки «Отказ в обслуживании». Пусть имеется компьютерная сеть, в состав которой входит *n* серверов, находящихся в постоянном ожидании запросов на подключение от удаленного объекта. Реализация атаки «Отказ в обслуживании» имеет следующие этапы:

–запуск и настройка программы, осуществляющей формирование и направление запросов, за среднее время $\overline{t_{start}}$ с функцией распределения $W(t)$;

–с вероятностью P_q направление запроса на сервер за среднее время $\overline{t_{que}}$ с функцией распределения $M(t)$;

–получение ответа от сервера за среднее время $\overline{t_{srv}}$ с функцией распределения $D(t)$;

–отправка большого количества («шторма») анонимных запросов на подключение от имени других объектов за среднее время $\overline{t_{pack}}$ с функцией распределения $L(t)$;

–переполнение очереди запросов сервера и нарушение работоспособности за среднее время $\overline{t_{voil}}$ с функцией распределения $Q(t)$.

При этом получение ответа от сервера происходит с вероятностью P_n. С вероятностью $(1 - P_n)$ запрос будет направлен повторно за среднее время $\overline{t_{rep}}$ с функцией распределения $Z(t)$.

Кроме того, с вероятностью $(1 - P_q)$ на атакуемый сервер может быть направлен некорректный, специально подобранный, запрос за среднее время $\overline{t_{unq}}$ с функцией распределения $O(t)$. В этом случае при наличии ошибок в удаленной системе возможно зацикливание процедуры обработки запроса и переполнение буфера с последующим зависанием серверов.

Стохастическая сеть, отражающая выше перечисленные этапы атаки «Отказ в обслуживании», представлена на рисунке 4.

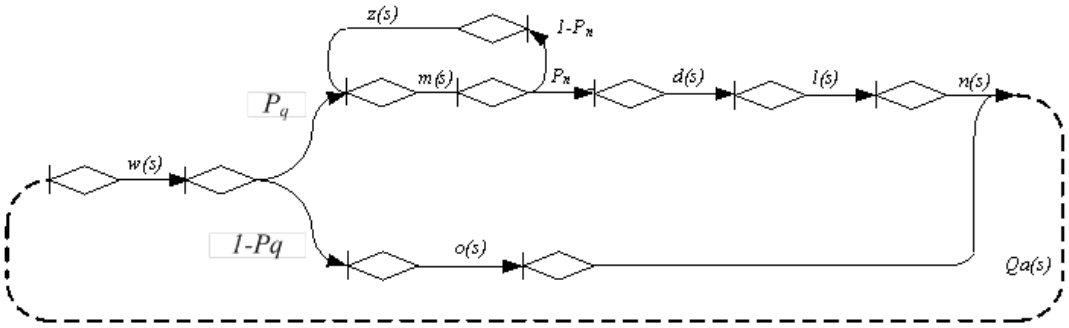


Рис. 4. Стохастическая сеть атаки «Отказ в обслуживании».

Порядок расчетов, по своей сути, аналогичен расчетам по предыдущей атаке. Поэтому сразу приведем расчетные выражения для интегральной функции распределения вероятностей и среднего времени реализации атаки. Функция распределения вероятностей $F(t)$ будет иметь следующий вид:

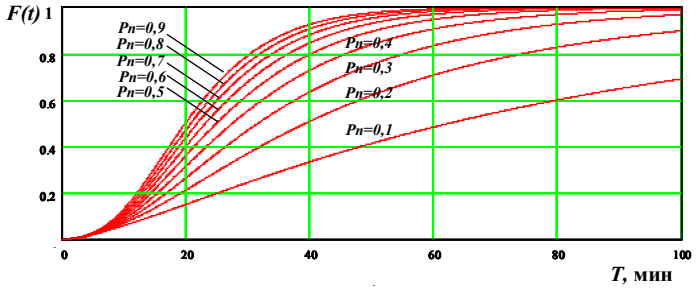
$$F(t)=\sum_{k=1}^{7}\frac{w\cdot P_q\cdot m\cdot P_n\cdot d\cdot l\cdot n\cdot(z+s_k)\cdot(o+s_k)+(1-P_q)\cdot o\cdot}{\varphi(s_k)}$$
$$\frac{\cdot[(d+s_k)\cdot(l+s_k)\cdot(n+s_k)\cdot(m+s_k)\cdot(z+s_k)-(1-P_q)\cdot z\cdot m]}{}\cdot\frac{1-\exp[s_k t]}{-s_k}.$$

Среднее время $\bar{T}$, затрачиваемое на реализацию кибератаки, определяется следующим выражением:

$$\overline{T} = \sum_{k=1}^{7} \frac{w \cdot P_q \cdot m \cdot P_n \cdot d \cdot l \cdot n \cdot (z + s_k) \cdot (o + s_k) + (1 - P_q) \cdot o \cdot}{\varphi(s_k)}$$
$$\frac{\cdot [(d + s_k) \cdot (l + s_k) \cdot (n + s_k) \cdot (m + s_k) \cdot (z + s_k) - (1 - P_q) \cdot z \cdot m]}{} \cdot \frac{1}{(-s_k)^2}.$$

Результаты расчетов $F(t)$ и $\overline{T}$ представлены в виде зависимостей на риунке 4. В качестве исходных данных используются следующие значения средних времен реализации этапов атаки «Отказ в обслуживании» и вероятности перехода пользователя по ссылке: $\overline{t_{start}}$ = 5 мин; $\overline{t_{que}}$ = 3 мин; $\overline{t_{srv}}$ = 1 мин; $\overline{t_{pack}}$ =9 мин; $\overline{t_{voil}}$ = 2 мин; $\overline{t_{rep}}$ = 3 мин; $\overline{t_{unq}}$ = 3 мин; P_n = 0.1–0.9; P_q = 0.5.

а)



б)

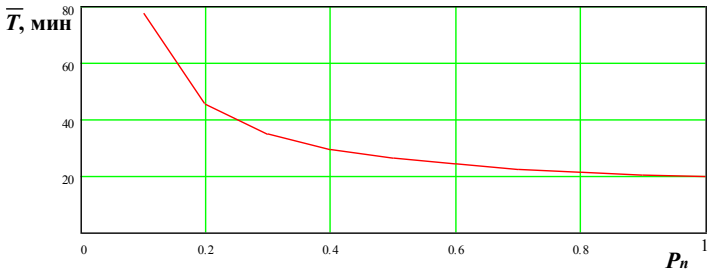


Рис. 5. Вероятностно-временные характеристики кибератаки типа «Отказ в обслуживании» (*а* – зависимость интегральной функции распределения вероятностей от времени реализации кибератаки; *б* – зависимость среднего времени реализации кибератаки от вероятности получения ответа от сервера).

Анализ полученных зависимостей на рисунке 5-*а* и рисунке 5-*b* позволяет сделать вывод о том, что для реализации кибератаки «Отказ в обслуживании» с вероятностью P_n=0,1 требуется 77 минут и 20 минут при P_n=0,9. При этом снижение вероятности P_n от 1 до 0.6 не приводит к существенному увеличению времени реализации атаки. Начиная со значения 0.6, уменьшение вероятности P_n оказывает существенное влияние на увеличение времени реализации атаки, которое возрастает в конечном итоге почти в 4 раза [5].

Полученные зависимости позволяют оценить влияние вероятности получения ответов от сервера на подключение на значения функции распределения времени реализации атаки. Видно, что увеличение вероятности P_n уменьшает среднее время реализации кибератаки. Однако по мере возрастания значения P_n степень влияния на интегральную функцию распределения $F(t)$ уменьшается, и при преодолении значения P_n > 0,3 степень этого влияния пренебрежимо мала.

Экспериментальная оценка киберустойчивости. С целью проверки полученных результатов проведен эксперимент. Для расчета коэффициента исправного действия в условиях воздействия кибератак была рассмотрена структура разветвленной

компьютерной сети, включающая в себя персональные компьютеры (1000 шт.), коммутаторы (50 шт.), маршрутизаторы (15 шт.) и серверы (20 шт.).

Для расчета коэффициента исправного действия в условиях воздействия кибератак первоначально была проведена проверка особенностей вероятностно-временных характеристик на имитационном стенде. В состав имитационного стенда входили следующие модули: (1) ввода исходных данных, (2) генерации длительности этапов атаки, (3) менеджер. Модуль ввода исходных данных устанавливал значения $\overline{t_W}$, $\overline{t_L}$, $\overline{t_M}$, $\overline{t_D}$, $\overline{t_Z}$ и P_n. Модули генерации с помощью датчика случайных чисел формировали случайным образом времена реализации этапов атаки [6]. Менеджер формировал случайное значение для времени реализации всей атаки. При этом использовались значения, полученные на выходах модулей генерации, и вероятность P_n.

Полученные экспериментальные результаты приведены в таблице 2. Для каждого значения P_n проводилось 100 экспериментов. При этом использовались значения средних времен реализации этапов атак, представленные на рисунке 3 и рису 5.

Таблица 2. Экспериментальные результаты

P_n	Среднее время моделирования, мин		Равномерное распределение		
			Среднее время, мин		Ошибка ,%
	Сканированиесети	Отказ в облуживании	Сканирование сети	Отказ в облуживании	
0,2	140	48	146,1	50,1	4,4
0,3	90	35	89,4	34,75	0,7
0,4	70	30	72,9	31,2	4,2
0,5	60	27	62,4	28,1	4,1
0,6	50	23	50,7	23,3	1,3
0,7	45	22	45,7	22,2	1,5
0,8	40	21	41,3	21,7	3,3
0,9	35	20	35,6	20,4	1,8

Как видно из таблицы 2, погрешность оценки времени реализации атаки не превышает 5 процентов. Следовательно, предложенная аналитическая модель и метод ее формирования являются достаточно корректными и адекватными [7].

В настоящей статье предложен новый подход к аналитическому моделированию кибератак, основанный на методе преобразования стохастических сетей. Сущность данного подхода заключается в замене множества элементарных ветвей стохастической сети одной эквивалентной ветвью и последующем определении эквивалентной функции сети, а также начальных моментов и функции распределения случайного времени реализации кибератаки.

Проверка предложенного подхода произведена для моделирования кибератак типа «Сканирование сети и выявление ее уязвимостей» и «Отказ в обслуживании», которые являются одними из наиболее распространенных и опасных для компьютерных сетей.

Литература

1. Коцыняк М.А., Иванов Д.А., Лаута О.С., Нечепуренко А.П. Методика оценки защищенности информационно-телекоммуникационной сети в условиях

информационного противодействия. В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIII Международной научно- технической конференции. В 3-х томах. 2017. С. 83-89.
2. Коцыняк М.А., Иванов Д.А., Лаута О.С., Нечепуренко А.П. Модель таргетированной кибернетической атаки. В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIII Международной научно- технической конференции. В 3-х томах. 2017. С. 90-98.
3. Баранов В.В., Иванов Д.А., Коцыняк М.А., Московченко В.М., Нечепуренко А.П. Применение метода топологического преобразования стохастической сети для моделирования системы воздействия В сборнике: Актуальные проблемы обеспечения информационной безопасности труда Межвузовской научно-практической конференции.2017. С. 38-43
4. Иванов Д.А., Коцыняк М.А., Лаута О.С., Нечепуренко А.П. Модель распределения факторов информационного воздействия по элементам информационно-телекоммуникационной сети. В сборнике: Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО 2017) VI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сборник научных сетей : в 4 т.. 2017. С. 420-425.
5. Стародубцев Ю.И., Бречко А.А., Львова Н.В. Необходимость оценки защищенности системы связи от средств информационной борьбы в современных условиях В сборнике: Радиолокация, навигация, связь Сборник трудов XXIII Международной научно-технической конференции. В 3-х томах. 2017. С. 1201.
6. Бречко А.А., Стародубцев Ю.И. Подход к повышению качества функционирования сложных систем в условиях деструктивных программных воздействий В сборнике: Неделя науки спбпу материалы научной конференции с международным участием. Санкт-Петербург, 2017. С 421-423.
7. Лепешкин О.М., Карпов А.В., Шостак Р.К. Актуальность осуществления сетевого контроля защищенности информационных сетей В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIII Международной научно-технической конференции. В 3-х томах. 2017. С. 1198.

Referencer

1. Kotsynyak MA, Ivanov DA, Lauta OS, Nechepurenko AP Methodology for assessing the security of the information and telecommunications network in the context of information countermeasures. In the collection: Radar, navigation, communication. Collection of Proceedings of the XXIII International Scientific and Technical Conference. In 3 volumes. 2017. P. 83-89.
2. Kotsynyak MA, Ivanov DA, Lauta OS, Nechepurenko A.P. The model of the targeted cybernetic attack. In the collection: Radar, navigation, communication. Collection of Proceedings of the XXIII International Scientific and Technical Conference. In 3 volumes. 2017. P. 90-98.
3. Baranov VV, Ivanov DA, Kotsynyak MA, Moskochenko VM, Nechepurenko A.P. Application of the method of topological transformation of the stochastic network for modeling the impact system In the collection: Actual problems of ensuring information security of work of the Interuniversity Scientific and Practical Conference. Pp. 38-43
4. Ivanov DA, Kotsynyak MA, Lauta OS, Nechepurenko A.P. Model of the distribution of information impact factors on the elements of the information and telecommunications network. In the collection: Actual problems of info-telecommunications in science and education (APINO 2017) VI International scientific-technical and scientific-methodical conference: a collection of scientific networks: in 4 tons. 2017. S. 420-425.

5. Starodubtsev Yu.I., Brechko AA, Lvov N.V. The need to assess the security of the communication system from the means of information struggle in modern conditions. In the collection: Radiolocation, navigation, communication The collection of works of the XXIII International Scientific and Technical Conference. In 3 volumes. 2017. P. 1201.
6. Brechko AA, Starodubtsev Yu.I. The approach to improving the quality of functioning of complex systems in the conditions of destructive program influences In the collection: Week of science sbpu materials of a scientific conference with international participation. St. Petersburg, 2017. From 421-423.
7. Lepeshkin OM, Karpov AV, Shostak R.K. The urgency of implementing network security control of information networks In the collection: Radar, navigation, communications. Proceedings of the XXIII International Scientific and Technical Conference. In 3 volumes. 2017. P. 1198.

МОДЕЛЬ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ СО СРЕДОЙ РАДИКАЛОВ, КАК СОСТАВНАЯ ЧАСТЬ АКТИВИРУЮЩЕЙ ПОДСИСТЕМЫ СЕТЕВОГО МОНИТОРИНГА СИСТЕМЫ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Р. К. Шостак, О. М. Лепешкин, П. А. Новиков, Ю.К. Худайназаров
Военная академия связи (ВАС), Город Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В статье предлагается решение задач жизненного цикла моделируемой системы связи специального назначения с помощью системы обеспечения комплексных разработок, основанной на специализированных математических средствах. Описывается возможность взаимодействия активирующей подсистемы со средой радикалов путем разработки модели взаимодействия административной подсистемы системы обеспечения комплексных разработок со средой радикалов на основе среды формирования запросов.

Ключевые слова: жизненные циклы сложных систем, итеративность, проблемная область, программно-технические средства, система обеспечения комплексных разработок, язык радикалов, субъект-администратор, радикал опорной среды, ультраконтейнер, терминальный контейнер.

THE MODEL OF INTERACTION WITH THE ENVIRONMENT RADICALS, AS A PART OF ACTIVATING SUBSYSTEMS MONITORING COMMUNICATIONS SYSTEMS SPECIAL PURPOSE

R. K. Shostak, O. M. Lepeshkin, And P. A. Novikov, Yu. K.

Military Academy of communications (IAC), St. Petersburg, Russia

Abstract. The article proposes the solution of the life cycle problems of the simulated special-purpose communication system with the help of the integrated development system based on specialized mathematical tools. The article describes the possibility of interaction between the activating subsystem and the radical environment by developing a model of interaction between the administrative subsystem of the integrated development support system and the radical environment based on the query environment.

Keywords: life cycles of complex systems, iteratively, subject area, software and hardware, system integration and development, language radicals, principal, administrator, radical reference environment, ultramontane, terminal container.

1. Введение

Для жизненных циклов сложных систем характерны: итеративность; использование как последовательных, так и параллельных структур при решении задач; сложное распределение информации по решаемым задачам между составляющими проблемной области.

Для решения задач на этапах жизненных циклов сложных систем создавалось множество разнообразных программно-технических средств (ПТС). Одновременно возникали многочисленные проблемы жизненных циклов таких ПТС. Отметим здесь проблемы обеспечения: адекватности ПТС решаемым задачам; полноты множества ПТС для той или иной проблемной области; взаимодействия между ПТС; изменения, развития ПТС; контроля всех составляющих ПТС [1].

Учитывая эти проблемы, а также значение ПТС для современных сложных систем, представляется необходимым создание специализированных математических средств сложных систем как основы системы, предназначенной для целенаправленного применения ПТС по достижению полного охвата проблемной области сложных систем с обеспечением информационно-системной безопасности. Назовем такую систему – системой обеспечения комплексных разработок (СОКР) (рисунок 1). СОКР должна использовать специальные математические и программные средства, объединять специалистов (коллективы специалистов) и соответствующие технические средства.

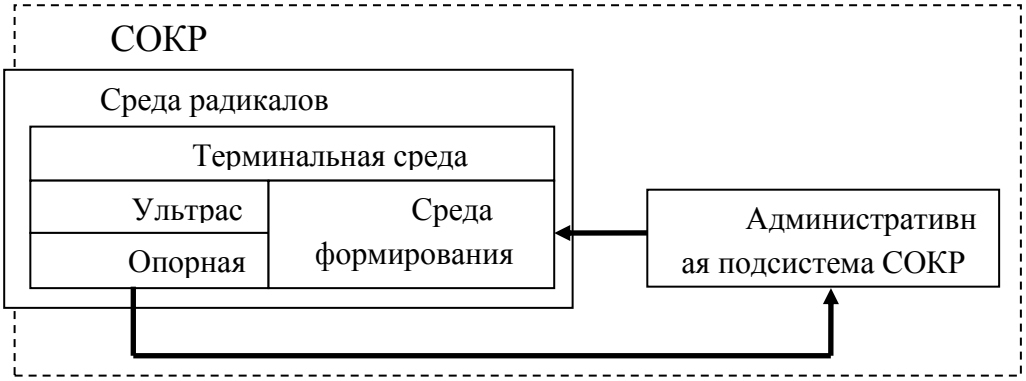


Рис. 1. Схема взаимодействия административной подсистемы СОКР со средой радикалов.

Язык радикалов нацелен на описание объектов проблемной области и решение задач жизненного цикла сложных систем, включая решение служебных задач. Описание объектов осуществляется с учетом их связей в форме схем радикалов.

Решение задач жизненного цикла сложной системы необходимо осуществлять с помощью активирования среды радикалов в СОКР, а также с помощью средств ухода от конфликтов [2].

Интеллектуальная система обеспечения комплексных разработок (ИСОКР), основывающаяся на специализированных математических средствах и возможностях современных программно-технических средств, должен обеспечить создание сложных систем на качественно новом уровне, а также, создание средств сопровождения систем по их жизненным циклам, в том числе на этапе эксплуатации.

2. Модель взаимодействия.

Решение задач жизненного цикла моделируемой системы связи специального назначения основано на взаимодействии административной подсистемы СОКР с моделью системы. Применительно к решаемой задаче административная подсистема СОКР представляет собой совокупность субъектов (либо один субъект), которые решают задачи анализа и синтеза описания системы, с использованием штатных информационных процессов (рисунок 2). Учитывая тот факт, что модель исследуемой системы реализована в виде схем радикалов и является частью среды радикалов, необходима выработка решений, позволяющих субъекту-администратору выполнять запросы к среде радикалов, создавать радикалы и цепи [3].

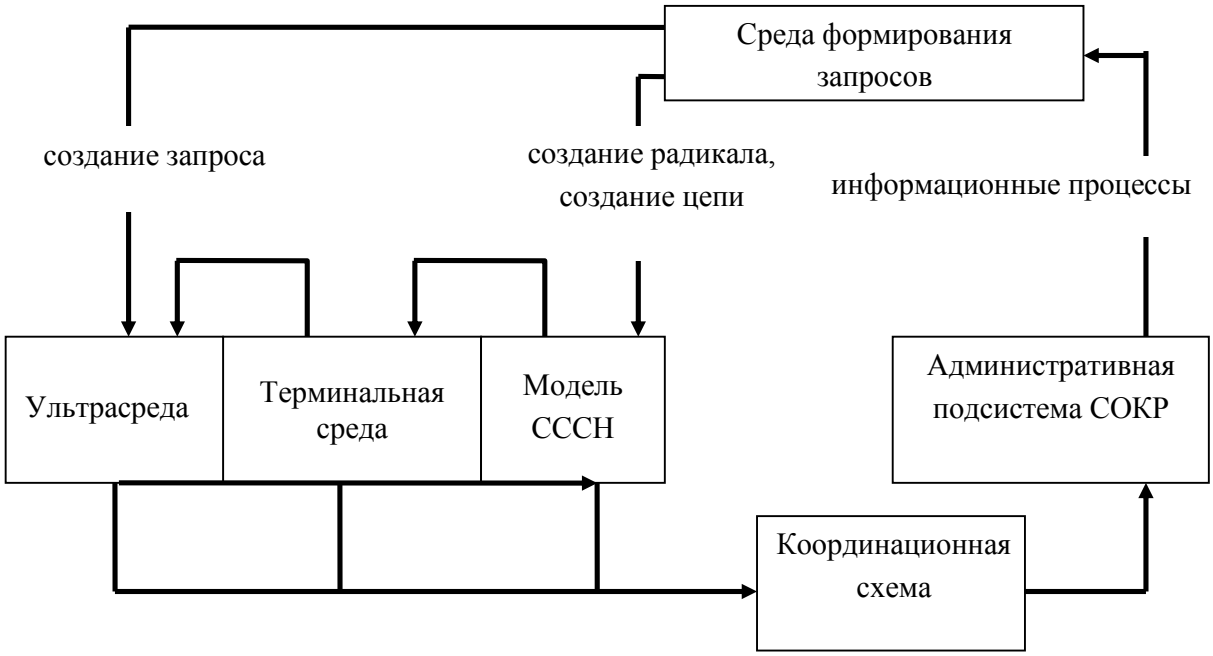


Рис. 2. Схема взаимодействия административной подсистемы СОКР со средой радикалов.

Для выполнения данных задач в состав среды радикалов вводится среда формирования запросов, которая является промежуточным звеном между административной подсистемой, моделью системы и средствами управления конфликтами. Для субъекта-администратора доступны в среде радикалов такие операции как создание радикала опорной среды, создание цепи, удаление цепи, удаление радикала, создание запроса, создание ультраконтейнера, создание терминального контейнера [4]. Поясним работу каждой из доступных операций.

3. Операции в среде радикалов.

Создание радикала опорной среды. Для того чтобы ввести в опорную среду новый радикал, пользователь должен указать имя, тип (уникум или контейнер), например cC[k][n][m], где c(u) – тип, C – имя, индексы k, n, значение m (при необходимости).

Создание цепи. Для того чтобы ввести в опорную среду новую цепь, необходимо указать два радикала (контейнер→контейнер или контейнер→ уникум), один из которых вложен в другой, например, cC[k][n]→uU[v][m], где cC[k][n] и uU[v][m] - составляющие опорной среды. Если вводимые радикалы не присутствуют в опорной среде, то операция не выполняется.

Удаление цепи. Для того чтобы удалить цепь, необходимо указать два радикала (контейнер→контейнер или уникум), один из которых вложен в другой. Команда на удаление цепи имеет вид **del** cC[k][n]→uU[v][m], где cC[k][n] и uU[v][m] - составляющие опорной среды. Если вводимые радикалы не присутствуют в опорной среде, то операция не выполняется.

Удаление радикала. Для того чтобы удалить радикал из опорной среды, необходимо указать его имя, тип и индекс. Команда на удаление имеет вид **del** cC[k][n], где cC[v][m] – контейнер опорной среды, в противном случае операция не выполняется.

При этом удаляются все цепи, в которые входит радикал cC[k][n] и создается цепь cDeleted→cC[k][n], где cDeleted – контейнер удаленных радикалов.

Создание запроса. Запрос в опорную среду имеет вид ?Question[n]→cC1[v][m]→cC2[b][d]→*, где символ * означает искомый элемент цепи, а cC1[v][m]→cC2[b][d] *начало цепи*, а – порядковый номер радикала. Если некоторые элементы *начала цепи* могут быть любыми, то они заменяются знаком _, например, ?Question[n]→cC1[v][m]→_→*.

Если производится выделение нескольких элементов, оканчивающих цепь, то используется несколько знаков *, например: ?Question[n]→ →cC1[v][m]→cC2[b][d]→*→* выделяет цепь, состоящую из двух радикалов, оканчивающих цепь cC1[v][m]→cC2[b][d].

В случае, когда необходимо выделить все элементы, оканчивающие цепь, то используется конструкция типа: ?Question[n]→ →cC1[v][m]→cC2[b][d]→… . Символ … означает «для многих».

Если условием поиска элемента является отсутствие вхождения в какую-либо цепь, то используется запрос типа ?Question[n]→cC[v][m]↛*, где символ ↛ означает отсутствие вхождения [5].

Бывают случаи, когда необходимо задать более одного условия в запросе, поэтому допускаются такие конструкции как ?Question[n]→{cC1[v][m]→*; cC2[b][d]→*}. Данный запрос выделяет контейнеры, одновременно входящие как в cC1[v][m], так и в cC2[b][d], что является аналогом оператора «and» в большинстве средств разработки.

Ответом за запрос является контейнер cAnswer. Порядковый номер ответа на запрос совпадает с порядковым номером запроса, например ?Question[n] – запрос, cAnswer[n][1] – ответ. Ответ на запрос автоматически вводится в опорную среду, вместе со схемой типа cAnswer[n][1]→{cBrief[n+1][1]; cFull[n+2][1]} и контейнерами cBrief и cFull.

Контейнер cFull[n+2][1] включает в себя найденные радикалы (цепи радикалов), а cBrief[n+1][1] включает в себя уникум uYES, либо uNO в зависимости от наличия (отсутствия) радикалов в контейнере cFull. Все ответы на запросы входят в контейнер cAnswers[p][1], и схема вида cAnswers[p][1]→cAnswer[n][1] также вводится в систему автоматически.

Уникумы uYES и uNO, а также контейнер cAnswers являются служебными и присутствуют в среде по умолчанию.

Создание ультраконтейнера. Ультраконтейнеры создаются аналогично радикалам опорной среды с указанием типа «cUltra», например cUltraCU[v][m], и активируются путем включения их в условие запроса, например, ?Question[n]→cUltraCU[v][m]→*. При обращении в запросе к ультраконтейнеру, он активируется и, с использованием средств среды формирования запросов, выполняет преобразования над опорной средой, используя свою внутреннюю логику работы. Логика работы ультраконтейнера может быть открытой, в случае если описана на языке радикалов, либо закрытой, если использует другие математические средства и внешние информационные процессы для решения задач сложной системы.

Последовательность задач ультраконтейнера задается служебным контейнером d[n], где n – номер задачи в ультраконтейнере. Задачами ультраконтейнера могут быть создание, удаление радикала, создание схемы, создание запроса. Приведем пример ультраконтейнера с открытой логикой [6].

```
cUltraCU[v][m]→{d[1]?Question→cC→*;
                d[2]cT;
                d[3]cResult;
```

d[4]cResult→cAnswer→cFull}.

В данном ультраконтейнере выполняется поиск всех контейнеров, входящих в cC, создание контейнеров с именем cT и cResult, вывод полного ответа в контейнер cResult. Ответом на запрос ?Question[n]→cUltraCU[v][m]→* будет схема cAnswer[n]→{cBrief[n+1][1]; cFull[n+2][1]}, где, если ответ не пустой cBrief[n+1][1]→uYES, то cFull[n+2][1]→{cT[n+3][1]; cResult[n+4][1]}.

Если нужно создать запрос непосредственно к результату работы ультраконтейнера cUltraCU, то используется следующая схема - ?Question[n]→cUltraCU[v][m]→cResult[n+4][1]→*. Таким образом можно получить доступ к любому радикалу, который вводит запрашиваемый ультраконтейнер.

Бывают случаи, когда необходимо чтобы ультраконтейнер выполнял задачи в зависимости от некоторых условий, заданных радикалами опорной среды. Для этого необходимо использовать запросы 2 типа (с переменной) например, ?Question[n]→{cUltraCU[v][m]→*; uvarSmthName=cC}, где cC определяет условие выполнения задач cUltraCU[v][m]. Приведем пример логики работы ультраконтейнера с предусловием.

cUltraCU[v][m]→{d[1]cResult;
d[2]cResult→uvarSmthName}.

Принцип работы с ультраконтейнерами с закрытой логикой не отличается от «открытых ультраконтейнеров», за исключением того, что при получении результата работы необходимо знать условия, которые необходимо ввести в ультраконтейнер и имя контейнера, в который выводится результат (по умолчанию - cResult), при этом, при создании ультраконтейнера с закрытой логикой необходимо, чтобы имя контейнера ссылалось на определенный информационный процесс, реализующий заложенную в нем задачу.

Создание терминального контейнера. Терминальные контейнеры создаются аналогично радикалам опорной среды с указанием типа «cTerminal», например cTerminalCU[v][m].

Учитывая, что терминальная среда образуется из радикалов-исполнителей и радикалов-датчиков, осуществляющих связь между опорными радикалами и ультра радикалами, без разъяснения принципов функционирования и особенностей каждого из типов терминальных контейнеров, будем использовать только контейнеры-исполнители и контейнеры-датчики, которые определим, следующим образом:

– контейнеры-исполнители – это радикалы, предназначенные для ввода в среду данных из моделируемого объекта (CCCH), с использованием средств ультрасреды и среды формирования запросов, входящие в состав служебного контейнера cAllExponents;

– контейнеры-датчики – это радикалы, предназначенные для отслеживания преобразований в опорной среде, с использованием средств ультрасреды и среды формирования запросов, входящие в состав служебного контейнера cAllSensors.

4. Взаимодействие активирующей подсистемы со средой радикалов.

Логика работы терминальных контейнеров является закрытой, и описывается путем применения внешних информационных процессов. Активация контейнеров-исполнителей происходит по внешним событиям, которыми являются информационные процессы моделируемой системы. Контейнеры-датчики, в свою очередь, активируются по событиям среды радикалов, таких как создание (удаление) радикала, либо цепи.

Теперь поясним, каким образом осуществляется взаимодействие активирующей подсистемы со средой радикалов. Вначале субъект-исполнитель, используя такие

операции как создание опорного радикала и создание цепи, пополняет среду новыми элементами, приводя модель в соответствие с объектом исследования. При этом результат преобразования отображается на координационной схеме (рисунок 2). Далее, в ответ на выполняемые преобразования, происходит активация терминальных контейнеров, которые с использованием математических средств ультрасреды решают задачи жизненного цикла системы (поиска и устранения конфликтов) [7].

В том случае, если в среду радикалов необходимо ввести решение, принятое активирующей подсистемой, то субъект-администратор создает соответствующие запросы к необходимым для решения задачи ультраконтейнерам, которые преобразуют модель системы в соответствии со своей внутренней логикой.

5. Заключение

Таким образом, приведенная модель взаимодействия административной подсистемы СОКР со средой радикалов на основе среды формирования запросов позволяет поддерживать модель системы в актуальном состоянии и дополнять ее новыми данными, одновременно решая задачи поиска и устранения конфликтов. Однако функционирование такой модели будет невозможным без разработки специальных математических средств, которые должны быть реализованы в виде ультра- и терминальных контейнеров активирующей подсистемы сетевого мониторинга СССН.

Литература

1. Лепешкин О.М., Радько С.А. Гипотеза построения математической модели безопасности для информационно-управляющей системы на языках среды радикалов и сетей Петри // Успехи современного естествознания. 2008. С. 59-60.
2. Стародубцев Ю.И., Бречко А.А., Львова Н.В. Необходимость оценки защищенности системы связи от средств информационной борьбы в современных условиях. Сборник трудов XXIII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». Т 3. 2017. С. 1201.
3. Лепешкин О.М., Карпов А.В., Шостак Р.К. Актуальность осуществления сетевого контроля защищенности информационных сетей. // В сборнике трудов XXIII Международной научно-технической конференции: Радиолокация, навигация, связь. Т 3. 2017. С. 1198.
4. Бурлов В.Г., Лепешкин О.М. Моделирование процесса управления на основе теории радикалов. Нейрокомпьютеры: разработка, применение. 2016. № 3. С. 54-60.
5. Шостак Р.К., Валюшкина Ю.А. Информационно-системная безопасность современной системы связи, как сложной системы. // XVI Всероссийская научная конференция «Нейрокомпьютеры и их применение». Тезисы докладов. 2018. С. 113.
6. Бречко А.А., Стародубцев Ю.И. Подход к повышению качества функционирования сложных систем в условиях деструктивных программных воздействий В сборнике: Неделя науки СПбПУ материалы научной конференции с международным участием. Санкт-Петербург, 2017. С 421-423.
7. Иванов Д.А., Коцыняк М.А., Лаута О.С., Нечепуренко А.П. Модель распределения факторов информационного воздействия по элементам информационно-телекоммуникационной сети. В сборнике: Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО 2017) VI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сборник научных сетей : Т 4. 2017. С. 420-425.

References

1. Lepeshkin O. M., Radko, S. A., the Hypothesis of creating a mathematical model of security for information management systems in the languages of the environment of radicals and Petri nets // Successes of modern natural science. 2008. C. 59-60.

2. Starodubtsev Yu. I., Brechko AA, Lvova N. In. The need to assess the security of the communication system from the means of information warfare in modern conditions. Proceedings of the XXIII international scientific and technical conference "Radar, navigation, communication". 3. 2017. C. 1201.
3. Lepeshkin O. M., Karpov A. V., Shostak, R. K. the Relevance of the implementation of the network control the security of information networks. // In proceedings of the XXIII international scientific and technical conference: radar, navigation, communication. 3. 2017. C. 1198.
4. Burlov V. G., Lepeshkin O. M. Simulation of the control process based on the theory of radicals. Neurocomputers: development, application. 2016. No. 3. PP.54-60.
5. Shostak, R. K., J. A. Malyshkina Information and system security, modern communication systems, as a complex system. // XVI all-Russian scientific conference "Neurocomputers and their application". Thesis of reports. 2018. C. 113.
6. Brechko, A. A., Starodubtsev, Y. I. Approach to improving the quality of functioning of complex systems under conditions of destructive program influences In the collection: Week of science in Spbpu materials of scientific conference with international participation. Saint Petersburg, 2017. 421-423.
7. Ivanov D. A., Kozinak M. A., of Louth, O. S., Nechepurenko, A. P. the Model of allocation of factors of information influence on the elements of the information-telecommunication network. In the book: Actual problems of infotelecommunication in science and education (APINO 2017) VI international scientific-technical and scientific-methodical conference: collection of scientific networks : T 4. 2017. C. 420-425.

МОДЕЛЬ ПОВЕДЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ АТАК НА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННУЮ СЕТЬ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

А.В. Бесков[1], М.Л. Вотинов[1], Ю.В. Ковайкин[1], А.В.Уйманов[1]

[1]Военная академия связи им. С.М. Буденного (ВАС им. С.М. Буденного), Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. Описание процесса воздействия информационных атак (ИА) может быть осуществлено с помощью достаточно хорошо разработанных методов: статистических испытаний, теории массового обслуживания, математической статистики. В действительности же события, заключающиеся в проявлении ИА, являются зависимыми, хотя степень их зависимости различна: от незначительной, которой вполне можно пренебречь, до существенной, которую следует учитывать.

Ключевые слова: система управления, телекоммуникационная сеть, информацио нная атака, телекоммуникационную сеть специального назначения

THE BEHAVIOR MODEL OF INFORMATION ATTACKS SPECIAL PURPOSE TELECOMMUNICATION NETWORK

A. V. Beskov[1], M. L. Votinov[1], Y.V Kovaykin[1], A.V. Uimanov[1]

[1]Military Academy of Communications named after S.M. Budyonny, St-Petersburg, Russia

Abstract. Description of the process of impact of information attacks (IA) can be carried out with the help of well-developed methods: statistical tests, queueing theory, mathematical statistics. In fact, the events consisting in the manifestation of IA are dependent, although the degree of their dependence is different: from minor, which can be neglected, to significant, which should be taken into account.

Keywords: control system, telecommunication network, information attack, special purpose telecommunication network

Построение модели поведения информационных атак предполагает проведение анализа дестабилизирующих факторов. Анализ воздействия информационных атак, в свою очередь, включает исследования возможности их воздействия на систему управления телекоммуникационной сетью (СУ ТКС). Очевидно, что эта задача довольно трудоемка и сложна. Основные трудности при этом возникают при определении законов распределения вероятностей таких событий, как реализация атак.

Описание процесса воздействия информационных атак (ИА) может быть осуществлено с помощью достаточно хорошо разработанных методов: статистических испытаний, теории массового обслуживания, математической статистики.

При системном рассмотрении проблемы надежности СУ ТКС (в контексте информационной безопасности), подвергающейся атакам необходимо провести анализ поведения атакованной системы. Частной задачей построения модели поведения СУ ТКС под воздействием ИА является описание воздействия ИА на СУ ТКС.

В общем случае может быть полезна многослойная модель представления системы управления, которая состоит из шести элементов: в основании этой модели лежит аппаратный слой стандартизированных платформ, второй слой соответствует увязке системного программного обеспечения – операционной системе, третий слой – оборудование, далее следует слой баз данных, приложения конкретной предметной области, система электропитания.

В этом случае каждая из частей модели может рассматриваться как объект атак

или объект защиты. Очевидно, что такое представление системы управления, является агрегированным, т.е. каждый из объектов защиты может делиться на элементы. Исходя, из подобного построения и для удобства записей расположим все элементы объектов СУ в ряд со сквозной нумерацией. Тогда СУ можно записать как множество $\mathrm{E} = \{\mathrm{E}_1, \mathrm{E}_2, ..., \mathrm{E}_m, ...\mathrm{E}_M\}$.

Допустим, множество ИА является конечным и насчитывает n компонент: $Y = \{Y_1 Y_2 \dots, Y_n\}$. Тогда при построении модели воздействия ИА на СУ ТКС необходимо, используя агрегированное представление СУ ТКС, рассмотреть саму возможность реализации атак из множества $Y = \{Y_1 Y_2 \dots, Y_n\}$ на каждый элемент системы управления E. Результатом такого исследования должна быть таблица интенсивностей ИА из $\boldsymbol{Y}$ на элементы СУ ТКС:

Таблица 1 Таблица интенсивностей информационных атак

	E_1	E_2	···	E_m	···	E_M
Y_1	$\mu_{11}(t)$	$\mu_{12}(t)$	···	$\mu_{1m}(t)$	···	$\mu_{1M}(t)$
Y_2	$\mu_{21}(t)$	$\mu_{22}(t)$	···	$\mu_{2m}(t)$	···	$\mu_{2M}(t)$
···	···	···	···	···	···	···
Y_n	$\mu_{n1}(t)$	$\mu_{n2}(t)$	···	$\mu_{nm}(t)$	···	$\mu_{nM}(t)$
···	···	···	···	···	···	···
Y_N	$\mu_{N1}(t)$	$\mu_{N2}(t)$	···	$\mu_{Nm}(t)$	···	$\mu_{NM}(t)$

В этой таблице $\mu_{nm}(t)$ - интенсивность n-ого потока атак на m-й элемент СУ ТКС.

Поток атак на СУ ТКС описывается распределением вероятностей промежутков времени между соседними атаками, которое обозначается:

$A(t) =$ P [время между последовательными атаками $\leq t$].

Поток ИА Y_n на СУ ТКС является [1,2]:

1. ординарным – атаки появляются поодиночке, ординарность потока атак означает, что вероятность попадания на элементарный участок Δt двух или более событий (атак) пренебрежимо мала по сравнению с вероятностью попадания на него ровно одного события, т.е. при $\Delta t \to 0$ эта вероятность представляет собой бесконечно малую высшего порядка.

2. потоком без последствия – для любых, не перекрывающихся участков времени $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n$ числа равные количеству атак, попадающих на эти участки, представляют собой независимые случайные величины, т.е. вероятность попадания любого числа атак на один из участков не зависит от того, сколько их попало на другие.

На основе предельной теоремы для суммарного потока сумма потоков различных ИА на любой элемент будет сходиться к пуассоновскому потоку, для которого справедливо утверждение:

при сложении любого числа N независимых ординарных потоков будет получаться снова ординарный поток, интенсивность которого равна сумме интенсивностей складываемых потоков. То есть для элемента программного обеспечения E_m интенсивность суммарного потока атак всех угроз из множества $\boldsymbol{Y}$ будет равна:

$$\mu_m(t) = \sum_{n=1}^{N} \mu_{nm}(t) \quad (1)$$

а для интенсивности потока атак на СУ ТКС в целом будет справедливо:

$$\mu(t) = \sum_{m=1}^{M} \mu_m(t) = \sum_{n=1}^{N} \sum_{m=1}^{M} \mu_{nm}(t) \quad (2)$$

Как показано в [1], если параметр μ пуассоновского закона зависит от времени, т.е. поток возникновения атак неоднороден, то вероятность возникновения a атак на участке времени Δt описывается выражениями:

для элемента m и атаки n:

$$P_{nm}(X(t,\Delta t) = a) = \frac{1}{a!}\left(\int_{t}^{t+\Delta t} \mu_{nm}(t)dt\right)^{a} \exp\left(-\int_{t}^{t+\Delta t} \mu_{nm}(t)dt\right) \quad (3)$$

для элемента m и множества атак $Y = \{Y_1 Y_2 \ldots, Y_n\}$:

$$P_{m}(X(t,\Delta t) = a) = \frac{1}{a!}\left(\int_{t}^{t+\Delta t} \mu_{m}(t)dt\right)^{a} \exp\left(-\int_{t}^{t+\Delta t} \mu_{m}(t)dt\right) \quad (4)$$

для СУ ТКС и множества ИА $Y = \{Y_1 Y_2 \ldots, Y_n\}$:

$$P\ (X(t,\Delta t) = a) = \frac{1}{a!}\left(\int_{t}^{t+\Delta t} \mu(t)dt\right)^{a} \exp\left(-\int_{t}^{t+\Delta t} \mu(t)dt\right) \quad (5)$$

Интенсивности потоков атак на элементы СУ ТКС E_m определяются из таблицы 2.1 и соотношениями (1), (2).

Зная, что число атак, попадающих на интервал Δt (где бы он ни находился), распределено по закону Пуассона, и полагая a=0, получим вероятность того, что за интервал времени Δt не произойдет ни одной атаки на СУ ТКС [2,3]:

$$P_0(t,\Delta t) = \exp\left(-\int_{t}^{t+\Delta t} \mu(t)dt\right) \quad (6)$$

Событие, состоящие в том, что на СУ ТКС будет произведена хотя бы одна атака на интервале τ, является противоположным событию ненападения на СУ ТКС на том же участке времени. Тогда вероятность атаки на интервале τ будет определяться следующим образом:

$$P(t,\Delta t) = 1 - P_0(t,\Delta t) = 1 - \exp\left(-\int_{t}^{t+\Delta t} \mu(t)dt\right) \quad (7)$$

Таким образом, для построения вероятностной модели воздействия множества ИА **Y** на элементы СУ ТКС необходимо:

определить множество потенциальных ИА−Y;

с каждым элементом СУ ТКС E_m связать подмножество ИА $Y_{\mathbf{m}}$ относительно полного множестваY, которые могут воздействовать на этот элемент;

составить таблицу интенсивностейИА;

определить вероятностные характеристики потока ИА на элемент E_m (соотношения 3 и 4);

определить вероятностные характеристики потока ИА на СУ ТКС (5 – 7);

На рисунке 1 представлен двухдольный граф для множества отношений элементов СУ ТКС – множество ИА. Граф составлен для общего случая, когда

существуют все ребра $\langle Y_n, E_m \rangle, n = \overline{1, N}$, а вероятность P_{nm} является характеристикой этого отношения.

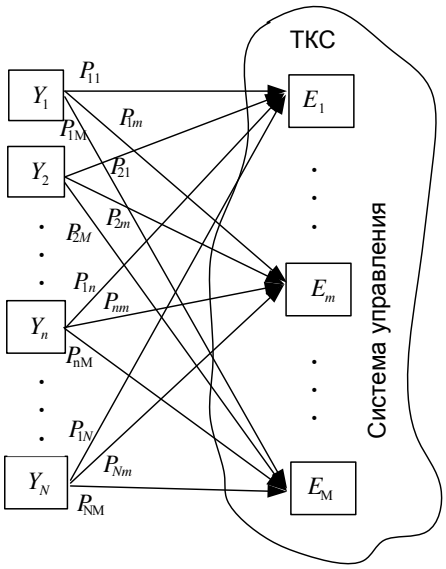


Рис. 1. Граф для множества отношений элементов СУ ТКС – множество ИА

Приведенный выше анализ поведения информационных атак при воздействии на систему управления может детализироваться при изучении конкретных типов ИА. Данная модель будет использована при проведении анализа поведения СУ ТКС при воздействии на нее информационных атак. Относительно адекватности модели реальным процессам воздействия ИА на СУ ТКС следует сделать два существенных замечания:

1. модель построена в предположении независимости ИА на СУ ТКС;
2. для обеспечения работы модели необходимы большие объемы исходных данных.

В действительности же события, заключающиеся в проявлении ИА, являются зависимыми, хотя степень их зависимости различна: от незначительной, которой вполне можно пренебречь, до существенной, которую следует учитывать.

Литература

1. Вадзинский Р.Н. Справочник по вероятностным распределениям. – СПб.: ВМА, 1996. – 284 с.

2.Вотинов М.Л., Рощин АА., Безопасность функционирования системы управления телекоммуникационной сетью. 62-я Научно-техническая конференция, посвященная дню радио С-Пб.: ВУС 2007.

3. Вотинов М.Л., Рощин АА., Обеспечение информационной безопасности в телекоммуникационных сетях. Информация и космос. - СПб, № 3. 2007.

References

1. Wadzinski R. N. The reference probability distributions. – SPb.: BMA, 1996. - 284 p.

2.Votinov M. L., Roschin A.,Safety management system for a telecommunications network. 62nd Scientific and technical conference dedicated to the day of radio St. Petersburg.: DEC 2007.

3. Votinov M. L., Roshchin A., information security in telecommunication networks. Information and space. - SPb, № 3. 2007.

МОДЕЛЬ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩАЯ АППРОКСИМАЦИЮ СОСТОЯНИЯ РАДИОКАНАЛА СОСТАВНОЙ РАДИОЛИНИИ ПОТОКОМ СОВПАДЕНИЙ БИНАРНЫХ СЛУЧАЙНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

Н. А. Пылаев[1], В. И. Дмитриев[1]

[1]Военная академия связи (ВАС), Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В статье представлена модель составной радиолинии подвижный объект – ретранслятор связи на беспилотном летательном аппарате – подвижный объект в виде потока совпадений двух независимых случайных импульсных последовательностей, аппроксимирующих состояния составляющих ее радиоканалов между подвижными объектами и ретранслятором связи на беспилотном летательном аппарате.

Ключевые слова: ретранслятор связи на беспилотном летательном аппарате; беспилотный летательный аппарат; модель радиоканала; случайный импульсный поток.

MODEL OF STATE OF COMPOSITE RADIO LINK IN FORM OF COINCIDENCE'S SEQUENCE OF BINARY RANDOM IMPULSE SEQUENCE

N. A. Pylaev[1], V. I. Dmitriev[1]

[1]Military Academy of Telecommunication , Saint-Petersbur, Country

Abstract. The article presents model of composite radio link through relay communication on unmanned aerial vehicle in form of coincidence's sequence of two independent random impulse sequences.

Keywords: relay communication on unmanned aerial vehicle; unmanned aerial vehicle; model radio channel; random impulse sequences.

1. Введение

В настоящее время одним из перспективных направлений применения беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) является их использование в качестве носителей ретрансляторов связи (РС). Использование РС на БПЛА в сравнении с наземными ретрансляторами позволяет значительно увеличить дальность связи в УКВ диапазоне и позволяет в кратчайшие сроки развертывать сети радиосвязи на необорудованной территории.

Проведенные в Военной академии связи испытания показали возможность организации связи с помощью РС на БПЛА с использованием комплекса средств связи в диапазоне частот 1,5…1,75 ГГц. Однако при обеспечении связи в данном диапазоне частот, значительное влияние на состояние радиоканала между подвижным объектом (ПО) и РС на БПЛА оказывает рельеф местности, что требует необходимости учета данного фактора.

В данной статье предлагается модель, аппроксимирующая состояние составной радиолинии через РС на БПЛА потоком совпадений случайных импульсных последовательностей.

2. Модель состояния составной радиолинии в виде потока совпадений случайных импульсных последовательностей

Модель составной радиолинии, обеспечивающей передачу сообщений между двумя подвижными объектами с использованием РС на БПЛА, можно представить в виде двух независимых радиоканалов – между первым ПО (ПО1) и РС на БПЛА, и между РС на БПЛА и вторым ПО (ПО2) (рисунок 1).

При перемещении ПО вследствие изменения степени затенения трассы распространения сигнала рельефом местности и растительностью, уровень мощности сигнала в точке приема изменяется случайным образом. В отдельные промежутки времени, когда подвижный объект будет находиться в зоне затенения, значение уровня мощности сигнала в точке приема будет опускаться ниже порогового значения, в результате чего состояние радиоканала будет непригодным для передачи сообщений. Таким образом, радиоканал между ПО и РС на БПЛА при перемещении подвижного объекта представляет собой канал прерывистой связи.

Динамика функционирования канала прерывистой связи описывается последовательной сменой состояний [1]: пригодного для передачи сообщений с заданной достоверностью $S_{\text{пр}\,i}$ и непригодного состояния радиоканала $S_{\text{непр}\,i}$ с длительностями $\tau_{\text{пр}\,i}$ и $\tau_{\text{непр}\,i}$, соответственно.

Указанное обстоятельство позволяет представить математическую модель изменения состояний радиоканала между ПО и РС на БПЛА в виде случайного импульсного потока $X(t)$ со случайными длительностями импульсов $\tau_{\text{пр}\,i}$ и скважностью между ними $\tau_{\text{непр}\,i}$, а математическую модель функционирования радиолинии ПО1–РС на БПЛА–ПО2 в виде потока совпадений двух независимых случайных импульсных потоков (рисунок 2).

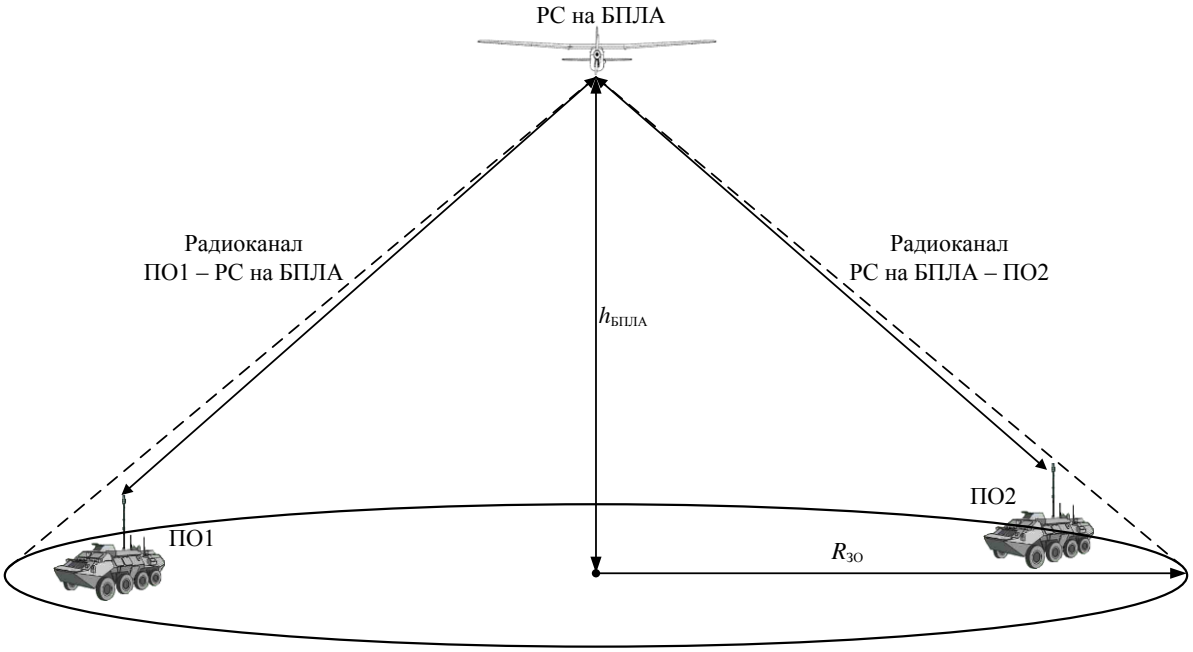


Рис. 1. Модель составной радиолинии ПО1 – РС на БПЛА – ПО2

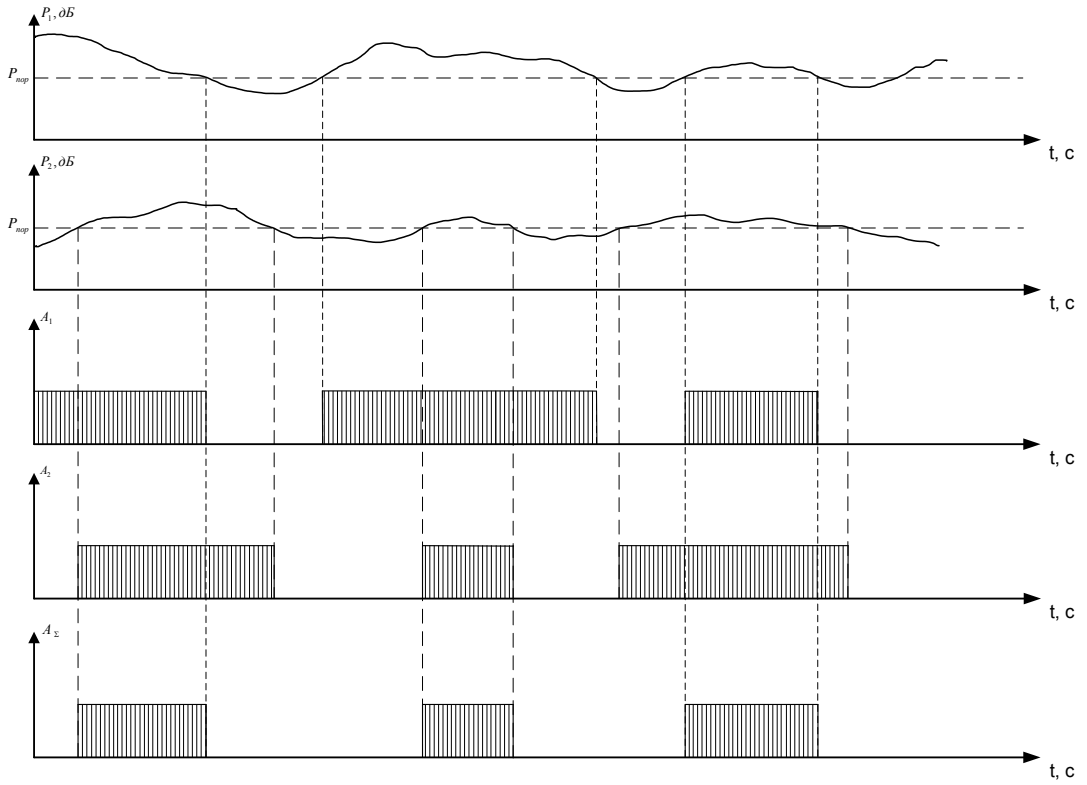


Рис. 2. Модель составной радиолинии ПО1–РС на БПЛА–ПО2 в виде потока совпадений двух независимых случайных импульсных потоков

Модель изменения состояний радиоканала ПО–РС на БПЛА представляет собой стационарный (в широком смысле) поток взаимно неперекрывающихся во времени прямоугольных импульсов (рисунок 3), когда

$$T_i = t_i - t_{i-1} > \tau_{i-1}, \quad (1)$$

где T_i – интервал времени между моментами появления смежных импульсов, t_i – момент появления i-го импульса, τ_i – длительность i-го импульса.

Форма и амплитуда h_i импульсов, по сути, не имеют принципиального значения и могут быть выбраны произвольно. Основными параметрами потока при решении данной задачи являются длительность импульсов $\tau_{\text{пр}\,i}$ и длительность $\tau_{\text{нпр}\,i}$ пауз между ними.

Математические ожидания длительности $\tau_{\text{пр}\,i}$ импульса и длительности $\tau_{\text{нпр}\,i}$ паузы стационарного импульсного потока $X(t)$, соответственно, равны

$$\overline{\tau_{\text{пр}}} = \int_0^\infty \tau_{\text{пр}}\,\omega(\tau_{\text{пр}})d\tau;$$

$$\overline{\tau_{\text{нпр}}} = \int_0^\infty \tau_{\text{нпр}}\,\omega(\tau_{\text{нпр}})d\tau,$$

где $\omega(\tau_{\text{пр}})$ – плотность распределения случайной величины $\tau_{\text{пр}\,i}$ $\omega(\tau_{\text{нпр}})$ – плотность распределения случайной величины $\tau_{\text{нпр}\,i}$.

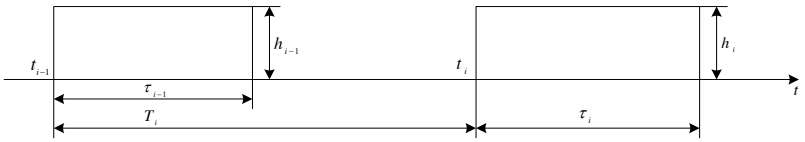


Рис. 3. Вариант реализации случайного импульсного потока

Для решения поставленной научной задачи нас будет интересовать процесс совпадения импульсов ряда стационарных (в широком смысле) и независимых потоков $X_s(t)$ $(s = 1, 2, 3, ..., n)$, каждый из которых удовлетворяет требованию (1). В рассматриваемой модели количество случайных импульсных потоков $s = 2$.

Совпадение двух и более импульсов условимся считать состоявшимся, если их длительности перекрываются хотя бы частично. Импульс, образованный в результате перекрытия во времени заданного числа импульсов, будем называть импульсом совпадения.

Случайный импульсных поток $X_1(t)$ характеризует состояние радиоканала ПО1 – РС на БПЛА, где длительность импульса $\tau_{1\,пр}$ соответствует длительности пригодного состояния радиоканала, а длительность паузы $\tau_{1\,непр}$ соответствует длительности непригодного состояния радиоканала.

Случайный импульсных поток $X_2(t)$ характеризует состояние радиоканала РС на БПЛА – ПО2, где длительность импульса $\tau_{2\,пр}$ соответствует длительности пригодного состояния радиоканала, а длительность паузы $\tau_{2\,непр}$ соответствует длительности непригодного состояния радиоканала.

Случайный поток импульсов совпадений $X_\Sigma(t)$ характеризует состояние радиолинии ПО1 – РС на БПЛА–ПО2, где длительностям импульса $\tau_{\Sigma\,пр}$ и паузы $\tau_{\Sigma\,непр}$ соответствует длительности пригодного и непригодного состояния радиолинии.

Исходными данными в предлагаемой математической модели являются плотности распределения длительностей следующих случайных интервалов времени:

$\tau_{1\,пр}$ – длительности пригодного для передачи сообщений состояния радиоканала ПО1–РС на БПЛА;

$\tau_{1\,непр}$ – длительности непригодного состояния радиоканала ПО1 – РС на БПЛА;

$\tau_{2\,пр}$ – пригодного для передачи сообщений состояния радиоканала РС на БПЛА – ПО2;

$\tau_{2\,непр}$ – длительности непригодного состояния радиоканала РС на БПЛА – ПО2.

Решение задачи о совпадении импульсов ряда стационарных (в широком смысле) и независимых потоков может быть найдено на базе математической модели, предложенной в [2]. Современные вычислительные средства позволяют решить данную задачу посредством имитационного моделирования.

В настоящее время отсутствуют какие-либо экспериментальные данные подтверждающие теоретические предположения о распределении длительностей

пригодных и непригодных состояний радиоканалов с БПЛА. Для определения средних значений длительностей пригодного и непригодного состояний каналов был проведен вычислительный эксперимент с использованием учебной цифровой картографической модели участка местности со среднепересеченным рельефом.

Эксперимент проводился в два этапа. На первом этапе осуществлялся сбор статистических данных о протяженностях маршрутов перемещения ПО в зонах видимости и зонах затенения относительно РС на БПЛА. После чего производился расчет временных интервалов нахождения ПО объекта в указанных зонах, значения которых соответствуют длительностям пригодного и непригодного состояния радиоканала.

На втором этапе осуществлялась обработка первичного статистического материала, оценка параметров распределений длительностей пригодных и непригодных состояний радиоканалов и построение соответствующих статистических рядов в виде гистограмм.

Для упрощения проведения эксперимента были введены следующие допущения:

− БПЛА барражирует в достаточно малом относительно рассматриваемого участка местности районе, что позволяет считать координаты его местоположения постоянными;

− при распространении электромагнитных волн на интервале ПО – РС на БПЛА отсутствует дифракция на естественных препятствиях местности [3], поэтому состояние радиоканала ПО – РС на БПЛА определяется наличием или отсутствием оптической видимости между корреспондентами;

− подвижные объекты перемещаются равномерно со скоростью 10 м/с.

Результаты эксперимента для высоты подъема была 100 м представлены на рисунках 4–7.

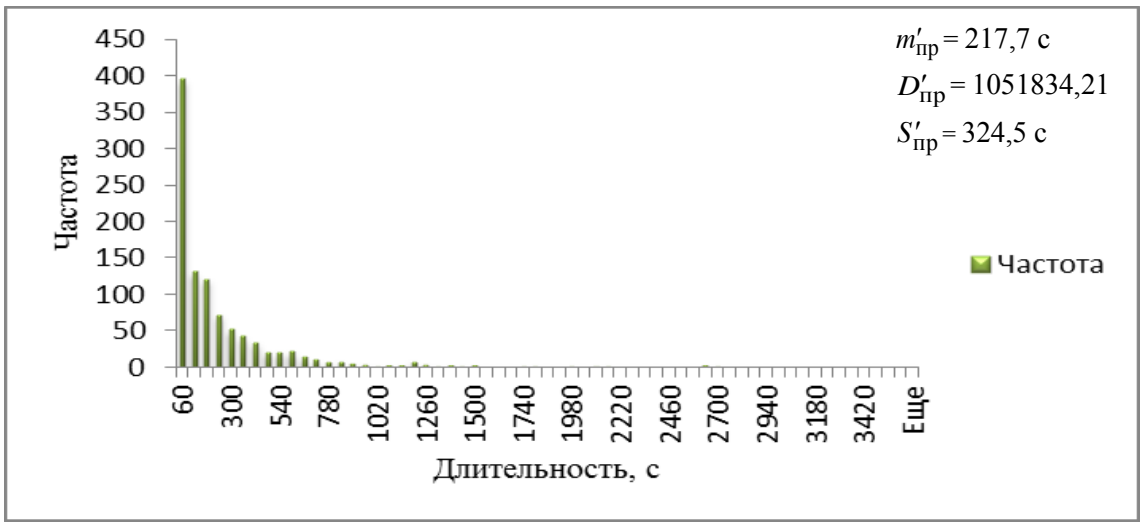


Рис. 4. Распределение длительностей пригодного состояния радиоканала ПО1–РС на БПЛА

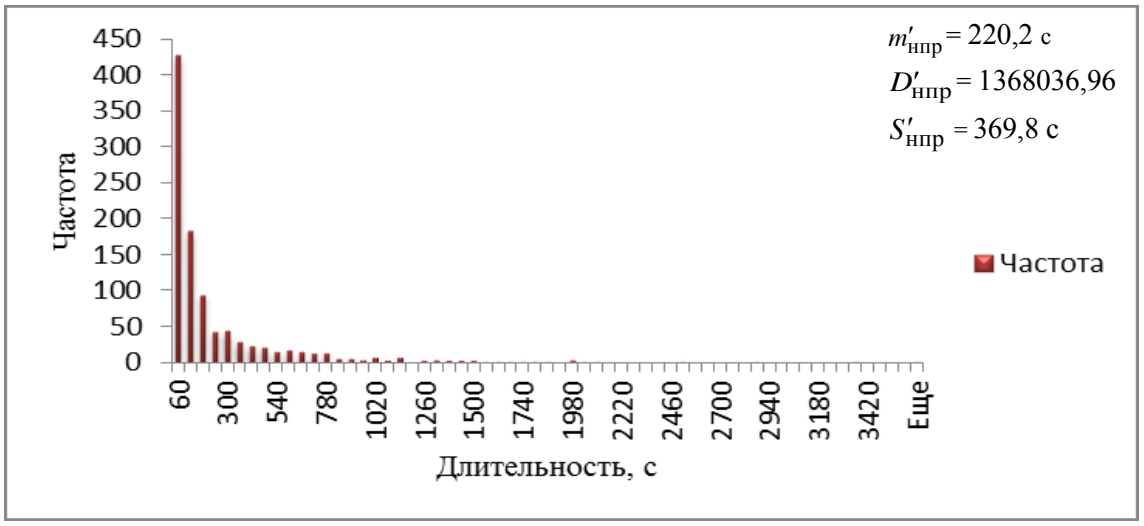


Рис. 5. Распределение длительностей непригодного состояния радиоканала ПО1–РС на БПЛА

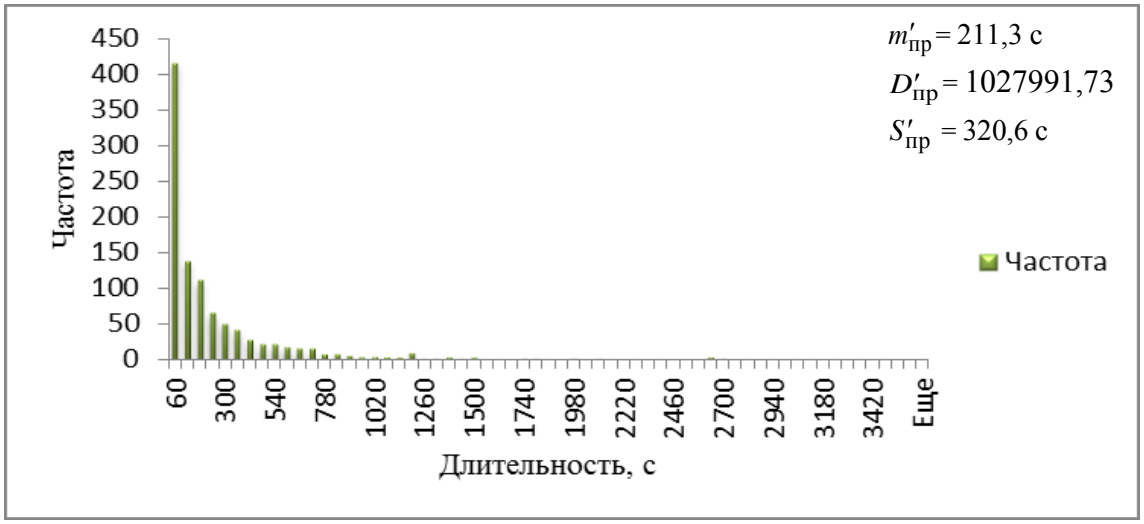


Рис. 6. Распределение длительностей пригодного состояния радиоканала РС на БПЛА–ПО2

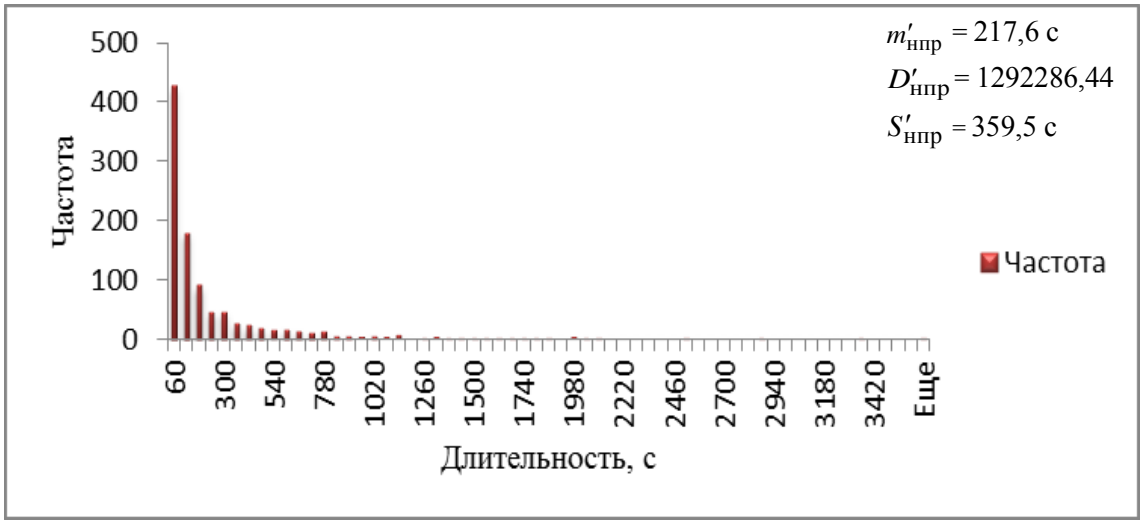


Рис. 7. Распределение длительностей непригодного состояния радиоканала РС на БПЛА–ПО2

3. Заключение

Распределения длительностей пригодных и непригодных для передачи сообщений состояний радиоканалов между ПО и РС на БПЛА имеют близкие к экспоненциальной функции распределения вероятностей, параметры которых находятся в конкретных интервалах величин.

На основе полученных статистических данных были определены оценки математических ожиданий, дисперсий и среднеквадратических отклонений длительностей пригодного и непригодного состояний радиоканала ПО – РС на БПЛА.

Полученные результаты могут использоваться в предложенной математической модели радиолинии ПО1 – РС на БПЛА – ПО2.

Литература

1. Семисошенко, М. А. Управление автоматизированными сетями декаметровой связи в условиях сложной радиоэлектронной обстановки : монография / М. А. Семисошенко. – СПб. : ВАС, 1997. – 364 с.
2. Седякин, Н. М. Элементы теории случайных импульсных потоков / Н. М. Седякин. – М. : Сов. радио, 1965. − 263 с.
3. Долуханов, М. П. Распространение радиоволн / М. П. Долуханов. – М. : Связь, 1972. – 336 с.

References

1. Semisoshenko, M. A. Management of automated decametre communication networks in a complex electronic enviroment. SPb. : VAS, 1997. – 264 p.
2. Sedyakin, N. M. Elements of the theory of random impulse sequences. – M. : Radio, 1965. – 264 p.
3. Doluhanov, M. P. Propagation of radio waves. – M. : Svyaz, 1972. – 336 c.

ОБЕСПЕЧЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ НА ОСНОВЕ МЕТОДА ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА

О.С. Лаута, М.А. Коцыняк, Е.А. Беспалый, С.И. Кузнецов

Аннотация. В статье дается краткий обзор искусственного интеллекта, позволяющего эффективно решать задачи, связанные с обнаружением аномального поведения в процессе управления функционирования и информационного обмена в информационно-вычислительной сети.

Ключевые слова: киберугрозы, таргетированная атака, искусственный интеллект, информационная безопасность.

ENSURING INFORMATION SECURITY BASED ON THE METHOD OF ARTIFICIAL INTELLIGENCE

O.S. Lauta, M.A. Kotsynyak, E.A. Bespaly, S.I. Kuznetsov

Annotation. The article gives a brief overview of artificial intelligence, which allows to effectively solve the problems associated with the detection of abnormal behavior in the process of managing the functioning and information exchange in the information and computer network.

Keywords: cyberthreats, targeted attack, artificial intelligence, information security.

5 декабря 2016 года Президент России Владимир Путин подписал Указ об утверждении новой Доктрины информационной безопасности Российской Федерации. Новый документ пришел на смену Доктрине, утвержденной 9 сентября 2000 года, которая признается утратившей силу. Но далеко не все реализуемые специалистами по информационной безопасности на протяжении этого срока меры можно признать успешными.

Киберугрозы представляют собой постоянную опасность не только для военной индустрии, но и мировой экономики в целом. По прогнозам, в течение следующего года киберугрозы превысят отметку в триллион долларов, если говорить о размере причиненного ущерба.

Традиционные решения большинства антивирусных компаний, лишь ограничиваются осуществлением контроля доступа к информационным ресурсам и их мониторингом. Такой подход позволяет хорошо справляться с известными вирусами или вредоносными программами, но почти бессилен против широко распространенных в последнее время таргетированных атак (APT-угроз). Структура, основные этапы и фазы таргетированной атаки приведены в [1-4].

Стандартная APT-угроза включает в себя использование хакером уязвимости «нулевого дня» и установку «кейлоггера». Воспользовавшись похищенными учетными записями, хакер получает доступ в IT-системы и имеет возможность скачать конфиденциальную корпоративную информацию. Даже системы анализа защищенности (SIEM) не способны обеспечить полную защиту от угроз, следовательно, этот вид атаки становится практически не распознаваемым, а шансы предотвратить его – крайне низкими. Всё это послужило причиной к тому, что компании из сферы IT-безопасности уже начали разрабатывать и применять свои собственные решения, связанные с анализом поведения пользователей.

Благодаря этому, машинное обучение вскоре станет новой нормой, наравне с информационной безопасностью, управлением событиями или SIEM, и, в конечном

итоге, в течение ближайших пяти лет вытеснит большую часть традиционных антивирусов, эвристики и других систем основанных на анализе сигнатур.

Наиболее успешным методом противодействия таргетированным атакам является мониторинг и своевременное выявление запущенных неконтролируемых процессов в информационно-телекоммуникационной сети. Можно выделить два основных класса мер – набор технических решений, способных прервать сетевую коммуникацию или запуск какого-то процесса в инфраструктуре, и машинное обучение (обучение с помощью искусственного интеллекта).

Основной же особенностью искусственного интеллекта (ИИ) является разработка подходов и алгоритмов, обеспечивающих решение задач, свойственных человеческому мозгу. К таким задачам в общем случае относят: накопление знаний; применение накопленных знаний; извлечение знаний из опыта.

Для решения данных задач, а также для обнаружения аномалий (APT-угроз) в основе системы основанной на применении ИИ должен лежать репликатор нейронной сети, который сжимает и восстанавливает данные так, чтобы основная часть данных реконструировалась, а аномалии - нет. Благодаря этому, ошибки восстановления могут быть непосредственно перенесены к аномальным значениям. Данный подход существенно ускорит процесс обучения избавив от лишних этапов переобучения нейронной сети.[5-7]

Репликатор нейросетей (RNNs) или автоассоциатор, является многослойной нейронной сетью. Слои ввода и вывода имеют одинаковое количество узлов, в то время как промежуточные слои состоят из уменьшенного количества узлов. Как показано на рисунке 1, RNNs которая состоит из трех скрытых слоев.

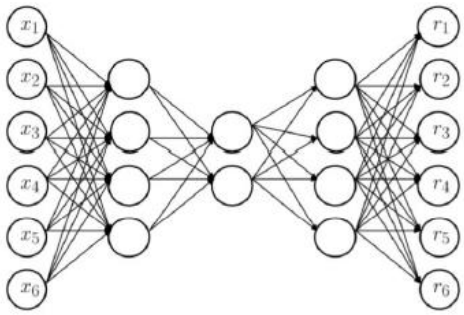


Рис. 1 Репликатор из трех скрытых слоев.

Синапсы осуществляют связь между нейронами и умножают входной сигнал на число, характеризующее силу связи - вес синапса. Сумматор (аксон) выполняет сложение сигналов, поступающих по синаптическим связям от других нейронов и внешних входных сигналов. Преобразователь реализует функцию одного аргумента, выхода сумматора, в некоторую выходную величину нейрона. Эта функция называется функцией активации нейрона. Нейрон в целом реализует скалярную функцию векторного аргумента. В общем случае входной сигнал и весовые коэффициенты могут принимать действительные значения. Выход определяется видом функции активации и может быть, как действительным, так и целым. Синаптические связи с положительными весами называют возбуждающими, с отрицательными весами - тормозящими.

Таким образом, нейрон полностью описывается своими весами и функцией активации F. Получив набор чисел (вектор) в качестве входов, нейрон выдает некоторое число на выходе.

Рассчитывать слои репликатора нейронной сети предлагается следующим образом: первый и третий скрытые слои рассчитываются, как p/2 нейронов, в то время как

второй, центральный слой состоит из p/4 нейронов, где p - размерность данных. Функция передачи, гиперболический тангенс, используется в качестве функции активации по всей сети.

$$\psi = F(\psi) = \frac{e^{\psi} - e^{-\psi}}{e^{\psi} + e^{-\psi}} \quad (1)$$

Преобразования из входов в промежуточные слои сжимает данные. Затем данные распаковываются и реконструируют входы отображения из промежуточных слоев к выходам. Эта реконструкция выполняется с потерей данных, то есть вносит ошибку, и процесс обучения сводится к минимуму. Восстановление для i-того примера определяется по формуле:

$$в_i = \sum_{j=1}^{p} \left(x_{ij} - r_{ij}\right)^2 \quad (2)$$

где входной вектор x и выходной вектор r оба p-мерные. Учитывая обученный репликатора нейросетей RNN, ошибка восстановления используется как оценка аномального значения: тестовые экземпляры, подвергнутые высокой ошибке восстановления, считаются аномальными.

Таким образом, становится понятно, что ИНС позволяют эффективно решать задачи, связанные с обнаружением аномального поведения в процессе управления функционирования и информационного обмена в ИВС. Использование ИНС позволит повысить защищённость ИВС и обеспечить более высокий уровень обнаружения КА по сравнению с традиционно-используемыми средствами защиты, так как в отличие от сигнатурных СОА способны к обобщению имеющихся знаний и использованию их для обнаружения новых типов КА.

Литература

1. Коцыняк М.А., Иванов Д.А., Лаута О.С., Нечепуренко А.П. Методика оценки защищенности информационно-телекоммуникационной сети в условиях информационного противодействия. В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIII Международной научно- технической конференции. В 3-х томах. 2017. С. 83-89.
2. Коцыняк М.А., Иванов Д.А., Лаута О.С., Нечепуренко А.П. Модель таргетированной кибернетической атаки. В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIII Международной научно- технической конференции. В 3-х томах. 2017. С. 90-98.
3. Баранов В.В., Иванов Д.А., Коцыняк М.А., Московченко В.М., Нечепуренко А.П. Применение метода топологического преобразования стохастической сети для моделирования системы воздействия В сборнике: Актуальные проблемы обеспечения информационной безопасности труда Межвузовской научно-практической конференции.2017. С. 38-43
4. Иванов Д.А., Коцыняк М.А., Лаута О.С., Нечепуренко А.П. Модель распределения факторов информационного воздействия по элементам информационно-телекоммуникационной сети. В сборнике: Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО 2017) VI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сборник научных сетей : в 4 т.. 2017. С. 420-425.
5. Стародубцев Ю.И., Бречко А.А., Львова Н.В. Необходимость оценки защищенности системы связи от средств информационной борьбы в современных условиях В сборнике: Радиолокация, навигация, связь Сборник трудов XXIII Международной научно-технической конференции. В 3-х томах. 2017. С. 1201.

6. Бречко А.А., Стародубцев Ю.И. Подход к повышению качества функционирования сложных систем в условиях деструктивных программных воздействий В сборнике: Неделя науки спбпу материалы научной конференции с международным участием. Санкт-Петербург, 2017. С 421-423.
7. Лепешкин О.М., Карпов А.В., Шостак Р.К. Актуальность осуществления сетевого контроля защищенности информационных сетей В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIII Международной научно-технической конференции. В 3-х томах. 2017. С. 1198.

Referencer

1. Kotsynyak MA, Ivanov DA, Lauta OS, Nechepurenko AP Methodology for assessing the security of the information and telecommunications network in the context of information countermeasures. In the collection: Radar, navigation, communication. Collection of Proceedings of the XXIII International Scientific and Technical Conference. In 3 volumes. 2017. P. 83-89.
2. Kotsynyak MA, Ivanov DA, Lauta OS, Nechepurenko A.P. The model of the targeted cybernetic attack. In the collection: Radar, navigation, communication. Collection of Proceedings of the XXIII International Scientific and Technical Conference. In 3 volumes. 2017. P. 90-98.
3. Baranov VV, Ivanov DA, Kotsynyak MA, Moskochenko VM, Nechepurenko A.P. Application of the method of topological transformation of the stochastic network for modeling the impact system In the collection: Actual problems of ensuring information security of work of the Interuniversity Scientific and Practical Conference. Pp. 38-43
4. Ivanov DA, Kotsynyak MA, Lauta OS, Nechepurenko A.P. Model of the distribution of information impact factors on the elements of the information and telecommunications network. In the collection: Actual problems of info-telecommunications in science and education (APINO 2017) VI International scientific-technical and scientific-methodical conference: a collection of scientific networks: in 4 tons. 2017. S. 420-425.
5. Starodubtsev Yu.I., Brechko AA, Lvov N.V. The need to assess the security of the communication system from the means of information struggle in modern conditions. In the collection: Radiolocation, navigation, communication The collection of works of the XXIII International Scientific and Technical Conference. In 3 volumes. 2017. P. 1201.
6. Brechko AA, Starodubtsev Yu.I. The approach to improving the quality of functioning of complex systems in the conditions of destructive program influences In the collection: Week of science sbpu materials of a scientific conference with international participation. St. Petersburg, 2017. From 421-423.
7. Lepeshkin OM, Karpov AV, Shostak R.K. The urgency of implementing network security control of information networks In the collection: Radar, navigation, communications. Proceedings of the XXIII International Scientific and Technical Conference. In 3 volumes. 2017. P. 1198.

ОСОБЕННОСТИ ДЕТЕКТИРОВАНИЯ И СПОСОБЫ МАСКИРОВАНИЯ ДЕМАСКИРУЮЩИХ ПРИЗНАКОВ СРЕДСТВ ПРОАКТИВНОЙ ЗАЩИТЫ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СЕТЕЙ

Р.В. Максимов[1], С. П. Соколовский[1], Д. Н. Орехов[1]

[1]Краснодарское высшее военное училище имени генерала армии С.М. Штеменко, Краснодар, Россия

Аннотация. Проактивные средства и системы защиты информации, реализованные с применением технологий киберобмана, в настоящее время вызывают все больший интерес. Они позволяют предотвращать вредоносное воздействие еще на начальном этапе компьютерной (сетевой) разведки. В этой работе мы рассмотрели один из вариантов реализации таких средств и систем – «сетевую ловушку», на основе программного средства *LaBrea*, исследовали особенности алгоритмов ее функционирования, которые могут привести к ее обнаружению, что, в итоге, приведет к снижению общего уровня защиты информационной сети. С помощью средства обнаружения «сетевых ловушек» *Degreaser*, мы протестировали *LaBrea* для определения ее демаскирующих признаков и их последующей классификации. На основе ловушки *LaBrea* мы разработали совокупность способов, направленных на устранение выявленных демаскирующих признаков. Разработанные способы были реализованы в виде отдельных программных модулей и интегрированы в модифицированную «сетевую ловушку» *NetHole*, лишенную выявленных у прототипа недостатков. Результативность проведенных исследований оценена в ходе проведения эксперимента с применением программного средства *Degreaser*.

Ключевые слова: информационная безопасность, проактивная защита, «сетевая ловушка», «сетевые приманки» демаскирующие признаки, компрометация, киберобман.

WAYS OF DETECTING AND HIDING COMPUTER NETWORK PROACTIVE SECURITY TOOLS UNMASKING FEATURES

R.V.Maximov[1], S.P. Sokolovskiy [1], D.N.Orekhov[1]

[1]Krasnodar Higher Military School named after the general of the Army S.M.Shtemenko, Krasnodar, Russia

Abstract. Passive and proactive network security tools, based on cyber deception technologies, become more and more popular among classic tools. Using such tools gives an opportunity to prevent network attacks on the very beginning – at intelligence gathering stage. In this work we research one of these deceptive tools – a network tarpit. Based on LaBrea taprit, we investigate some fingerprints of its algorithms, that may lead to tarpit detecting and lowering overall security level. We used an open source detection tool Degreaser to find LaBrea's unmasking features, classify them and calculate their influence on the possibility of tarpit discovering. Our main goal was to provide methods to improve network tarpit obscuring capabilities, ridding of revealed unmasking features. These methods were later implemented as modules and integrated in our network tarpit called NetHole, that uses LaBrea as prototype and has no revealed shortcomings. The efficiency of modifications made was then tested in a set of tests with the same detection tool Degreaser.

Keywords: information security, proactive protection, network tarpit, network security, compromising fingerprints, cyber deception, network intelligence gathering.

1. Введение

В настоящее время достаточно большое количество компьютерных атак носит разведывательный характер с целью получения информации о топологии

вычислительной сети, являющейся объектом атаки, а также об используемых средствах проактивной защиты вычислительной сети [1, 2]. Одними из средств сетевой защиты, функционирующих с применением обманных сетевых стратегий [3, 4], направленных на создание у нарушителя иллюзий уязвимых целей или способствующих видимости более сложной инфраструктуры, чем существует на самом деле, являются «сетевые приманки» (*honeypots*) [5, 6], Более совершенные способы сетевого обмана включают в себя не только предоставление противнику правдоподобной цели, но и, так называемые, проактивные меры защиты, такие как, например, удержание в двухстороннем порядке соединения с отправителем пакетов сообщений, что вызывает «истощение» ресурсов отправителя пакетов сообщений для поддержания состояния соединения, замедляет процесс автоматического сканирования атакуемой вычислительной сети и, как результат, накладывает ограничение на используемый нарушителем вычислительный ресурс, что приводит к невозможности осуществлять сетевой информационный обмен. Рассмотренные способы проактивной защиты реализованы в виде инструментальных средств сетевого обмана, так называемых «сетевых ловушек» (*network tarpits*) [7, 8], а также с применением *Linux Netfilter Tarpit*, включенным в пакет *Xtables-addons*.

2. Компромитирующие свойства

В свою очередь, нарушителями информационной безопасности также активно разрабатываются и совершенствуются средства снижения результативности «сетевых ловушек», реализующие способы их компрометации, посредством детектирования уникальных идентификаторов (демаскирующих признаков) «сетевых ловушек». В качестве средств компрометации «сетевых ловушек», злоумышленниками применяются как общедоступные утилиты *nmap*, *zenmap, ethereal*, *arping*, *tethreal* и др. анализа сетевого трафика и топологии вычислительной сети, так и специализированные средства компрометации средств проактивной защиты вычислительных сетей [9, 10].

Анализ проведенных исследований, направленных на определение информативности признаков «сетевой ловушки» *LaBrea*, посредством специализированного средства *Degreaser* [11] показал, что ей присущи демаскирующие признаки двух типов.

Первый тип – ненадежные демаскирующие признаки, которые на интуитивном уровне могут служить указанием на хост-ловушку, такие как: использование *LaBrea* специального, строго заданного *MAC*-адреса $(00{:}00{:}0F{:}FF{:}FF{:}FF)_{16}$ независимо от реального адреса сетевого адаптера; наличие активности любого *IP*-адреса в его подсети; наличие всех открытых *TCP*-портов на защищаемом хосте; задержка во времени при ответе на *ARP*-запросы, прежде чем механизм сетевой ловушки будет активирован.

Второй тип – надежные демаскирующие признаки, которые обнаруживаются посредством проведения удаленного активного сканирования ложных хостов, созданных ловушкой: это характерные размер и опции окна *TCP*.

Кроме того, основываясь на дополнительных наблюдениях, определены характерные особенности функционирования «сетевых ловушек», такие как то, что ловушки, как правило, относятся к подсети в которой они работают, а также то, что «сетевые ловушки» не генерируют никакого ответа на уровне приложения.

Таким образом, возникает противоречие между результативностью защиты вычислительных сетей и возможностями нарушителей по определению структуры вычислительных сетей и идентификации характеристик средств защиты, имеющих демаскирующие признаки. Отсюда целью данной статьи является устранение указанного противоречия, заключающегося в разработке способов снижения информативности демаскирующих признаков средств проактивной защиты вычислительных сетей.

3. Сетевая ловушка «NETHOLE»

Авторами, разработаны ряд способов снижения информативности демаскирующих признаков, присущих «сетевой ловушке» *LaBrea*, которые реализованных в виде ее модификации — программного средства проактивной защиты вычислительных сетей *NetHole.*

Итак, первый из разработанных способов, направленный на снижение вероятности обнаружения нарушителем факта использования и идентификации характеристик средств защиты, заключается в следующем. Предварительно разделяют адресное пространство вычислительной сети на множества разрешенных и подключенных *IP*-адресов сетевых устройств, разрешенных и временно неподключенных *IP*-адресов сетевых устройств, запрещенных для использования в вычислительной сети *IP*-адресов сетевых устройств, обеспечивающих реалистичность функционирования защищаемой вычислительной сети.

Для этого предварительно задают множество всех *IP*-адресов сетевых устройств вычислительной сети, в котором задают множество разрешенных для использования в вычислительной сети *IP*-адресов сетевых устройств. Затем, задают множество запрещенных для использования в вычислительной сети *IP*-адресов сетевых устройств. После этого во множестве разрешенных и временно неподключенных *IP*-адресов сетевых устройств в вычислительной сети также предварительно задают множество разрешенных и подключенных *IP*-адресов сетевых устройств в вычислительной сети.

Разделением таким образом адресного пространства вычислительной сети достигается реалистичность функционирования защищаемой вычислительной сети, что позволяет снизить вероятность обнаружения нарушителем факта использования средств защиты и с высокой степенью вероятности идентифицировать факт ведения сетевой разведки нарушителем, заключающийся в его обращении к *IP*-адресам временно неподключенных сетевых устройств, а также снизить информативность демаскирующего признака сетевой «ловушки» (заключающегося в активности всего диапазона *IP*-адресов вычислительной сети) исключением из диапазона *IP*-адресов, обращения к которым перехватывают «ловушкой», множество *IP*-адресов.

Для снижения вероятности идентификации характеристик средств защиты обеспечивают уменьшение информативности демаскирующего признака «сетевой ловушки», состоящего в использовании единственного и неизменяемого значения $(00:00:0F:FF:FF:FF)_{16}$ *MAC*-адреса независимо от реального адреса сетевого адаптера, при ответах на *ARP*-запросы к неиспользуемому *IP*-адресу сетевого устройства вычислительной сети, что является именным демаскирующим признаком в случае, когда злоумышленник находится в одном сегменте сети с инициализированной «сетевой ловушкой».

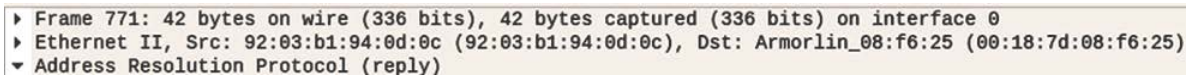


Рис. 1. Иллюстрация использования *LaBrea* единственного и неизменяемого значения $(00:00:0F:FF:FF:FF)_{16}$ *MAC*-адреса

В целях реализации способа защиты применяют случайные значения *MAC*-адресов сетевых адаптеров. В данной статье рассматриваются три разработанных авторами варианта способа применения случайных значений *MAC*-адресов сетевых адаптеров.

Вариант разработанного способа состоит в генерации полностью случайного значения *MAC*-адресов сетевых адаптеров. Для этого предварительно активируют все сетевые устройства в вычислительной сети и считывают их *MAC*-адреса. После этого считанные *MAC*-адреса запоминают в массиве памяти. Далее генерируют случайную последовательность шестнадцатеричных чисел, и формируют из нее J значений, где $J = 1, 2, \ldots, j$, *MAC*-адресов временно неподключенных сетевых устройств вычислительной сети. Для исключения появления в вычислительной сети двух сетевых устройств с одинаковыми *MAC*-адресами, сравнивают сформированные J значений *MAC*-адресов временно неподключенных сетевых устройств вычислительной сети с *MAC*-адресами всех сетевых устройств вычислительной сети, информация о которых ранее записана в массив памяти. В случае совпадения сгенерированных *MAC*-адресов с уже записанными в массиве памяти они удаляются и генерируется новый *MAC*-адрес. После этого задают матрицу соответствия i-му *IP*-адресу сетевого устройства в вычислительной сети j-го сформированного *MAC*-адреса. Далее модифицированная «сетевая ловушка» функционирует по следующему алгоритму: принимают *ARP*-запрос к любому i-му *IP*-адресу сетевого устройства *IP*-адресов вычислительной сети и в случае, если этот запрос направлен к *IP*-адресам временно неподключенных сетевых устройств формируют ответный пакет сообщений и записывают в поле «размер окна» *TCP*-заголовка ответного пакета сообщений значения $W_{нач}$ равное 10 байт, а в заголовок ответного пакета j-й сгенерированный *MAC*-адрес. После этого направляют отправителю ответный пакет сообщений со значением j -го сгенерированного *MAC*-адреса для i-го *IP*-адреса.

Результативность сформулированного технического результата была проверена путем программной реализации заявленного способа в *NetHole* и проведении натурного эксперимента. Суть эксперимента – сравнение результативности обнаружения *LaBrea*, с результативностью обнаружения *NetHole*. Для идентификации «сетевой ловушки», то

есть для идентификации характеристик средств защиты в процессе эксперимента применен перехват из сетевого трафика ответов на запросы по протоколу *ARP* с использованием анализатора пакетов *Wireshark*.

Для возможности запуска «сетевой ловушки», как с модификацией, так и без нее, был добавлен флаг «-M» в аргументы запуска командной строки *NetHole*. Пример запуска программы показан на ниже:

./labrea -i eth4 -n 1.1.1.0/24 -I 1.1.1.1 -E 00:18:7d:08:f6:24 -o -z -M

На рис. 2 отображен дамп трафика, в котором виден обмен пакетов протокола *ARP*: на *ARP*-запрос «Какой *MAC*-адрес на хосте с *IP*-адресом 1.1.1.18?» получен *ARP*-ответ «*IP*-адрес 1.1.1.18 находится на хосте с *MAC*-адресом 92:03:B1:94:0D:0C», где 92:03:B1:94:0D:0C — это случайно сгенерированный *MAC*-адрес.

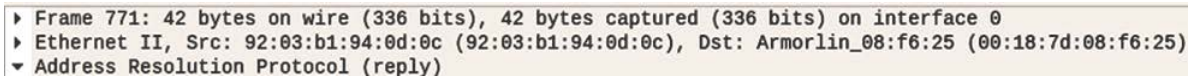


Рис. 2. Иллюстрация использования в способе защиты множества случайных значений MAC-адресов

Второй вариант способа отличается от предыдущего тем, что после активации всех сетевых устройств вычислительной сети считывают верхние три октета *MAC*-адреса, содержащие уникальный идентификатор (рис. 3) производителя сетевой карты. Для того, чтобы имитируемая локальная сеть казалась более реалистичной, эти три октета выбирают случайно из базы данных, в которой размещены уникальные идентификаторы популярных производителей сетевых карт. Вторые три октета генерируют полностью случайно, как описано в первом способе. Таким образом, данный способ позволяет имитировать локальную сеть с устройствами реальных производителей.

Таблица 1 - Фрагмент базы данных с уникальными идентификаторами производителей сетевых карт

MAC-адрес	Производитель
000142	Cisco Systems, Inc
00037F	Atheros Communications, Inc
000393	Apple, Inc.
0004EA	Hewlett Packard
0004E9	Infiniswitch Corporation
000585	Juniper
00059E	Zinwell Corporation

В третьем варианте способа реализации алгоритма рандомизации *MAC*-адресов используется механизм предварительного обнаружения сетевых устройств в локальной сети. Для этого производится рассылка *ARP*-запросов по всей подсети захвата *IP*-адресов. Получив *ARP*-ответы от хостов, осуществляется извлечение каждого используемого *MAC*-адреса в сети, с последующей записью в базу данных. После этого осуществляется определение производителей сетевых карт, которые используются в локальной сети и вычисляется процентное соотношение используемых производителей. Исходя из данной информации, *MAC*-адреса генерируются таким образом, чтобы

верхние три октета выбирались пропорционально количеству и типу реальных активных сетевых устройств в сети. Остальные октеты, также как в предыдущих способах, генерируются случайным образом.

В итоге, с помощью третьего варианта способа, имитируется локальная сеть с устройствами от реальных производителей, причем уникальные идентификаторы производителей используются только те, которые реально присутствуют в данной локальной сети. Это позволяет «сетевой ловушке» быть менее подверженной к обнаружению, даже если злоумышленнику известны производители устройств в этой сети.

LaBrea, генерируя ответы на протоколу *TCP*, никогда не добавляет в заголовок *TCP*-опции. Опции в *TCP*-заголовке могут содержать до 40 байт информации. Опции передают дополнительную информацию для узла назначения или выравнивают другие опции. Определены две категории опций: однобайтовая и многобайтовая опция. Поэтому, в модифицированной ловушке *NetHole* было решено в *TCP*-ответах добавить поддержку *TCP*-опций. В исходном коде *LaBrea* добавлен новый программный модуль, исполняемый при перехвате очередного *TCP*-пакета. В данном программном модуле производится чтение *TCP*-опций перехваченного пакета (побитно) и последующее их копирование в генерируемый пакет, являющийся ответом на перехваченный пакет. При этом опция «*TCP Timestamp*» не копируется. Эта опция передает два 4-байтовых поля с временными метками. Поле «*Timestamp Value*» (*TSval*) содержит текущее значение временной метки передавшего опцию модуля *TCP*. Поле «*Timestamp Echo Reply*» (*TSecr*) содержит временную метку, переданную удаленным модулем *TCP*. Таким образом производится копирование поля *TSecr* и подсчет аптайма системы, значение которого копируется в поле *TSval*. Для тестирования модифицированной «сетевой ловушки» *NetHole* использовалось программное обеспечение *Degreaser*. В процессе работы для определения, является ли узел ловушкой или нет, *Degreaser* проверяет наличие *TCP*-опций. В таблице 2 представлен вывод результатов работы *Degreaser*, сканирующего подсеть, в которой запущена *LaBrea* без модификации (первый этап тестирования).

Таблица 2 Вывод результатов тестирования на первом этапе

IP адрес	Время отклика	Размер окна	TCP флаги	TCP опции	Результаты сканирования
1.1.1.210	0	0			Нет ответа
1.1.1.92	257762	10	SA		LaBrea
1.1.1.198	0	0			Нет ответа
1.1.1.105	81284	10	SA		LaBrea
1.1.1.195	205014	10	SA		LaBrea
1.1.1.121	0	0			Нет ответа
1.1.1.251	0	0			Нет ответа
1.1.1.226	127510	10	SA		LaBrea
1.1.1.81	87530	10	SA		LaBrea
1.1.1.160	103524	10	SA		LaBrea
1.1.1.61	131536	10	SA		LaBrea
1.1.1.189	255501	10	SA		LaBrea
1.1.1.84	2327500	10	SA		LaBrea

Degreaser определяет, что данные узлы являются ловушками. В столбце *TCP Options* отображается, какие *TCP*-опции присутствовали в ответах на *TCP*-запросы, направляемые *Degreaser*, каждому из исследуемых узлов. Как видно из рисунка 5, *TCP*-опции отсутствуют в ответах от всех узлов, которые определены программой *Degreaser* сетевой «ловушкой» *LaBrea.* Далее, в таблице 3, отображен вывод работы *Degreaser* на втором этапе тестирования, когда сканируют подсеть, в которой запущена *LaBrea* с реализованными модификациями.

Таблица 3. Вывод результатов тестирования на втором этапе

IP адрес	Время отклика	Размер окна	TCP флаги	TCP опции	Результаты сканирования
1.1.1.49	136629	10	SA	MVST	Реальный хост
1.1.1.70	0	0			Нет ответа
1.1.1.144	99569	10	SA	MVST	Реальный хост
1.1.1.125	0	0			Нет ответа
1.1.1.196	0	0			Нет ответа
1.1.1.143	342342	10	SA	MVST	Реальный хост
1.1.1.82	895930	10	SA	MVST	Реальный хост
1.1.1.161	0	0			Нет ответа
1.1.1.29	0	0			Нет ответа
1.1.1.65	0	0			Нет ответа
1.1.1.233	0	0			Нет ответа
1.1.1.88	2279563	10	SA	MVST	Реальный хост
1.1.1.140	0	0			Нет ответа

Как видно из таблицы 3, в столбце *TCP Options* теперь отображены *TCP*-опции *Maximum Segment Size* (*M*)*, Windows Scale* (*W*)*, Selective Acknowledgement* (*S*) *и Timestamp* (*T*). Программное обеспечение *Degreaser* теперь не в состоянии определить, что ответы от данных узлов отправляет «сетевая ловушка». Представленные сравнительные результаты тестирования могут быть использованы и при сравнительной оценке информационных систем на предмет их потенциальной устойчивости к деструктивным воздействиям.

Основополагающим критерием для детектирования сетевых ловушек является управление потоком *TCP*. Устанавливаемый размер окна у программы *LaBrea* является по умолчанию 10 байт.

Для того, чтобы добавить случайности в работу сетевой ловушки, было решено сделать случайным размер *TCP*-окна. Так как средство детектирования сетевых ловушек *Degreaser* работает таким образом, что после проверки наличия *TCP*-опций проверяет размер *TCP*-окна (если размер окна меньше, чем задано, то узел является потенциальной ловушкой), то со случайно сгенерированным размером *TCP*-окна будет затруднительно определить сетевую ловушку. Конечно, с данной модификацией ловушка получит больше трафика, но теперь она не имеет демаскирующего признака.

Модуль генерации пакета со случайным размером окна функционирует по следующему алгоритму: получают пакет *TCP-SYN*, затем генерируют случайное число

от 0 до 255, после чего генерируют пакет *TCP-SYN-ACK* с размером *TCP*-окна равным сгенерированному случайному числу.

Для возможности запуска программы, как с модификацией, так и без нее, был добавлен флаг «*-W*» в аргументы запуска командной строки программы.

./labrea -i eth4 -n 1.1.1.0/24 -I 1.1.1.1 -E 00:18:7d:08:f6:24 -o -z -W

Ниже приведен фрагмент дампа сетевого обмена *TCP*, в котором присутствует пакет со случайно сгенерированным размером *TCP*-окна, равным 195.

Source Port: 22
Destination Port: 48414
[Stream index: 5]
[TCP Segment Len: 0]
Sequence number: 0 (relative sequence number)
Acknowledgment number: 1 (relative ack number)
Header Length: 20 bytes
Flags: 0x012 (SYN, ACK)
Window size value: 195
[Calculated window size: 195]
Checksum: 0x1e5d [unverified]
[Checksum Status: Unverified]
Urgent pointer: 0
[SEQ/ACK analysis]

Вывод программы *Degreaser* в данном случае выглядит, как представлено в таблице 4.

Таблица 4 Вывод результатов случайно сгенерированного значения *TCP*-окна посредством Degreaser

IP адрес	Время отклика	Размер окна	TCP флаги		TCP опции	Результаты сканирования
1.1.1.244	0	0				Нет ответа
1.1.1.156	0	0				Нет ответа
1.1.1.229	928340	10	SA			LaBrea
1.1.1.246	563430	10	SA			LaBrea
1.1.1.213	0	0				Нет ответа
1.1.1.142	0	0				Нет ответа
1.1.1.221	110359	10	SA			LaBrea
1.1.1.10	0	0				Нет ответа
1.1.1.168	0	0				Нет ответа
1.1.1.65	172517	10	SA			LaBrea
1.1.1.57	0	0				Нет ответа
1.1.1.219	0	0				Нет ответа
1.1.1.15	119541	10	SA			LaBrea

Чтобы обойти и обмануть данную проверку, было решено реализовать поддержку ответов о приеме *TCP*-пакетов с данными. Алгоритм функционирования данного программного модуля заключается в следующем: получают *TCP*-пакет с данными или с

установленным флагом *PUSH*; генерируют *TCP*-пакет *ACK* с заданным размером *TCP*-окна, в зависимости от запущенного режима; отправляют сгенерированного *TCP*-пакет.

С данной модификацией сетевой обмен между программами *LaBrea* и *Degreaser* выглядит так, как показано на рисунке ниже:

На рисунке 3 представлено пять *TCP*-пакетов: три из них для установки соединения, четвертый — пакет с данными размером 9 байт, пятый — ответ о приеме данных в виде *TCP ACK* пакета.

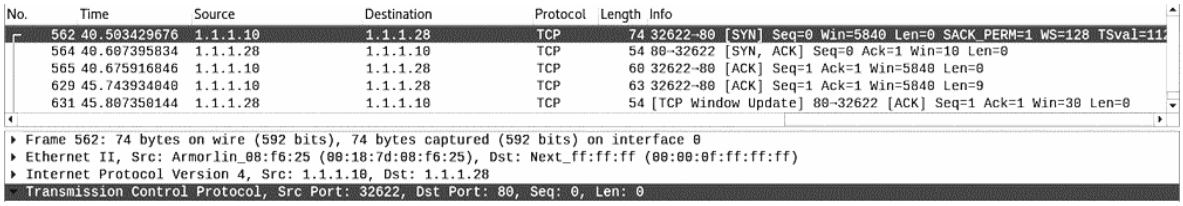


Рис. 4. Вывод результатов случайно сгенерированного значения *TCP*-окна посредством *Degreaser*

Как показано в таблице 5, в ответах отсутствуют *TCP*-опции, размер *TCP* окна равен 10, что меньше, чем порог у программы *Degreaser*, но, тем не менее, программа определила, что данные узлы являются реальными хостами, а не сетевыми ловушками и тем более не ловушками *LaBrea*.

Таблица 5 Вывод результатов случайно сгенерированного значения *TCP*-окна посредством *Degreaser* после реализации проведенных модификаций в *NetHole*

IP адрес	Время отклика	Размер окна	TCP флаги	TCP опции	Результаты сканирования
1.1.1.193	103529	10	SA		Реальный хост
1.1.1.73	0	0			Нет ответа
1.1.1.47	0	0			Нет ответа
1.1.1.67	5642860	10	SA		Реальный хост
1.1.1.87	207563	10	SA		Реальный хост
1.1.1.106	199462	10	SA		Реальный хост
1.1.1.105	0	0			Нет ответа
1.1.1.172	0	0			Нет ответа
1.1.1.93	95532	10	SA		Реальный хост
1.1.1.36	0	0			Нет ответа
1.1.1.226	2291418	10	SA		Реальный хост
1.1.1.237	0	0			Нет ответа
1.1.1.178	195431	10	SA		Реальный хост

4. Заключение

Таким образом, в разработанных способах достигается повышение результативности защиты и введение в заблуждение нарушителя относительно структуры вычислительной сети, за счет снижения вероятности обнаружения нарушителем факта использования средств защиты и идентификации их характеристик.

Литература

1. Давыдов А.Е., Максимов Р.В., Савицкий О.К. Защита и безопасность ведомственных интегрированных инфокоммуникационных систем. М.: ОАО «Воентелеком», 2015. 520 с.
2. Давыдов А.Е., Максимов Р.В., Савицкий О.К. Безопасность ведомственных интегрированных инфокоммуникационных систем: учеб. пособие. СПб.: Изд-во ФГУП «НИИ «Масштаб», 2011. 192 с.
3. Соколовский С.П., Орехов Д.Н. Концептуализация проблемы проактивной защиты интегрированных информационных систем // Сборник научных статей VIII Международной научно-практической конференции «Научные чтения имени профессора Н.Е. Жуковского» 20-21 декабря 2017 года / Министерство обороны Российской Федерации, КВВАУЛ им. Героя Советского Союза А.К. Серова. – Краснодар: Издательский Дом – Юг, 2018. С. 47-52.
4. Гаврилов А.Л., Катунцев С.Л., Орехов Д.Н., Соколовский С.П. Результаты анализа способов компрометации средств защиты информации // Материалы девятой Международной научной конференции «ТТС-17» (22-24 ноября 2017 года) / ФГБОУ ВО «КубГТУ», КВВАУЛ им. А.К. Серова; под общей редакцией Б.Х. Гайтова. – Краснодар: Издательский Дом – Юг, 2017. С. 117-121.
5. Du Z., Fan W., Fernández D., Villagrá V.A. Enabling an Anatomic View to Investigate Honeypot Systems: A Survey. November 2017. IEEE Systems Journal 11/2017, pp (99):1-14. DOI: 10.1109/JSYST.2017.2762161.
6. Keil, C., Nawrocki, M., Schmidt, T.C., Schönfelder, J., Wählisch, M.: A Survey on Honeypot Software and Data Analysis. arXiv.org, 2016, vol. 10, pp. 63-75.
7. Liston T. LaBrea: «sticky» Honeypot and IDS. [Online]. Available: http://labrea.sourceforge.net/labrea-info.html.
8. Liston T. «LaBrea». [Online]. Available: http://labrea.sourceforge.net/labrea.1.txt
9. Способ (варианты) защиты вычислительных сетей: пат. 2307392 Рос. Федерация, МПК G06F / заявитель и патентообладатель Военная академия связи (RU). Максимов Р.В., Выговский Л.С., Заргаров И.А., Кожевников Д.А., Павловский А.В., Стародубцев Ю. И., Худайназаров Ю.К., Юров И.А. – № 2006114974; заявл. 02.05.2006; опубл. 27.09.2007, Бюл. № 27. 22 с.
10. Способ защиты вычислительной сети (варианты): пат. 2325694 Рос. Федерация, МПК H04L G06F. / заявитель и патентообладатель Военная академия связи (RU). Максимов Р.В., Кожевников Д.А., Павловский А.В. – № 2006138743; заявл. 02.11.2006; опубл. 27.05.2008, Бюл. № 15. 106 с.
11. Alt. L. Degreaser git respository. 2014. https://github.com/lancealt/degreaser.

References

1. Davydov A.E., Maximov R.V., Savickij O.K. Protection and security of departmental integrated infocommunication systems. Moscow: Voentelecom, 2015. – 520 p.
2. Davydov A.E., Maximov R.V., Savickij O.K. Security of departmental integrated infocommunication systems: Tutorial. Saint Petersburg.: Research Institute «Mashtab», 2011. 192 p.
3. Sokolovskiy S.P., Orekhov D.N. Problem conceptualization of integrated information systems' proactive defence // In Proceedings of the VIII International Scientific and Practical Conference «Scientific readings named after professor N.E. Zhukovskiy», December 20-21, 2017 / Ministry of Defence of the Russian Federation, KVVAUL named after the Hero of the Soviet Union A.K. Serov. – Krasnodar: Publishing house – South. 2018. Pp. 47-52.
4. Gavrilov A.L., Katuntsev S.L., Orekhov D.N., Sokolovskiy S.P. The results of the information security tools compromising methods analysis// Materials of the 9th International Scientific Conference «TTS-17», November 22-24, 2017 / Kuban State Technical University, KVVAUL named after the Hero of the Soviet Union A.K. Serov.; under the B.H. Gaitov general editorship. – Krasnodar: Publishing house – South, 2017. Pp. 117-121.

5. Du Z., Fan W., Fernández D., Villagrá V.A. Enabling an Anatomic View to Investigate Honeypot Systems: A Survey. November 2017. IEEE Systems Journal 11/2017, pp (99):1-14. DOI: 10.1109/JSYST.2017.2762161.
6. Keil, C., Nawrocki, M., Schmidt, T.C., Schönfelder, J., Wählisch, M.: A Survey on Honeypot Software and Data Analysis. arXiv.org, 2016, vol. 10, pp. 63-75.
7. Liston T. LaBrea: «sticky» Honeypot and IDS. [Online]. Available: http://labrea.sourceforge.net/labrea-info.html.
8. Liston T. «LaBrea». [Online]. Available: http://labrea.sourceforge.net/labrea.1.txt
9. Method (variants) for protecting computer networks: inv. 2307392 Rus. Federation, MPC G06F / Proprietor Voennaja akademija svjazi imeni Marshala sovetskogosojuza S.M. Budennogo (RU). Maximov R.V., Kozhevnikov D.A., Pavlovskij A.V. – № 2006114974; Application 02.05.2006; Pub. 27.09.2007, Bull. № 27. 22 p.
10. Method of computer network protection (variants): inv. 2325694 Rus. Federation, MPC G06F / Proprietor Voennaja akademija svjazi imeni Marshala sovetskogosojuza S.M. Budennogo (RU). Maximov R.V., Kozhevnikov D.A., Pavlovskij A.V. – № 2006138743; Application 02.11.2006; Pub. 27.05.2008, Bull. № 15. 106 p.
11. Alt. L. Degreaser git respository. 2014. https://github.com/lancealt/degreaser.

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ ПРОЦЕДУРЫ ПРЕДОТВРАЩЕНИЯ КОЛЛИЗИЙ НА КАЧЕСТВО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ПРОТОКОЛА СЛУЧАЙНОГО ДОСТУПА В РАДИОКАНАЛЕ

А.А. Крикунов, Д.А. Ковальков, Е.А. Гаврилин

Филиал военной академии РВСН, г. Серпухов, Россия

Аннотация. В статье рассматривается задача определения требуемой длительности служебных сигналов, которыми обмениваются абоненты широковещательной радиосети в ходе реализации процедуры предотвращения коллизий в протоколе случайного множественного доступа с контролем занятости канала. Решение данной задачи позволяет осуществить выбор оптимальных параметров для протоколов доступа и обмена информацией в сети.

Ключевые слова: случайный множественный доступ; обнаружение сигналов; широковещательные сети.

EVALUATION OF INFLUENCE OF PARAMETERS OF PROCEDURE FOR PREVENTING COLLISIONS ON THE PERFORMANCE OF RANDOM ACCESS PROTOCOL IN THE RADIO CHANNEL

A.A. Krikunov, D.A. Kovalkov, E.A. Gavrilin

The branch of the military Academy of the strategic missile forces, Serpukhov, Russia

Abstract. The article deals with the problem of determining the required duration of service signals exchanged by broadcast radio network subscribers during the implementation of the conflict prevention procedure in the random multiple access Protocol with the channel busy monitoring. The solution of this problem allows you to select the optimal parameters for the protocols of access and exchange of information in the network.

Keywords: random multiple access; signal detection; broadcast networks.

1.Введение

В архитектуре современных радиосетей различного назначения для реализации процедуры обмена данными того или иного типа широко используется случайный множественный доступ (СМД) к радиоканалам. Протоколы со случайным разделением ресурса отличаются допустимостью конфликтов, что в большинстве случаев хорошо сочетается с характером трафика пакетной радиосети, так как потери части пропускной способности радиоканала из-за взаимного разрушения пакетов (коллизий) в конфликтных ситуациях оказываются меньше потерь, связанных с простаиванием ресурса в протоколах со статическим резервированием, и меньше, чем затраты на организацию управления в протоколах с динамическим резервированием [2].

2.Основная часть

При организации информационных сетей с наземной пакетной радиосвязью в интересах мобильных абонентов в настоящее время применяются, в основном, протоколы СМД с проверкой состояния радиоканала перед началом передачи. Такие

протоколы, как известно, характеризуются существенно более высокой эффективностью по сравнению с неконтролируемым СМД. Известно большое число протоколов такого типа, начиная с простых, где перед началом передачи абонент проверяет наличие несущей в радиоканале, и заканчивая более сложными, с предотвращением конфликтов и распределением очередности передачи между конфликтующими абонентами [2, 3].

Эффективность работы протоколов коллективного доступа можно оценить по следующим показателям: относительная пропускная способность $C_{кан}$, средняя задержка при передачи пакета $\overline{T}$, а также вероятность успешной передачи пакета за время, не превышающее требуемое – $P_{уп}(t_{тр})$ [5].

Алгоритм функционирования всех применяемых протоколов СМД с проверкой состояния радиоканала так или иначе направлен на то, чтобы минимизировать время, когда радиоканал используется для передачи поврежденных из-за конфликта пакетов. Очевидно, что прирост показателей качества информационного обмена в радиоканале, должен превосходить накладные расходы, связанные с процедурой предотвращения и разрешения конфликтных ситуаций.

Рассмотрим радиосеть с конечным числом абонентов, передача информации в которой синхронизирована по временным тактам (окнам). Парциальная нагрузка каждого абонента является стационарной и характеризуется вероятностью p_0 появления пакета в очередном такте. Длительность одного такта – $T_{окн}$ привязана к времени передачи одного пакета данных – $T_п$. Процедура случайного множественного доступа с контролем состояния радиоканала организована следующим образом. Между началом временного окна и моментом начала передачи пакета вводится период прослушивания (конкуренции за канал) – $T_{просл.}$, разделенный на l интервалов длительностью $T'_{просл.}$. В начале очередного такта каждый абонент, имеющий пакет для передачи, случайным образом выбирает номер интервала $z = \overline{1...l}$ и начинает прослушивание канала. В соответствующем интервале абонент посылает кратковременный сигнал (например, немодулированный несущей) на занятие канала. Если за время прослушивания был принят сигнал от другого абонента, выбравшего меньший номер, посылка сигнала не осуществляется. Выигравшим конкуренцию за канал считается абонент, который выбрал интервал с меньшим номером, чем остальные. Успешная передача пакета осуществиться, если такой абонент оказался единственным, в противном случае случится коллизия. Абоненты, которым не удалось передать пакет, переходят в режим повторной передачи и пытаются осуществить передачу в очередном такте с вероятностью p_r – параметр «настойчивости» абонентов [4].

Порядок расчета показателей качества функционирования такого протокола и способ определения его оптимальных параметров в зависимости от информационной нагрузки в сети рассмотрен в [5, 6]. Результаты моделирования показывают, что оптимальное значение такого параметра, как количество интервалов прослушивания, а также значения соответствующих показателей эффективности протокола СМД существенно зависят от величины $T'_{просл.}$

Очевидно, что величину интервала прослушивания желательно максимально уменьшить, но при этом необходимо выбирать таким образом, чтобы обеспечить стабильную и правильную работу процедуры предотвращения коллизий. Для сетей подвижной радиосвязи искомое значение будет складываться из двух составляющих:

$$T'_{просл} = T_p + T_c, \quad (1)$$

где T_p – время, связанное с задержкой распространения сигнала (определяется предназначением и структурой сети);

T_c – время, необходимое на приемной стороне для определения факта присутствия в канале передаваемого сигнала.

Таким образом, минимизация длительности интервала прослушивания, фактически связана с решением известной задачи обнаружения сигналов в радиоканале. В частности, для энергетического обнаружителя и сигнала немодулированной несущей справедливо следующее соотношение:

$$T_{c_\min} = \frac{h^2_{mp} \cdot N_0}{S}, \quad (2)$$

где S – мощность сигнала на входе приемника абонента, прослушивающего канал;

N_0 – односторонняя спектральная плотность мощности шумов;

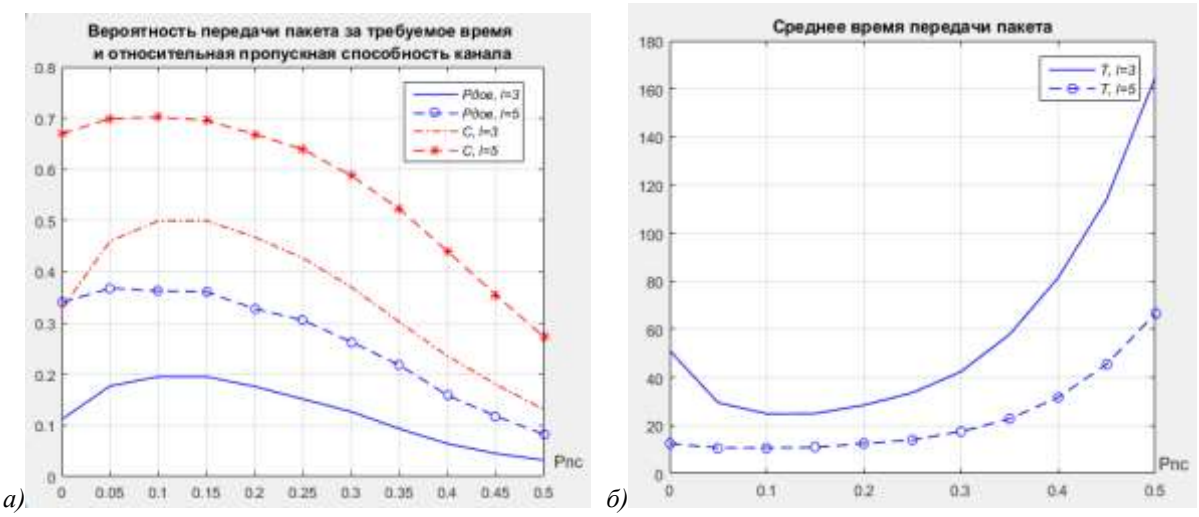
h^2_{mp} – требуемое (пороговое) отношение сигнал/шум.

В свою очередь, величина h^2_{mp} для заданных параметров обнаруживаемого сигнала определяется, исходя из принятого критерия обнаружения, а также требований к значениям вероятности ложной тревоги – $P_{лт}$ и вероятности пропуска сигнала – $P_{пс}$ [1]. Чтобы адекватно обосновать указанные требования и, соответственно, рационально выбрать критерий, необходимо оценить их влияние на показатели эффективности функционирования рассматриваемого протокола СМД, т.е. определить зависимость:

$$[\overline{T}, CPtfPP_{уп}(\ _{тр})] = (\ _{лт},\ _{пс}). \quad (3)$$

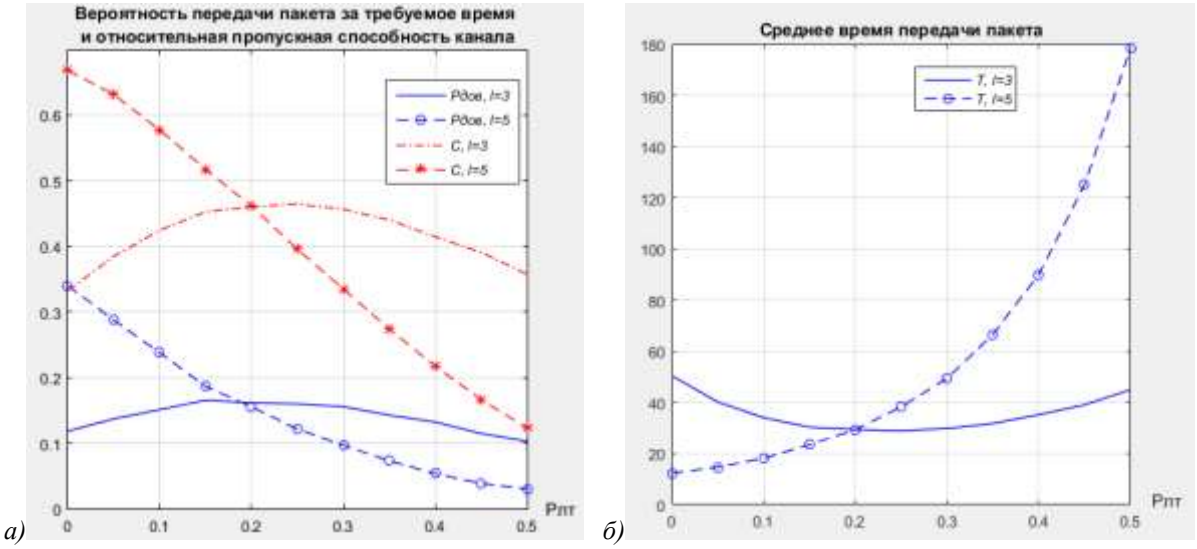
Вывести такую зависимость аналитически в явном виде достаточно сложно, так как анализ качества протокола СМД в условиях рассматриваемой задачи, как правило, проводится на основе математического аппарата дискретных конечных Марковских цепей либо с помощью имитационных моделей [2, 3].

При проведении исследований протоколов СМД, как известно, наибольший интерес представляют режимы их работы, обеспечивающие максимальное использование полосы пропускания радиоканала. На рисунках 1 и 2 представлены результаты математического моделирования при соответствующих значениях входной нагрузки.



а) *б)*

Рис. 1. *Графики зависимостей показателей качества функционирования протокола СМД от вероятности пропуска служебного сигнала в период конкуренции за канал*



а) *б)*

Рис. 2. *Графики зависимостей показателей качества функционирования протокола СМД от вероятности ложного обнаружения служебного сигнала в период конкуренции за канал*

Графики, построенные для параметра протокола *l=3*, соответствуют режиму работы канала СМД с предельной загрузкой. В этом случае появление ошибок в ходе определения занятости канала по своему эффекту аналогично снижению «настойчивости» абонентов. В результате наблюдается даже некоторое повышение качества информационного обмена при вероятностях ошибок в пределах (0…0.2]. При *l=5*, моделировался оптимальный режим работы протокола, обеспечивающий почти максимальные значения показателей эффективности и определенный запас устойчивости к блокировке. Так же, как и в «незагруженном» режиме, снижение надежности определения состояния канала в период конкуренции приводит к ухудшению качества информационного обмена.

3. Заключение

Анализ результатов моделирования показывает, что наибольшее влияние на качество функционирования протокола СМД с предотвращением коллизий оказывают ошибки, связанные с ложной тревогой при определении состояния канала. Очевидно, с учетом трудностей при определении априорных вероятностей наличия или отсутствия

сигналов в период прослушивания канала, решение задачи их обнаружения целесообразно осуществлять по критерию Неймана-Пирсона. С учетом известных результатов исследований в этой области, можно найти оптимальное значение длительности просушивания, обеспечивающее максимальное качество информационного обмена в радиосети. Решение такой задачи особенно актуально в условиях использования зашумленных радиоканалов.

Литература

1. Бакулев П.А. Радиолакационные системы. Учебник для вузов. – М.: Радиотехника, 2004, 320 с., ил.
2. Бунин С.Г., Войтер А.П. Вычислительные сети с пакетной радиосвязью / С. Г. Бунин, А. П. Войтер. - Киев : Техника, 1989. - 220 с. : ил.
3. Таненбаум, Э., Уэзеролл Д. Компьютерные сети. 5-е издание. – СПб.: Питер, 2016. – 960 с.:ил.
4. Ковальков Д.А., Крикунов А.А., Косяк А.И. Особенности организации множественного доступа в радиоканале на базе протокола с контролем несущей. Труды Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи им. А.С.Попова. Серия: Научная сессия, посвященная дню радио. Выпуск LXVI. – М, 2011. – С. 280-282.
5. Ковальков Д.А., Крикунов А.А., Шиманов С.Н. Оптимизация длительности обслуживания трафика в мультисервисной радиосети с динамическим выделением каналов по требованию. Известия института инженерной физики. – Серпухов, 2012. –№3. – С. 49-53.
6. Ковальков Д.А., Крикунов А.А., Гаврилин Е.А., Ломов П.С., Любинецкий С.В. Математическая модель канала случайного множественного доступа в условиях помех. Труды XXXVII Всероссийской научно-технической конференции «Проблемы эффективности и безопасности функционирования сложных технических и информационных систем». – Серпухов, 2017. –№5. – С. 137-142.

References

1. Bakulev P. A. Radar system. Textbook for high schools.- M.: radio engineering, 2004,320 p., Il.
2. Bunin S. G., A. P. Voiter Computing networks with packet radio communication / S. G. Bunin and A. P. Voiter. - Kiev : Tekhnika, 1989. - 220 p.: Il.
3. Tannenbaum, E., wetherall D. Computer networks. 5th edition.– SPb.: Peter, 2016. - 960 p.: Il.
4. Kovalkov D. A., Krikunov A. A., Kosyak A. I. Features of the organization of multiple access in the radio channel on the basis of the Protocol with the control of the carrier. Proceedings of the Russian scientific and technical society radio engineering, electronics and communications. A. S. Popov. Series: Scientific session dedicated day of radio. Issue LXVI. - M, 2011. – S. 280-282.
5. Kovalkov D. A., Krikunov A. A., S. N. Shimanov. Optimization of service time traffic in multi-radio networks with dynamic allocation of channels on demand. News of the Institute of engineering physics. - Serpukhov, 2012. - No. 3. – S. 49-53.
6. D.A. Kovalkov, A.A. Krikunov, E.A. Gavrilin, P.S. Lomov, S.V. Lubinetskiy. Mathematical model a random multiple access data linkunder noise influence. Proceedings of the XXXVII Russian Scientific and Technical Conference"Problems of efficiency and safety of functioning of complex technical and information systems ».-Serpukhov, 2017. –№5. – S. 137-142.

ПОВЫШЕНИЕ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ СИСТЕМЫ OFDM В КАНАЛАХ С БЫСТРЫМИ ЗАМИРАНИЯМИ

В.Г. Карташевский[1], К.С. Слипенчук[1], А.А. Филимонов[1]

[1]ВГБОУ ВО ПГУТИ, Самара, Россия

Аннотация. В докладе обсуждается проблема когерентного приема сигналов с ортогональным частотным мультиплексированием (OFDM), передаваемых через многолучевой канал (канал с памятью) при быстрых замираниях коэффициента передачи каждого луча. Предлагается новая структура OFDM-символа, состоящая из испытательной комбинации (ИК), информационное содержание которой известно в месте приема и, так называемого, рабочего пакета (РП), где передаются символы сообщения. Данная структура в условиях быстроизменяющегося канала обладает лучшими характеристиками помехоустойчивости по сравнению с традиционной структурой группового сигнала. При этом модуляция осуществляется QPSK модулятором. Использование алгоритма «прием в «целом» с поэлементным принятием решения» (ПЦППР) позволяет отказаться от использования префиксов и постфиксов в структуре OFDM-символа, что приводит к увеличению пропускной способности.

Предлагаемый способ обработки принимаемого сигнала, основанный на использовании алгоритма ПЦППР, имеет приемлемую вычислительную сложность и легко реализуется цифровыми сигнальными процессорами.

Ключевые слова: система OFDM, многолучевой канал с быстрыми замираниями, алгоритм приема «в целом» с поэлементным принятием решения (ПЦППР), оценка импульсной характеристики канала

INCREASING THE CAPACITY OF THE OFDM SYSTEM IN CHANNELS WITH FAST FADING

V.G. Kartashevskiy[1], K.S. Slipenchuk[1], A.A. Filimonov[1]

[1]PSUTI, Samara, Russia

Abstract. The algorithm of reception of signals of orthogonal frequency multiplexing (OFDM) in channels with dispersion and fast fading is considered. A new structure of the OFDM symbol consisting of a test pattern is proposed, the information content of which is known at the receiving location and, so-called «work packet», where the message symbols are transmitted. This structure under conditions of a rapidly changing channel has better characteristics of noise immunity in comparison with the traditional structure of a group signal. The modulation is carried out by a QPSK modulator. The use of the algorithm "reception in the whole" with element-wise decision-making allows you to abandon the use of prefixes and postfixes in the structure of the OFDM symbol, which leads to an increase in bandwidth.

Keywords: the OFDM system, channel with memory and fast fading, processing signals on an interval of memory, estimation of impulse response

1. Введение

В докладе рассматривается проблема обработки сигналов ортогонального частотного мультиплексирования (OFDM) в каналах с рассеянием и быстрыми замираниями. В системах связи, использующих технологию OFDM при любом виде модуляции, для поддержания в месте приема ортогональности поднесущих колебаний на передаче формируются защитные промежутки до и после последовательности

комплексных отсчетов, характеризующих модулирующие символы. Введение защитных промежутков для борьбы с временным рассеянием означает потерю спектральной эффективности системы. Реально такие потери могут составлять до 20%.

Предлагается новая структура OFDM-символа, состоящая из испытательной комбинации (ИК), информационное содержание которой известно в месте приема и, так называемого, рабочего пакета (РП), где передаются символы сообщения. Для обработки в месте приема потока OFDM-символов предлагается алгоритм «приема «в целом» с поэлементным принятием решения» (ПЦППР), который реализует процедуру оценивания отсчетов огибающей OFDM-символа и для своей реализации требует знания в месте приема импульсной характеристики (ИХ) канала связи. В докладе рассматриваются возможные варианты формирования оценок ИХ.

Демодуляция осуществляется формированием дискретного преобразования Фурье (ДПФ) последовательности оценок отсчетов огибающей OFDM-символа.

Как показано в докладе, оценивание отсчетов огибающей OFDM-символа и оценивание импульсной характеристики канала связи по испытательной комбинации целесообразно производить по критерию максимального правдоподобия одной процедурой, реализация которой связана с решением «обратной задачи» методом регуляризации.

Для повышения помехоустойчивости в условиях быстрых замираний сигнала в канале связи предлагается вместо QAM использовать модуляцию QPSK.

Моделирование работы алгоритма ПЦППР для новой структуры OFDM-символа показало его высокую помехоустойчивость в широком диапазоне изменения отношения сигнал/шум в месте приема.

2. Система OFDM

Не смотря на то, что система OFDM является многоканальной («параллельной») системой сигналов, в работах авторов [3,4,5,6] показано, что в месте приема обработку сигналов OFDM целесообразно осуществлять на основе использования субоптимальных алгоритмов так называемой «последовательной» (одноканальной) обработки. Описание и анализ таких алгоритмов даны в работе [2]. Эти алгоритмы, предназначенные в первую очередь для «последовательных» систем передачи, учитывают влияние памяти канала связи, обусловленной рассеянием энергии передаваемого сигнала во времени (из-за ограничения полосы частот и многолучёвого распространения сигнала), что в одноканальных системах при последовательном характере передачи сигналов приводит к появлению интерференции сигналов в месте приема. Распространение алгоритмов «последовательной» обработки на прием сигналов OFDM объясняется тем, что значения комплексных отсчетов огибающей OFDM-символа при любых видах модуляции передаются по каналу связи именно последовательным способом. При этом все негативные влияния канала связи проявляются для «параллельной» системы так же, как и для «последовательной».

Одним из эффективных алгоритмов обработки сигналов одноканальных систем является алгоритм ПЦППР – приём «в целом» на интервале рассеяния (памяти) с

поэлементным принятием решения. Этот алгоритм неоднократно обсуждался в публикациях, например, в работах [2,3,4,5,6] и в более ранних работах, где было показано, что алгоритм ПЦППР обладает помехоустойчивостью, практически совпадающей с помехоустойчивостью «алгоритма Витерби» (АВ) и имеет минимально возможную для алгоритмов, работающих в каналах с памятью, задержку в принятии решения. Последнее свойство алгоритма обусловлено использованием «обратной связью по решению» (ОСР), использование которой определяет принципиальное отличие ПЦППР от АВ.

При последовательной передаче комплексных отсчетов огибающей OFDM-символа из-за выраженного временного рассеяния $\tau_p \approx M \cdot \Delta t$ (M - количество отсчетов импульсной характеристики узкополосного канала, Δt - интервал времени между отсчетами комплексной огибающей OFDM-символа) на любой передаваемый отсчет $\dot{u}_l$, $l = 0,1, \ldots N-1$ на приеме будет оказывать интерференционное воздействие каждый из $(M-1)$ предшествующих отсчетов.

Если импульсная характеристика канала с постоянными параметрами определяется отсчетами $h_0, h_1, \ldots h_{M-1}$, то на приемной стороне сигнал, соответствующий OFDM-символу, наблюдаемый на интервале анализа $T_a = (N+M-1)\Delta t$, запишется в виде

$$z(t, \mathbf{U}_j) = \sum_{k=0}^{N-1} \dot{u}_{kj} h(t - k \cdot \Delta t) + w(t), \qquad (1)$$

где $\mathbf{U}_j = [\dot{u}_0, \dot{u}_1, \ldots, \dot{u}_{N-1}]$ - вектор отсчетов огибающей OFDM-символа,

$w(t)$ - реализация аддитивной помехи, $[\cdot]^{\mathrm{T}}$ - символ транспонирования.

Согласно алгоритму ПЦППР для канала с постоянными параметрами и аддитивным белым гауссовским шумом $w(t)$ совместно оптимальные, согласно критерию минимума среднеквадратической ошибки, оценки составляющих вектора $\mathbf{U}$ могут быть найдены по правилу

$$\hat{\mathbf{U}} = \arg\min_j \left\{ \int_0^{T_a} \left[z(t) - \sum_{k=0}^{N-1} \dot{u}_{kj} h(t - k \cdot \Delta t) \right]^2 dt \right\}, \qquad (2)$$

$$j, k = 0, 1, \ldots N-1.$$

Полученные из (2) оценки отсчетов огибающей OFDM-символа используются далее [1] для решения задачи демодуляции посредством реализации ДПФ. Очевидно, минимизация в (2) невозможна с использованием переборных алгоритмов. В матричном виде эквивалентную запись соотношения (1) можно представить как

$$\mathbf{z} = \mathbf{H}\mathbf{U} + \mathbf{W}, \qquad (3)$$

где: $\mathbf{W} = [w_0, w_1, \ldots, w_{N+M-1}]^{\mathrm{T}}$ - вектор отсчетов шума, $\mathbf{H}$ - диагонально-блочная матрица, составленная из отсчетов импульсной характеристики.

Теперь оценки составляющих вектора $\mathbf{U}$, например, по критерию минимума среднеквадратической ошибки, могут быть найдены посредством решения обратной задачи из матричного уравнения (3).

Если элементы матрицы $\mathbf{H}$ известны (что всегда реализуется на основе использования тестовых последовательностей в структуре канального сигнала), то оценки компонент вектора $\mathbf{U}$ с вероятностью 1 определяют главное квазирешение уравнения (3) [7]. Данное квазирешение минимизирует невязку $\left\|\mathbf{H}\hat{\mathbf{U}}-\mathbf{z}\right\|$ и норму $\left\|\hat{\mathbf{U}}\right\|$, а элементы вектора $\mathbf{U}$ ищутся из условия минимизации функционала $\|\mathbf{HU}-\mathbf{z}\|^2+\alpha\|\mathbf{U}\|^2$ с параметром регуляризации α. Как показано в [7], оценки составляющих вектора $\mathbf{U}$ могут быть получены из решения системы линейных алгебраических уравнений. Обратная связь «по решению» при формировании оценок, а не решений, теперь может быть названа обратной связью «по оценке».

Согласно алгоритму ПЦППР после получения оценки первого отсчета огибающей путем минимизации в (2) интервал анализа T_a сдвигается по оси времени на величину Δt. На новом интервале анализа сначала составляющие вектора $\mathbf{z}$ очищаются от последействия, порожденного отсчетом, который был оценен на предыдущем интервале анализа (с использованием обратной связи «по оценке»), и далее повторяется последовательность действий предыдущего интервале анализа, что дает формирование оценки следующего отсчета огибающей. Этот процесс повторяется до тех пор, пока не будут оценены все отсчеты огибающей OFDM-символа. После получения оценок всех отсчетов огибающей операцией дискретного преобразования Фурье формируется решение относительно модулирующих символов.

Из изложенного становится очевидным, что использование алгоритма ПЦППР для решения задачи демодуляции в канале с рассеянием не требует формирования на передаче отсчетов префикса и постфикса в структуре OFDM-символа. Отказавшись от таких «вставок» в OFDM-символ на передаче можно повысить спектральную эффективность системы сигналов в $[1+(2\div 4)\frac{\tau_p}{T}]$ раз по отношению к системе, использующей для борьбы с памятью канала префиксы и постфиксы.

Важной проблемой, решение которой необходимо для использования алгоритма ПЦППР, является оценка импульсной характеристики канала в месте приема. Как показано в [6], при использовании пилот-сигналов, периодически повторяющихся между передаваемыми OFDM-символами, информационное содержание которых известно, решение задачи сводится к оценке отсчетов импульсной реакции из соотношения (1), в котором неизвестными теперь являются элементы матрицы **H,** а содержание вектора $\mathbf{U}$ известно на приеме. Совершенно очевидно, что решение данной задачи может быть осуществлено минимизацией выше приведенного регуляризующего функционала $\|\mathbf{HU}-\mathbf{z}\|^2+\alpha\|\mathbf{U}\|^2$ через решение системы линейных алгебраических уравнений, в которой коэффициенты уравнения определяются через известные в данном случае значения отсчетов огибающей OFDM-символа.

3. НОВАЯ СТРУКТУРА КАДРА OFDM

В случае, когда в канале с многолучёвостью лучи распространения сигналов подвергаются замираниям (возможно быстрым) квадратурная модуляция в составе OFDM не может обеспечить требуемых показателей помехоустойчивости (вероятности ошибки на бит). Возможной альтернативой QAM в данной ситуации может служить модуляция QPSK или BPSK. Кроме того, традиционно используемая структура группового сигнала, при которой в поток информационных символов OFDM периодически вставляются пилот-символы, предназначенные для оценивания характеристик используемого канала в месте приема, не позволяет для каждого OFDM-символа получать оценки параметров канала с необходимой точностью.

Поэтому для канала с памятью и быстрыми замираниями предлагается структура группового сигнала, не содержащая специальных «измерительных» пилот-символов. Для получения оценок параметров канала в месте приема каждый OFDM-символ должен содержать испытательную комбинацию (ИК), информационное содержание которой априори известно, и условно называемый «рабочий пакет» (РП) с символами, которые несут сообщение для получателя. Теперь поток OFDM-символов будет выглядеть так, как показано на рисунке 1.

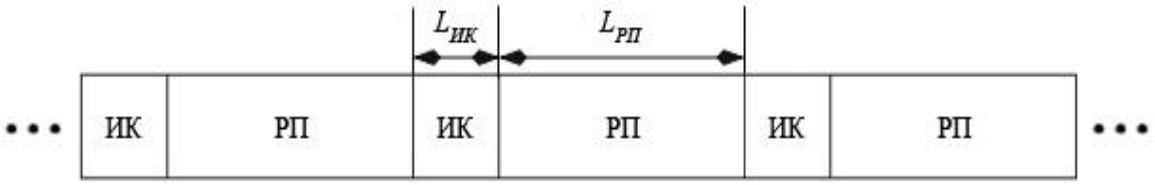


Рис.1 Структура потока OFDM-символов

На рисунке 1 обозначено: $L_{ИК}$ - размер испытательной комбинации, $L_{РП}$ - размер рабочего пакета. Размер $L_{ИК}$ должен быть таким, чтобы интервал временного рассеяния τ_p при заданной скорости передачи позволял оценить все отсчеты импульсной характеристики. Размер рабочего пакета $L_{РП}$ выбирается из соображения, чтобы к концу интервала времени его обработки оценки отсчетов импульсной характеристики не устарели настолько, что вероятность ошибки на бит будет стремиться к 0,5. Для предлагаемой структуры OFDM-символов модель системы показана на рисунке 2, где АБГШ – аддитивный белый гауссовский шум.

Из схемы рисунка 2 следует, что операция ОБПФ (обратное быстрое преобразование Фурье) производится отдельно для QPSK символов ИК и QPSK символов данных. Затем полученные комплексные отсчеты сигнала поступают в блок параллельно-последовательного преобразования и отправляются в канал. Аналогичный подход к формированию структуры сигнала для канала с быстрыми замираниями рассматривался в работе [8], где, однако, для борьбы с рассеянием в канале

использовались традиционные методы, основанные на использовании префиксов, постфиксов и других «вставок», снижающих спектральную эффективность системы.

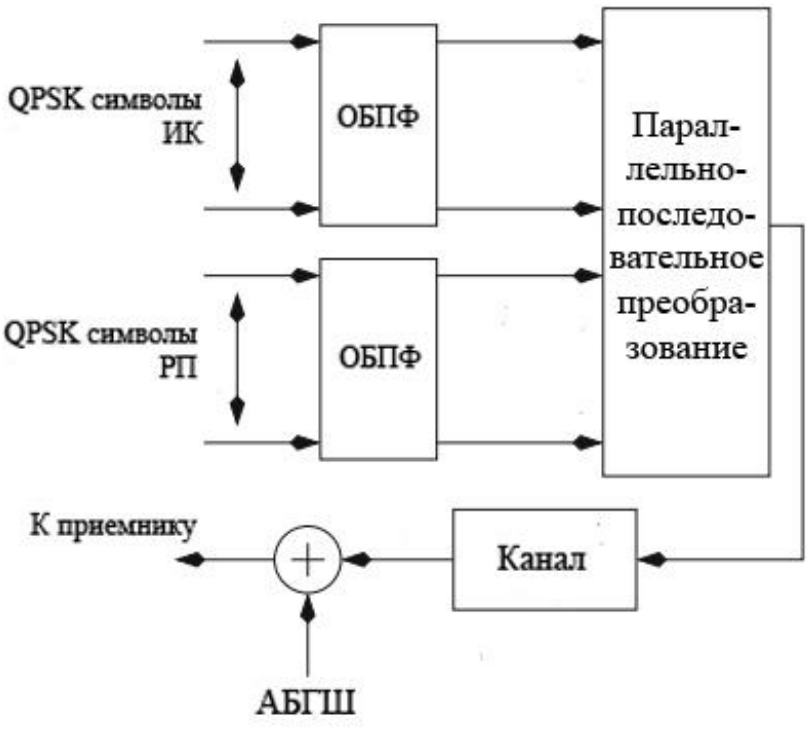


Рис.2 Модель системы

4. Оценка импульсной характеристики канала

а. Методы оценки импульсной характеристики

Проблема оценивания импульсной характеристики (ИХ) канала связи занимает центральное место в ряду проблем построения системы приема сообщений в реальных условиях и существующей помеховой обстановке. Рассмотрим возможные методы для оценки импульсной характеристики OFDM сигнала в канале с памятью:

- метод наименьших квадратов;
- метод регуляризации.

При использовании метода наименьших квадратов, задача состоит в том, чтобы выбрать такое значение оценки вектора $\hat{\mathbf{H}}^k$, при котором значение квадратичной формы оказывается минимальным:

$$J(\hat{\mathbf{H}}^k) = \frac{1}{2}(\mathbf{Z}^k - \mathbf{U}^k\hat{\mathbf{H}}^k)^T \cdot \mathbf{R}^{-1} \cdot (\mathbf{Z}^k - \mathbf{U}^k\hat{\mathbf{H}}^k) \tag{4}$$

где $\mathbf{R}^{-1}$ - матрица весов (штрафов) размера $M \times M$.

Оптимальная оценка, которая минимизирует функционал (4), будет оценкой наименьших квадратов. Следовательно, оценки наименьших квадратов являются корнем уравнения:

$$\frac{\partial J(\hat{\mathbf{H}}^k)}{\partial(\hat{\mathbf{H}}^k)} / \hat{\mathbf{H}}^k = \hat{\mathbf{H}}^k_{LS} = 0 \tag{5}$$

Минимизация согласно (5) дает

$$\hat{\mathbf{H}}^k = ((\mathbf{U}^k)^T \cdot \mathbf{R}^{-1} \cdot \mathbf{U}^k)^{-1} \cdot (\mathbf{U}^k)^T \cdot \mathbf{R}^{-1}\mathbf{Z}^k \tag{6}$$

Введем обозначения

$$\mathbf{P}^k = ((\mathbf{U}^k)^T \cdot \mathbf{R}^{-1} \cdot \mathbf{U}^k)^{-1}$$

Теперь формула для оценок наименьших квадратов имеет вид:

$$\hat{\mathbf{H}}^k = \mathbf{P}^k \cdot (\mathbf{U}^k)^T \cdot \mathbf{R}^{-1} \cdot \mathbf{Z}^k$$

Предположим, что на каком-то интервале времени, когда были переданы следующие пилот-символы произведено новое очередное измерение вектора **Z**:

$$\mathbf{Z}^{k+1} = \mathbf{U}^{k+1} \cdot \mathbf{H}^{k+1} + \mathbf{W}^{k+1},$$

Для $(k+1)$-й итерации оценки будут иметь вид:

$$\hat{\mathbf{H}}^{k+1} = \hat{\mathbf{H}}^k + \mathbf{P}^{k+1} \cdot (\mathbf{U}^{k+1})^T \cdot \mathbf{R}^{-1} \cdot (\mathbf{Z}^{k+1} - \mathbf{U}^{k+1} \cdot \hat{\mathbf{H}}^k)$$

Таким образом, новое измерение оценки вычисляется с использованием старой оценки на предыдущем *k*-ом шаге.

Также для оценки параметров канала связи можно использовать метод регуляризации, описанный выше. Минимизация функционала, записанного относительно вектора **H,** дает:

$$\hat{\mathbf{H}}^k = ((\mathbf{U}^k)^T \cdot \mathbf{U}^k + \alpha\mathbf{I})^{-1} \cdot (\mathbf{U}^k)^T \cdot \mathbf{Z}^k \tag{7}$$

где α - параметр регуляризации;

I - единичная матрица.

Если матрица весов $\mathbf{R}^{-1}$ является единичной матрицей, тогда при α=0 регуляризованные оценки совпадают с оценками наименьших квадратов.

Значения $\mathbf{U}^k$ в формулах (6) и (7) получаются путем использования принятых известных пилот-символов

б. Моделирование алгоритма оценки ИХ в системе OFDM

Моделирование оценивания ИХ производилось в пакете Matlab для алгоритмов метода наименьших квадратов и метода регуляризации.

Моделирование проводилось для модели канала с аддитивным белым гауссовским шумом и параметром, характеризующим память канала *M*=4.

При моделировании оценивалось значение нормированной среднеквадратической ошибки (СКО) ε оценки импульсной характеристики $\hat{h}_i$, которое рассчитывалось как

$$\varepsilon = CKO / E,$$

где

$$CKO = (h_0 - \hat{h}_0)^2 + (h_1 - \hat{h}_1)^2 + \cdots + (h_{M-1} - \hat{h}_{M-1})^2$$

$$E = (h_0)^2 + (h_1)^2 + \cdots + (h_{M-1})^2$$

Отношение мощностей сигнала и шума задавалось по формуле $\frac{P_c}{P_{ош}} = \frac{E}{\sigma^2}$, где σ^2 - дисперсия шума.

Оценки импульсной характеристики для сравнения методов рассчитывались по формулам (6) и (7). Параметр регуляризации в формуле (7) выбирался равным α=0,01.

При заданной ИХ для значения M=4. расчеты дали результат, представленный на рисунке 3.

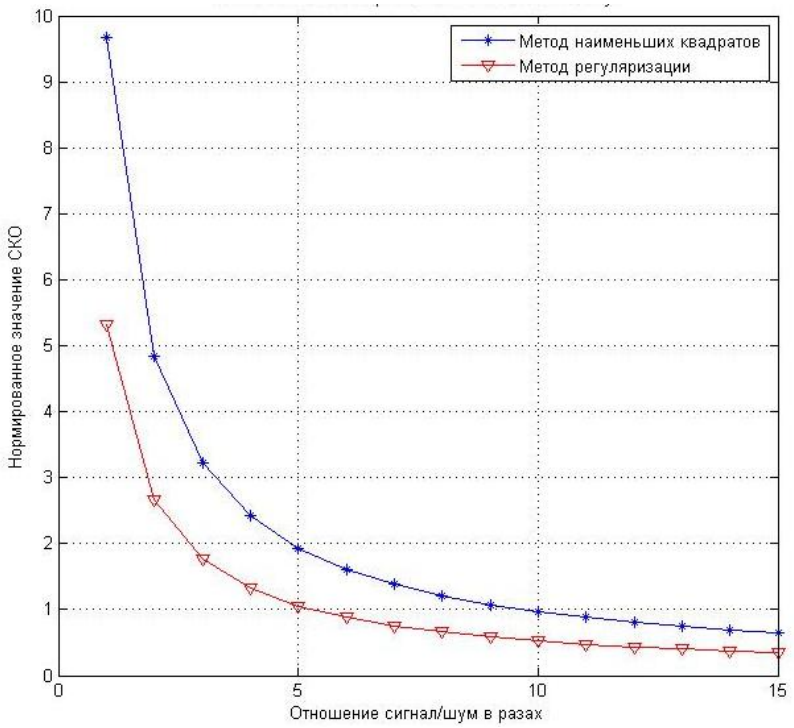


Рис. 3. Зависимость среднеквадратической ошибки оценки импульсной характеристики от отношения сигнал/шум

Из рисунка 3 следует, что в области малых отношений сигнал/шум регуляризованные оценки обладают существенно меньшей ошибкой оценки импульсной характеристики, чем оценки методом наименьших квадратов, платой за что является наличие смещения у регуляризованных оценок [2].

Выбор значения параметра регуляризации возможно произвести путем нахождения минимального значения ошибки при разных значениях α в промежутке от 0.1 до 1.1 в формуле (7) при фиксированном отношении сигнал/шум.

На рисунке 4 показан результат оценивания по методу регуляризации при фиксированных трех значениях отношений сигнал/шум и разных α. При α=0,1 значение нормированной СКО наименьшее.

5. Заключение

Было проведено моделирование предложенной системы в пакете Matlab, результаты которого представлены на графиках рисунке 5. Структура сигнала на

передаче: $L_{ИК} = 16$, $L_{РП} = 256$. Оценивание отсчетов огибающей каждого OFDM-символа на приеме перед совершением операции БПФ осуществлялось алгоритмом ПЦППР. Алгоритмы оценивания отсчетов импульсной характеристики указаны на рисунке 5, где МП - это алгоритм максимального правдоподобия, а обозначение «детерминированная ИХ» соответствует случаю, когда импульсная характеристика канала известна точно в месте приема.

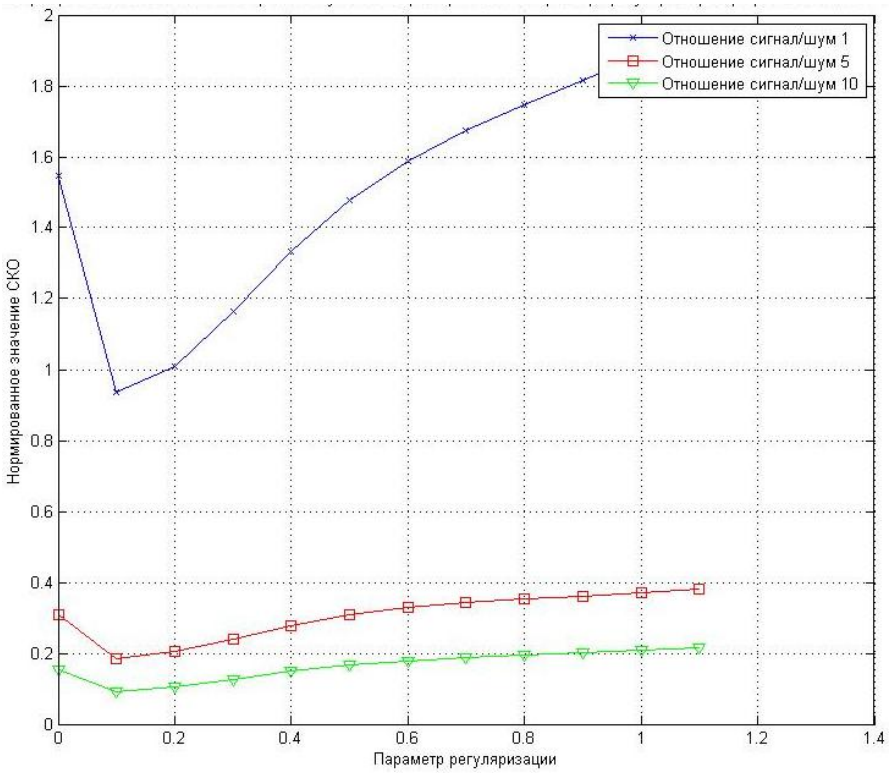


Рис. 4. Зависимость нормированной среднеквадратической ошибки оценки импульсной характеристики от параметра регуляризации

В эксперименте предполагалось, что канал характеризуется шестью отсчетами импульсной характеристики (независимыми лучами), замирающими по рэлеевскому закону с параметром формы, равным 1 при стартовой реализации импульсной характеристики: $h_0 = 1,3;\ h_1 = -0,5;\ h_2 = 0,4;\ h_3 = -0,25;\ h_4 = 0,15;\ h_5 = 0,05$.

Анализ кривых, представленных на рисунке 5, показывает, что потенциальные возможности алгоритма ПЦППР (при известной импульсной характеристике) в сочетании с модуляцией QPSK и предлагаемой структурой группового сигнала и OFDM-символа реализуют приемлемые показатели помехоустойчивости при сохранении высокой спектральной эффективности всей системы. В работе [3], например, приведены данные по помехоустойчивости алгоритма ПЦППР в шестилучевом канале с постоянными параметрами с использованием QAM: при ОСШ (отношении сигнал/шум) 15дБ вероятность битовой ошибки составляет $2 \cdot 10^{-2}$. В

описанном эксперименте при ОСШ 15дБ вероятность ошибки - $3 \cdot 10^{-4}$. Выигрыш по вероятности ошибки составляет два порядка.

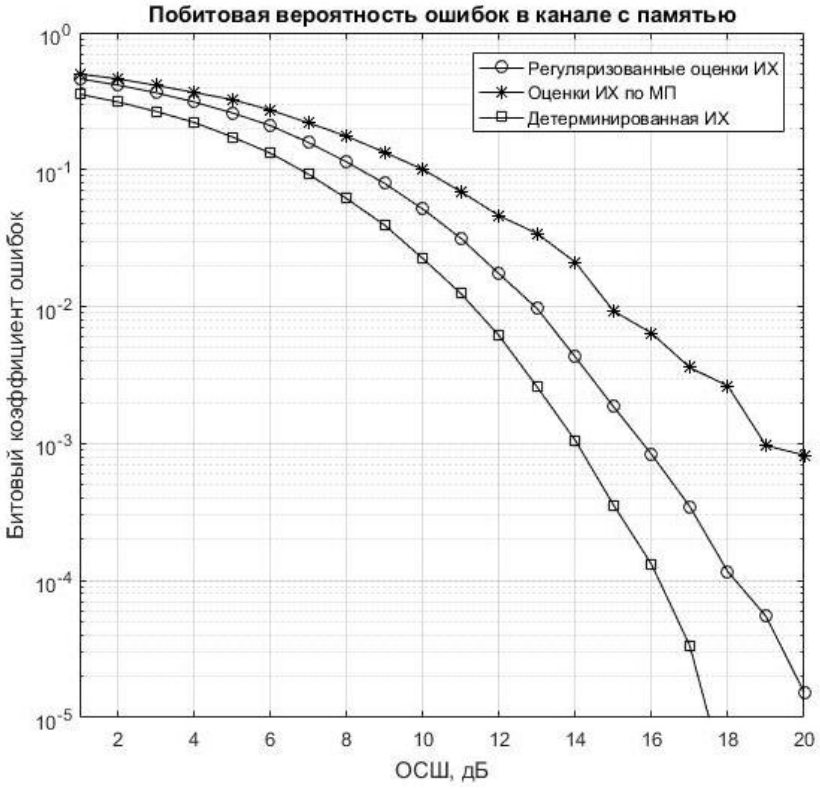


Рис.5. Результаты моделирования

ЛИТЕРАТУРА

1. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи. М.: Эко-Трендз, 2005, 392с.
2. Карташевский В.Г. Обработка пространственно-временных сигналов в каналах с памятью. М.: Радио и связь, 2000, 272с.
3. Карташевский В.Г., Бельский К.А., Слипенчук К.С. Прием сигналов OFDM в каналах с рассеянием. // Радиотехника, 2015, №2, С. 62-68.
4. Карташевский В.Г., Коняева О.С., Семенов Е.С. Прием «в целом» для системы MIMO в канале с памятью. // Успехи современной радиоэлектроники, 2015, №11, С. 49-53.
5. Карташевский В.Г., Бельский К.А., Филимонов А.А. Прием сигналов OFDM в системе MIMO в каналах с памятью. // Радиотехника, 2016, №2, С. 91-95.
6. Карташевский В.Г., Семенов Е.С., Филимонов А.А. Прием сигналов OFDM в каналах с рассеянием при оценивании параметров канала. // Радиотехника, 2016, №12, С. 48-55.
7. Тихонов А.Н., Арсенин В.Я. Методы решения некорректных задач. М.: Наука, 1979, 288с.
8. Vasudevan, K. Coherent detection of turbo coded OFDM signals transmitted through frequency selective rayleigh fading channels. // In Proceedings of the IEEE ISPCC. Shimla, India, Sept. 2013.

REFERENCES

1. Volkov L.N., Nemirovskiy M.S., Shinakov Ju.S. Sistemi cifrovoi radiosvyazi. M.: Ehko-Trendz, 2005, 392s.
2. Kartashevskiy V.G. Obrabotka prostranstvenno-vremennich signalov v kanalach s pamiat´iu. M.: Radio i svyaz', 2000, 272s.

3. Kartashevskiy V.G., Bel´skiy K.A., Slipenchuk K.S. Priyom signalov OFDM v kanalach s rasseianiem // Radiotekhnika, 2015, №2, S. 62-68.
4. Kartashevskiy V.G., Koniaeva O.S., Semenov E.S. Priyom «v celom» dlia sistemi MIMO v kanale s pamiat´iu // Uspechi sovremennoiy radioehlektroniki, 2015, №11, S. 49-53.
5. Kartashevskiy V.G., Bel´skiy K.A., Filimonov A.A. Priyom signalov OFDM v sisteme MIMO v kanalach s pamiat´iu // Radiotekhnika, 2016, №2, S. 91-95.
6. Kartashevskiy V.G., Semenov E.S., Filimonov A.A. Priyom signalov OFDM v kanalach s rasseianiem pry ocenivanyy parametrov kanala // Radiotekhnika, 2016, №12, S. 48-55.
7. Tichonov A. N., Arsenin V. Ya. Metodi reshenya nekorrektnich M.: Nauka, 1979, 288s.
8. Vasudevan, K. Coherent detection of turbo coded OFDM signals transmitted through frequency selective rayleigh fading channels. In Proceedings of the IEEE ISPCC. Shimla, India, Sept. 2013.

ПОКАЗАТЕЛИ ЭФФЕКТИВНОСТИ СОТОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

А. М. Рзуки[1]

[1]Воронежский Государственный Университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Рассмотрен способ определения нагрузки сотовых систем связи, а также определение их эффективности. Представлены результаты моделирования нагрузки от различного количества каналов связи при заданных значениях вероятности потерь. Показаны графики зависимости потерь между поступающей нагрузкой, числом каналов и вероятности потерь при помощи математического пакета Maple.

Ключевые слова: система сотовой связи; оценка нагрузки.

PERFOMANCE INDICATORS OF CELLULAR COMMUNICATION SYSTEMS

A. M. Rzuki[1]

[1]Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The method of determining the load of cellular communication systems, as well as determining their effectiveness. The results of load modeling from different number of communication channels at the given values of loss probability are presented. The graphs of losses between the incoming load, the number of channels and the probability of losses using the mathematical package Maple are shown.

Keywords: cylindrical antenna array; phased.

1. Введение

В настоящее время в мире наблюдается бурное развитие сотовых систем подвижной радиосвязи (ССПРС). Необходимость простоты и оперативности соединения абонентов друг с другом, а также обеспечение надежной связи в сложных условиях функционирования (ограниченность частотных энергетических ресурсов, высокая интенсивность помех и т. д.) накладывает жесткие требования к таким системам.

Наибольшее распространение получили системы связи, которые характеризуются числом обслуживаемых абонентов, их территориальным размещением и степенью подвижности, пропускной способностью и максимально возможным числом одновременных соединений. Для таких систем определяющее значение имеют проблемы, связанные с оптимизацией использования ресурсов с целью повышения качества обслуживания абонентов.

2. Преимущества сетей подвижной связи

Преимущества ССПРС состоят в следующем: подвижная связь позволяет абоненту получать услуги связи в любой точке в пределах зон действия наземных или спутниковых сетей; благодаря прогрессу в технологии производства средств связи созданы малогабаритные универсальные абонентские терминалы (АТ), сопрягаемые с персональным компьютером (ПК) и имеющие интерфейсы для подключения всех действующих стандартов [1, 2].

Сети подвижной связи созданы с целью максимального удовлетворения на современном мировом уровне потребностей абонентов в услугах связи с возможностью выхода в телефонную сеть общего пользования (ТфОП).

Широкому продвижению таких систем препятствует ряд присущих им недостатков, прежде всего – невозможность существенного увеличения количества обслуживаемых абонентов вследствие ограниченности частотного ресурса.

По этой причине возникла необходимость интенсивных поисков и исследований в области разработки систем с большой эффективностью использования выделенного спектра и высокой пропускной способностью, которые были бы в состоянии обслуживать большое количество абонентов.

Таблица 1. Основные показатели эффективности ССПРС.

Тип информации	Параметры
Планируемые зоны области	Определение многоугольных зон/кластеров. Предположения о среде в зоне.
Перекрытие	Требования к перекрытию путем планирования зон и окружающих условий. Качество перекрытия.
Трафик	Качество обслуживания. Плотность абонентов в зоне/области. Требования к росту трафика. Начальная емкость сети при вводе
Оборудование	Стоимость оборудования. Емкость базовой станции и т. д.
Другие критерии сетевого проекта	Доступность радиолинии. Вероятность ошибки для данных. Процент теряемой площади ячейки из-за помех.
Вопросы регламентации	Наличие спектра или ограничения.
Технические параметры	Краткий перечень технических параметров: вариант модели распространения радиоволн; модель трафика
План развертывания	Число размещений базовых станций в планируемой зоне на этапах развертывания. Конфигурация пунктов размещения БС

Постоянный рост спроса на услуги связи и информации способствует развитию отраслей инфраструктуры современного общества. Это требует совершенствования показателей эффективности радиотехнических сетей:

- дефицита частотного спектра;
- линий радиосвязи;
- расположения базовых станций;

– получение сведений для совершенствования показателей эффективности ССПРС по решаемым задачам частотно-территориальному планированию (ЧТП);

– анализ отечественных и зарубежных публикаций для определения перспективных направлений проектирования ССПРС.

В таблице 1 приведены основные показатели эффективности ССПРС.

3. Показатели эффективности

Показатели эффективности разделены на три группы.

Первую группу составляют показатели, характеризующие качество связи в сети, в том числе вероятность отказа в обслуживании.

Вторую группу образуют системные показатели: помехоустойчивость, пороговое отношение сигнал/помеха, пропускная способность и др.

К третьей группе следует отнести экономические и эксплуатационные показатели, которые характеризуют финансовые затраты на развертывание и эксплуатацию сети, а также затраты энергетического, частотного и аппаратного ресурсов [2].

Необходимость внедрения новых услуг связи и повышения их доступности вызывает потребность в совершенствовании существующих систем.

На начальной стадии проектирования сотовой сети возникает необходимость нахождения оптимального варианта соотношения между эффективностью и сложностью системы, что позволяет определить начальную конфигурацию сети и план дальнейшего ее развития.

Исходя из этого, необходимо, с максимально возможной точностью, определить допустимую телефонную нагрузку.

Эти характеристики позволяют получить систему с заданной вероятностью отказа в обслуживании подвижных абонентов сети при заданном качестве связи. В целом эффективность планирования будет достигаться за счет территории охвата, расчета по емкости сети, планирования передачи и оптимизации сети.

Проектирование сетей сотовой подвижной связи, как и предварительный расчет базовой станции, обычно начинают с прогнозирования предполагаемой нагрузки, поэтому вопрос о нагрузке в соте, и в целом, во всей сети, является ключевым. Правильный расчет нагрузки делает систему гибкой, готовой к любым неординарным ситуациям.

Данная информация важна, так как позволяет повысить пропускную способность базовой станции, избавиться от перегрузок на этапе проектирования.

В настоящее время при расчете нагрузки ориентируются на данные, нормированные в рекомендации Международного союза электросвязи (ITU-T) [2]. Предлагаемое в рекомендации нормирование нагрузки рассматривается с точки зрения вероятности отказа в час наибольшей нагрузки (ЧНН) 30 наиболее загруженных дней года.

На данный момент принято, что вероятность отказа (блокировки) радиоканала составляет *5 - 10%*, а на участке ЦКП – ТфОП составляет около *1%*. Такая вероятность отказа радиоканала является несколько избыточной, и поэтому многие фирмы-

разработчики устанавливают более жесткие требования, позволяющие добиться оптимального качества с меньшими потерями. На практике вероятность потерь составляет, приблизительно, от *3* до *5%.*

Правильный порог вероятности потерь возможно определить только после начала эксплуатации сети, когда нагрузка будет создаваться реальными абонентами с реальным трафиком, но, тем не менее, предварительные расчеты нагрузки позволят заложить тот фундамент, на котором будет основана вся сеть ССПРС.

Изначально традиционные модели телетрафика были разработаны для стационарных сетей связи [1]. В частности, это была первая модель Эрланга для расчета вероятностей потерь в системе массового обслуживания.

4. Оценка нагрузки

Сотовая сеть является типичным примером системы массового обслуживания (СМО). В ней присутствуют все необходимые для этого характеристики СМО: случайный поток заявок, продолжительность вызова (длительность занятия радиоканала), конечное число обслуживания каналов, предоставляемых подвижным абонентам сотовой сети. Наибольший интерес, с точки зрения СМО, представляет модель для расчета абонентской нагрузки в соте с учетом конкретных параметров базовых станций.

При оценке нагрузки и, следовательно, емкости в сотовых сетях пользуются распространенной моделью Эрланга для систем с отказами (вероятность поступления вызова в момент, когда все каналы заняты).

$$p_a = \frac{\dfrac{A^n}{n!}}{\sum_{i=0}^{n} \dfrac{A^i}{i!}} \qquad (1)$$

Уравнение представляет собой известную формулу Эрланга и связывает один из важнейших показателей качества функционирования сети - вероятность отказа p_a - со значениями нагрузки A и числа каналов n. Данная формула Эрланга является табулированной.

Моделирование зависимостей нагрузки от количества каналов связи при заданных значения вероятности потерь проводилось при помощи математического пакета «Maple v.12». В результате этого были получены следующие графики.

График зависимости между поступающей нагрузкой, числом каналов и вероятностью потерь приводится на рисунке 1.

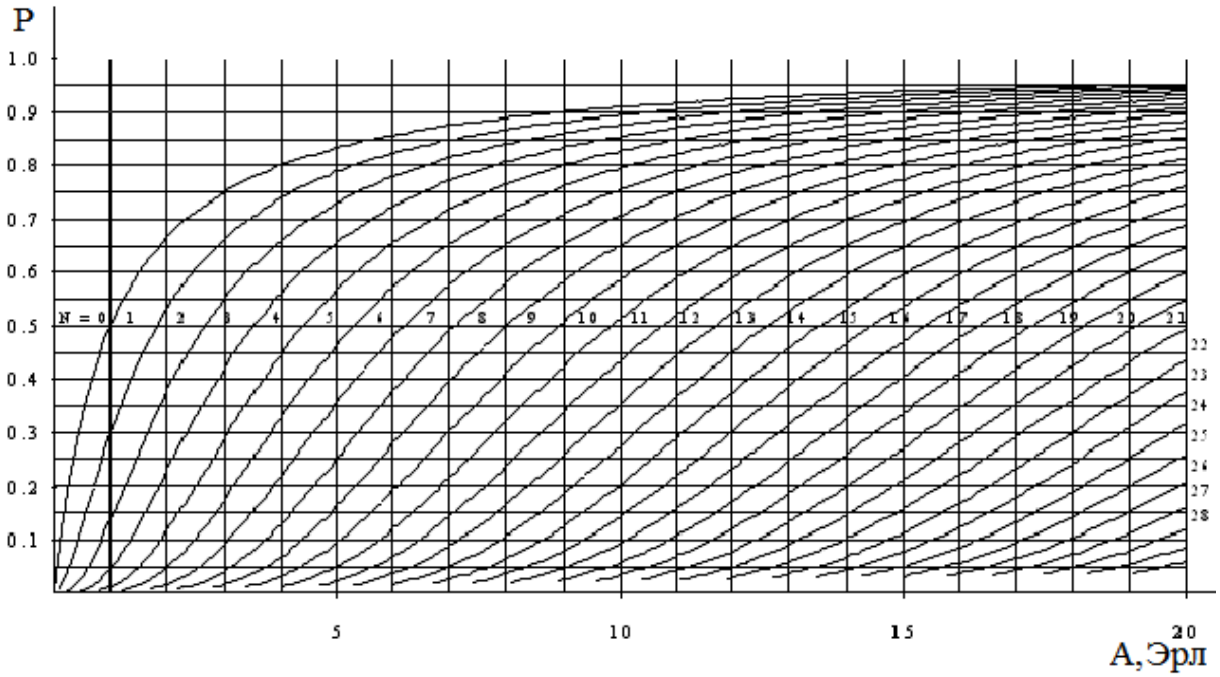


Рис. 1. График зависимости между поступающей нагрузкой, числом каналов и вероятностью потерь.

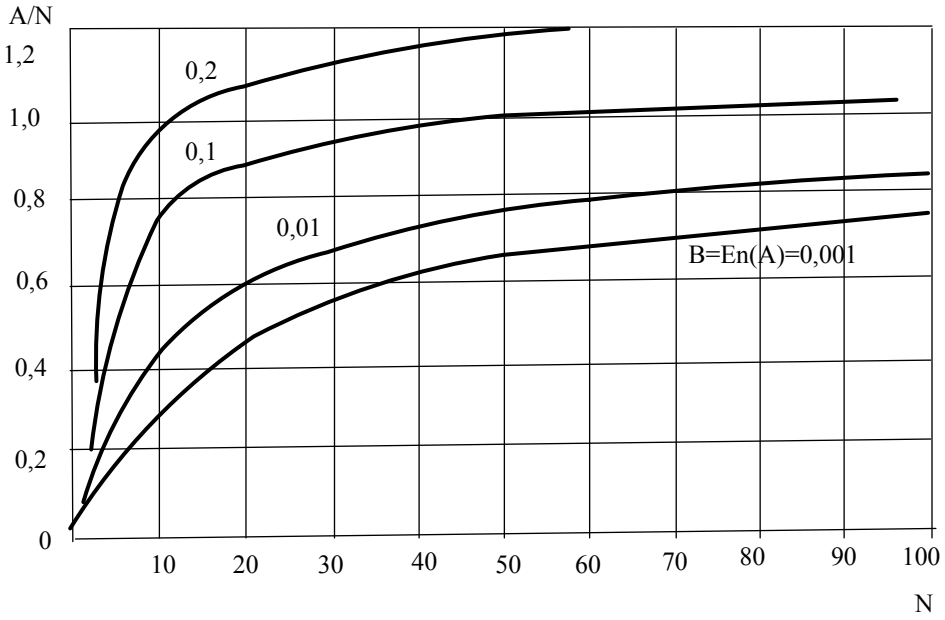


Рис. 2. График зависимости удельной нагрузки на одну линию от числа каналов при разной вероятности потерь.

В связи с этим, приближенные соотношения, полученные в результате моделирования, представляют собой практический интерес и позволяют определить абонентскую нагрузку с заданной вероятностью отказа при заданном качестве связи.

5. Заключение

Анализ проведенных исследований позволяют сделать следующие выводы:

– определение значения $p_{кр}$ является первым этапом оценки допустимого значения нагрузки A и позволяет указать одну из границ диапазона изменения A. Если задаваемое значение p_a меньше (больше) $p_{кр}$, величина A будет меньше (больше) n. Это и есть ориентировочная оценка A;

– исследования расчетов подтвердило целесообразность исследования нагрузки при вероятности потерь от *0,01* до *0,07*. Сравнительно небольшое возрастание нагрузки приводит к резкому росту вероятности отказа, т.е. к ухудшению качества обслуживания.

Таким образом, метод расчета нагрузки позволят прогнозировать распределение нагрузки в пределах зоны действия базовой станции сотовых сетей.

Литература

1. Lee W.C. Y. Mobile cellular telecommunications systems // - Howard W. Sam’s & Co., 1989.
2. Лившиц Б.С., Пшеничников А.П., Харкевич А.Д. Теория телетрафика// - М.: Радио, 1979. - 224 с.

References

1. Lee W.C. Y. Mobile cellular telecommunications systems // - Howard W. Sam’s & Co., 1989.
2. Livshits B.S., Pshenichnikov A.P., Harkevich A.D. The theory of teletraffic// - M.: Radio, 1979. - 224 p.

ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛЯРНЫХ КОДОВ В ОПТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕСВЯЗИ

Горюнов А.О.

Ульяновский Государственный Технический университет (УлГТУ), г.Ульяновск, Россия

Аннотация В этом докладе рассмотрим рекомендованные стандартом ITU-T G.975.1 FEC схемы и современные коды FEC (Forward Error Correction, коды с линейной коррекцией ошибок) для оптических сетей. Далее проанализируем полярные коды и класс кодов коррекции ошибок с выгодными свойствами: с точки зрения производительности ошибок, структуры, задержки и метода проектирования. На протяжении всего анализа предполагаем, что оптические каналы могут быть смоделированы как аддитивные белые гауссовские шумовые каналы (AWGN). Проведем исследование, могут ли полярные коды конкурировать со схемами FEC в области оптической связи. Также осветим вопросы, которые необходимо решить для повышения эффективности исправления ошибок полярных кодов при конечной длины блоков.

Ключевые слова: 5G; Полярные коды; кодирование; декодирование; оптика

APPLICATION OF POLAR CODES IN THE OPTICAL COMMUNICATION SYSTEM

Goryunov A.O.

Ulyanovsk State Technical University (UlSTU), s. Ulyanovsk, Russia

Annotation In this contribution, we study existing ITU-T G.975.1 recommended FEC schemes and recently proposed state-of-the-art FEC codes for optical networks. Next, we analyze polar codes, a recently proposed class of error-correcting codes with advantageous properties in terms of error performance, structure, latency and design method. Throughout our analysis we assume that optical channels can be modeled as additive white Gaussian noise (AWGN) channels. We investigate whether polar codes can compete with the above mentioned FEC schemes in the arena of optical communications. We conclude that polar codes outdo all G.975.1 recommended FEC codes in terms of error performance with the same overhead and relatively shorter block lengths. We also highlight some of the issues/aspects which need to be addressed to enhance the error performance of polar codes at finite block length..

Keywords: 5G; Polar codes; coding; decoding; optics

1. Введение

В современных информационных технологиях используются методы помехоустойчивого кодирования для решения задач хранения данных и их эффективного восстановления в случае потерь. Особенности использования избыточных кодов в подобных системах активно обсуждаются специалистами и появляются новые методы кодирования, которые представляют актуальный научно-технический интерес.

Современный этап развития сетевых технологий характеризуется постоянным поиском новых решений для повышения пропускной способности каналов связи. Сетевые структуры должны справляться с выполнением заданных требований по достоверности. Одним из новых предложений в этой области стали полярные коды (ПК), которые способны в каналах с гауссовским шумом достигать пропускной способности двоичного симметричного канала связи без памяти (ДСК/B-DMC). Технология работы с полярными кодами основана на преобразовании непрерывного канала связи в группу векторных каналов с перекрестными связями (система «бабочка») и исключением из принятой последовательности тех каналов, в которых передача битов оказывается заведомо ненадежной. Пропускную способность таких каналов принято считать нулевой (каналы считаются «фиксированными»), а восстановление данных осуществляется за счет информации, полученной из надежных каналов. Использование ПК позволяет достигать повышение энергетической эффективности системы связи в целом.

2. Современные требования

Системы оптической связи стали основой междугородной связи благодаря их способности передавать данные с высокой скоростью. Типичная современная система оптической связи должна достигать скорости передачи 100 Гбит/с или выше. При такой высокой скорости не представляется возможным повторить передачу поврежденных данных. Для надежной связи, при повышенной мощности, эффективней использовать FEC.

Схемы FEC должны иметь низкую задержку для обеспечения высокой пропускной способности и хорошую корректирующую способность для достижения частоты ошибок на бит (BER) 10 - 15 или ниже в оптических каналах. Более того, схемы реализации кодов FEC должны быть простыми, поскольку телекоммуникационное оборудование в сетях оптического доступа может обеспечить ограниченную аппаратную сложность.

3. Сравнение эффективности различных кодов

На рисунке 1 и в таблице 1 идёт сравнение предложенных полярных кодов для оптической связи, рассмотренные выше, с рекомендованными G.975 / G.975.1 кодами FEC. Только один код из G.975.1 близок к тому, что достигается благодаря Polar (261120, 244736), то есть RS / Product super-FEC достигает NCG(Net code gain, расстояние до передачи без кодирования) 8,40 дБ по сравнению с 8,60 дБ, достигнутый Polar (261120, 244736) для целевой BER -10-12. Важно знать, что оба этих кода имеют

одну и ту же длину блока, но у ПК преимущество 0,20 дБ. Мы видим, что ПК работают лучше по сравнению с другими кодами, в том числе и без каскадных схем. Можно предсказать, что при выполнении каскадной схемы полярные коды можно дополнительно улучшить.

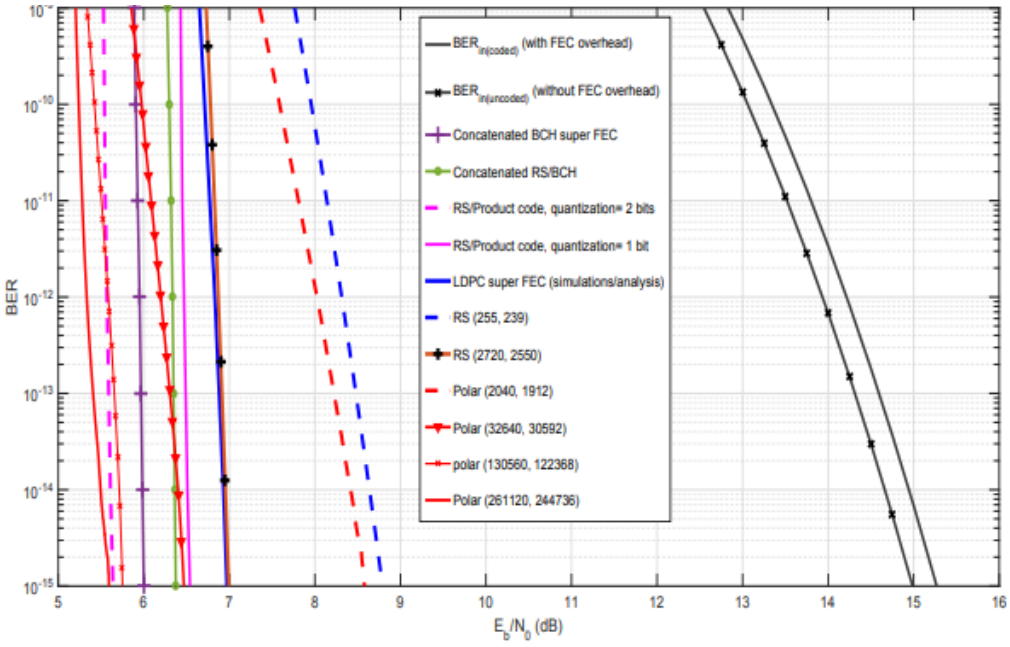


Рис 1: BER для полярных кодов и кодов рекомендованных G.975/G.975.1

Таблица 1: Параметры производительности ошибки для предложенных полярных кодов и рекомендованных G.975 / G.975.1 кодов FEC с BER = 10-12

FEC Code	BER_{in}	NCG (dB)	CG (dB)	$\frac{Eb}{No}$ (dB)
RS (255, 239)	1.82E-04	5.62	5.90	8.31
LDPC super FEC code	1.33E-03	7.10	7.39	6.83
RS (2720, 2550)	1.26E-03	7.06	7.34	6.87
Conc. RS/CSOC code(24.5%OH)	5.80E-03	7.95	8.90	5.31
Concatenated BCH code	3.30E-03	7.98	8.26	5.95
Conc. RS/BCH code	2.26E-03	7.63	7.91	6.34
Conc. RS/Product code	4.60E-03	8.40	8.68	5.57
Polar (2040, 1912)	2.81E-04	5.91	6.19	8.02
Polar (32640, 30592)	2.60E-03	7.74	8.02	6.20
Polar (130560, 122368)	4.61E-03	8.35	8.63	5.58
Polar (261120, 244736)	5.72E-03	8.60	8.89	5.33

Проанализировав ошибки с 7% избыточностью данных видно, что ПК удовлетворяют те же требования, как другие рекомендованные FEC ITU-T с той же избыточностью и относительно короткой длиной блоков. Мы также проанализировали полярные коды с 20% избыточностью, чтобы сравнить их с недавно предложенным третьим поколением FEC для оптической связи. Обнаружили, что специально разработанные QC-LDPC коды(квазициклические коды проверки четности с низкой плотностью). с использованием итеративного декодирования работают лучше, чем

полярные коды с точки зрения ошибки производительность для одной и той же длины блока. Блок-код QC-LDPC (18360, 15300) может достичь NCG 11,3 дБ с 12 итерациями декодирования. Что бы достичь такого же NCG полярные коды требуют почти в 29 раз больше длины блока с SC декодирования, что видно в таблице 2.

Таблица 2. Сводка значений NCG для кодов третьего поколения FEC

FEC code	NCG (dB)	Comments
Polar (32640, 27200)	10.07	Proposed as 3G FEC code
Polar (130560, 108800)	10.79	Proposed as 3G FEC code
Polar (261120, 217600)	11.07	Proposed as 3G FEC code
CC-LDPC (10032, 4, 24)	11.50	3G FEC, uses 12 iterations of decoding
QC-LDPC (18360, 15300)	11.30	3G FEC, uses 12 iterations of decoding

4. Полярные коды различного размера при различной избыточности

Проанализируем полярные коды при увеличении размерности и различной избыточности. По рисункам 2 и 3 наглядно видно ,что увеличение длины кодовой комбинации приводит к уменьшению параметра E_b/N_0 .

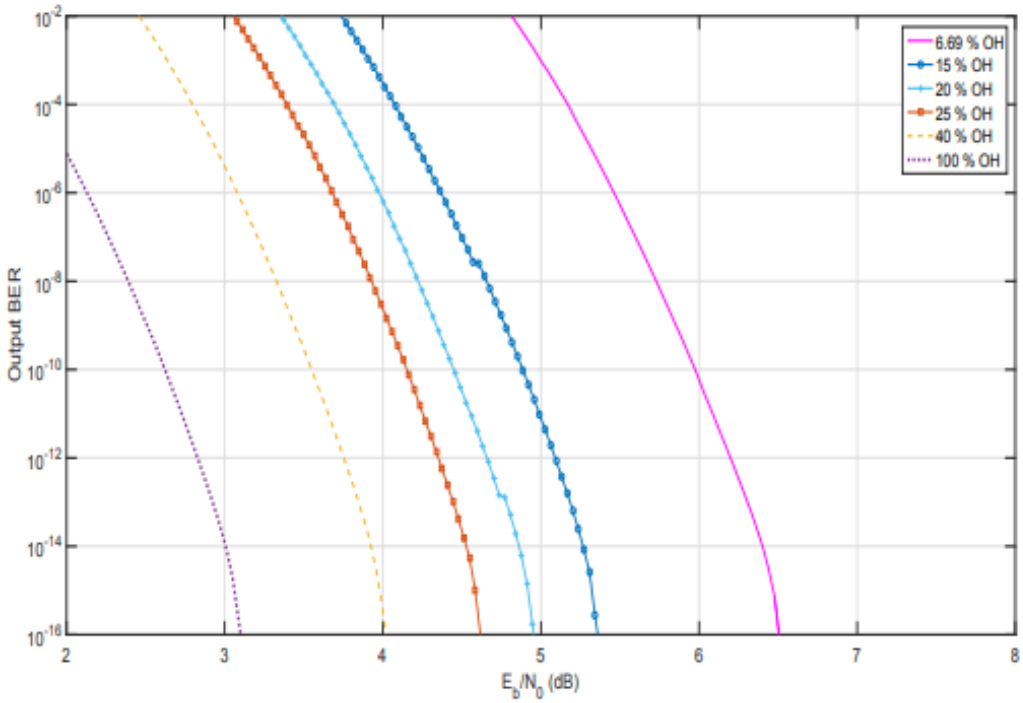


Рис. 2 Зависимость BER от E_b/N_0 для полярного кода (32640, K)

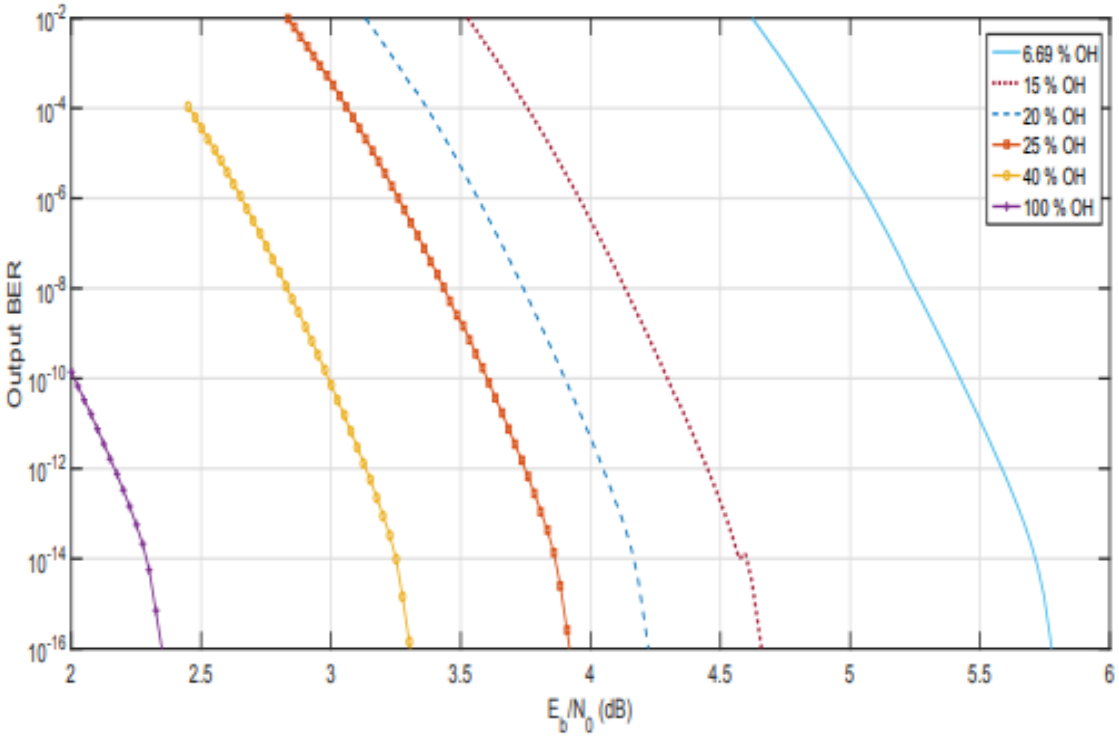


Рис. 3 Зависимость BER от E_b/N_0 для полярного кода (130560, K)

5. Заключение

У кодирования сетей по принципу Polar code есть ряд преимуществ. Во-первых, технология минимум в 3 раза повышает частотный спектр высокоскоростной сети по сравнению с используемыми сегодня стандартами RAN. Во-вторых, полярные коды интересны операторам с точки зрения экономического эффекта. Решение способно проводить декодирования линейной сложности, что позволяет сократить до минимума стоимость внедрения запуска сетей 5 в будущем.

Интерес разработчиков к субквадратичному кодированию объясняется также тем, что его характеристики способны приблизить скорость передачи данных к предельным значениям. Также при декодировании при помощи простого поляризованного канала с последовательным подавлением помех она обеспечивает результат, аналогичный тому, что достигается при декодировании по методу максимального правдоподобия, но сложность применения полярных кодов существенно меньше.

Учитывая выше сказанное, можно заключить, что технология Polar code имеет весомые конкурентные преимущества по сравнению с другими вариантами кодирования канала , что значительно ускоряет процесс стандартизации и развертывании сетей для коммерческой эксплуатации.

6. Благодарности

Благодарю Чилихина Н.Ю., Гладких А.А. за привитие любви к знаниям и хорошее обучение

ЛИТЕРАТУРА

1. Наместников С.М., Сорокин И.А., Чилихин Н.Ю. “Контроль целостности передаваемых данных в сетях связи стандарта 5G” Вестник НГИЭИ. 2017. № 12 (79). с. 7-21.
2. Чилихин Н.Ю. “Эффективное декодирование кодов Рида-Маллера и полярных кодов на основе кластерного подхода” Современные проблемы проектирования, производства и эксплуатации радиотехнических систем. 2014. № 1 (9).с. 79-82.
3. Гладких А.А., Чилихин Н.Ю., Наместников С.М., Ганин Д.В. “Унификация алгоритмов декодирования избыточных кодов в системе интегрированных информационно управляющих комплексов” Автоматизация процессов управления. 2015. № 1 (39). с. 13-20.
4. Ганин Д.В., Наместников С.М., Чилихин Н.Ю. “Модифицированные алгоритмы лексикографического декодирования полярных кодов в системе обработки изображения” Вестник НГИЭИ. 2017. № 11 (78). с. 7-22.
5. Гладких А.А., Климов Р.В., Чилихин Н.Ю. “Методы эффективного декодирования избыточных кодов и их современные приложения” Ульяновск, 2016.
6. Г. Тзимпрагос, С. Качрис, I. Джорджевич, М. Квиджетик, Д. Соудрис и И. Томкос, «Исследование кодов FEC для сетей 100G и за пределами оптических сетей», IEEE Обзоры и учебные материалы по коммуникациям, гл. 18, вып. 1, с. 209-221, 2016.
7. Рекомендация МСЭ G.975, «Прямая коррекция ошибок для подводных систем», МСЭ, Женева, Швейцария, 10/2000. с. 21
8. Рекомендация МСЭ G.975.1, «Прямая коррекция ошибок для высокоскоростных подводных систем DWDM», 02/2004. с. 58
9. Ю. Кай, «Ограничение кодирования и модуляции в волоконно-оптических системах связи», «Конференция по беспроводной оптической связи», 2005, Ньюарк, Нью-Джерси, F9.
10. Э. Арикан, «Поляризация канала: метод построения кодов пропускной способности для симметричных двоичных входных каналов без памяти», «IEEE Сделки по теории информации», том. 55, вып. 7, с. 3051-3073, 2009
11. П. Норхткот, «Swizzle FEC для оптической передачи 40G и 100G», PMCSierra, Inc., Саннивейл, Калифорния, США, 01/2011, «Белая книга».
12. OIF-FEC-100G-01.0, «100G исправление ошибок», 05/2010, «Белая книга».
13. К. Кикучи, «Когерентное обнаружение сигналов фазовой манипуляции с использованием цифровой оценки несущей фазы», IEEE Конференция оптических волоконных коммуникаций, 2006, OTuI4.c 107
14. К. Ли, Х. Г. Канг, Д. И. Парк и Х. Ли, «Объединенная двухконтурная конкатенированная БЧХ-декодерная архитектура БЧХ для оптической связи», «Семинар IEEE по системам обработки сигналов (SIPS)», 2010, с. 404-409.
15. З. Ву, Б. Ланкл, Ю. Д. Б. Мюнхен, «Полярные коды для исправления ошибок с низкой сложностью в сетях оптического доступа», Конференция ITG по сетям Photon, 2014, с. 1-8.

REFERENCE

1. Namestnikov S.M., Sorokin I.A., Chilikhin N.Yu. “Control of integrity of transmited data in the communication networks standart 5G” Bulletin of the NNIIE. 2017. No. 12 (79). Pp. 7-21.
2. Chilikhin N.Yu. “Effective decoding of Ride-Muller’s and polar codes based on a cluster approach“ Modern problems of design, production and operation of radio engineering systems. 2014. No. 1 (9). Pp. 79-82.
3. Gladkikh A.A., Chilikhin N.Yu., Namestnikov SM, Ganin DV “Unification of algorithms of decoding excessive codes in the system of integrated informational-managing complexes“ Automation of management processes. 2015. No. 1 (39). Pp.13-20.
4. Ganin, S.M. Napesternikov, N.Yu. Chilikhin. “Modified algorithms of lexicographic decoding of polar codes in the image processing system” Bulletin of the NNIIE. 2017. No. 11 (78). Pp. 7-22
5. Gladkikh AA, Klimov RV, Chilikhin N.Yu. “Methods of effective decoding excessive codes and their modern appendices“ Ulyanovsk, 2016.
6. G. Tzimpragos, C. Kachris, I. Djordjevic, M. Cvijetic, D. Soudris, and I. Tomkos, “A survey on FEC codes for 100G and beyond optical networks,” IEEE Communications Surveys and Tutorials, vol. 18, no. 1, pp. 209–221, 2016.
7. ITU-T recommendation G.975, “Forward error correction for submarine systems,” ITU, Geneva, Switzerland, 10/2000.
8. ITU-T recommendation G.975.1, “ Forward error correction for high bit-rate DWDM submarine systems,” 02/2004.
9. Y. Cai, “Limit on coding and modulation gains in fiber-optic communication systems,,” Wireless Optical Communication Conference, 2005, Newark, NJ, F9.
10. E. Arıkan, “Channel polarization: A method for constructing capacityachieving codes for symmetric binary-input memoryless channels,” IEEE Transactions on Information Theory, vol. 55, no. 7, pp. 3051–3073, 2009.
11. P. Norhtcott, “Swizzle FEC for 40G and 100G optical transmission,” PMCSierra, Inc., Sunnyvale, CA, USA, 01/2011, White Paper.
12. OIF-FEC-100G-01.0, “100G forward error correction,” 05/2010, White Paper.
13. K. Kikuchi, “Coherent detection of phase-shift keying signals using digital carrier-phase estimation,” IEEE Conference on Optical Fiber Communications, 2006, Paper OTuI4. Pp.107
14. K. Lee, H. G. Kang, J. I. Park, and H. Lee, “100 Gb/s two-iteration concatenated BCH decoder architecture for optical communications,” IEEE Workshop on Signal Processing Systems (SIPS), 2010, pp. 404–409.
15. Z. Wu, B. Lankl, and U. D. B. M¨unchen, “Polar codes for low-complexity forward error correction in optical access networks,” ITG Conference on Photon Networks, 2014 , pp. 1–8.

ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛЯРНЫХ КОДОВ В СЕТЯХ СВЯЗИ СТАНДАРТА 5G

Н.Ю. Чилихин

Ульяновский государственный технический университет (УлГТУ), Ульяновск, Россия

Аннотация. Развитие современного информационного общества в эпоху становления цифровой экономики невозможно представить без создания высокоскоростной и эффективной инфраструктуры, которая устраняет жесткую привязку к локации конечного пользователя. Процесс создания высокоскоростных сетей подвижной связи неразрывно связан с необходимостью улучшения элементов сетевой структуры на всех уровнях модели OSI, а также совершенствования методов модуляции передаваемого сигнала и внедрения новых подходов к защите транслируемых данных. На данный момент нет окончательной версии стандарта 5G. Различные корпорации, такие как Huawei, Cisco, Ericsson и т.д., проводят тестовые испытания развернутых сетей подвижной связи 5-го поколения с набором конкретных технических решений. Базисными инновациями этого поколения сотовой связи будут следующие технологии: SCMA, F-OFDM, а также полярные коды. Полярные коды в качестве алгоритмов декодирования будут использовать либо последовательный декодер Арикана, либо алгоритм Тала-Варди. В данной работе предлагается использовать метод перестановочного декодирования полярных кодов на основе лексикографического подхода. Автором работы проведено сравнение предложенного алгоритма декодирования и классических схем декодирования. Предложенный алгоритм показал наилучшие результаты с точки зрения корректирующих способностей (BER) в области низких значений отношения сигнал/шум, что обеспечивают работу сети в условиях высокой помеховой обстановки, неоднородности рельефа распространения сигнала (застройка) и наличия теневых зон.

Ключевые слова: 5G; алгоритм Тала-Варди; базовый кластер; лексикографическое декодирование; метрика Хэмминга; мягкие решения символов; мягкое декодирование; номер кластера; перестановочного декодирование; полярный код; последовательный декодер Арикана; расстояние Бхаттачария; ядро Арикана.

APPLICATION OF POLAR CODES IN THE COMMUNICATION NETWORKS OF THE 5G STANDARD

N.Y. Chilikhin

Ulyanovsk State Technical University (UlSTU), Ulyanovsk, Russia

Abstract. The development of a modern information society in the era of the digital economy can’t be imagined without the creation of a high-speed and efficient infrastructure that eliminates the rigid binding to the location of the end user. The process of creating high-speed mobile networks is inextricably linked to the need to improve the elements of the network structure at all levels of the OSI model, as well as to improve methods for modulating the transmitted signal and introducing new approaches to protecting the broadcast data. At the moment there is no final version of the standard 5G. Various corporations, such as Huawei, Cisco, Ericsson, etc., conduct test tests of deployed mobile networks of the 5th generation with a set of specific technical solutions. The basic innovations of this generation of cellular communication will be the following technologies: SCMA, F-OFDM, and polar codes. Polar codes as decoding algorithms will use either the serial Arikan decoder or the Tala-Vardi algorithm. In this paper, we propose to use the method of permutational decoding of polar codes based on the lexicographic approach. The author of the work compares the proposed decoding algorithm and

classical decoding schemes. The proposed algorithm showed the best results from the point of view of correcting abilities (BER) in the field of low values of the signal-to-noise ratio, which ensure the network operation in conditions of high noise environment, heterogeneity of the signal propagation (building) and the presence of shadow zones.

Keywords: 5G; algorithm Tal-Vardy; base cluster; lexicographic decoding; Hamming metric; soft decision symbols; soft decoding; cluster number; permutation decoding; polar code; serial decoder of Arikan; algorithm Tal-Vardy; Bhattacharya distance; core of Arikan.

1. Введение

Высокая скорость передачи данных и отсутствие жесткой привязки к локации конечного пользователя в любых условиях помеховой обстановки, а также наличие кардинально новых сервисов и услуг являются главными критериями перехода к новому поколению подвижной связи (стандарт 5G). По этой причине помехоустойчивые коды, которые будут использоваться в сетях подвижной связи 5-го поколения должны обладать не только высоким уровнем корректирующей способности, но и иметь механизм оптимизации высокоскоростных потоков между подвижными терминалами и стационарными платформами. Фундаментальными инновациями данного поколения сотовой связи будут следующие технологии [1]:

– SCMA (Sparse Code Multiple Access) – разделение абонентов на базе разреженного кода. Данная технология организована так, что подтверждение о доставке транслируемых данных по сети не требуется. Это позволяет не загружать базовую сеть объемной служебной информацией (последние оценки показывают, что объем служебной информации составляет 48%-64%), что благотворно сказывается на временных задержках и скоростях обработки информации. Кроме того, подобный подход основан на технологии передачи битовых потоков от различных мобильных абонентских терминалов на одном частотном ресурсе. Графическое описание технологии представлено на рисунке 1 [1];

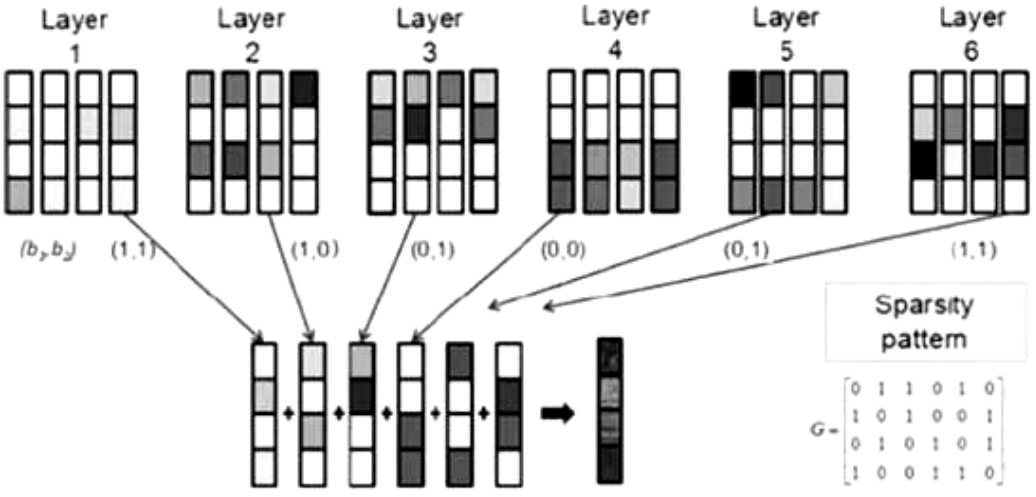


Рис. 1. Алгоритм технологии SCMA.

– F-OFDM (Flexibel OFDM) – усовершенствованная технология OFDM, позволяющая организовать гибкое разбиение на поднесущие, гибкое изменение длины символов и гибкое изменение циклического префикса. Стоит отметить, что под каждую задачу будет использоваться свой набор параметров, что является значительным шагом к созданию гибкой сетевой структуры на базе средств параметрической адаптации. Сравнение технологий (OFDM и F-OFDM) представлено на рисунке 2 [1];

– полярные коды (ПК).

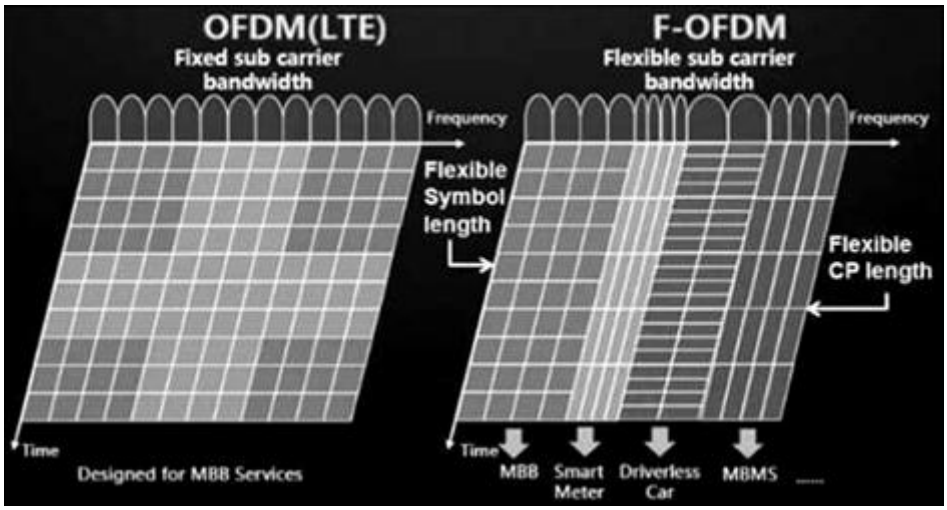


Рис. 2. Сравнение технологий OFDM и F-OFDM полярные коды.

2. Полярные коды

Концепция формирования ПК построена на базе ядра Арикана, которое представляет собой матрицу $\boldsymbol{F} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$. Через величину $\boldsymbol{F}^{\otimes m}$ обозначают ее m-ю кронекеровскую степень, где $m \in \mathbb{N}$. Для получения соответствующей матрицы необходимо ввести матрицу перестановок $\boldsymbol{B}_N$ с учетом расстояния (метрики) Бхаттачария (РБх), которая определяется как [2, 3, 4]

$$Z_{2\cdot i+1,\,j} = \begin{cases} 2\cdot Z_{i,\chi} - Z_{i,\chi}^2 & \text{для } j_{0,e}^{N-1} \wedge 0 \le \chi \le i \\ Z_{i,\chi}^2 & \text{для } j_{0,o}^{N-1} \wedge 0 \le \chi \le i \end{cases}, \tag{1}$$

где $i = N/2 - 1$, $j = \{0,1,2,...,N-1\}$, $j_{0,e}^{N-1}$ и $j_{0,o}^{N-1}$ – компоненты множества только с четными и нечетными номерами соответственно, начиная с нуля, а $N = 2^m$ – длина кодовой комбинации. Множества $\left|j_{0,e}^{N-1}\right| = \left|j_{0,o}^{N-1}\right| = |\chi|$ равномощны. Для получения системы уравнений (1) при различных значениях N необходимо использовать такие элементы указанных множеств, которые находятся на одних и тех же позициях. При этом результирующая матрица $\boldsymbol{G}_N$ определяется выражением: $\boldsymbol{G}_N = \boldsymbol{B}_N \cdot \boldsymbol{F}^{\otimes m}$. Для осуществления операции поляризации необходимо произвести трансформацию скалярного канала в

векторный канал, отождествляя его с функцией плотности условной вероятности выходного символа. Это достигается за счет создания копий двоично-симметричного канала рекурсивным способом. Схема построения такой системы кратна степени 2, начиная с нуля, а ее общая форма имеет вид [2, 3, 5]

$$P_N\left(y_0^{N-1}\middle|u_0^{N-1}\right)=P^N\left(y_0^{N-1}\middle|u_0^{N-1}\cdot\boldsymbol{G}_N\right), \tag{2}$$

где u_0^{N-1} – символы, сформированные источником информации, y_0^{N-1} – символы, полученные из канала связи. Поляризационный эффект же достигается применением невырожденного преобразования $\boldsymbol{B}_N\cdot\boldsymbol{F}^{\otimes m}$ к данным. Таким образом, поляризующее преобразование канала $P^{2\cdot N}\left(y_0^{2\cdot N-1}\middle|u_0^{2\cdot N-1}\right)$ основано на поляризации векторных каналов меньшей размерности $P^i\left(y_0^{i-1}\middle|u_0^{i-1}\right)$, $i=N,N/4,N/2,...,1$. Эта декомпозиция для плотностей условных вероятностей $P_N^{(i)}\left(y_0^{N-1},u_0^{i-1}\middle|u_i\right)$ выражается как [2, 3, 5]

$$\begin{aligned}
P_{2\cdot N}^{2\cdot i}\left(y_0^{2\cdot N-1},u_0^{2\cdot i-1}\middle|u_{2\cdot i}\right)&=\frac{1}{2}\sum_{u_{2i+1}}P_N^{(i)}\left(y_0^{N-1},u_{0,e}^{2\cdot i-1}\oplus u_{0,o}^{2\cdot i-1}\middle|u_{2\cdot i}\oplus u_{2\cdot i+1}\right)\times\\
&\quad\times P_N^{(i)}\left(y_N^{2\cdot N-1},u_{0,o}^{2\cdot i-1}\middle|u_{2\cdot i+1}\right),\\
P_{2\cdot N}^{2\cdot i+1}\left(y_0^{2\cdot N-1},u_0^{2\cdot i}\middle|u_{2\cdot i+1}\right)&=\frac{1}{2}P_N^{(i)}\left(y_0^{N-1},u_{0,e}^{2\cdot i-1}\oplus u_{0,o}^{2\cdot i-1}\middle|u_{2\cdot i}\oplus u_{2\cdot i+1}\right)\times\\
&\quad\times P_N^{(i)}\left(y_N^{2\cdot N-1},u_{0,o}^{2\cdot i-1}\middle|u_{2\cdot i+1}\right),
\end{aligned} \tag{3}$$

где $u_{0,e}^{2i-1}$ и $u_{0,o}^{2i-1}$ обозначают компоненты вектора только с четными и нечетными номерами соответственно. При значении $N\to\infty$ каналы $P_N^{(i)}$ будут либо полностью бесшумными, либо полностью ненадежными. В связи с этим информационные символы u_i, передаваемые по каналам с низким уровнем достоверности, можно считать всегда фиксированными («замороженными») [3].

Общий вид выражения для получения выходного кодового вектора X_{N-1} определяется следующим соотношением [2, 3, 4]

$$X_{N-1}=u_A\cdot(\boldsymbol{B}_N\cdot\boldsymbol{F}_{nfr}^{\otimes m})\oplus u_{A^{fr}}\cdot(\boldsymbol{B}_N\cdot\boldsymbol{F}_{fr}^{\otimes m}), \tag{4}$$

где u_A и $u_{A^{fr}}$ – надежные и ненадежные символы (позиции кодового вектора, которым присваивается значение «0») соответственно [3]. Стоит отметить, что понятие ненадежных символов (символов, которые присваивается значение «0») неразрывно связано с порождающей матрицей рассматриваемого кода. По сути ненадежные символов, соответствуют «слабым» строкам порождающей матрицы (строкам с минимальным весом).

Рассмотрим ПК длины $N=8$. Порождающая матрица без устранения ненадежных каналов («слабых» строк порождающей матрицы) для указанного кода примет вид $\boldsymbol{F}^{\otimes m}=\boldsymbol{F}^{\otimes 3}$ (через $\boldsymbol{F}^{\otimes m}$ обозначают ее m-ю кронекеровскую степень, где $m\in N$) и равна [3, 4]

$$\boldsymbol{F}^{\otimes 1}=\begin{pmatrix}1 & 0\\ 1 & 1\end{pmatrix},\quad \boldsymbol{F}^{\otimes 2}=\begin{pmatrix}1 & 0 & 0 & 0\\ 1 & 1 & 0 & 0\\ 1 & 0 & 1 & 0\\ 1 & 1 & 1 & 1\end{pmatrix},\quad \boldsymbol{F}^{\otimes 3}=\begin{pmatrix}1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0\\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0\\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0\\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1\end{pmatrix},$$

где $\boldsymbol{F}^{\otimes 1}=\boldsymbol{F}=\begin{pmatrix}1 & 0\\ 1 & 1\end{pmatrix}$ является ядром (матрицей) Арикана [4]. Проанализировав структуру кода, можно отметить, что число перестановок меняется в диапазоне $1\le M_{чп}\le m-1$, а количество уровней расчета – $1\le L_{ур}\le m$ соответственно. Под перестановкой понимается такое преобразование последовательности бит, полученной с выхода источника информации, при которой последующий шаг отличается от предыдущего на величину столбца исходной порождающей матрицы. При этом происходит перераспределение вероятности стирания (неопределенности) на каждом уровне расчета, который следует после этапа перестановки. Функциональная схема формирования кодового вектора представлена на рисунке 3 [3, 4].

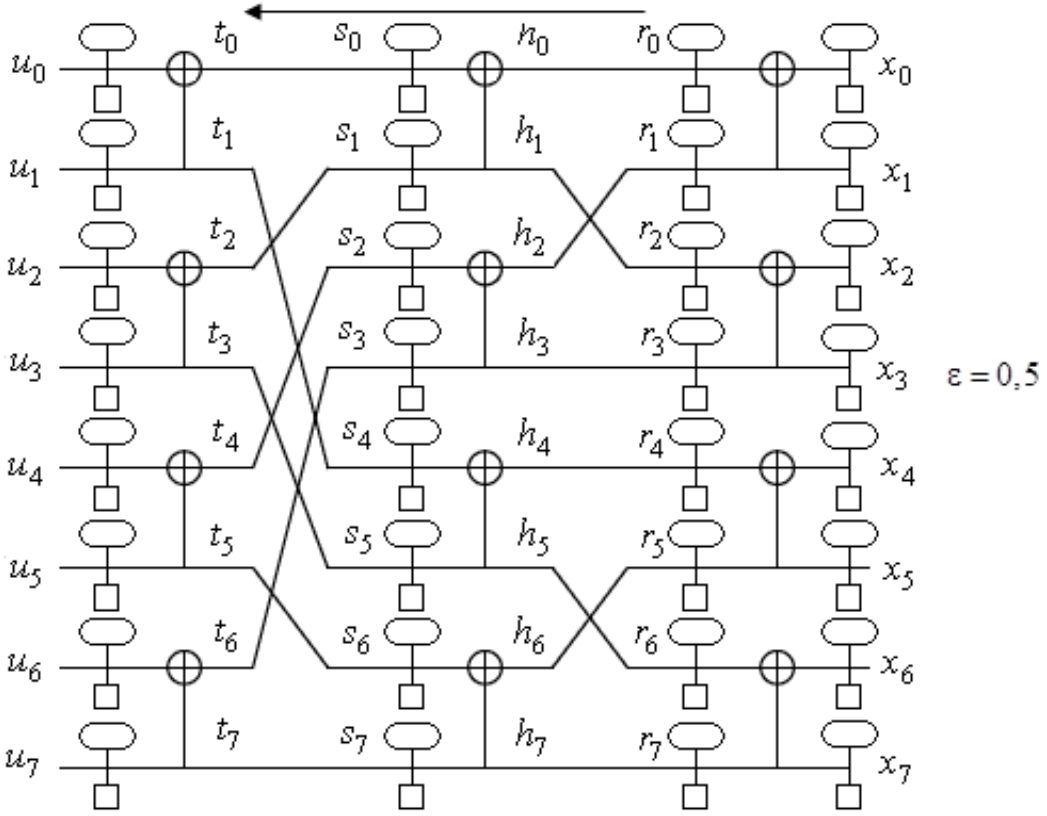


Рис. 3. Функциональная схема формирования кодового вектора ПК длины *N*=8.

При этом символом ⬭ обозначается расчет типа $2Z\text{-}Z^2$, а символом ⬚ обозначается расчет типа Z^2. Стоит отметить, что оценка ненадежности («замороженности») символа или строки порождающей матрицы (канала связи) происходит на этапе формирования кодового вектора, при этом системой последовательность символов $x_0, x_1, ..., x_{N-1}$ воспринимается как символы, полученные из канала связи с вероятностью стирания (неопределенности), равной $\varepsilon = 0,5$. Стрелкой показано направление расчета [3, 4].

В нашем примере, применив выражение (1), получим распределение РБх, которое представлено в таблице 1.

Таблица 1. Распределение РБх для ПК длины N=8

Параметр	Z_{u0}	Z_{u1}	Z_{u2}	Z_{u3}	Z_{u4}	Z_{u5}	Z_{u5}	Z_{u7}
Значение	0,9961	0,8789	0,8086	0,3134	0,6836	0,1914	0,1211	0,0039

Заливкой отмечены ненадежные («замороженные») символы или строки порождающей матрицы, которые будут вычеркнуты. В работах [1, 2, 3, 4, 5] было показано, что если РБх $Z \to 1$, канал считается ненадежным («замороженным», строка порождающей матрицы вычеркнутой («слабой»)) и не влияет на формирование кодового вектора, т. е. указанным компонентам последовательности $\{u_0, u_1, ..., u_{N-1}\}$ ставится в соответствие значение «0». На основе ранжирования строк порождающей матрицы (каналов) мы можем гибко управлять кодовой скоростью. Таким образом, каждая строка порождающей матрицы имеет свой ранг на основе РБх [4].

Для ПК (8,4)

$$Z(8,4) = \begin{pmatrix} 0.9961 \\ 0.8789 \\ 0.8086 \\ 0.3134 \\ 0.6836 \\ 0.1914 \\ 0.1211 \\ 0.0039 \end{pmatrix} \quad \boldsymbol{F}^{\otimes 3} = \begin{pmatrix} \sout{10000000} \\ \sout{11000000} \\ \sout{10100000} \\ 11110000 \\ \sout{10001000} \\ 11001100 \\ 10101010 \\ 11111111 \end{pmatrix} \quad \to \quad \boldsymbol{F}^{\otimes 3} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

Анализ схемы полярного кодирования и вероятностного параметра – РБх позволяет утверждать целесообразность применения подобных технических решений для сетей сотовой связи 5-го поколения [1, 4].

На текущий момент существует две классические схемы декодирования ПК: последовательный декодер (ПД) Арикана и алгоритм Тала-Варди. В основе построения последовательного декодера Арикана лежит вычисление логарифма отношения правдоподобия с учетом оценок предыдущих символов. Вычисление осуществляется в соответствии с выражением [2, 3, 5]

$$LLR_N^{(i)}(y_0^{N-1},\hat{u}_0^{N-1}) = \log\frac{P_N^{(i)}(y_0^{N-1},\hat{u}_0^{N-2}\,|\,0)}{P_N^{(i)}(y_0^{N-1},\hat{u}_0^{N-2}\,|\,1)}, \quad (5)$$

где $\hat{u}_0^{N-1}$ – оценка символа. Указанный подход имеет существенный недостаток в виде лавинообразного распространения ошибок, связанных с последовательностью вычислительного процесса.

Подобная проблема решается путем использования алгоритма Тала-Варди, но только с большой длиной списка. Замена действительных значений из (5) на целочисленные не приводит к потере точности вычисления, но снижает сложность реализации приемника. Для решения указанных проблем в работе предложен алгоритм перестановочного декодирования ПК на основе лексикографического подхода [2, 3, 5, 6].

Суть перестановочного декодирования ПК на основе лексикографического подхода состоит в том, что код $C_{n,k}$ с порождающей матрицей $\boldsymbol{G}$ и метрикой Хэмминга d, содержащий множество разрешенных кодовых векторов $C_{n,k} = \{c_0, c_1, ..., c_{2^k}\}$, в ходе списочного декодирования принятого из канала с помехами слова $V_{пр} = V_{пер} \oplus e$, где e – вектор ошибок, а $V_{пер} \in C_{n,k}$, составляет список $\{S\} \in C_{n,k}$ множества слов, находящихся от слова $V_{пр}$ на расстоянии $d-1$ и менее [1, 3, 7, 8].

На основе критерия максимального правдоподобия декодер осуществляет замену слова $V_{пр}$ на вектор $C_{пр} \in C_{n,k}$ из списка $\{S\}$, имеющего наибольшее число совпадающих позиций со словом $V_{пр}$. Используя структурные признаки (алгебраические закономерности) в построении помехоустойчивых кодов, показана возможность разбиения пространства $C_{n,k}$ на кластеры [1, 3, 7, 8].

Каждый кластер содержит замкнутое множество комбинаций $\{c_i\} \in C_{n,k}$, где $0 \le i \le 2^f - 1$, f – число одноименных номеров разрядов для любой комбинации пространства $C_{n,k}$, отводимых под признак (номер) кластера, при этом для систематических кодов $f \le k$ и $\{f\} \in GF(2^{k-f})$ [3, 9, 10]. Упорядочение номеров i является лексикографической процедурой, позволяющей уменьшить время формирования списка в 2^f раз за счет однозначного выделения из $C_{n,k}$ комбинаций кластера с номером i, следовательно, $\{S_i\} = c_{i0}, c_{i1}, ..., c_{i2^k-1}$. Полагая $2^k - 1 = \xi$, для всего множества $C_{n,k}$ получим [1, 3, 4, 7, 8, 9, 10]:

$$\begin{array}{lccccc} i=0 & \{c_{00}, & c_{01}, & ..., & c_{0(2^k-1)}\}; \\ i=1 & \{c_{10}, & c_{11}, & ..., & c_{1(2^k-1)}\}; \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ i=\xi & \{c_{\xi 0}, & c_{\xi 1}, & ..., & c_{\xi(2^k-1)}\}. \end{array} \quad (6)$$

Выделение для всего $C_{n,k}$ одних и тех же $f \le k$ разрядов систематического кода позволяет уменьшить длину списка в 2^{k-f} раз за счет разбиения пространства $C_{n,k}$ на

C_{2^f} кластеров. Подобная процедура справедлива для несистематических кодов, типа ПК, несмотря на отсутствие выраженной структуры в размещении информационных разрядов [3, 10].

3. Результаты

Для сравнения потенциальных характеристик алгоритма перестановочного декодирования ПК на основе лексикографического подхода с известными схемами декодирования применяются разработанные имитационные модели. В качестве исследуемых кодов использовались коды длин $n=8,\ n=16,\ n=32$. Коды размерности $n=8,\ n=32$ применяются для демонстрации корректирующих способностей рассматриваемых алгоритмов при масштабировании длины кодовой комбинации. При этом коды $n=16$ демонстрируют возможности схем декодирования при различном соотношении информационных и избыточных символов. На рисунках 4 и 5 приведены результаты испытаний имитационных моделей, в ходе которых обеспечивались приемлемые статистические погрешности [1, 3]. Алгоритм перестановочного декодирования ПК на основе лексикографического подхода оказался эффективным относительно алгоритма Тала-Варди и ПД Арикана в диапазоне отношений параметра E_b / N_0 от 0 до 3 дБ. При более высоких значениях этого параметра предложенный алгоритм не демонстрирует такой же эффективности, и причиной этого является проявление эффекта минимизации возникновения ложных ветвей в процедуре реализации алгоритма Тала-Варди и улучшения состояния канала связи для ПД Арикана. Тем не менее корректирующие характеристики остаются достаточно высокими. Энергетический выигрыш составляет порядка от 1 до 2 Дб в диапазоне от 0 до 3 дБ [1]. Важно отметить, что МРС – это мягкие решения символов. Подробно о данном подходе изложено в работе [3].

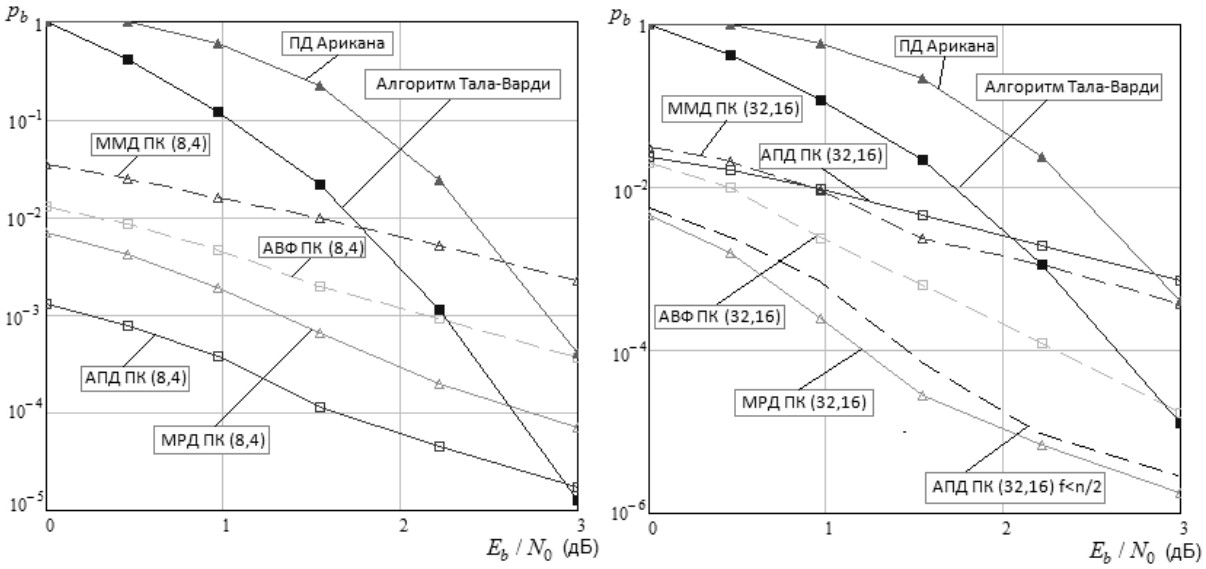


Рис. 4. BER в случае декодирования предложенным алгоритмом и известными схемами для ПК (8,4) и ПК (32,16): АПД – алгоритм перестановочного декодирования, ММД – метод мажоритарного декодирования, АВФ – алгоритм с использованием весовой функции на базе МРС, МРД – метод распространения доверия.

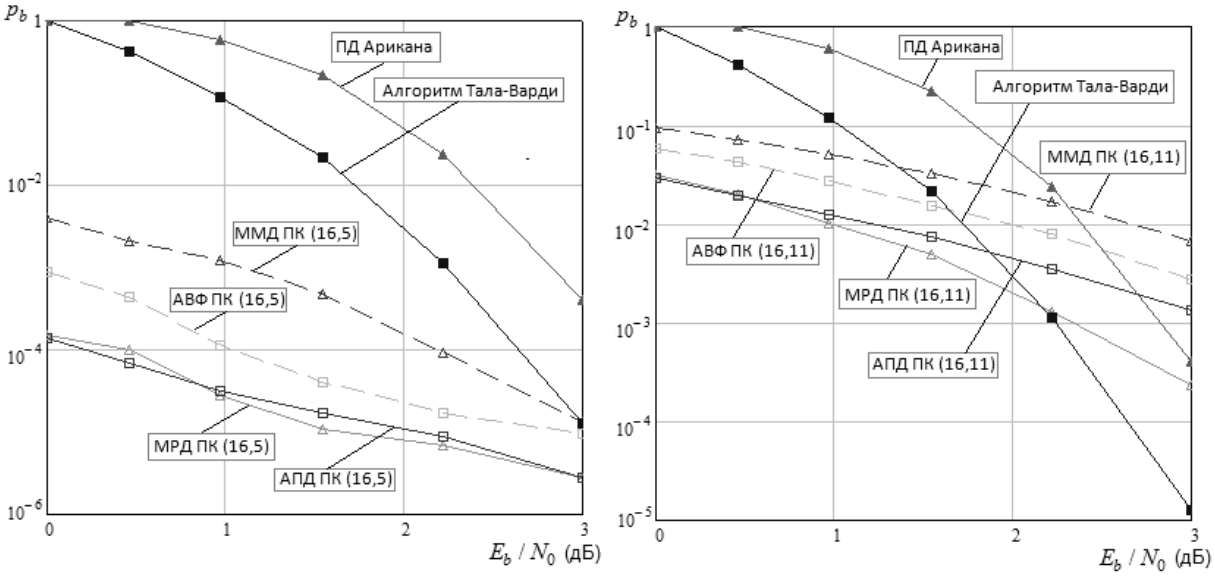


Рис. 5. BER в случае декодирования предложенным алгоритмом и известными схемами для ПК (16,5) и ПК (16,11).

4. Заключение

Применение перестановочного декодирования ПК на основе лексикографического подхода в области низких значений отношения сигнал/шум обеспечивает высокие корректирующие характеристики. Это расширяет возможности сетей связи стандарта 5G. Наличие уверенного радиопокрытия сети не позволяет полностью решить проблемы межсимвольной интерференции, наличия «теневых» зон, неоднородности рельефа распространения сигнала (застройка), гидрометеоров и т.д. По этой причине в условиях помеховой (шумовой) обстановки использование перестановочного декодирования ПК на основе лексикографического подхода является объективным и целесообразным.

Литература

1. Наместников С.М., Сорокин И.А., Чилихин Н.Ю. Контроль целостности передаваемых данных в сетях связи стандарта 5G. // Вестник НГИЭИ, 2017, № 12 (79). – С. 7-21.
2. Arikan E. Channel polarization: A method for constructing capacity-achieving codes for symmetric binary-input memoryless channels. // IEEE Transactions on Information Theory, 2016, Vol.7 №55. – P. 3051–3073.
3. Гладких А.А., Климов Р.В., Чилихин Н.Ю. Методы эффективного декодирования избыточных кодов и их современные приложения. Ульяновск: УлГТУ, 2016. – 258 с.
4. Наместников С.М., Чилихин Н.Ю. Многомерные кодовые конструкции с применением расстояния Бхаттачария. // Автоматизация процессов управления, 2017, № 2 (48). – С. 28-34.
5. Korada S.B. Polar Codes for Channel and Source Coding. // PhD thesis, Ecole Polytechnique Federale de Lausanne (EPFL), 2009. – P. 181.
6. Tal I., Vardy A. List decoding of polar codes. // Proc. of the IEEE Intern. Symp. on Information Theory (ISIT), 2011. – P. 1–5.
7. Гладких А.А., Чилихин Н.Ю. Эффективное декодирование двоичных блоковых кодов // Проблемы техники и технологий телекоммуникаций, Казань, 2014, – Т. 1. – С. 71–73.
8. Гладких А.А., Чилихин Н.Ю., Ал-Тамими Т.Ф.Х. Обеспечение достоверности данных в измерительных системах на базе сенсорных сетей // Информационно-измерительные и управляющие системы, 2017, Т. 15., № 12. – С. 4-10.

9. Ганин Д.В., Наместников С.М., Чилихин Н.Ю. Модифицированные алгоритмы лексикографического декодирования полярных кодов в системе обработки изображений // Вестник НГИЭИ, 2017, № 11 (78). – С. 7-22.
10. Гладких А.А., Чилихин Н.Ю., Наместников С.М., Ганин Д.В. Унификация алгоритмов декодирования избыточных кодов в системе интегрированных информационно-управляющих комплексов // Автоматизация процессов управления, 2015, № 1 (39). – С. 13-20.

REFERENCES

1. Namestnikov, S.M., Sorokin, I.A., Chilikhin, N.Y. Control of the integrity of the transmitted data in the communication networks of the standard 5G. // Bulletin of the National Research and Design Institute, 2017, No. 12 (79). – Pp. 7-21.
2. Arikan, E. Channel polarization: A method for constructing capacity-successful codes for symmetric binary-input memoryless channels. // IEEE Transactions on Information Theory, 2016, Vol.7 No. 55. – Pp. 3051-3073.
3. Gladkikh, A.A., Klimov, R.V., Chilikhin, N.Y. Methods for efficient decoding of redundant codes and their modern applications. Ulyanovsk: UlSTU, 2016. – 258 p.
4. Namestnikov S.M., Chilikhin, N.Y. Multidimensional code constructions using the Bhattacharya distance. // Automation of management processes, 2017, No. 2 (48). – Pp. 28-34.
5. Korada, S.B. Polar Codes for Channel and Source Coding. // PhD thesis, Ecole Polytechnique Federale de Lausanne (EPFL), 2009. – P. 181.
6. Tal, I., Vardy, A. List of decoding of magnetic codes. // Proc. of the IEEE Intern. Symp. on Information Theory (ISIT), 2011. – Pp. 1-5.
7. Gladkikh, A.A., Chilikhin, N.Y. Effective decoding of binary block codes // Problems of telecommunications engineering and technology, Kazan, 2014, – Vol. 1. – Pp. 71-73.
8. Gladkikh, A.A., Chilikhin, N.Y., Al-Tamimi, T.F.KH. Ensuring the reliability of data in measuring systems based on sensor networks // Information-measuring and control systems, 2017, Vol. 15., No. 12. – Pp. 4-10.
9. Ganin, D.V., Namestnikov, S.M., Chilikhin, N.Y. Modified algorithms for lexicographic decoding of polar codes in the image processing system // Vestnik NGIER, 2017, No. 11 (78). – Pp. 7-22.
10. Gladkikh, A.A., Chilikhin, N.Y., Namestnikov, S.M., Ganin, D.V. Unification of algorithms for decoding redundant codes in a system of integrated information-control systems // Automation of Control Processes, 2015, No. 1 (39). – Pp. 13-20.

ПРОЦЕССНЫЕ АСПЕКТЫ КОМПЛЕКСНОГО РАЗВИТИЯ СИСТЕМЫ СВЯЗИ КАК ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ ОСНОВЫ ВЫСОКОТЕХНОЛОГИЧНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

С. В. Козлов[1]

[1] Федеральное государственное учреждение «Федеральный исследовательский центр «Информатика и управление» Российской академии наук» (ФИЦ ИУ РАН), Москва, Россия, sv_kozlov@mail.ru

Аннотация. Рассматриваются на единой процессной основе проблемные вопросы развития системы связи в составе высокотехнологичных систем управления. На основе декомпозиции сквозного процесса в жи зненном цикле системы связи с выделением организационных, организационно -технических и технико -технологических процессов и последующим их рассмотрением по направлениям сопутствующих и противодействующих процессо в приводятся методические рекомендации по сов ершенствованию элементов системы связи.

Ключевые слова: организационные ; организационно -технические ; технико-технологические процессы ; система связи; элементы системы

PROCESS ASPECTS OF COMPLEX DEVELOPM ENT OF A COMMU NICATION SYSTEM AS A TELECOMMUNICATION B ASIS OF HIGH TECHNOLOGY C ONTROL SYSTEMS

S. V. Kozlov[1]

[1] Federal State Agency "Federal Research Center " Computer Science and Control " of the Russian Academy of Sciences (FRC CSC RAS), Moscow, Russian Federation , sv_kozlov@mail.ru

Abstract. The general problems of development of communication system as a part of high technology control systems are considered on unified process basis. The author offers methodical recommendations for communication system elements perfec tion basing on decomposition of end -to-end process during lifecycle of communication system with highlighting of organizational, organization-technical and technic-technological processes with their consideration in directions of related and counteracting processes.

Keywords: organizational processes; organization -technical processes ; technic-technological processes; communication system; system elements.

1. Введение

Проблема создания высокотехнологичных систем управления на основе современных информационных и телекоммуникационных технологий является актуальной и в современных условиях в наибольшей степени проявляется в аспектах, связанных с эффективной интеграцией их функциональных элементов , которые предназначены для своевременного и качественного выполнения поставленных перед ними разнородных функциональных задач. В свою очередь, высокая динамика изменения условий функционирования систем и

расширение перечня выполняемых задач требует непрерывного их поддержания в состоянии, адекватном текущему уровню задач и условий их выполнения, на протяжении длительного периода времени, что обычно может обеспечиваться по следующим направлениям:
- автономное развитие систем и комплексов средств связи на основе доступных технологий и аппаратно-программных средств с последующей интеграцией в процессе создания современных систем управления;

- взаимоувязанное в рамках высокотехнологичных систем управления развитие систем и комплексов средств связи.

При этом второе направление, реализуемое на основе современных методов процессного подхода, открывает широкие возможности по обеспечению сбалансированного развития системы управления как интегрированного комплекса информационных, управляющих и телекоммуникационных систем, по-новому позволяет подойти к обоснованию требований к системе связи как телекоммуникационной основе системы управления.

2. Классификация процессов в жизненном цикле системы управления

В настоящее время заказчиками и разработчиками в рамках системного подхода к созданию и развитию современных высокотехнологичных организационных систем различного назначения широко применяются современные методы менеджмента, в перечне которых необходимо выделить функциональный, ситуационный, процессный и другие подходы. Как было отмечено в [1], система управления представляет собой взаимоувязанную совокупность органов, пунктов и средств управления, создаваемых в целях выполнения задач по мониторингу обстановки в заданной сфере ответственности органов управления, своевременному выявлению, идентификации и нейтрализации угроз и опасностей. Методы процессного подхода широко представлены и активно применяются к организационным или, другими словами, бизнес-процессам [2]. С применением методов процессного подхода производится анализ и оптимизация деятельности по обеспечению качества [3] в сфере разработки и производства высокотехнологичных систем. В предлагаемой постановке, связанной с расширением области применения пр оцессных методов, задача создания и развития телекоммуникационных систем в рамках системы управления обладает новизной. При этом в жизненном цикле системы связи как телекоммуникационной основы системы управления целесообразно рассматривать взаимоувязанную совокупность организационных, организационно-технических и технико-технологических процессов, основной характер которых и признаки классификации представлены в табл . 1.

Теория и методы описания и анализа организационных, или, другими словами, бизнес-процессов в настоящее время широко представлены как в работах отечественных и зарубежных специалистов, так и регламентирована на уровне стандартов. Вместе с тем, организационно-технические и технико-технологические процессы во взаимной увязке с организационными процессами применительно к системе связи как телекоммуникационной основе системы управления рассмотрены в недостаточной мере. Необходимо отметить, что такая декомпозиция процессов в ее жизненном цикле, расширенная применительно к основным и противодейству ющим процессам позволяет провести анализ широкого перечня возможных направлений взаимодействия процессов по их группам и видам, выявить наиболее

существенные взаимосвязи и определить конкретные практические решения по нейтрализации негативного влияния противодействующих процессов.

Таблица 1. Классификация процессов в жизненном цикле системы управления

Элементы системы управления	Органы управления	Пункты управления	Средства управления
Характер процессов	Организационные (административные или бизнес –процессы)	Организационно-технические процессы	Технико-технологические процессы
Признак классификации	Взаимодействие органов управления, подразделений, должностных лиц, специалистов между собой без применения средств управления	Взаимодействие подразделений, должностных лиц, специалистов между собой с применением средств управления	Взаимодействие средств управления между собой без участия человека-оператора

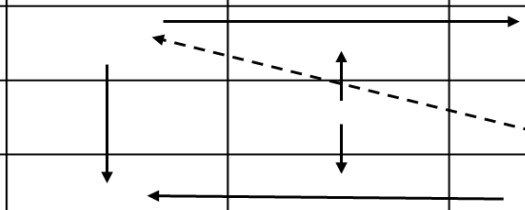
Анализ подхода к классификации процессов по их принадлежности к элементам системы управления и по их роли в сквозном процессе позволяет отметить, что такая декомпозиция процессов создает условия для выявления приоритетности тех или иных процессов при определении основы для интеграции. При этом выбор направления интеграции процессов может осуществляться с учетом направлений взаимосвязи видов процессов по компонентам системы управления (см. табл. 2):

- от организационных к технико-технологическим через организационно-технические процессы (объединение органов управления и их реорганизация требует изменения средств управления в направлении расширения их возможностей);

- от технико-технологических процессов через организационно-технические к организационным (появление новых технологий и средств расширяет возможности средств управления, что обусловливает необходимость реорганизации органов управления, расширения их функциональных задач).

Принимая во внимание широкое разнообразие технологических решений в информационно-телекоммуникационной области, пригодных для реализации систем управления, следует отметить, что несмотря на первенство организационных процессов, определяемых поставленными задачами перед системой управления, в ближайший период в рамках нового технологического уклада нано-, био-, информационных и когнитивных технологий [4, 5] определяющими станут технико-технологические процессы. Технологический уклад, как отмечено в [4], представляет собой совокупность сопряжённых производств, имеющих единый технический уровень и развивающихся синхронно. Поэтому представляется весьма актуальным в сущности такого определения выделить сопряженность разнородных процессов и рассматривать ее изменение в рамках всего жизненного цикла систем управления.

Таблица 2. Направления взаимной связи видов процессов по компонентам системы управления

Компоненты системы управления	Виды процессов в системе управления		
	Организационные	Организационно-технические	Технико-технологические
Органы управления			
Пункты управления			
Средства управления			

Учитывая необходимость всестороннего анализа условий, ограничений и возможностей по созданию и развитию перспективной системы управления, необходимо рассматривать в комплексе указанные выше направления интеграции процессов, а обоснование рациональной структуры разнородных процессов производить на основе итерационной процедуры последовательно по обоим направлениям. При этом в поисках рациональной структуры процессов необходимо исходить из приоритетности поставленных перед системой управления задач. Затем с учетом имеющихся ограничений по реализации необходимых технико-технологических процессов в системе управления целесообразно производить поиск компромиссного решения между организацией и реализацией организационных и организационно-технических процессов с учетом поиска Парето-оптимальных альтернатив.

Представленные в табл. 1 процессы должны рассматриваться во взаимодействии основных и противодействующих процессов, как показано на рис. 1.

При этом необходимо проводить анализ направлений взаимодействия основных и противодействующих процессов по трем типовым видам: организационные, организационно-технические и технико-технологические процессы с учетом входов и выходов процессов, управления ими и используемых для их реализации ресурсов, выявлять наиболее существенные взаимные связи и обосновывать меры по нейтрализации негативного воздействия противодействующих процессов.

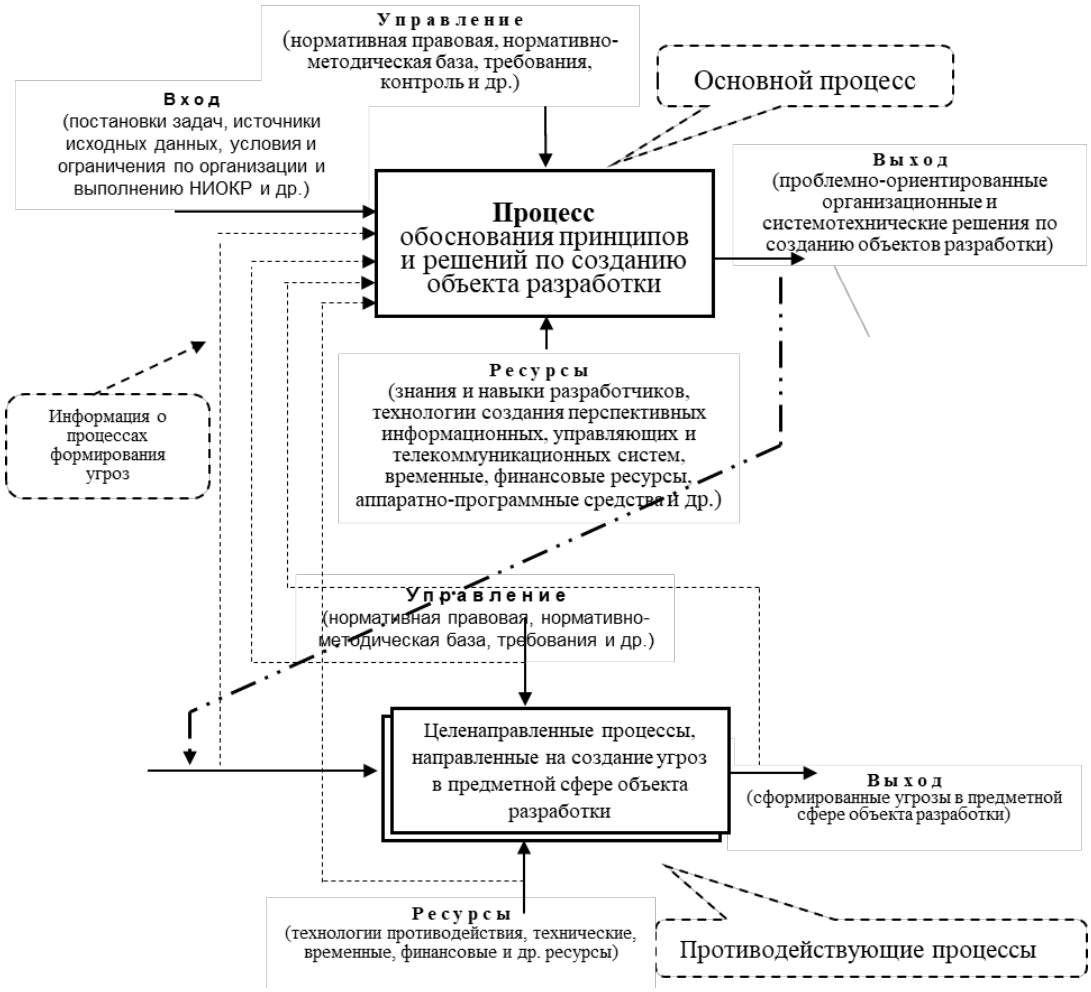


Рис. 1. Направления взаимодействия основных и противодействующих процессов

3. Особенности совершенствования основных процессов в жизненном цикле системы связи

В отношении организационных процессов в жизненном цикле систем связи необходимо выделить следующие основные направления :

1. Совершенствование структуры и содержания отношений субъектов государственного заказа на протяжении всех этапов жизненного цикла систем связи. Учитывая их высокотехнологичный характер и интенсивное старение системотехнических и аппаратно - программных решений, целесообразно предус мотреть комплекс организационных мер по обеспечению сквозного процесса сопровождения системы связи как объекта разработки на ранних этапах жизненного цикла до этапа эксплуатации.

2. Постоянный мониторинг взаимодействия органов управления в рамках организационной системы, выявление потребностей в совершенствовании процесса непосредственного взаимодействия органов управления, должностных лиц, в уточнении информационных их потребносте й и требований к процессам их взаимодействия.

Следует отметить, что организационные процессы по этим направлениям в достаточной степени определены и регламентированы нормативно-методическими документами.

Применительно к организационно-техническим процессам в жизненном цикле систем связи необходимо выделить следующие основные направления:

1. Совершенствование процесса разработки высокотехнологичных систем связи на основе применения новых методов технической поддержки взаимодействия субъектов государственного заказа на этапе обоснования технических заданий (сбора и анализа исходных данных для НИОКР) на этапах технического проектирования (моделирования процессов и макетирования системотехнических решений по созданию системы связи, в т.ч. на стендах и др.), на этапах разработки и проведения испытаний и в ходе авторского и технического надзора на этапе эксплуатации на объектах заказчика.

2. Анализ потребностей по технической поддержке организационных процессов в системе управления и задач системы связи.

3. Анализ технических возможностей противодействующих процессов в отношении системы технической поддержки организационных процессов в системе управления и обоснование приемлемых системотехнических решений по обеспечению инвариантности системы управления к негативному влиянию противодействующих процессов.

В части технико-технологических процессов в жизненном цикле системы связи необходимо отметить, что они должны быть обоснованы на ранних этапах и реализованы в ходе ОКР по созданию системы связи и ее элементов с уч етом основных тенденций развития организационных и организационно-технических процессов. При этом в практике НИОКР обычно рассматриваются следующие подходы заказчиков и разработчиков систем связи и их элементов:

1. Создание систем связи на основе интеграции готовых технических решений и средств с разработкой минимально необходимых устройств их сопряжения.

2. Интеграция на основе разработки сквозного технико-технологического процесса, необходимого для создания системы связи, и его практической реализации на основе разработки новых технических средств.

Как было представлено в [6], в качестве одного из примеров совершенствования технико-технологических процессов в рамках системы связи целесообразно предложить усовершенствованный способ дистанционного управления радиосредствами, вынесенными за пределы подвижного узла связи и скомплексированные в составе его передающего радиоцентра. При этом за счет оптимизации системы группового преобразования рабочих сигналов, как показано в табл. 2, в составе линии дистанционного управления передающим радиоцентром, сформированным для передачи по радиосетям и радионаправлениям, достигается сокращение состава оборудования на передающем радиоцентре.

К существенным признакам варианта 2 следует отнести:

Во-первых, новую последовательность общего преобразования N первичных электрических сигналов (пэс) в N радиосигналов в тракте радиосвязи при удаленном размещении излучающих радиосредств, расположенных на передающем радиоцентре, от передающих оконечных устройств, расположенных на прием ном радиоцентре (вводятся преобразования N информационных первичных электрических сигналов в N радиосигналов на

приемном радиоцентре, а на передающем радиоцентре исключаются N преобразований первичных электрических сигналов в радиосигналы).

Таблица 1. Преобразования по частоте информационного сигнала

Вариант	На приемном радиоцентре	На передающем радиоцентре
Вариант 1.	1 преобразование $F_{пэс\ 1}$ $F_{пэс\ 2}$ $F_{лду}$ … $F_{пэс\ N}$	2 преобразования $F_{лду}$ $F_{пэс\ 1} \rightarrow f_{рс\ 1}$ $F_{пэс\ 2} \rightarrow f_{рс\ 2}$ … $F_{пэс\ N} \rightarrow f_{рс\ N}$
Вариант 2.	2 преобразования $F_{пэс\ 1} \rightarrow f_{рс\ 1}$ $F_{пэс\ 2} \rightarrow f_{рс\ 2}$ $F_{гвч}$ … $F_{пэс\ N} \rightarrow f_{рс\ N}$	1 преобразование $F_{гвч}$ $f_{рс\ 1}$ $f_{рс\ 2}$ … $f_{рс\ N}$

Во-вторых, новые условия формирования частоты группового высокочастотного сигнала Fгвч, передающегося в линии дистанционного управления межд у приемным радиоцентром и удаленным передающим радиоцентром, заключающиеся в выборе соотношений между значениями частоты fгвч и максимальной частоты радиосигнала f max рс.

В предлагаемом способе дистанционного управления на основе второго варианта передающим радиоцентром N информационных первичных электрических сигналов с частотой Fпэс i (i=1, 2,.., N), поступающих от N передающих оконечных устройств, на приемном радиоцентре преобразуются в N радиосигналов с частотами fрс i (i=1, 2,.., N), совокупность кото рых преобразуется в групповой высокочастотный сигнал с частотой f гвч, который от приемного радиоцентра передается по радиорелейной или кабельной линии дистанционного управления на передающий радиоцентр, на котором из принятого группового высокочастотного с игнала с частотой f гвч выделяются N радиосигналов с частотами fрс i (i=1, 2,.., N), каждый из которых усиливается по мощности и направляется в передающую антенну.

При этом с целью уменьшения до допустимой величины значения коэффициента нелинейных искажений сформированных радиосигналов с частотами fрс i (i=1, 2,.., N) частоту группового высокочастотного сигнала fгвч , выбирают больше максимальной частоты радиосигнала fmax рс = max {fрс i}, (i=1, 2,.., N) не менее, чем в 1000 раз, то есть необходимо выполнение условия f гвч ≥ 1000 fmax рс.

Это, в свою очередь, за счет изменения свойств комплекса средств в составе передающего радиоцентра расширяет его возможности по мобильности и устойчивости функционирования .

4. Заключение

1. Процессный подход к обоснованию направлений развития системы связи как телекоммуникационной основы системы управления открывает новые возможности анализа и учета воздействия внешних и внутренних факторов, определяющих направления изменения свойств системы связи, приводящих к изменению сквозного процесса в системе управления в целом и, в конечном счете, к ухудшению функциональных показателей системы управления.

2. В рамках предложенной классификации процессов в жизненном цикле системы управления учитываются организационные, организационно-технические и технико-технологические процессы, которые рассматриваются в рамках основных и противодействующих процессов. При этом каждый процесс характеризуется следующими атрибутами: вход и выход процесса, управление и ресурсы для реализации процесса. Представлены направления взаимодействия компонентов основных и противодействующих процессов.

3. В настоящее время теория и методы описания и анализа организационных (бизнес-процессов) в достаточной мере отработаны и широко известны. В то же время другие процессы (организационно-технические и технико-технологические), особенно в их взаимосвязи с организационными процессами в жизненном цикле системы управления требуют анализа и развития.

Литература

1. Основные органы управления, силы и средства ГСЧС. http://texts.news/chrezvyichaynyie-situatsii_1537/osnovnyie-organyi-upravleniya-silyi-sredstva-63396.html
2. Репин В.В., Елиферов В.Г. Процессный подход к управлению. Моделирование бизнес-процессов —М.: Манн, Иванов и Фербер, 2013. —544 с.
3. Кубанков А.Н., Кубанков Ю.А. Свойства процесса защиты информации, определяющие его качество// Стандарты и качество. — 2016, № 9. — С. 104-107.
4. Хронология и характеристика технологических укладов. http://www.budgetrf.ru/Publications/Magazines/VestnikSF/1999/vestniksf90-2/vestniksf90-2020.htm
5. Технологические уклады. Краткая справка. http://www.savproject.ru/articles/tekhnologicheskie-uklady-kratkaya-spravka.php
6. Козлов С.В., Маковий В.А, Семисошенко М.А. Способ д истанционного управления передающим радиоцентром. Патент РФ № 2360362. Приоритет изобретения от 12.02.2007 г. Зарегистрирован в Госреестре 27.06.2009 г.

References

1. General control units, forces and means of SSES. Available at http://texts.news/chrezvyichaynyie-situatsii_1537/osnovnyie-organyi-upravleniya-silyi-sredstva-63396.html (accessed on March 11, 2018).
2. Repin. V.V., Eliferov V.G. The process approach to management. Business Processes modeling.. Moscow: Mann, Ivanov and Ferber, 2013, 544 p.
3. Kubankov A.N., Kubankov Yu.A. Data security process properties determined its quality. Standards and Quality, 2016, no 9, pp. 104 –107.
4. The chronology and characteristics of technological structures. Available at http://www.budgetrf.ru/Publications/Magazines/VestnikSF/1999/vestniksf90-2/vestniksf90-2020.html (accessed on March 11, 2018).

5. Technological Structures. Brief Note. Available at http://www.savproject.ru/articles/tekhnologicheskie-uklady-kratkaya-spravka.php (accessed on March 11, 2018).
6. Kozlov S.V., Makoviy V.A, Semisoshenko M.A. A method of remote control of transmitting radiocenter. Patent RF № 2360362. Invention Priority 12.02.2007. Registered in State Register in 27.06.2009.

РАЗРАБОТКА И ПРОТОТИПИРОВАНИЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ ПО ТЕХНОЛОГИИ SDR С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СИСТЕМЫ GNU RADIO

А. В. Львов[1], А. Д. Мителькова[1], Д. В. Кабаев[1], А. С. Стародубровский[1]

[1]Федеральный научно производственный центр акционерное общество «Научно-производственное предприятие «Полет» (ФНПЦ АО «НПП «Полет»), Нижний Новгород, Российская Федерация

Аннотация. В работе показаны основные возможности программного инструментария GNU Radio, предназначенного для цифровой обработки сигналов, и его практическое применение для разработки FSK радиомодема, применяемого для авиационной связи, приведены результаты исследования его помехоустойчивости в различных каналах радиосвязи.

Ключевые слова: SDR; программно-определяемые радиосистемы; GNU Radio; авиационная радиосвязь; имитационное моделирование.

DEVELOPMENT AND PROTOTYPING OF SDR RADIO SYSTEMS USING THE GNU RADIO TOOLKIT

A. V. Lvov[1], A. D. Mitelkova[1], D. V. Kabaev[1], A. S. Starodubrovsky[1]

[1] Joint stock company “Research & Production company “Polyot” (JSC “RPC “Polyot”), Nizhny Novgorod, Russian Federation

Abstract. This article shows the main features of the GNU Radio software toolkit for digital signal processing and FSK radio modem development with this toolkit which used for aeronautical communications, also the results of the research of its noise immunity in various radio channels are given.

Keywords: SDR; software-defined radio systems; GNU Radio; aeronautical radio communications; simulation modeling.

1. Введение

В настоящее время для разработки радиоэлектронных устройств активно используется технология программно-определяемых радиосистем (software-defined radio - SDR), заключающаяся в использовании АЦП/ЦАП и средств цифровой обработки сигналов.

Для реализации SDR технологии используются программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС), сигнальные процессоры, а также «системы на кристалле» (СнК) для реализации законченных функциональных узлов. Другим перспективным направлением является использование ПЭВМ общего назначения для реализации обработки сигналов в реальном времени. Современная компонентная база позволяет реализовать вычислители, способные эффективно функционировать в сложных условиях окружающей среды и обеспечивать совместимость программного обеспечения, использованного в ходе разработки и прототипировании на ПЭВМ общего назначения. Это позволяет совместить прототипирование и разработку приемопередающих устройств на базе SDR технологии, что сокращает сроки разработки изделий и повышает их надежность.

Обработка сигналов на ПЭВМ общего назначения производится как при помощи собственного специализированного ПО, так и посредством различных проприетарных программных пакетов, таких как MATLAB/Simulink, LabVIEW или свободных, таких как RedHAWK, GNU Radio.

2. ОПИСАНИЕ ПРОГРАММНОГО ПАКЕТА GNU RADIO

GNU Radio - программный пакет, предоставляющий разработчикам программно-определяемых радиосистем «строительные блоки», обеспечивающие основные функции цифровой обработки сигналов [1]. Пакет позволяет использовать для разработки среду графического программирования, представляя программу в виде графа потока управления, аналогично таким программным пакетам как Simulink или LabVIEW (рисунок 1), или языки программирования Python и C++ с использованием имеющихся в программном пакете функций для цифровой обработки сигналов.

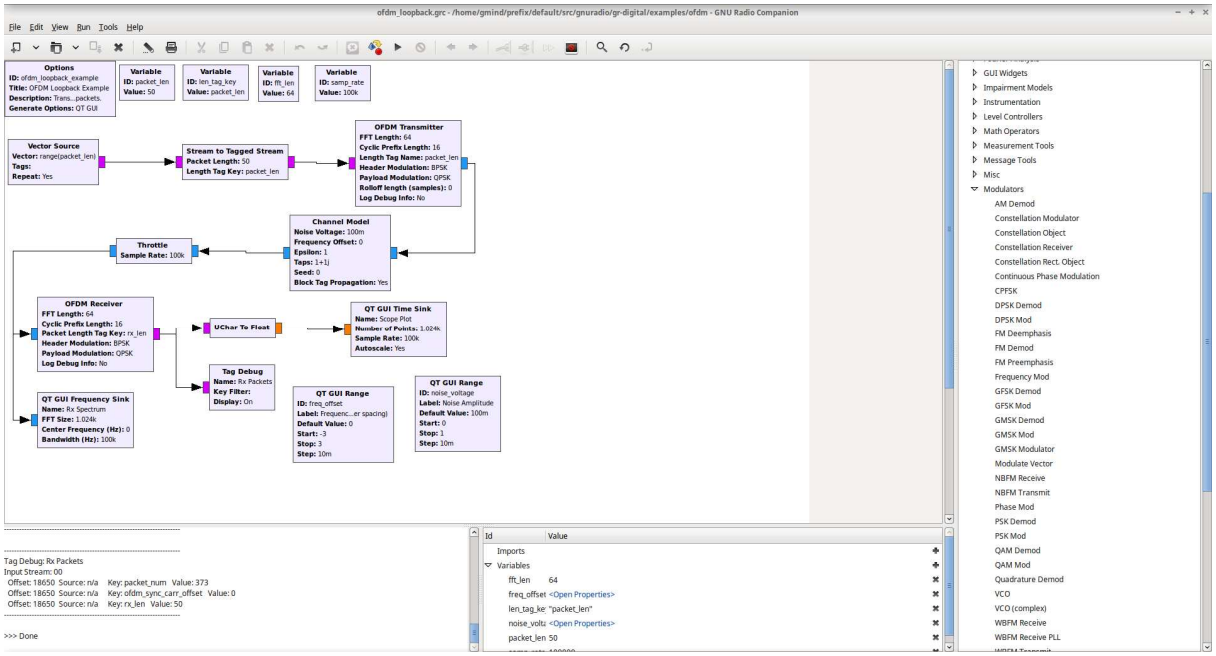


Рис. 1. Вид графического интерфейса среды GNU Radio

Также преимуществом GNU Radio является возможность написания собственных блоков обработки сигналов на языках Python и C++ с использованием API, что сокращает время и трудоемкость разработки. В исходном пакете представлен широкий пакет функций для цифровой обработки сигналов, помехоустойчивого кодирования, моделирования радиоканалов, работы с битовыми потоками, файловым и сетевым вводом/выводом. Кроме того, мировым сообществом разрабатываются блоки и функции для различных целей, исходные коды которых открыты и могут быть загружены из репозитория.

Далее приведен пример применения программного пакета GNU Radio для разработки радиосистем, представляющий собой FSK радиомодем, применяемый в

авиационной радиосвязи. Также представлены результаты исследования его эффективности методом имитационного моделирования.

3. Описание имитационной модели

На основе блоков, имеющихся в базовой поставке программного пакета GNU Radio, был реализован FSK модулятор с формирующим фильтром, модель радиоканала двух видов (с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) и многолучевая), FSK демодулятор и символьный синхронизатор. Имитационная модель приведена на рисунке 2.

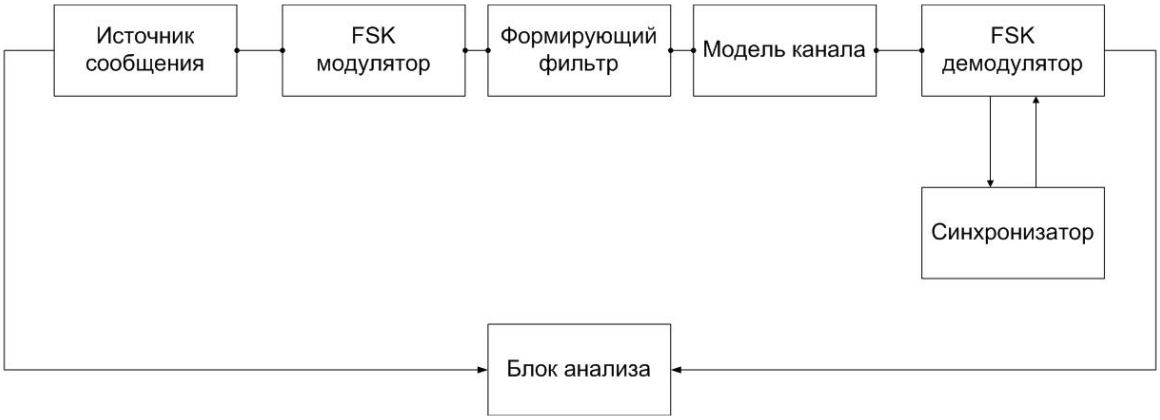


Рис. 2. Блок-схема имитационной модели

В качестве источника сообщения использовался генератор случайных чисел с равномерным распределением. Генерируемый битовый поток записывался в файл и преобразовывался FSK модулятором с параметрами: девиация - 10 кГц, битовая скорость от 1,2 до 16 кБод в квадратурный сигнал на нулевой частоте, который пропускался через формирующий фильтр, в качестве которого использовался ФНЧ, и поступал на модель радиоканала. После прохождения модели радиоканала сигнал поступал на демодулятор с символьным синхронизатором. Демодулированный битовый поток также записывался в файл. Далее осуществлялась обработка записанных файлов и оценка вероятности битовой ошибки. В процессе исследований помехоустойчивости варьировались битовая скорость, отношение энергии бита к спектральной плотности шума (E_b/N_0) и параметры радиоканала.

Были использованы 2 модели радиоканала: однолучевой канал с АБГШ и многолучевая. Однолучевой канал с АБГШ представлял собой комплексный генератор белого шума, сигнал с которого пропускался через фильтр, аналогичный формирующему и суммировался с входным сигналом. Изменением амплитуды сигнала на выходе генератора белого шума достигались различные значения E_b/N_0.

В качестве модели многолучевого канала использовалась SOS-based (sum-of-sinusoids) модель канала с райсовскими замираниями, предложенная в [2], отличающаяся от общепринятых методов моделирования [3, 4] низкими требованиями к производительности ПЭВМ, используемой для моделирования.

Данная модель канала, представленная в виде суммы прямого луча и рассеянной компоненты, мощности которых определялись фактором Райса, может быть определена в дискретном виде как:

$$s_i[m] = \frac{\sqrt{K}}{\sqrt{K+1}}\cos(2\pi f_D T_s m\cos\theta_0 + \varphi_0)s_{oi}[m] + \frac{1}{\sqrt{K+1}}c_i[m]s_{0i}[m-d]$$

$$s_q[m] = \frac{\sqrt{K}}{\sqrt{K+1}}\sin(2\pi f_D T_s m\cos\theta_0 + \varphi_0)s_{0q}[m] + \frac{1}{\sqrt{K+1}}c_q[m]s_{0q}[m-d]$$

$$c_i[m] = \sqrt{\frac{2}{N}}\sum_{n=1}^{N}\cos(2\pi f_D T_s m\cos(\alpha_n[m]) + \varphi_n)$$

$$c_q[m] = \sqrt{\frac{2}{N}}\sum_{n=1}^{N}\cos(2\pi f_D T_s m\sin(\alpha_n[m]) + \psi_n)$$

$$\alpha_n[m] = \frac{2\pi n - \pi + \theta[m]}{4N}, n = 1,\ldots,N$$

где s_{oi}, s_{oq} – квадратурные компоненты входного сигнала, s_i, s_q – квадратурные компоненты выходного сигнала, K – фактор Райса, f_D – допплеровский сдвиг частоты, T_s – время дискретизации, θ_0, φ_0 – начальные фазы прямого луча, φ_n, ψ_n - начальные фазы рассеянных компонент, N – число синусоид модели SOS, m – номер отсчета, θ – случайно блуждающий процесс, задаваемый алгоритмом [2]:

Initialize $\delta_o = \varepsilon \ll 1, \theta[0] = U(-\pi, \pi)$;
for $m > 0$ **do**
  $\theta[m] = \theta[m-1] + (\delta_o \times u[m])$;
  if $\theta[m] > +\pi$ **then**
    $\theta[m] = +\pi$; $\delta_o = -\delta_o$;
  end if
  if $\theta[m] < -\pi$ **then**
    $\theta[m] = -\pi$; $\delta_o = -\delta_o$;
  end if
end for

В качестве символьного синхронизатора использовался синхронизатор, предложенный в [5].

4. Методика и результаты исследований

В процессе исследования производилась оценка вероятности битовой ошибки при варьировании различных параметров FSK-радиомодема и радиоканала, таких как битовая скорость C, E_b/N_0, фактор Райса K, скорость движения приемника относительно передатчика S. Задержка между прямым лучом и рассеянными компонентами была выбрана равной 33 мс, что соответствует характеристике авиационного радиоканала «земля-борт» МВ-ДМВ диапазона [6]. Частота несущего колебания была выбрана равной 220 МГц.

Результаты исследований представлены в виде графиков и цветояркостных диаграмм на рисунках 3-5.

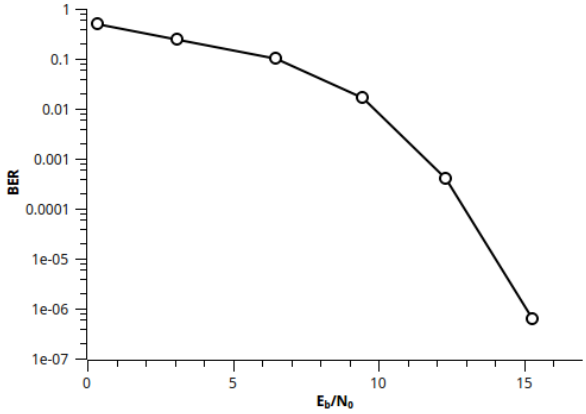
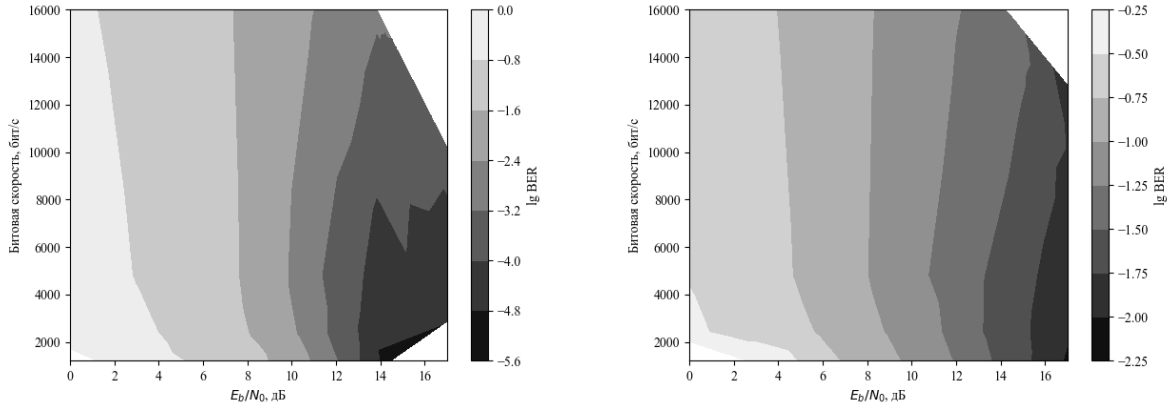
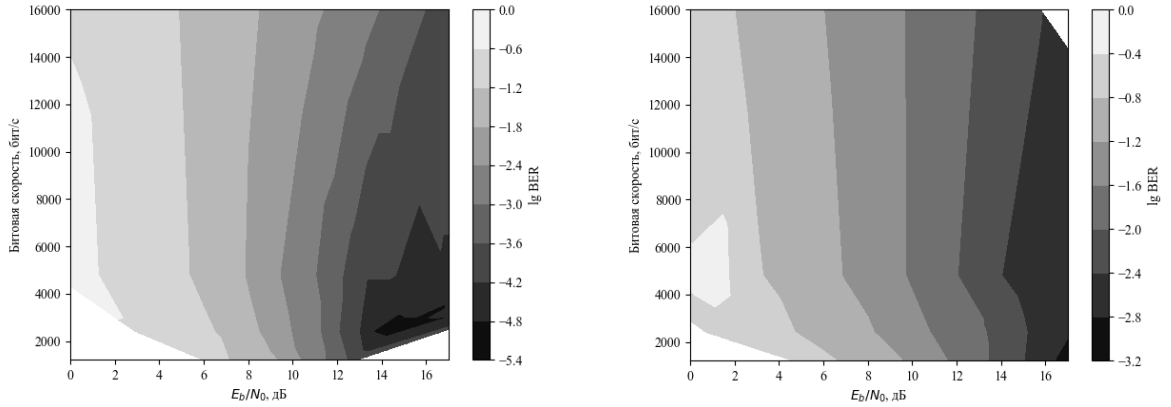


Рис. 3. Зависимость вероятности битовой ошибки от E_b/N_0 в канале с АБГШ



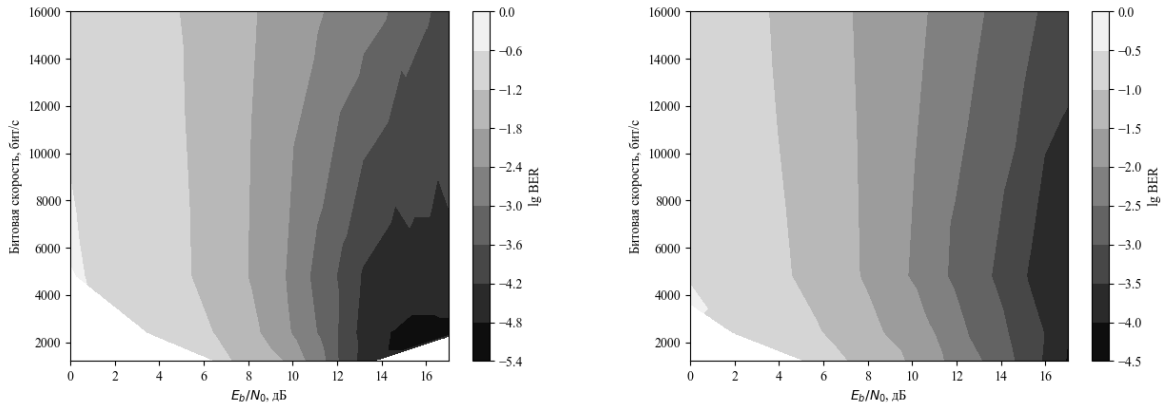
а) б)

Рис. 4. Зависимость вероятности битовой ошибки от E_b/N_0 и C в многолучевом канале при S=0 м/с (а), S=660 м/с (б), K = 0 дБ



а) б)

Рис. 5. Зависимость вероятности битовой ошибки от E_b/N_0 и C в многолучевом канале при S=0 м/с (а), S=660 м/с (б), K = 7 дБ



а) б)

Рис. 6. Зависимость вероятности битовой ошибки от E_b/N_0 и C в многолучевом канале при S=0 м/с (а), S=660 м/с (б), K = 15 дБ

Из приведенных графиков видно резкое повышение вероятности битовой ошибки в 10-1000 раз при различных факторах Райса при увеличении допплеровского сдвига частоты, и в 100 раз при снижении фактора Райса с 15 до 0 дБ. Это объясняется взаимной интерференцией прямого и рассеянного лучей, вызывающей глубокие замирания принимаемого сигнала, что особенно сильно проявляется при увеличении мощности рассеянных лучей. Также наблюдается снижение помехоустойчивости при увеличении битовой скорости, обусловленное негативным влиянием межсимвольной интерференции. Кроме того, прослеживается эффект сохранения неизменной, хотя и достаточно малой вероятности битовой ошибки при увеличении E_b/N_0 после некоторого порога, наблюдающийся в многолучевых каналах.

5. Заключение

В данной работе были показаны основные особенности проектирования и разработки радиосвязных устройств с использованием программного инструментария GNU Radio. Проведенное с использованием данного инструментария имитационное моделирование применяемого в авиационной радиосвязи FSK радиомодема показало достаточную для практического применения помехоустойчивость данного радиомодема. Отдельно следует отметить тот факт, что представленная имитационная модель может одновременно использоваться в качестве встраиваемого программного обеспечения реализуемого с использованием технологии SDR изделия, что существенно сокращает временные и финансовые затраты на разработку.

Литература

1. URL: http://gnuradio.org
2. Alimohammad A. и др. Compact Rayleigh and Rician fading simulator based on random walk processes // IET Communications. 2009. Т. 3. № 8. С. 1333.

3. P. Hoeher and E. Haas, "Aeronautical channel modeling at VHF-band" in Proc. IEEE 50th Vehicular Technology Conference, Amsterdam, Netherlands, Sep. 1999, pp. 1961–1966.
4. Hofbauer K., Kubin G. Aeronautical Voice Radio Channel Modelling and Simulation–A Tutorial Review // Proceedings of the 2nd International Conference on Research in Air Transportation, 2006.
5. Harris F.J., Rice M. Multirate digital filters for symbol timing synchronization in software defined radios // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 2001. Т. 19. № 12. С. 2346–2357.
6. Метелев С.А., Львов А.В. Модель авиационного канала МВ-ДМВ радиосвязи для адаптивного пространственно-разнесенного приема // Известия высших учебных заведений. Радиофизика, 2015, Т. 58, № 2. - С. 100-113.

REFERENCES

1. URL: http://gnuradio.org
2. Alimohammad A. etc. Compact Rayleigh and Rician fading simulator based on random walk processes // IET Communications. 2009. Т. 3. № 8. С. 1333.
3. P. Hoeher and E. Haas, "Aeronautical channel modeling at VHF-band" in Proc. IEEE 50th Vehicular Technology Conference, Amsterdam, Netherlands, Sep. 1999, pp. 1961–1966.
4. Hofbauer K., Kubin G. Aeronautical Voice Radio Channel Modelling and Simulation–A Tutorial Review // Proceedings of the 2nd International Conference on Research in Air Transportation, 2006.
5. Harris F.J., Rice M. Multirate digital filters for symbol timing synchronization in software defined radios // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 2001. Т. 19. № 12. С. 2346–2357.
6. Metelev S.A., Lvov A.V. Model of the Aeronautical Service Channel in the Meter and Decimeter Wavelength Bands for Adaptive Space Diversity Reception // Radiophysics and Quantum Electronics. 2015. Vol. 58. No. 2. P. 92–104.

РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА СРАВНИТЕЛЬНОЙ ОЦЕНКИ ЖИВУЧЕСТИ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ИНТЕГРИРОВАНЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Б. Б. Искольный[1], М. С. Антоненко[1], С. Р. Шарифуллин[1]

[1]Краснодарское высшее военное училище имени генерала армии С.М. Штеменко (КВВУ), Краснодар, Российская Федерация

Аннотация. В ходе выполнения работы был программно реализован алгоритм сравнительной оценки информационных систем, представленных в виде сетевых узлов и линий связи между ними, подвергающихся неизвестным деструктивным воздействиям, позволивший уменьшить временные и ресурсные затраты на сравнительную оценку живучести рассматриваемых информационных систем, увеличить достоверность результатов оценки живучести для структур, размер которых можно считать конечным по количеству узлов и линий связи. Разработанное программное средство имитирует воздействие на сеть неизвестных деструктивных воздействий, вызывающих цепочки отказов узлов или линий связи. Проведено имитационное моделирование деградации информационной системы, основанное на теории перколяции. Техническим результатом является повышение достоверности результатов сравнительной оценки структур распределенных интегрированных информационных систем при вариации количества узлов и линий связи сети. В процессе разработки учитывалась безопасность линий связи, которые в отличие от узлов невозможно изолировать от воздействий внешней среды.

Ключевые слова: информационная безопасность, программные помехи, деструктивные воздействия, имитационное моделирование, теория перколяции.

IMPLEMENTATION OF THE ALGORITHM FOR COMPARATIVE EVALUATION OF THE SURVIVABILITY DISTRIBUTED INTEGRATED INFORMATION SYSTEMS

B. B. Iskolnyy[1], M. S. Antonenko[1], S. R. Sharifullin[2]

[1] Krasnodar Higher Military School named after the general of the Army S.M. Shtemenko (KVVU), Krasnodar, Russian Federation

Abstract. In the course of the work, the algorithm of comparative evaluation of networks and information systems exposed to unknown destructive influences was programmed to reduce the time and resource costs for a comparative assessment of the survivability of the information systems under consideration, to increase the reliability of the survivability evaluation results for structures whose size can be considered finite in the number of nodes and communication lines. The developed software tool imitates the impact on the network of unknown destructive influences that cause chain failures of nodes or communication lines. The simulation modeling of the degradation of the information system based on the theory of percolation. The technical result is an increase in the reliability of the results of a comparative evaluation of the structures of distributed integrated information systems when the number of nodes and communication lines of the network is being determined. During the development, the safety of communication lines was taken into account, which, unlike nodes, can not be isolated from the environment.

Keywords: information security, software interference, destructive effects, simulation modeling, percolation theory.

1. Введение

Живучесть системы – это показатель её способности выполнять свои основные функции, несмотря на воздействия на неё возмущений [1]. Такие деструктивные воздействия, будь они случайными или преднамеренными будут неизбежно снижать качественные показатели распределенных информационных систем (далее – ИС), а именно: доступность узлов (отказ в обслуживании из-за превышения предельно допустимой нагрузки на сетевые устройства) и реальную скорость передачи данных (избыточность информации в служебных заголовках пакетов данных) [2].

Информационный обмен между абонентами ИС осуществляют маршрутизацией пакетов сообщений через последовательность транзитных узлов и линий связи сетей связи общего пользования (далее – ССОП). Совокупность альтернативных маршрутов пакетов сообщений между корреспондирующими абонентами составляет структуру ИС [3].

В процессе использования для информационного обмена распределенных интегрированных ИС необходимо давать интегрированную оценку – показатель качества работы подсистем, которые полностью или частично не принадлежат оценщику. Кроме того, что часть инфраструктуры, необходимой для проведения анализа, принадлежит третьим лицам, состоящие из них сети являются динамическими и имеют большой размер. Даже несмотря на то, что элементы ИС являются высоконадёжными элементами, при условии их функционирования в штатном режиме, информация о элементах и связях между ними меняется достаточно быстро, что, в свою очередь, вызвано постоянно меняющейся нагрузкой на них [4].

Задачи оценки живучести ИС аналитическими методами не решаются, что вызвано большим размером реальных структур ИС, и обычно решаются применением имитационного моделирования [5].

При ближайшем рассмотрении известные методики имеют ряд недостатков:

относительно низкую достоверность результатов сравнительной оценки структур ИС при большом количестве линий и узлов связи;

неприменимость для структур ИС, размер которых можно приравнять к бесконечным по количеству сетевых элементов [6];

отсутствие адаптации к изменениям структуры ССОП [7].

Кроме этого, применение известных методик имеет достаточно узкую область применения и низкими результатами достоверности, что вызвано:

большими ресурсными и временными затратами на получение данных по инфраструктуре;

снижением чувствительности показателя безопасности маршрута, что вызвано близостью показателей безопасности маршрута;

увеличением сложности поиска безопасного маршрута при большом количестве элементов за счёт повышения уровня комбинаторной нагрузки на вычислительные мощности;

отсутствием порядка действий при адаптации маршрута к изменениям структуры ИС [8].

Целью разработки программы является воплощение алгоритма сравнительной оценки живучести структур ИС, для определения уровня их способности обеспечить информационный обмен между абонентами в условиях воздействия преднамеренных и случайных воздействий, снижающих качество ИС и создающих дополнительную нагрузку на процессы информационного обмена и реализующего его устройства в программном продукте обладающим достаточной достоверностью результатов оценки и необходимой ресурсоёмкостью в условиях динамического количества узлов и линий связи подверженных деструктивным воздействиям учитывая при этом перспективное снижение значений показателей защищённости узлов и линий связи.

2. Имитационная модель деградации ИС

Для реализации алгоритма сравнительной оценки живучести различных ИС выполняются следующие действия (рис. 1) [9].

а. Ввод предварительных параметров сравниваемых структур ИС. Инициализация

Предварительно задают параметры N различных сравниваемых структур ИС:

– идентификаторы узлов сети, линии связи между ними (записываются в текстовый файл в виде матрицы смежности);

– $П^{Jmin}$ – минимальное допустимое значение комплексного показателя безопасности для линий связи;

– D^{max} – общее количество случайных испытаний, которое обеспечивает достоверность результатов экспериментов, номер испытания обозначают как $D = 1, 2, \ldots, D^{max}$.

Рассчитывают значения комплексного показателя безопасности $П^К_i$ для каждой i-й линии связи ИС – свертку параметров безопасности, характеризующую способность линии связи противостоять реализации угроз безопасности. Расчет $П^К_i$ можно провести различными способами: суммированием, или перемножением, как среднее арифметическое значение параметров безопасности узла. Так же, $П^К_i$ можно рассчитать как коэффициент доступности (исправного действия) i-й линии связи ИС, который вычисляют по формуле $П^К_i = ((T_i - T^П_i) / T_i) \cdot 100\%$, где $T^П_i$ – длительность интервала времени, в течение которого абонентам недоступна с требуемым качеством i-я линия связи (время «простоя»); T_i – суммарное время работы линии ИС. Воздействие на линию ИС случайных и преднамеренных помех создает нештатную (дополнительную) нагрузку на связь и устройства, ее реализующие. Как следствие, $T^П_i$ – увеличивается, а коэффициент доступности линии ИС – уменьшается. Опыт эксплуатации ИС и эксперименты на ее фрагментах показывают, что значение минимального допустимого значения коэффициента доступности должно быть задано в интервале от 0,6 до 1.

Выделяют двумерный массив памяти (таблица 1) для хранения значений критического соотношения «опасных» и «безопасных» линий связи $p_j^{k_D}$ каждого из D случайных испытаний по каждой j-й структуре ИС, где $j = 1, 2, \ldots$. Формируют топологическую схему ИС, из которой выделяют альтернативные маршруты пакетов

сообщений для каждого варианта структуры ИС. Запоминают альтернативные маршруты пакетов сообщений для каждого *j*-го варианта структуры ИС. Значение текущего количества случайных испытаний $D^{\text{ТЕК}}$ задают равным нулю.

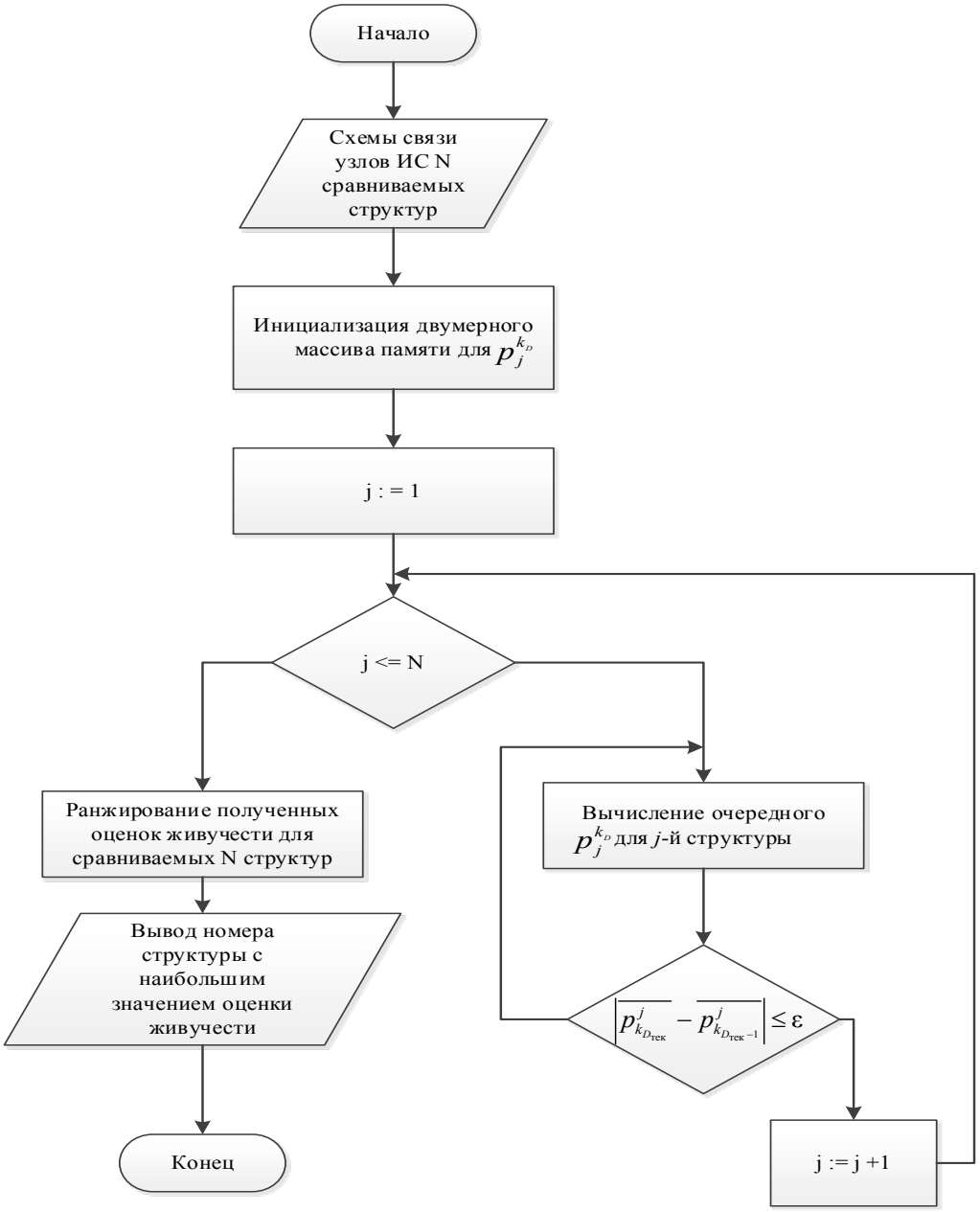


Рис. 1. Блок-схема алгоритма работы программы сравнительной оценки живучести информационных систем

б. Вычисление критических соотношений для j-й структуры ИС

Для учета перспективного снижения значений комплексных показателей безопасности линий связи, вызванного воздействием на линии связи ИС случайных и преднамеренных помех, необходимо увеличить долю «опасных» линий на величину Δp и найти $p_j^{k_D}$ – критическое соотношение «опасных» и «безопасных» линий связи для

каждого *j*-го варианта подключения абонентов, при котором исключается информационный обмен между абонентами.

Таблица 1. Значения критических соотношений для двух сравниваемых структур ИС (N=2)

D / *j*	1	2	3	4	5	$D^{\max}$=6	$\overline{p_j^{k_{D^{\max}}}}$
1	0,726	0,548	0,262	0,738	0,250	0,417	0,490
2	0,565	0,318	0,271	0,129	0,341	0,071	0,282

Для этого выбирают случайным образом из каждого ранее запомненного варианта подключения абонентов p_j^D-ю часть линий связи из общего их количества и запоминают их как «опасные», из смежных «опасных» линий связи формируют связанные цепочки и запоминают их, затем последовательно увеличивают долю «опасных» линий связи на величину Δp и повторяют формирование связанной цепочки до выполнения условий $p_j^D = p_j^{k_D}$, запоминают критическое соотношение «опасных» и «безопасных» линий связи $p_j^{k_D}$ в двумерном массиве памяти (таблица 1). Величину Δp задают исходя из требуемой точности результатов расчетов в интервале $\Delta d = 0{,}01 \div 0{,}1$. Результат вычисления $p_j^{k_D}$ сохраняют в таблице двухмерного массива памяти для хранения значений критического соотношения «опасных» и «безопасных» линий связи (таблица 1).

После этого увеличивают значение счетчика количества случайных испытаний $D^{\text{ТЕК}}$ на единицу, фиксируя номер случайного испытания.

Каждое случайное испытание $D^{\text{ТЕК}}$, осуществляемое в процессе экспериментов с помощью численного моделирования методом статистических испытаний Монте – Карло приводит к формированию различных структур из связанных между собой «опасных» линий связи и получению случайных значений $p_j^{k_D}$, которые запоминают в массиве (см. таблицу 1), пока выполняется условие $D^{\text{ТЕК}} < D^{\max}$, ограничивающее общее количество случайных испытаний. Малая доля «опасных» линий связи $p_j^D = p_j^{k_D}$ обеспечивает пренебрежимо малую вероятность нарушения связи между абонентами ИС.

Количество $D^{\max}$ случайных испытаний, обеспечивающее достоверность результатов экспериментов, предлагается определять следующим образом [10].

Для каждого варианта сравниваемых структур ИС *j* сначала вычисляют очередное значение последовательности $p_j^{k_D}$, где $D = D^{\text{ТЕК}}$ а затем вычисляют среднее арифметическое $\overline{p_j^{k_D}}$ по всей совокупности вычисленных значений $p_j^{k_D}$, то есть итерационно. Полученная последовательность $\overline{p_j^{k_D}}$ стремится к точному решению при увеличении количества опытов $D^{\text{ТЕК}}$. Тогда критерием останова итерационного процесса

будет $\left|\overline{p_j^{k_{D^{TEK}}}} - \overline{p_j^{k_{D^{TEK}-1}}}\right| \le \varepsilon$, где ε – приемлемая ошибка. Значение приемлемой ошибки задают декларативно, исходя из требуемой точности вычислений. Диапазон значений ε зависит от степени различия сравниваемых структур ИС и из опыта вычислений находится в интервале $0{,}01 \le \varepsilon \le 0{,}1$.После завершения итерационного процесса $D^{\max}$ будет равно $D^{\text{ТЕК}}$.

При выполнении условия $D^{\text{ТЕК}} \ge D^{\max}$ вычисляют значение показателя центра распределения выборки $\overline{p_j^{k_D}}$ по всей совокупности $D^{\max}$ случайных испытаний для каждого *j*-го варианта подключения абонентов как среднее арифметическое $p_j^{k_D}$ по всей совокупности из *D* случайных испытаний по каждому *j*-му варианту подключения абонентов. Результаты расчета показателей центра распределения выборки $\overline{p_j^{k_D}}$ по всей совокупности $D^{\max}$ случайных испытаний для двух альтернативных структур ИС также сохраняют в массиве (представлен в таблице 1). При этом в строке 1 таблицы записываются результаты расчетов для первой структуры ИС, в строке 2 таблицы запоминаются результаты расчетов второй структуры и так далее для всех *N* структур. Структуры могут быть как регулярными, со связностью каждого узла связи равной трем, четырем и более, так и случайными, с произвольным числом связей у каждого узла.

в. Определение структуры ИС с наибольшей степенью живучести

Показатель центра распределения $\overline{p_j^{k_D}}$ для *D* испытаний *j*-й структуры ИС в программе рассчитывается как среднее арифметическое по формуле:

$$\overline{p_j^{k_D}} = \frac{1}{D}\sum_{i=1}^{D} p_j^{k_i} \qquad (1)$$

В качестве показателя центра распределения выборки можно использовать другие показатели: среднее геометрическое, среднее гармоническое, медиану, среднее степенное и другие.

После этого из множества альтернативных структур ИС выбирают структуру с наибольшим значением показателя центра распределения выборки.

3. Заключение

Таким образом, была разработана программа, реализующая алгоритм сравнительной оценки живучести ИС в условиях воздействия на них дестабилизирующих факторов. Достигнуто повышение достоверности результатов сравнительной оценки живучести распределенных интегрированных информационно-телекоммуникационных систем для структур, размер которых можно принять конечным по количеству элементов (узлов и линий связи).

Литература

1. Давыдов А.Е., Максимов Р.В., Савицкий О.К. Защита и безопасность ведомственных интегрированных инфокоммуникационных систем. М.: ОАО «Воентелеком», 2015. 520 с.
2. Давыдов А.Е., Максимов Р.В., Савицкий О.К. Безопасность ведомственных интегрированных инфокоммуникационных систем: учеб. пособие. СПб.: Изд-во ФГУП «НИИ «Масштаб», 2011. 192 с.
3. Способ мониторинга безопасности автоматизированных систем: пат. 2355024 Рос. Федерация, МПК G06F / заявитель и патентообладатель Военная академия связи (RU). Максимов Р.В., Евстигнеев А.С., Зорин К.М., Карпов М.А., Костырев А.Л., Орлов Е.В., Павловский А.В. – № 2007105319; заявл. 12.02.2007; опубл. 10.05.2009, Бюл. № 13. 15 с.
4. Способ контроля информационных потоков в цифровых сетях связи: пат. 2267154 Рос. Федерация, МПК G06F / заявитель и патентообладатель Военный университет связи (RU). Максимов Р.В., Андриенко А.А., Куликов О.Е., Костырев А.Л., Павловский А.В., Лебедев А.Ю. – № 2004121529; заявл. 13.07.2004; опубл. 27.12.2005, Бюл. № 36. 16 с.
5. Голуб Б.В., Кузнецов Е.М., Максимов Р.В. Методика оценки живучести распределенных информационных систем // Вестник Самарского государственного университета. 2014. № 7 (118). С. 221-232.
6. Способ сравнительной оценки структур сетей связи: пат. 2460123 Рос. Федерация: МПК G 06 F 13/00 / Апарин Н.Н., Астахов А.И., Жираковский А.А., Игнатенко А.В., Костарев А.Л., Максимов Р.В., Нехаев М.А.; заявитель и патентообладатель Военная академия связи имени С.М. Буденного. № 2011133438/08; заявл. 09.08.2011; опубл. 27.08.12, Бюл. № 24. 19 с.: ил.
7. Способ сравнительной оценки структур информационно-вычислительной сети: пат. 2408928 Рос. Федерация: МПК G 06 F 21/20 / Берест П.А., Богачев К.Г., Выговский Л.С., Зорин К.М., Игнатенко А.В., Кожевников Д.А., Краснов В.А., Кузнецов В.Е., Максимов Р.В.; заявитель и патентообладатель Военная академия связи имени С.М. Буденного. № 2009129726/08; заявл. 03.08.2009; опубл. 10.01.11, Бюл. №1. 16 с.: ил.
8. Способ сравнительной оценки структур сетей связи : пат. 2450338 Рос. Федерация: МПК G 06 F 15/00 / Игнатенко А.В., Ковалевский С.Г., Максимов Р.В., Озеров О.В., Тевс О.П., Шляхтенко Д.Б.; заявитель и патентообладатель Военная академия связи имени С.М. Буденного. № 2011119469/08; заявл. 13.05.2011; опубл. 10.05.12, Бюл. № 13. 16 с.: ил.
9. Способ сравнительной оценки структур сети связи: пат. 2626099 Рос. Федерация: МПК G 06 F 15/00 / Искольный Б.Б., Лазарев А.А., Лыков Н.Ю., Максимов Р.В., Хорев Г.А., Шарифуллин С.Р.; заявитель и патентообладатель Краснодарское высшее военное училище имени генерала армии С.М. Штеменко. № 2016145568; заявл. 21.11.2016; опубл. 21.07.2017, Бюл. № 21. 19 с.: ил.
10. Искольный Б.Б., Максимов Р.В., Шарифуллин С.Р. Оценка живучести распределенных информационно-телекоммуникационных сетей // Вопросы кибербезопасности. 2017. № 5 (24). С. 72-82.

References

1. Davydov A.E., Maximov R.V., Savickij O.K. Protection and security of departmental integrated infocommunication systems. Moscow: Voentelecom, 2015. – 520 p.
2. Davydov A.E., Maximov R.V., Savickij O.K. Security of departmental integrated infocommunication systems: Tutorial. Saint Petersburg.: Research Institute «Mashtab», 2011. 192 p.
3. Method of monitoring safety of automated system: inv. 2355024 Rus. Federation, MPC G06F / Proprietor Voennaja akademija svjazi imeni Marshala sovetskogosojuza S.M. Budennogo (RU). Evstigneev A.S. (RU), Zorin K.M. (RU), Karpov M.A. (RU), Kostyrev A.L. (RU), Maksimov R.V. (RU), Orlov E.V. (RU), Pavlovskij A.V. (RU) – № 2007105319; Application 12.02.2007; Pub. 10.05.2009, Bull. № 13. 15 p.
4. Method for controlling information streams in digital communication networks: inv. 2267154 Rus. Federation, MPC G06F / Proprietor Voennyj universitet svjazi (RU). Andrienko A.A. (RU), Kulikov O.E. (RU), Kostyrev A.L. (RU), Maksimov R.V. (RU), Pavlovskij A.V. (RU),

Lebedev A.Ju. (RU), Kolbasova G.S. (RU) – № 2004121529; Application 13.07.2004; Pub. 27.12.2005, Bull. № 36. 16 p.
5. Golub B.V., Kuznetsov E.M., Maximov R.V. Method for estimation of allocated information systems stability // Vestnik of Samara State University. 2014. № 7 (118). P. 221-232.
6. Method for comparative evaluation of communication network structures: inv. 2460123 Rus. Federation: MPC G 06 F 13/00 / Arapin N.N., Astakhov A.I., Zhirakovskij A.A., Ignatenko A.V., Kostarev A.L.,Maksimov R.V.,Nekhaev M.A.; Proprietor Voennaja akademija svjazi imeni Marshala sovetskogosojuza S.M. Budennogo (RU). № 2011133438/08; Application 09.08.2011; Pub. 27.08.2012, Bull. 24. 19p.
7. Method for comparative assessment of information computer network: inv. 2408928 Rus. Federation: MPC G 06 F 21/20 / Berest P.A.,Bogachev K.G.,Vygovskij L.S.,Zorin K.M.,Ignatenko A.V.,Kozhevnikov D.A.,Krasnov V.A.,Kuznetsov V.E.,Maksimov R.V.; Proprietor Voennaja akademija svjazi imeni Marshala sovetskogosojuza S.M. Budennogo. № 2009129726/08; Application 03.08.2009; Pub. 10.01.2011, Bull. 1. 16p.
8. Method for comparative evaluation of communication network structures: inv. 2450338 Rus. Federation: MPC G 06 F 15/20 / Ignatenko A.V., Kovalevskij S.G., Maksimov R.V., Ozerov O.V., Tevs O.P., Shljakhtenko D.B.; Proprietor Voennaja akademija svjazi imeni Marshala sovetskogosojuza S.M. Budennogo. № 2011119469/08; Application 13.05.2011; Pub. 10.05.2012, Bull. 13. 16p.
9. Method of comrative estimation of communication network structures: inv. 2626099 Rus. Federation: MPC G 06 F 15/00 / Iskolnyj B.B., Lazarev A.A., Lykov N.Y., Maksimov R.V., Khorev G.A., Sharifullin S.R.; Proprietor Krasnodarskoe vysshee voennoe uchilishe imeni generala armii S.M. Shtemenko. № 2016145568; Application 21.11.2006; Pub. 21.07.2017, Bull. 21. 19p.
10. Iskolnyy B.B. Maksimov R.V., Sharifullin S.R. Evaluation of the survivability of integrated information-telecommunication networks // Voprosy kiberbezopasnosti. 2017. № 5 (24). P. 72-82.

СОКРАЩЕНИЕ СЛОЖНОСТИ ВЫЧИСЛЕНИЙ НАД ПОЛЯМИ ГАЛУА НА ОСНОВЕ РАЗЛОЖЕНИЯ РАСШИРЕНИЙ ПОЛЕЙ НА ПОДПОЛЯ

В. В. Квашенников[1]

АО «КНИИТМУ», г. Калуга, Россия, E-mail: kniitmu@kaluga.net.

Аннотация. В работе предложено упрощение умножения и деления над полями Галуа $GF(2^{2m})$ на основе разложения расширений полей на подполя. Рассмотрен выбор элементов расширений полей для разложения элементов поля. Показано существенное уменьшение сложности и объема памяти. Приведены примеры вычислений.

Ключевые слова: поля Галуа, операции умножения и деления, обратный элемент поля, разложение элементов расширений полей на подполя, квадратные уравнения над полями Галуа.

REDUCTION OF COMPLEXITY OF CALCULATIONS OVER FIELDS CALOIS ON THE BASIS OF DECOMPOSITION OF EXPANSIONS OF FIELDS ON SUBFIELDS

V.V. Kvashennikov[1]

SC "KNIITMU", Kaluga, Russia, E-mail: kniitmu@kaluga.net.

Abstract. In work simplification of multiplication and division over fields Галуа $GF(2^{2m})$ on the basis of decomposition of expansions of fields on subfields is offered. The choice of elements of expansions of fields for decomposition of elements of a field is considered. Essential reduction of complexity and a memory size is shown. Examples of calculations are resulted.

Keywords: fields Calois, multiplication and division operations, a return element of a field, decomposition of elements of expansions of fields on subfields, quadratics over fields Calois.

1. Введение

Во многих приложениях требуется выполнять арифметические операции над полями Галуа. При кодировании и декодировании алгебраических помехоустойчивых кодов (например, кодов БЧХ и Рида-Соломона) выполняют арифметические операции над полями Галуа $GF(2^{2m})$. На трудности вычисления дискретного логарифма над конечным полем основан алгоритм Эль-Гамаля, используемый для формирования электронной подписи или для шифрования данных. Математическое описание переключательных схем использует операции над полями Галуа. Поэтому, упрощение арифметических операций над полями Галуа позволяет снизить сложность многих важных приложений.

Наибольшие затруднения обычно вызывает выполнение операций умножения и деления. В [1] для умножения находят произведение многочленов, которое затем приводят по модулю генераторного многочлена поля. Деление выполняют умножением на обратный элемент поля, который можно вычислять по расширенному алгоритму Евклида [2]. Также обратный элемент поля можно находить по таблице обратных элементов. Однако, это требует большого количества операций или большого объема таблиц.

В [3,4] описаны упрощения схемных реализаций параллельных умножителей над конечными полями за счет разбиения сомножителей на составные части, применения быстрых алгоритмов умножения (алгоритм Карацубы и др.), а также за счет выбора порождающего многочлена поля с минимальным числом коэффициентов, отличных от 0 и 1.

Умножение и деление элементов поля можно выполнять по таблицам индексов и антиндексов (таблицам логарифмов и антилогарифмов) [5]. Однако, объем памяти для хранения таблиц оценивается величиной порядка $O(2^{2m})$, и для больших m возникают затруднения из-за объема таблиц.

В [6] описано выполнение арифметических операций над полями Галуа $GF(2^{2m})$ на основе разложения расширений полей на подполя. Порядок подполей меньше и операции в подполях имеют меньшую сложность. В настоящей работе описан более простой подход к выполнению вычислений также на основе разложения полей Галуа $GF(2^{2m})$ на подполя.

2. Умножение и деление на основе разложения расширения поля

Разложение расширения поля на подполя есть представление элементов расширения поля $\tilde{n} \in GF(p^{2m})$ в виде

$$c = a + \beta b, \tag{1}$$

где a, b – элементы подполя $a, b \in GF(2^m) \subset GF(2^{2m})$,

а β – элемент расширения поля, не являющийся элементом подполя $\beta \in GF(2^{2m})$, $\beta \notin GF(2^m)$.

Элементы поля $c \in GF(2^{2m})$ однозначно представляются в виде (1). Действительно, допустим $c = a_1 + \beta b_1$, $c = a_2 + \beta b_2$ и пусть $a_1 \neq a_2$ или $b_1 \neq b_2$

$$a_1 + \beta b_1 = a_2 + \beta b_2.$$

Отсюда

$$a_1 - a_2 = \beta(b_2 - b_1),$$

$a_1 - a_2 \in GF(2^m)$, а $\beta(b_2 - b_1) \notin GF(2^m)$, что и доказывает утверждение.

Умножение над расширением поля Галуа $GF(2^{2m})$ на основе разложения (1), запишется

$$d = c_1 c_2 = (a_1 + \beta b_1)(a_2 + \beta b_2) = a_1 a_2 + \beta^2 b_1 b_2 + \beta(a_1 b_2 + a_2 b_1). \quad (2)$$

Выберем элемент $\beta \in GF(2^{2m})$, что $\beta^2 = \beta + k$, где $k \in GF(2^m)$, тогда (2) запишется

$$d = a_1 a_2 + k b_1 b_2 + \beta(b_1 b_2 + a_1 b_2 + a_2 b_1). \quad (3)$$

Формула (3) задает разложение произведения элементов расширенного поля через разложения сомножителей. Для вычисления произведения (3) выполняются операции только в подполе $GF(2^m)$, что существенно проще вычислений в расширенном поле $GF(2^{2m})$.

Покажем, что элементы $\beta \in GF(2^{2m})$, $\beta \notin GF(2^m)$ и $k \in GF(2^m)$ можно выбрать, чтобы удовлетворялось квадратное уравнение относительно β

$$\beta^2 + \beta + k = 0. \quad (4)$$

Необходимым и достаточным условием решения квадратного уравнения (4) в поле $GF(2^m)$ является равенство нулю следа элемента $k \in GF(2^m)$

$$Tr(k) = \sum_{i=0}^{m-1} k^{2^i} = 0.$$

При $Tr(k) = 1$ корни уравнения (4) принадлежат расширению $GF(2^{2m})$ и корень квадратного уравнения запишется в виде [7]

$$\beta = \sum_{i=0}^{2m-2} \left(\sum_{j=0}^{i} k^{2^i}\right) \gamma^{2^i}, \quad (5)$$

где $\gamma \in GF(2^{2m})$ – любой элемент, для которого выполняется условие $Tr(\gamma) = 1$.

Таким образом, сначала выбирается $k \in GF(2^m)$, $Tr(k) = 1$, затем вычисляют β согласно (5) и умножение элементов выполняется по формуле (3).

Выбирать $k \in GF(2^m)$ желательно так, чтобы умножение на k в формуле (3) выполнялось наиболее просто. Например, при нечетных значениях m можно взять $k = 1$, $Tr(k) = 1$, тогда $\beta^2 = \beta + 1$ и формула (3) для умножения запишется

$$d = a_1 a_2 + b_1 b_2 + \beta(b_1 b_2 + a_1 b_2 + a_2 b_1), \quad (6)$$

Деление есть умножение на обратный элемент поля. При $b \neq 0$ обратный элемент поля может вычисляться по формуле

$$c^{-1} = \frac{1}{a + \beta b} = b^{-1} \cdot (ab^{-1} + \beta)^{-1}. \quad (7)$$

Значит, для вычисления обратного элемента достаточно вычислить два обратных элемента. Первый обратный элемент b^{-1} вычисляется над $GF(2^m)$, а второй обратный элемент $(ab^{-1} + \beta)^{-1}$ вычисляется по своей таблице обратных элементов, вход которой

есть элемент $ab^{-1} \in GF(2^m)$, а выход есть элемент $GF(2^{2m})$. Общий объем таблиц будет существенно меньше объема таблицы обратных элементов расширенного поля.

Оценим количество операций и требуемый объем памяти при умножении и нахождении обратного элемента.

Согласно (3) для умножения над полями Галуа $GF(2^{2m})$ требуется выполнения 5 умножений и 3 сложений над подполями Галуа $GF(2^m)$, а согласно (6) – на одно умножение над подполями Галуа $GF(2^m)$ меньше. При умножении по таблицам индексов и антииндексов, объем таблиц будет оцениваться величиной $O(2^m)$, вместо величины $O(2^{2m})$ для расширения поля.

Вычисление обратного элемента над полем Галуа $GF(2^{2m})$, согласно (8), требует выполнения 3 умножений и 1 деления над подполями $GF(2^m)$. Объем таблиц будет оцениваться величиной $O(2^{m+2})$, вместо величины $O(2^{2m})$ для расширения поля.

Таким образом, хотя количество операций над подполем в предложенном способе немного увеличивается, однако весьма существенно сокращается объем таблиц.

Элементы расширенного поля могут с самого начала представляться в виде разложения в подполях. Также элементы расширенного поля могут сначала представляться в степенном базисе или с помощью индексного представления элементов поля, и тогда для выполнения операций необходимо заранее получить их разложение в подполях.

Разложение (1) можно получить, используя запись элемента $\tilde{n} \in GF(2^{2m})$ в степенном базисе

$$c = \sum_{j=0}^{2m} c_j \alpha^j , \qquad (8)$$

где α – примитивный элемент поля $GF(2^{2m})$, $c_j \in GF(2)$.

Согласно (8) достаточно вычислить разложения только первых $2m+1$ степеней элемента $\alpha \in GF(2^{2m})$, а разложения остальных элементов получаются как их линейные комбинации. Для разложения степеней элемента $\alpha^0, \alpha^1, ..., \alpha^{2m}$ запишем элементы правой и левой части выражения (1) в степенном базисе поля $GF(2^{2m})$, выполним тождественные преобразования и приравняем коэффициенты при равных степенях примитивного элемента поля. Получим систему линейных уравнений над простым полем $GF(2)$, решение которой дает разложение первых степеней примитивного элемента.

Отметим, что выполнение операций над полями Галуа $GF(2^{2m})$ на основе разложения расширений полей на подполя требует большего числа операций и объема таблиц по сравнению с вычислениями над полями Галуа $GF(p^{2m})$ с нечетной характеристикой $p \neq 2$ [8]. В последнем случае упрощение достигается за счет существования в полях с нечетной характеристикой элемента удовлетворяющего условиям $\beta \in GF(p^{2m})$,

$\beta \notin GF(p^m)$, $\beta^2 \in GF(p^m)$, что упрощает вычисления по формуле (3). Наибольшее упрощение вычислений возможно для полей Галуа $GF(p^2)$, $p \neq 2$ и $p \neq 5$ за счет разложения элементов с использованием мнимой единицы.

3. ПРИМЕР ВЫПОЛНЕНИЯ ОПЕРАЦИЙ УМНОЖЕНИЯ И ДЕЛЕНИЯ

Рассмотрим пример выполнения операций умножения и деления над расширением поля Галуа $GF(2^{2m})$.

Пример. Поле $GF(2^4)$ с генераторным полиномом $g(x)=x^4+x+1$

Таблица 1. Индексы поля x^4+x+1

Индекс	Элемент	Индекс	Элемент
0	1	8	$1+\alpha^2$
1	α	9	$\alpha+\alpha^3$
2	α^2	10	$1+\alpha+\alpha^2$
3	α^3	11	$\alpha+\alpha^2+\alpha^3$
4	$1+\alpha$	12	$1+\alpha+\alpha^2+\alpha^3$
5	$\alpha+\alpha^2$	13	$1+\alpha^2+\alpha^3$
6	$\alpha^2+\alpha^3$	14	$1+\alpha^3$
7	$1+\alpha+\alpha^3$		

Подполе $GF(2^2)$ с генераторным полиномом $g(x)=x^2+x+1$

Таблица 2. Индексы поля x^2+x+1

Индекс	Элемент
0	1
1	ε
2	$1+\varepsilon$

Элементы поля $GF(2^4)$, являющиеся элементами подполя $GF(2^2)$

$$0, \alpha^0 = \varepsilon^0 = 1, \alpha^5 = \varepsilon = \alpha + \alpha^2, \alpha^{10} = \varepsilon^2 = 1 + \alpha + \alpha^2 \quad ,$$

где α – примитивный элемент $GF(2^4)$, а $\varepsilon = \alpha + \alpha^2$ – примитивный элемент $GF(2^2)$.

Приведем также таблицу 3 перевода элементов расширенного поля в форму (1). Таблица 3 не используют в вычислениях, но ее можно использовать для проверки правильности вычислений.

Таблица 3. Перевод элементов в форму (1)

Индекс	Разложение элемента	Индекс	Разложение элемента
0	1	8	$1+\varepsilon+\beta$
1	β	9	$\varepsilon+\beta\varepsilon$
2	$\varepsilon+\beta$	10	$1+\varepsilon$
3	$\varepsilon+\beta(1+\varepsilon)$	11	$\beta(1+\varepsilon)$
4	$1+\beta$	12	$1+\beta(1+\varepsilon)$
5	ε	13	$1+\beta\varepsilon$

6	βε	14	1+ε+β(1+ε)
7	1+ε+βε		

Для поля $GF(2^2)$, $Tr(\varepsilon)=1$, и в (4) можно положить $k=\varepsilon$. Согласно (5) $\beta=\alpha$ и

$$\beta^2=\beta+\varepsilon.$$

Пусть некоторые элементы расширенного поля заданы в форме (1)

$$c_1=1+\varepsilon+\beta\varepsilon, \text{ а } c_2=\varepsilon+\beta(1+\varepsilon).$$

Умножение элементов поля по формуле (3)

$$c=c_1c_2=(1+\varepsilon+\beta\varepsilon)(\varepsilon+\beta(1+\varepsilon))=(1+\varepsilon)\varepsilon+\varepsilon\cdot\varepsilon(1+\varepsilon)+$$
$$\beta(\varepsilon(1+\varepsilon)+(1+\varepsilon)(1+\varepsilon)+\varepsilon\cdot\varepsilon)=1+\varepsilon$$

Результат получаем в форме (1). Для проверки правильности вычислений используем таблицу 3: $c_1=\alpha^7$, $c_2=\alpha^3$, а произведение $c=\alpha^{10}=1+\varepsilon$.

Для вычисления обратных элементов расширения поля используется таблица обратных элементов подполя $f_1(x)$ и таблица обратных элементов $f_2(x)$, которая возвращает функции $a(x)$ и $b(x)$, где $(x+\beta)^{-1}=a(x)+\beta b(x)$, $x\in GF(2^m)$.

Таблица 4. $f_1(x)$

Аргумент	Функция
1	1
ε	1+ε
1+ε	ε

Таблица 5. $f_2(x)$

Аргумент	Функция *a(x)*	Функция *b(x)*
0	1+ε	1+ε
1	0	1+ε
ε	1	ε
1+ε	1+ε	ε

Пусть элемент расширенного поля $c=1+\beta(1+\varepsilon)$, тогда обратный элемент поля с учетом таблиц $f_1(x)$ и $f_2(x)$ обратных элементов по формуле (8) будет

$$c^{-1}=(1+\varepsilon)^{-1}\cdot(1\cdot(1+\varepsilon)^{-1}+\beta)^{-1}=\varepsilon(\varepsilon+\beta)^{-1}=\varepsilon(1+\beta\varepsilon)=\varepsilon+\beta(1+\varepsilon)$$

Для проверки по таблице 3 имеем $c=\alpha^{12}$, $c^{-1}=\alpha^3$ и $c\cdot c^{-1}=\alpha^{15}=1$.

4. Заключение

Предложено выполнение операций умножения и деления над полем Галуа $GF(2^{2m})$ на основе разложения элементов поля на основе подполя $GF(2^m)$. Показано, что требуемый объем таблиц для умножения элементов поля имеет порядок $O(2^m)$, а для деления – $O(2^{m+2})$, что существенно меньше, чем при традиционном подходе с использованием таблиц индексов и антииндексов, объем которых оценивается величиной $O(2^{2m})$. Преимуществом предложенного способа вычисления арифметических операций над полем Галуа $GF(2^{2m})$ является существенное сокращение объема таблиц, а значит, упрощение способа. Это позволяет уменьшить сложность многих важных приложений полей Галуа $GF(2^{2m})$.

Литература

1. Питерсон У., Уэлдон Э. Коды, исправляющие ошибки. Пер. с англ. – М.: Мир, 1976. – 594 с.
2. Берлекэмп Э.Р. Алгебраическая теория кодирования. Пер. с англ., – М.: Мир, 1971. – 477 с.
3. C. Paar, A new architecture for a parallel Finite Fields Multiplier with low complexity based on composite fields . IEEE Trans. Computers , vol.45, no, 7. Pp.856-861, July. 1996.
4. S. Shahabi, Low Complexity Finite Field Multiplier for a New Class of Fields. Electronic Theses and Dissertations. 2009. P.141. http://scholar.uwindsor.ca/etd
5. Мак-Вильямс, Ф. Дж., Слоэн Н. Дж. А. Теория кодов, исправляющих ошибки. Пер. с англ. – М.: Связь. – 1979. – 744 с.
6. Квашенников В.В. Способ вычисления арифметических операций над полями Галуа $GF(2^{2m})$. //Телекоммуникации. – №12. – 2016. – с.28-33.
7. Квашенников В.В., Яковлев В.Г. Замечание о решении квадратных уравнений над полями Галуа. //Проблемы передачи информации. – №12. – Т. 36. – 1987. – с.108-111.
8. Квашенников В.В. Способ вычисления арифметических операций над полями Галуа $GF(p^{2m})$, $p \neq 2$. //Телекоммуникации. – №5. – 2017. – с.2-6.

References

1. Peterson W., Weldon E. Codes, correcting errors. - M: World, 1976. - p.594.
2. Berlekamp E.R. Algebraic Coding Theory. - M: World, 1971.- p.477.
3. C. Paar, A new architecture for a parallel Finite Fields Multiplier with low complexity based on composite fields . IEEE Trans. Computers , vol.45, no, 7. pp.856-861, July. 1996.
4. S. Shahabi, Low Complexity Finite Field Multiplier for a New Class of Fields. Electronic Theses and Dissertations. 2009. p.141. http://scholar.uwindsor.ca/etd
5. Mac-Williams, F.J., Sloane J.J. The Theory of Error Correcting Codes . - New York. - 1977. – p.744 .
6. Kvashennikov V.V. Way of calculation of arithmetic operations over fields Galois $GF(2^{2m})$. //Telecommunications. - №12. - 2016. - pp. 28-33.
7. Kvashennikov V.V., Yakovlev V.G. Remark about the decision of quadratics over fields Galois. //Information Transfer Problems. - №12. - T. 36. - 1987. - pp.108-111.
8. Kvashennikov V.V. Way of calculation of arithmetic operations over fields Галуа $GF(p^{2m})$, $p \neq 2$ .//Telecommunications. - №5. - 2017. - pp.2-6.

СТРУКТУРНО-ЛОГИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ГИБРИДНОЙ ПАКЕТНОЙ РАДИОСЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

С. Е. Потапов, И. Д. Потапова, Л. Ю. Лобанова

Филиал Военной академии Ракетных войск стратегического назначения имени Петре Великого (филиал ВА РВСН им. Петра Великого), г. Серпухов, РФ

Аннотация. В условиях дефицита частотно-временного ресурса для организации радиосети передачи данных большое значение имеет рациональное распределение имеющихся каналов связи между опорными пунктами сети и распределение информационных потоков между ними. Поэтому для выбора наиболее подходящей логической и физической структуры радиосети необходимо адекватно оценивать эффективность работы того или иного варианта построения. В статье предлагается модель оценки эффективности функционирования радиосети на основе вероятностно-индикаторного подхода.

Ключевые слова: радиосеть передачи данных; эффективность функционирования; структурно-логическая модель.

STRUCTURAL-LOGICAL MODEL OF ESTIMATION OF EFFICIENCY OF THE HYBRID PACKET RADIO NETWORK OF DATA TRANSMISSION

S. E. Potapov, I. D. Potapova. L. Y. Lobanova

Abstract. In the conditions of a shortage of the frequency-time resource for organizing the radio network of data transmission, it is of great importance to rationally distribute the available communication channels between the main points of the network and to distribute information flows between them. Therefore, in order to choose the most suitable logical and physical structure of the radio network, it is necessary to adequately assess the efficiency of the operation of one or another variant of the construction. The article proposes a model for estimating the efficiency of radio network operation based on the probabilistic-indicator approach.

Keywords: radio network of data transmission; efficiency of functioning; structural-logical model.

1. Введение

В современных условиях динамичного развития информационных технологий и повсеместного их внедрения во все сферы человеческой деятельности возникает необходимость интенсивного информационного обмена между территориально разнесёнными абонентами. При этом в отсутствии телекоммуникационной инфраструктуры приходится оперативно организовывать сети передачи данных, которые должны передавать различного рода информацию с требуемым качеством. Если вследствие условий рельефа местности или удаленности абонентов невозможно организовать сети связи проводными средствами, то разворачиваются сети на основе радиоканалов. При этом, зачастую, группы абонентов, сосредоточенные в одном районе, организуют сеть доступа к магистральным каналам [1]. Магистральные каналы

организуются посредством радиолиний с более высокой чем в сетях доступа пропускной способностью каналов связи.

Особенностями распределённых радиосетей в первую очередь является их чувствительность к помеховой обстановке, удалённости абонентов, а также девиации информационной нагрузки [2]. Поэтому на качество информационного обмена между абонентами сети большое влияние оказывает выбор топологии магистральной сети и распределение информационных потоков по её каналам. Для повышения эффективности использования коммуникационного ресурса гибридных радиосетей необходимо своевременно осуществлять реконфигурацию как топологии сети, так и плана распределения её информационной нагрузки. При этом, большое значение имеет адекватная оценка эффективности того или иного варианта физической и логической организации информационного обмена.

2. Обоснование критерия и показателей эффективности функционирования гибридной пакетной радиосети передачи данных

Зачастую, при оценивании эффективности работы сети выбирают показатели эффективности, характеризующие технические характеристики каналов связи типа времени задержки пакетов, состояние очередей, коэффициенты потери пакетов и т.д., однако при таком подходе недостаточно внимания уделяется цели функционирования сети и материальным затратам на её организацию и функционирование. Поэтому при анализе эффективности сети связи целесообразно использовать комплексный показатель Y, отражающий указанные выше аспекты работы сети связи.

Рассмотрим более подробно показатель эффективности функционирования системы связи Y, который в свою очередь также является векторной величиной, состоящей с точки зрения теории эффективности систем [3] из следующих компонент:

- E – показатель степени достижения цели функционирования;
- R – показатель объёма потраченных ресурсов;
- η – показатель загруженности каналов связи.

Учитывая комплексный характер цели функционирования системы связи, заключающейся в обеспечении абонентов и систем управления телекоммуникационными услугами с требуемым качеством, то в целом степень достижения цели функционирования можно охарактеризовать суммарным показателем качества выполнения отдельных задач в зависимости от важности этих задач. То есть

$$E = \sum_{j=1}^{m} I_j \cdot k_j \qquad (1)$$

где $j = [1,m]$ – частные цели функционирования, k_j – их степени важности ($\Sigma k_j = 1$), а I_j – переменная (индикатор), принимающая значение «1» – если j-я цель достигнута и «0» – в обратном случае. Таким образом, E принимает значения от «0» до «1». Если среди частных целей присутствуют критические – не достижение которых сводит к нулю всю целевую функцию, то формула (1) будет выглядеть образом:

$$E = I_{кр}\left(k_{кр} + \sum_{j=1}^{m} I_j \cdot k_j\right) \qquad (2)$$

где $I_{кр} = \prod_i I_{кр}^i$ - произведение индикаторов критических целей,

$k_{кр}$ – коэффициент важности критических целей.

В отношении показателя объёма потраченных ресурсов справедливо следующее выражение:

$$R = \sum_{j=1}^{n1} r_j^{cm} + \sum_{j=1}^{n2} r_j^{\partial} \tag{3}$$

где $r^{ст}$ – финансовый эквивалент стационарных затрат, а $r^{д}$ – динамических затрат на функционирование системы связи.

Что же касается показателя загруженности каналов связи, то для его определения будем отталкиваться от пропускной способности каналов первичной сети и реальной загруженности направлений. Таким образом, данный показатель можно представить в следующем виде:

$$\eta = \sum_i \sum_j \frac{x_{ij}}{w_{ij}} \tag{4}$$

где x_{ij} – информационные потоки в ij-м направлении связи, w_{ij} – пропускная способность ij-го направления связи.

Таким образом, посчитанные за период времени T частные показатели качества функционирования системы связи будут определять обобщённый показатель в следующем виде:

$$Y(T) = \left\langle \frac{E(T)}{T}; \frac{R(T)}{T}; \frac{\eta(T)}{T} \right\rangle, \tag{5}$$

Для оценивания данного показателя следует использовать один из классических критериев [3] (пригодности, оптимальности, превосходства). При этом удобно для систем связи специального назначения в качестве основного показателя выбрать степень достижения цели (его пригодность), а затраты стремиться минимизировать. При этом коэффициент загруженности каналов связи расценивается как третий по важности показатель эффективности сети и его необходимо минимизировать для наращивания резерва телекоммуникационного ресурса. Тогда различные варианты построения пакетной радиосети связи можно чётко ранжировать по признаку экономической целесообразности.

3. Порядок оценки показателей эффективности функционирования гибридной пакетной радиосети передачи данных

Исходными данными для оценки показателей эффективности функционирования гибридной пакетной радиосети передачи данных являются следующие:

1. Распределение канального ресурса сети между направлениями магистральной сети $N = \|n_{ij}\|$;

2. Статистические данные об интенсивности информационного обмена между абонентами по каждому из k видов телекоммуникационных сервисов $\Lambda^{\langle K \rangle} = \left\| \lambda_{ij}^{k} \right\|$, получаемые, например, как описано в [4];
3. Затраты на организацию каждого из направлений радиосвязи $R = \left\| r_{ij} \right\|$;
4. Требования по качеству информационного обмена;
5. Характеристики аппаратуры передачи данных (АПД), определяющие алгоритм информационного обмена.

Для оценки пропускной способности каналов связи (КС) между опорными пунктами магистральной радиосети необходим комплекс математических моделей, определяющих зависимости [2]:

$$V_{ПИ}^{ij} = f_1(h_0^2, \alpha, \beta, \gamma, n_{ij}), \quad (6)$$

$$P_{дов}^{ij} = f_2(p_0, \gamma), \quad (7)$$

где $V_{ПИ}$ – потенциальная скорость передачи информации (бит/с) в КС;

$P_{дов}$ – вероятность правильного доведения информации в КС;

h_0^2 – отношение мощности сигнала к мощности шума в КС;

α – вид сигнально-кодовой конструкции;

β – способ приёма сигналов;

γ – алгоритм работы АПД (протокол в КС);

p_0 – вероятность ошибочного приёма единичного символа в КС.

Алгоритм маршрутизации сообщений в радиосети с учётом имеющейся пропускной способности первичной магистральной радиосети определяет план распределения информационных потоков по направлениям связи: $X = \left\| x_{ij} \right\|$.

Абонента сети, сосредоточенные в определённых районах создают информационную нагрузку через соответствующие сети доступа на опорных пунктах магистральной радиосети. При этом характеристики обслуживания абонентов определяются следующими факторами [1]:

1. Пропускной способностью магистральных радиоканалов связи: $w_{ij} = n_{ij} \cdot V_{ПИ}^{ij}$;
2. Характеристиками сети доступа как системы массового обслуживания с мультисервисными потоками, приоритетами и дисциплиной обслуживания разнородных абонентов;
3. Интенсивностью транзитных потоков сообщений.

Всё это определяет показатели качества обслуживания абонентов сети. таким образом, оценивая соответствие показателей качества обслуживания абонентов требованиям, заложенным в руководящих документах можно сделать вывод о выполнении или невыполнении данных частных целевых составляющих показателя эффективности работы сети.

Расчёт затрат на организацию того или иного варианта построения сети осуществляется по формуле (3) с учётом времени функционирования сети, а показатель загруженности каналов связи рассчитывается с помощью выражения (4).

Из возможных вариантов построения сети радиосвязи целесообразно выбрать удовлетворяющий требованиям по цели функционирования и обладающий минимальными затратами ресурсов.

4. Заключение

Таким образом, предложенный подход к анализу эффективности функционирования гибридной пакетной радиосети передачи данных позволит адекватно оценивать целесообразность применения той или иной её конфигурации, а также позволяет формировать методический аппарат её синтеза по критерию максимума вероятности соответствия показателя её эффективности.

Литература

1. О функционировании коммутационного оборудования системы связи с незакреплёнными каналами / Потапов С.Е., Тоискин В.Е., Якимова И.А., Рублёв В.Д., Солохин А.А. // REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. 2015. Т. 5. № 4. С. 360-363.
2. Обоснование требований к протоколам информационного обмена, пропускной способности цифровых каналов и сетей доступа, арендуемых у доверенных операторов связи Российской Федерации…: отчёт о НИР / Цимбал В.А., Потапов С.Е. и др. Серпухов: ФВА, 2017. – 249 с.
3. Петухов Г.Б. Якунин В.И. Методологические основы внешнего проектирования целенаправленных процессов и целеустремлённых систем. М.: АСТ, 2006. – 504 с. ISBN 5-17-034652-2.
4. Потапов С.Е. Математическая модель статистической обработки информации о состоянии сети / Сб. док. Междун. науч.-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь» // АО «Концерн «Созвездие». Воронеж, 2016. Т. 2. С. 500-507.

References

1. On the functioning of switching equipment of the communication system with non-fixed channels / Potapov SE, Toyskin VE, Yakimova IA, Rublyov VD, Solokhin AA // REDS: Telecommunication devices and systems. 2015. T. 5. № 4. P. 360-363.
2. Rationale for the requirements for information exchange protocols, the capacity of digital channels and access networks leased from trusted communications operators of the Russian Federation ...: report on research / Tsimbal VA, Potapov S.E. and others. Serpukhov: Branch of Military academy, 2017. - 249 p.
3. Petukhov G.B. Yakunin VI Methodological bases of external designing of purposeful processes and purposeful systems. Moscow: AST, 2006. - 504 p. ISBN 5-17-034652-2.
4. Potapov S.E. Mathematical model of statistical processing of information about the state of the network / Sat. doc. Intern. scientific-techn. Conf. "Radiolocation, navigation, communication" // JSC "Concern" Sozvezdie ". Voronezh, 2016. T. 2. S. S. 500-507.

ТРАФИК КОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ С МНОЖЕСТВЕННЫМ ДОСТУПОМ

Зюльков А.В.

Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Рассмотрена модель в виде однолинейной системы массового обслуживания. Найдены вероятностные характеристики трафика.

Ключевые слова: трафик, система массового обслуживания, повторные требования, отрицательно-биномиальный поток.

TRAFFIC OF COMMUNICATION SYSTEMSW WITH MULTIPLE ACCESS

Zyulkov A.V.

Voronezh State University, Voronezh, Russia

Abstract. Model in the form of a single-line queuing system is considered. Likelihood characteristics of the traffic are found.

Keywords: traffic, queuing system, repeated requirements, negative-binomial flow.

1. Введение

Современный уровень развития телекоммуникационных систем характеризуется существенным ростом объема передаваемой информации. Для обеспечения качественного обслуживания необходима оптимизация систем на всех уровнях протокола передачи данных, которая может быть осуществлена на основе их достаточно полного теоретического описания.

Для коммуникациолнных систем с множественным доступом полное вероятностное описание, даже на подуровне доступа к каналу, в тех немногих случаях, когда оно может быть получено [1,2 и др.] достаточно сложно. В этой связи представляет интерес использование теоретических моделей, позволяющих в необходимых пределах удовлетворительно описывать характеристики сложных систем. Одной из таких моделей является система массового обслуживания с повторными требованиями [3,4].

В литературе [4,5 и др.] получены выражения для некоторых вероятностных характеристик таких систем в стационарном состоянии. Однако эти выражения имеют достаточно сложный вид, что затрудняет их использование в инженерной практике и расчет с их помощью основных характеристик трафика и пропускной способности систем. Цель настоящей работы состоит в получении достаточно простых соотношений, описывающих вероятностные характеристики однолинейной системы в стационарном режиме, и расчете характеристик ее трафика и пропускной способности.

2. Система с повторными требованиями

Однолинейная система массового обслуживания с повторными требованиями формализуется следующим образом. Считается, что входной пуассоновский поток первичных требований с интенсивностью λ поступает на одноканальное устройство обслуживания. Время обслуживания – экспоненциально распределенная случайная

величина со средним значением $1/\mu$. Если устройство регистрации занято, то возникают повторные требования на обслуживание. Каждое первичное требование, заставшее устройство обслуживания занятым, порождает пуассоновский поток повторных требований с интенсивностью ν. Вероятность появления источника повторных требований равна α при первом отказе в обслуживании и β - при последующих ((α,β) настойчивый пользователь). Таким образом, поток повторных требований представляет собой сумму случайного числа k пуассоновских потоков с интенсивностью ν, поэтому он не является пуассоновским. Следует отметить, что аналогичная модель возникает при исследовании пропускной способности протокола «АЛОХА» систем случайного множественного доступа. При этом в литературе используются приближенные методы анализа, основанные на предположении о пуассоновости суммарного потока повторных вызовов.

Зависимость числа повторных сигналов от времени в описанной системе задается соотношением

$$Y(t)=\sum_{i=0}^{K(t)} N_i(t) \qquad (1)$$

где $K(t)$ - число источников повторных сигналов, а $N_i(t)$ - пуассоновский процесс, соответствующий потоку i - ого источника сигналов. В простейшем случае, рассматриваемом далее, процессы $N_i(t)$ стационарны и имеют равные интенсивности ν. В дальнейшем будем интересоваться зависимостью от времени t числа сигналов поступающих на систему за время Δ

$$Y_\Delta(t)=Y(t+\Delta)-Y(t)=\sum_{i=0}^{K(t)}[N(t+\Delta)-N(t)]+\sum_{i=K(t)}^{K(t+\Delta)} N(t+\Delta)\,.$$

При малых Δ вторым слагаемым в правой части этого соотношения в первом приближении можно пренебречь. Это справедливо, поскольку интенсивность потока повторных сигналов (процесс $N_i(t)$) обычно существенно больше интенсивности потока их источников (процесс $K(t)$). Ввиду безграничной делимости $N_i(t)$ приращение пуассоновского процесса также имеет пуассоновское распределение, что соответствует описанной модели.

3. Вероятностные характеристики

Модель потока (1) поступающих на систему сигналов широко используется в литературе. Используемый в настоящее время в литературе подход позволяет найти вероятностные характеристики процесса $K(t)$ лишь на основе решения сложной системы уравнений. Покажем, что предложенный ранее подход позволяет получить те же соотношения, что и в результате точного решения задачи, допускающей аналитический расчет характеристик.

В работах [4,5 и др.] приведена система уравнений для вероятностей $p(j,k);\ \mathrm{j}=0,1;\ 0\le \mathrm{k}<\infty$ занятия j каналов одноканального устройства обслуживания

и наличия k источников повторных сигналов при $\alpha = \beta = 1$, т.е. для абсолютно настойчивого пользователя

$$(\lambda + \nu k)\, p(0,k) = p(1,k), \quad 0 \le k < \infty$$
$$(\lambda + 1)\, p(1,k) = \lambda\, p(1,k-1) + \nu(k+1)\, p(0,k+1) + \lambda\, p(0,k)$$

с условием нормировки $\sum_{k=0}^{\infty}\sum_{j=0}^{1} p(j,k) = 1$. Здесь считается, что $\mu = 1$. Если время обслуживания требования в устройстве регистрации задается экспоненциальным распределением с параметром $\mu \ne 1$, то в приведенных далее соотношениях надо заменить λ на λ/μ, и ν на ν/μ. Приведенное в [4] решение этой системы уравнений

$$p(1,k) = (\lambda + k\nu)\, p(0,k), \quad k \ge 0;$$
$$p(0,k) = \frac{\lambda^k}{k!\nu^k} \prod_{i=0}^{k-1} (\lambda + i\nu)\, p(0,0), \quad k \ge 1; \tag{2}$$
$$p(0,0)^{-1} = 1 + \lambda + \sum_{k=1}^{\infty} (1 + \lambda + k\nu) \frac{\lambda^k}{k!\nu^k} \prod_{i=0}^{k-1} (\lambda + i\nu).$$

достаточно сложно для аналитического расчета статистических характеристик функционирования систем.

Используя обозначения для символа Похгаммера $(a)_k$

$a(a+1)(a+2)..(a+k-1) \equiv (a)_k = \Gamma(a+k)/\Gamma(a)$, где $\Gamma(\cdot)$ - гамма-функция, и соотношение [6]

$$\sum_{k=0}^{\infty} \frac{\Gamma(k+\nu)}{k!} x^k = \Gamma(\nu)(1-x)^{-\nu} \tag{3}$$

упростим выражения для вероятностей (2). Обозначив

$$p(0,0)^{-1} = 1 + \lambda + S_1 + S_2,$$
$$S_1 = (1+\lambda)\sum_{k=1}^{\infty} \frac{\lambda^k}{k!\nu^k} \prod_{i=0}^{k-1} (\lambda + i\nu), \quad S_2 = \sum_{k=1}^{\infty} k\nu \frac{\lambda^k}{k!\nu^k} \prod_{i=0}^{k-1} (\lambda + i\nu)$$

с использованием (3) получим

$$S_1 = (1+\lambda)[(1-\lambda)^{-\lambda/\nu} - 1], \quad S_2 = \lambda^2 (1-\lambda)^{-\lambda/\nu}, \quad p(0,0)^{-1} = (1-\lambda)^{-\lambda/\nu - 1}.$$

Подставив последнее соотношение в (2) получим простые явные выражения для вероятностей того, что устройство обслуживания свободно или занято и присутствует k источников повторных сигналов

$$p(0,k) = \frac{\lambda^k}{k!} \frac{\lambda}{\nu} \frac{\Gamma(\lambda/\nu + k)}{\Gamma(\lambda/\nu + 1)}\, p(0,0) = \frac{\lambda^k}{k!} \frac{\lambda}{\nu} \frac{\Gamma(\lambda/\nu + k)}{\Gamma(\lambda/\nu + 1)} (1-\lambda)^{\lambda/\nu + 1}, \ \mathrm{k} \ge 1;$$
$$p(1,k) = \frac{\lambda^{k+1}}{k!} \frac{\Gamma(\lambda/\nu + k + 1)}{\Gamma(\lambda/\nu + 1)}\, p(0,0) = \frac{\lambda^{k+1}}{k!} \frac{\lambda}{\nu} \frac{\Gamma(\lambda/\nu + k + 1)}{\Gamma(\lambda/\nu + 1)} (1-\lambda)^{\lambda/\nu + 1}, \ \mathrm{k} \ge 1. \tag{4}$$

Приведенные соотношения значительно проще выражений (2), известных из литературы. Их использование позволяет получить формулы для основных характеристик, которые представляют практический интерес при изучении систем с повторными требованиями на обслуживание.

Соотношения (4) можно получить и решая приведенную систему уравнений методом производящих функций. Введем производящие функции вероятностей наличия K источников повторных сигналов при свободном ($i=0$) и занятом ($i=1$) устройстве обслуживания с помощью соотношения $F_i(z)=\sum_{k=0}^{\infty} z^k p(i,k),\ \ i=0,1.$ Тогда [7]

$$F_0(z)=(1-\lambda)\left[(1-\lambda)/(1-\lambda z)\right]^{\lambda/\nu},\quad F_1(z)=\lambda\left[(1-\lambda)/(1-\lambda z)\right]^{\lambda/\nu+1}. \qquad (5)$$

Сравним полученные результаты с характеристиками системы с ожиданием $M|M|1$. Системой $M|M|1$ называется система массового обслуживания с одним обслуживающим прибором при наличии буфера (очереди) с бесконечным числом мест для ожидания при пуассоновском входном потоке с интенсивностью λ и экспоненциальном времени обслуживания со средним $1/\mu$. Найдем вероятность наличия в системе k источников повторных сигналов и соответствующую производящую функцию

$$P_k=p(0,k)+p(1,k-1),\ \ F(z)=F_0(z)+zF_1(z).$$

Эти соотношения с учетом формул (5) позволяют записать выражение для производящей функции и вероятности числа источников повторных требований

$$F(z)=\left[(1-\lambda)/(1-\lambda z)\right]^{\lambda/\nu+1},\ \ P_k=C_{k+r-1}^{r-1}p^r q^k,\ \ k=0,1,\ldots. \qquad (6)$$

Здесь C_m^n- число сочетаний из m элементов по n; $r=\lambda/\nu+1$; $p=1-\lambda$, $q=1-p=\lambda$.

Соотношения (6), задают отрицательно-биномиальное распределение. Таким образом распределенная случайная величина интерпретируется как число неудач до r-ого успеха в биномиальной схеме. Отрицательно-биномиальная случайная величина является безгранично-делимой, что позволяет ввести понятие отрицательно – биномиального потока и соответствующего случайного процесса, имеющего независимые приращения [8]. Однородный отрицательно-биномиальный поток можно интерпретировать как условно – пуассоновский со случайной интенсивностью имеющей центральное χ^2 распределение с r степенями свободы. Таким образом, рассматриваемый поток есть сумма r независимых геометрических (отрицательно-биномиальное распределение с $r=1$) потоков. Все линейные функционалы, построенные на основе числа повторных сигналов в рассматриваемой системе являются линейными случайными процессами [9] для которых в настоящее время разрабатываются методы анализа самоподобных свойств. Следует отметить, что отрицательно-биномиальные потоки фотоотсчетов возникают при описании регистрации слабого оптического r-модового гауссовского случайного сигнала в полуклассическом приближении.

Полученные соотношения при $\nu \to \infty$ переходят в характеристики системы массового обслуживания $M|M|1$ в стационарном состоянии. Действительно, случай $\nu \to \infty$ соответствует тому, что требование на повторное обслуживание фактически становится в очередь и может быть обработано сразу при освобождении устройства обслуживания. Поскольку при $\nu \to \infty$ $r \to 1$, соотношения (6) переписываются в виде

$$F(z) = (1-\lambda)/(1-\lambda z),\ P_k = pq^k,\ k = 0,1,\ldots,\ p = 1-\lambda,\ q = \lambda. \qquad (7)$$

Эти производящая функция и вероятность описывают характеристики очереди в системе $M|M|1$. Соотношение (7) задает вероятность того, что из $k+1$ сигналов, поступивших в систему за среднее время обслуживания одного сигнала, k находятся в очереди. Производящая функция и распределение (6) являются результатами $r = \lambda/\nu + 1$ кратной свертки соответствующих функций (7). Следовательно, для системы с повторными сигналами их число представляется как сумма r случайных величин, каждая из которых есть число требований в системе $M|M|1$. Таким образом, в системе с повторами находится, грубо говоря, в r раз больше требований, чем в системе с ожиданием.

Обозначим $f(z)$ одномерную производящую функцию стационарного процесса $N_\Delta(t)$ при фиксированном t. Поскольку $Y_\Delta(t)$ представляет собой сложную случайную величину, то ее производящая функция задается соотношением [10] $g(z) = F(f(z))$. Поэтому, учитывая, что $N_\Delta(t)$ - пуассоновская случайная величина с параметром $\nu\Delta$, а $f(z) = \exp[\nu\Delta(1-z)]$, получим с использованием соотношения (6) выражения для среднего значения и дисперсии числа повторных сигналов за нормированное время Δ

$$\begin{aligned} &< Y_\Delta > = < K >< N_\Delta > = \lambda\nu\Delta(\lambda/\nu + 1)/(1-\lambda), \\ &D(Y_\Delta) = < N_\Delta >^2 D(K) + < K > D(N_\Delta) = \lambda\nu\Delta(1-\lambda+\nu\Delta)(\lambda/\nu+1)/(1-\lambda)^2. \end{aligned} \qquad (8)$$

4. Заключение

В работе исследованы характеристики функционирования системы с повторами в стационарном режиме. Получены более простые, чем в известной литературе, выражения для вероятностей, характеризующих работу системы. Показано, что число источников повторных сигналов имеет отрицательно – биномиальное распределение. Их поток является условно – пуассоновским с интенсивностью, имеющей центральное гамма распределение с числом степеней свободы, зависящим от характеристик первичного потока сигналов и параметров системы. Найдены среднее значение и дисперсия числа повторных сигналов, что позволяет использовать эти вероятностные характеристики для описания свойств трафика телекоммуникационных систем с множественным доступом.

Литература

1. Зюльков А.В. Вероятностное описание задержек в насыщенных сетях IEEE 802.11/ Зюльков А.В., Ефанов А.А.// Труды н.-т. конференции «Кибернетика и высокие технологии XXI века», с. 18-22. Воронеж, 2010г.
2. A. Zanella, F. Pellegrini *Statistical Characterization of the Service Time in Saturated IEEE 802.11 Networks*// IEEE Commun. Lett., Vol. 9, March 2005, No. 3., p. 225-227.
3. Назаров А.А. Исследование компьютерных сетей связи с протоколами случайного множественного доступа/А.А. Назаров// Вестник томского государственного университета вып. 271 с. 72-73, Томск 2000.
4. Шнепс М.А. Системы распределения информации. Методы расчета : Справочное пособие М. : Связь, 1979. - 344с.
5. Степанов С.Н. Численные методы расчета систем с повторными вызовами / С.Н. Степанов – М.: Наука, 1983. – 229 с.
6. Прудников А. П., Брычков Ю.А., Маричев О.И. Интегралы и ряды. - М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы. 1981, - 800с.
7. Зюльков И.А. Вероятностные характеристики стационарного режима функционирования одноканальной системы с повторными сигналами // Вестник Воронежского колледжа Минюста России вып.1 с. 149-153, Воронеж 2003.
8. Большаков И.А., Ракошиц В.С. Прикладная теория случайных потоков. – М.: Сов. Радио. 1978. - 248с.
9. Марченко Б.Г. Метод стохастических интегральных представлений и его приложения в радиотехнике. – Киев, Наукова думка, 1973. - 192с.
10. Феллер В. Введение в теорию вероятностей и ее приложения. Т.2. – М.: Мир, 1984. – 738с.

References

1. Zyulkov A.V. Probabilistic description of delays in saturated networks IEEE 802.11 / Zyulkov AV, Efanov AA // Trudy n. conference "Cybernetics and high technologies of the XXI century", p. 18-22. Voronezh, 2010
2. A. Zanella, F. Pellegrini *Statistical Characterization of the Service Time in Saturated IEEE 802.11 Networks*// IEEE Commun. Lett., Vol. 9, March 2005, No. 3., p. 225-227.
3. Nazarov A.A. Investigation of computer communication networks with random multiple access protocols / A.A. Nazarov // Bulletin of Tomsk State University. 271 with.,p. 72-73, Tomsk 2000.
4. Schneps M.A. Information distribution systems. Methods of calculation: Reference manual M.: Communications, 1979. - 344p.
5. Stepanov S.N. Numerical methods for calculating systems with repeated calls. Stepanov - Moscow: Nauka, 1983. - 229 p.
6. Prudnikov AP, Brychkov Yu.A., Marichev OI Integrals and series. - Moscow: Science. Main edition of physical and mathematical literature. 1981, - 800p.
7. Zyulkov I.A. Probabilistic characteristics of the stationary mode of functioning of a single-channel system with repeated signals // Vestnik Voronezhskogo College of the Ministry of Justice of Russia vyp.1 p. 149-153, Voronezh 2003.
8. Bolshakov IA, Rakoshits VS Applied theory of random flows. - Moscow: Sov. Radio. 1978. 248p.
9. Marchenko B.G. The method of stochastic integral representations and its applications in radio engineering. - Kiev, Naukova Dumka, 1973. – 192p.
10. Feller V. Introduction to the theory of probability and its applications. T.2. - Moscow: Mir, 1984. – 738p.

УРОВЕНЬ ТЕЛЕСМОТРЕНИЯ, КАК ПАРАМЕТР ПРИ ФОРМИРОВАНИИ ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ МЕЖДУ ОПЕРАТОРОМ СВЯЗИ И КОНТЕНТ-ПРОВАЙДЕРОМ

С.В. Назаров, к.т.н., Ю.А. Тамм, д.т.н., В.А. Карпенко
ОАО «КОМКОР», г. Москва, Россия

Аннотация. Приводится и обосновывается методика использования характеристик телесмотрения ТВ каналов при формировании технико-экономических взаимоотношений между оператором связи и ТВ-контент-провайдером. Дается описание реально используемой на практике Программы, позволяющей осуществлять такие взаимоотношения на основе объективной оценки востребованности соответствующих ТВ программ пользователями.

Ключевые слова: контент-провайдер; оператор связи; уровень телесмотрения ТВ канала**.**

THE LEVEL OF VIEWERSHIP AS THE PARAMETER IN THE FORMATION OF TECHNO-ECONOMIC INTERACTION BETWEEN THE OPERATOR AND THE CONTENT PROVIDER

S.V. Nazarov, Y.A. Tamm, V.A. Karpenko

OJSV «COMCOR», Moscow, Russia

Abstract. The method of using the characteristics of television viewing of TV channels in the formation of technical and economic relations between the Telecom operator and TV content provider are presented and substantiates. The description of the program used in practice, allowing to carry out such relationship based on an objective assessment of the demand for appropriate TV programs by users is given.

Keywords: the content-provider; telcos; the level of viewership of a TV channel.

В процессе взаимодействия операторов крупных телекоммуникационных сетей, предоставляющих пользователям многоплановый телевизионный сервис и соответствующими контент-провайдерами ТВ программ часто отсутствуют объективные критерии для согласования взаиморасчетов, что приводит, подчас, к возникновению конфликтных ситуаций.

Один из путей формирования указанных критериев основан на использовании широко используемых на практике, легко измеряемых значений удельного (в пересчете на одного абонента) уровня телесмотрения ТВ каналов - b [1].

Единицей ТВ продукта для оператора связи обычно является Пакет телевизионных каналов - ПК (Блок Пакетов - БП), на который обычно подписывается абонент.

Введем понятие комплектного значения удельного телесмотрения ТВ канала в ПК (БП), получаемого в виде суперпозиции обычно заранее известных, измеренных оператором параметров телесмотрения и аналогичных, получаемых из сторонних источников параметров, информацию о которых можно найти в широком доступе или приобрести на коммерческой основе.

Обозначим искомое комплектное значение как $b_{k_q}^{(\Sigma)}$, которое можно представить следующей, вытекающей из поставленной задачи, формулы:

$$b_{k_q}^{(\Sigma)} = b_{k_q}^{(\mathrm{A})} + \sum_{m=1}^{M} \lambda_m b_{k_q}^{(\mathrm{m})},$$

где:

$b_{k_q}^{(\mathrm{A})}$ – уровень телесмотрения $\boldsymbol{k}$-го ТВ канала в $\boldsymbol{q}$-м ПК (БП), измеряемый собственно ТВ оператором;

$b_{k_q}^{(m)}$ – аналогичный параметр из внешнего, $\boldsymbol{m}$ – го источника;

M – общее количество внешних источников.

Часто данные, получаемые от внешних источников, имеют иную размерность, чем используется оператором. Поэтому для согласования размерностей осуществляется т.н. процедура приведения, основанная на пересчете соответствующих значений с сохранением их пропорциональности.

В вышеприведенной формуле λ_m – весовой, выбираемый по согласованию с контент-провайдером, коэффициент, отражающий степень учета в значении $b_{k_q}^{(\Sigma)}$ уровня телесмотрения $\boldsymbol{m}$-го ПК (БП).

При $\lambda_m = 0$, данные $\boldsymbol{m}$-го ПК (БП) в формуле вообще не учитываются, а при $\lambda_m \geq 1$ - учитываются с соответствующим весом.

При известной из типовых экономических расчетов величине совокупных выплат оператора ТВ провайдерам за предоставляемый ими ТВ контент по $\boldsymbol{q}$-му ПК (БП), а именно - V_q, можно определить долю выплат провайдеру ТВ-контента k_q-го канала, расположенного в $\boldsymbol{q}$-м ПК (БП) - $\vartheta_d^{(q)}$ пропорционально отношению величины уровня телесмотрения для данного канала к совокупности аналогичных величин для остальных каналов ПК (БП):

$$\vartheta_{k_q} = V_q \frac{b_{k_q}^{(\Sigma)}}{\sum_{k_q=1}^{K_q} b_{k_q}^{(\Sigma)}} - \vartheta_k^{(\mathrm{кн})}. \qquad (1)$$

Такой подход позволяет объективно назначить размер выплат контент – провайдеру исходя из величины интереса пользователей к соответствующим программам.

В итоговую формулу (1) введен еще один параметр - $\vartheta_k^{(\mathrm{кн})}$, который обусловлен влиянием номера «кнопки» пульта управления ТВ приемником данного канала на искомую величину - ϑ_{k_q}. Суть его состоит в том, что различные номера « кнопок» дают, подчас, существенный выигрыш в уровне телесмотрения канала просто исходя из их позиции на пульте управления телевизором. Так, например, экспериментально доказано, что ближние к началу отсчета телевизионного пула оператора номера «кнопки» в переключателе ТВ каналов обеспечивают большее преимущество в уровне телесмотрения каналов, чем «кнопки» с более удаленным номерами [2]. Имеется также и еще ряд причин позиционного преимущества «кнопок», которые стоит учитывать при проведении расчетов. Путем статистических исследований можно показать, что для каждого номера «кнопки» в пуле ТВ каналов оператора имеет место вполне определенный выигрыш в величине удельного телесмотрения канала.

Заключение

Подводя итоги сказанному, можно резюмировать, что параметр, отражающий уровень телесмотрения ТВ канала может эффективно использоваться для сравнительной оценки пользовательского интереса к соответствующим программам и быть объективным критерием при взаиморасчетах между оператором связи и контент – провайдером.

Для оперативного расчета помесячных рекомендованных выплат контент-провайдеру крупным московским оператором связи - ОАО «КОМКОР» создана успешно функционирующая в реальном времени компьютерная программа, основанная на вышеописанном подходе, предназначенная для использования в рабочем процессе маркетинговых структур Корпорации.

Литература

1. Назаров С.В., Тамм Ю.А., Карпенко В.А. «Стоимостная оценка телевизионного контента»/ Проектирование и технология электронных средств»//Владимир.- 2017. - №3
2. Назаров С.В., Тамм Ю.А., Карпенко В.А. «Эффект влияния номера «кнопки» пульта управления телевизионного приемника на уровень телесмотрения ТВ-программ»/ Проектирование и технология электронных средств»//Владимир. – 2017. - №4

References

1. Nazarov S.V., Tamm Y.A., Karpenko V.A. «Cost Estimation of Television Content»/Design and Technology of Electronic Facilities// Vladimir: - 2017. - №3
2. Nazarov S.V., Tamm Y.A., Karpenko V.A. «The Effect of Influence The Level of Viewership of The Rooms Buttons of The Remote Control of TV programs»/ Design and Technology of Electronic Facilities// Vladimir: - 2017. - №4

УСТРОЙСТВА БЫСТРОГО ПОИСКА ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ НА РЕКУРРЕНТНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЯХ С ПРОИЗВОЛЬНЫМ ОСНОВАНИЕМ

Е.П.Петров, Н.Л.Харина, И.Е.Петров

Вятский государственный университет, г.Киров, РФ

Аннотация. Широкое применение шумоподобных сигналов (ШПС) в различных системах передачи информации, наряду с их положительными свойствами – взаимная ортогональность, скрытность и простота реализации, породило ряд проблем, таких как минимизация времени вхождения в кодовый синхронизм при поиске ШПС, построенных на линейных или нелинейных псевдослучайных последовательностях (ПСП) с большим периодом и основанием более $q \geq 2$. Использование для поиска ШПС параллельного анализа в виде многоканальных анализаторов, позволяет провести поиск ШПС за минимальное время, но требует существенных затрат технических ресурсов. Предпочтительнее применение более простых методов поиска ШПС с поочередным просмотром всех элементов разрешения диапазона поиска. В данной работе предлагается один из возможных методов быстрого поиска ШПС, построенных на ПСП с произвольным основанием $q \geq 2$. Использование ПСП с основанием $q \geq 2$ позволяет увеличить ансамбль кодовых ПСП, усложнив распознавание закона формирования ПСП в ШПС и тем самым повысить конфиденциальность передачи информации. Для ускорения поиска ШПС и снижения уровня ложных обнаружений при отсутствии ШПС, в работе предложен адаптивный поиск ШПС за счет накопления при наличии искомого ШПС, эффективной реализации статистической избыточности ШПС и отсутствия накопления при отсутствии ШПС, т.е. уровень ложных обнаружений близок к нулю. В качестве аппроксимации рекуррентных ПСП с основанием $q \geq 2$ взяты сложные цепи Маркова с несколькими состояниями, а для синтеза алгоритмов нелинейной фильтрации искомого ШПС - теория многомерной нелинейной фильтрации условных марковских процессов с дискретными аргументами. Эффективность предложенного метода быстрой кодовой синхронизации искомого ШПС превосходит известные методы поиска ШПС, построенные на рекуррентных ПСП с $q \geq 2$ при больших периодах ПСП и малых отношениях сигнал/шум по мощности в элементах, составляющих ШПС.

Ключевые слова: шумоподобный сигнал (ШПС), быстрый поиск ШПС, ШПС на рекуррентных последовательностях, марковский процесс, нелинейная фильтрация условных марковских процессов.

DEVICES FOR FAST SEARCHING OF PSEUDONOISE SIGNALS ON RECURRENT SEQUENCES WITH PROVISIONAL BASIS

E.P.Petrov, N.L.Kharina, I.E.Petrov

Vyatka State University, Kirov, RF

Abstract. In various information transmitting systems some pseudonoise signals (PNS) are widely applied. The PNS have positive properties, such as are the relative orthogonality, reserve and simplicity of realization. But there is a problem of entry into code synchronism time minimization when searching the PNS constructed on the linear or non-linear pseudorandom sequences (PRS) with the larger period and the basis of more than $q \geqslant 2$. Use for PNS searching of the parallel analysis in the form of multichannel analyzers allows to carry out the PNS searching for minimum time, but demands essential expenses of technical

resources. Application of simpler methods of the PNS searching with serial viewing of all elements of range searching permission is more preferable. In this work one of possible methods of fast PNS searching constructed on the PRS with the arbitrariest basis of q $\geqslant$ 2 is offered. Use of the PRS with basis q $\geqslant$ 2 allows to increase ensemble of code PRS, having complicated a discernment of the law of the PRS formation in the PNS and by that to increase confidentiality of information transfer. Adaptive PNS searching due to accumulation in the presence of required the PNS, efficient realization of statistical redundance of PNS and lack of accumulation in the absence of the PNS allows to accelerate the PNS searching and to reduce the level of chance detection. As approximation of the recursion the PRS with basis q $\geqslant$ 2 the compound Markov chains with several states, and for synthesis of algorithms of non-linear filtration of required the PNS - the theory of many-dimensional non-linear filtration of the conditional Markov processes with discrete arguments are taken. The effectiveness of the offered method of fast code synchronization of the required PNS surpasses the known methods of the PNS searching constructed on the recursion PRS with q $\geqslant$ 2 at the larger periods PRS and the small ratio signal to noise on power in the elements PNS.

Key words: pseudonoise signals (PNS), fast PNS searching, PNS on recurrent sequences, Markov process, nonlinear filtering of conditional Markov processes

1. Введение

Большой объем информации, передаваемой по цифровым каналам связи, предъявляет в настоящее время жесткие требования к способам ее передачи и обработки. Важное значение при этом придается проблеме повышения конфиденциальности передаваемой информации и ее достоверности.

Увеличение достоверности передачи непрерывных сообщений по цифровым каналам часто достигается повышением статистической избыточности сигналов – увеличением числа выборок на интервале корреляции непрерывного сообщения или введением искусственной статистической избыточности путем применения различных кодов с высокой защитой. Так, в перспективных системах связи широко применяются кодированные сигналы на сверхдлинных псевдослучайных последовательностях (ПСП) или их сегментах (CDMA), обеспечивающих высокую помехоустойчивость систем передачи информации (СПИ) к преднамеренным помехам, эффективное использование выделенных частотных диапазонов, скрытность работы СПИ, возможность адресной передачи и выбора абонентом нужного сигнала в условиях многостанционного (произвольного) доступа. Реализация на приемной стороне искусственной статистической избыточности таких сигналов с целью повышения достоверности передачи информации, искаженной шумом в канале связи, является актуальной задачей и приводит к необходимости совершенствования известных и разработки новых методов поиска и выделения (фильтрации) кодированных сигналов из шумов [1-3].

Перспективным направлением развития методов передачи информации в цифровых СПИ является технология кодового разделения (КР) сигналов с использованием шумоподобных сигналов (ШПС). В СПИ с КР наиболее распространены линейные рекуррентные последовательности максимального периода (МЛРП), являющиеся вырожденными детерминированными сложными цепями Маркова. В настоящее время к наиболее распространенным МЛРП относятся бинарные

МЛРП (М-последовательности). При простоте генерации и сравнительно хороших спектрально-корреляционных свойствах М-последовательности имеют и существенный недостаток: низкую структурную скрытность [1].

Ряд недостатков М-последовательностей можно устранить применением многозначных МЛРП. Использование таких ПСП позволяет существенно увеличить ансамбль кодовых последовательностей, усложнить распознавание закона формирования ПСП в ШПС и тем самым повысить конфиденциальность передачи информации, а эффективной реализацией статистической избыточности ШПС повысить ее достоверность на приемной стороне канала связи.

При практическом применении ШПС, сформированных на многозначных МЛРП, представляют интерес относительно простые алгоритмы поиска ШПС, требующие для своей реализации минимум как технических, так и временных ресурсов. Следует отметить, что число публикаций по использованию МЛРП с произвольным основанием для построения ШПС не много. Это связано прежде всего с отсутствием эффективных методов поиска и синхронизации подобных ШПС. Поэтому одним из первых этапов работы СПИ с КР является быстрое и надежное установление кодовой синхронизации между источником и приемником информации. Применение многоканальных анализаторов для этой цели часто ограничивается существенными затратами технических ресурсов.

Наиболее перспективными с точки зрения использования статистической избыточности символов ПСП и простоты аппаратурной реализации являются методы поиска ШПС с последовательной оценкой символов ПСП и накоплением. Накопление элементов ШПС может быть межпериодным и внутрипериодным. Внутрипериодное накопление может осуществляться с помощью рекурсивного фильтра со структурой, аналогичной структуре генератора ПСП, символов (рис.1). Качество фильтрации в таком фильтре существенно зависит от коэффициента передачи в цепи обратной связи b, величина которого неодинакова при различных уровнях шума. Отсутствие аналитических выражений для динамического вычисления коэффициента b в зависимости от уровня и характера помех, действующих на входе ПУ, снижает эффективность метода поиска с последовательной оценкой символов ШПС и накоплением.

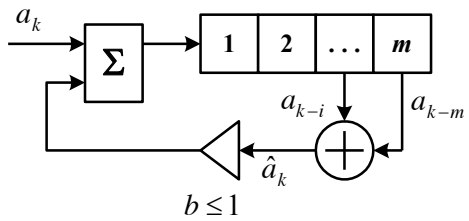


Рис.1. Устройство последовательной оценки символов.

Недостатком устройств быстрого поиска ШПС (рис. 1) является накопление шума в отсутствии искомого ШПС, что приводит к росту вероятности ложной тревоги при решении задачи одновременного обнаружения и распознавания ШПС. Ослабить

указанный недостаток можно, построив устройство поиска ШПС таким образом, чтобы в отсутствие ШПС коэффициент передачи в цепи обратной связи рекурсивного нелинейного фильтра был близок к нулю, что исключает накопление шума, а с появлением ШПС достигал значения, при котором накопление ШПС было бы максимальным.

Одним из возможных путей повышения эффективности метода поиска ШПС с последовательной оценкой символов и накоплением является построение структур ПУ поиска ШПС с адаптивным рекурсивным фильтром, в котором коэффициент передачи в цепи обратной связи b вычисляется автоматически, увеличиваясь по мере повышения качества фильтрации символов ПСП искомого ШПС за счет использования информационной избыточности ПСП, заложенной в нее при кодировании.

2. Адаптивная фильтрация ШПС

Для обеспечения процесса адаптации необходимо, чтобы производилось сравнение принимаемого сигнала с его образцом, сформированным в приемнике на основе априорных и апостериорных данных о сигнале, накопленных к данному моменту. При неизвестном времени прихода искомого ШПС в качестве образца ожидаемого дискретного параметра ШПС μ_{k+1} может служить лишь значение дискретного параметра $\hat{\mu}_k$ опорной ПСП, полученное на основе m ранее принятых символов.

Пусть на входе ПУ в каждом такте работы системы $k=1,2,...$ в интервале $T=t_{k+1}-t_k$ наблюдается аддитивная смесь полезного сигнала и шума $x(t)=s(\mu_k)+n(t)$, где $s(\mu_k)$ - элементарный сигнал, составляющий ШПС, дискретный параметр которого μ_k (манипулированная амплитуда, частота, фаза или комбинация этих параметров) в соответствии с правилом кодирования рекуррентной ПСП с основанием $q(q=2,3,..)$ принимает одно из возможных состояний $M_i\left(i=\overline{1,q}\right)$; $n(t)$ - белый гауссовский шум (БГШ).

Тогда, начиная с $(m+1)$ оценки символа искомого ПСП, символы опорного ПСП в ПУ могут быть сформированы подобно алгоритму:

$$\hat{a}_k=(c_m\hat{a}_{k-m}+\mathrm{L}\ +c_1\hat{a}_{k-1})\bmod q\,. \qquad (1)$$

Для различения ПСП принимаемого ШПС и ПСП, генерируемой в ПУ, символы последней обозначены символом оценки «^».

Значения a_{k+1} искомого ШПС и оценки $\hat{a}_k$, связанные общим правилом формирования ПСП, образуют вырожденную (детерминированную) цепь Маркова с q значениями и условными вероятностями смены значений:

$$\pi\left(a_{k+1}=A_i\,\middle|\,\hat{a}_k=A_j\right)=\pi\left(A_i\,\middle|\,A_j\right)=\left\|\pi_{ij}\right\|,\ i,j\in q\,, \qquad (2)$$

где

$$\left\|\pi_{ij}\right\| = \begin{Vmatrix} \pi_{11} & \pi_{12} & \dots & \pi_{1q} \\ \pi_{21} & \pi_{22} & \dots & \pi_{2q} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \pi_{q1} & \pi_{q2} & \dots & \pi_{qq} \end{Vmatrix}. \qquad (3)$$

Поскольку значение дискретного параметра μ_k однозначно соответствует символам ПСП a_k искомого ШПС, то условную вероятность смены состояний дискретного параметра ШПС μ_k можно записать в виде

$$\pi\left(\mu_{k+1} = M_i \left| \hat{\mu}_k = M_j \right.\right) = \pi\left(M_i \left| M_j \right.\right) = \left\|\pi_{ij}\right\|, \; i, j \in q. \qquad (4)$$

Тогда уравнение для апостериорной плотности вероятности $p_{k+1}^{ac}\left(\mu_{k+1}\right)$ состояний дискретного параметра μ_{k+1} искомого ШПС в $(k+1)$-м такте может быть представлено в форме

$$p_{k+1}^{ac}\left(\mu_{k+1}\right) = c \cdot \exp\left\{f\left(\mu_{k+1}\right)\right\} \int p_k^{ac}\left(\hat{\mu}_k\right) w\left(\mu_{k+1} \left| \hat{\mu}_k \right.\right) d\hat{\mu}_k, \qquad (5)$$

где c – коэффициент нормировки; $f\left(\mu_k\right)$ – логарифм функции правдоподобия параметра μ_{k+1}; $w\left(\mu_{k+1} \left| \hat{\mu}_k \right.\right)$ – плотность вероятности перехода из состояния $\hat{\mu}_k$ в μ_{k+1} в $(k+1)$-м такте.

Представим в (5) апостериорные плотности вероятности и плотность вероятности перехода в виде

$$p_k^{ac}\left(\hat{\mu}_k\right) = \sum_{i=1}^{q} p_{i(k)} \delta\left(\hat{\mu}_k - M_i\right), \qquad (6)$$

$$p_{k+1}^{ac}\left(\mu_{k+1}\right) = \sum_{j=1}^{q} p_{j(k+1)} \delta\left(\mu_{k+1} - M_j\right), \qquad (7)$$

$$w\left(\mu_{k+1} \left| \hat{\mu}_k \right.\right) = \sum_{j=1}^{q} \pi_{ij} \delta\left(\mu_{k+1} - M_j\right), \qquad (8)$$

где M_i – возможное значение дискретного параметра ШПС; $p_{i(k)}$, $p_{j(k+1)}$ – апостериорные вероятности значений μ_{k+1}; $\pi_{ij}\left(i, j \in q\right)$ – вероятность перехода от значения $\hat{\mu}_k = M_i$ в k-м такте к значению $\mu_{k+1} = M_j$ в $(k+1)$-м такте; $\delta(\cdot)$ – дельта функция.

Подставив (6) – (8) в (7), проинтегрировав и приравняв коэффициенты при одинаковых δ-функциях, получим систему рекуррентных уравнений для финальной апостериорной вероятности дискретного параметра ШПС:

$$p_{j(k+1)} = c_1 \cdot \exp\left\{f_{k+1}\left(M_1\right)\right\} \sum_{i=1}^{q} p_{i(k)} \pi_{i1}, \qquad (9)$$

где $j \in q$; $f_{k+1}\left(M_j\right) \equiv f\left(\mu_{k+1} = M_j\right)$.

3. Синтез устройств распознавания ШПС

Для удобства различения состояний дискретного параметра переведем уравнения (9) в аддитивную форму. Разделив все уравнения в (9) на q-е уравнение и прологарифмировав, получим систему нелинейных уравнений фильтрации m-значных комбинаций более простого вида [4]:

$$u_{j(k+1)} = f_{k+1}\left(M_j\right) - f_{k+1}\left(M_q\right) + \hat{u}_{j(k)} + z_{j(k)},\ j \in q-1, \tag{10}$$

где $u_{\nu(k+1)} = \ln\left(p_{\nu(k+1)} / p_{q(k+1)}\right)$ – логарифм отношения апостериорных вероятностей значений дискретного параметра μ_{k+1}; $\hat{u}_{j(k)}$ – оценка $u_{j(k+1)}$ в k-м такте, которая при отсутствии шума совпадает с $u_{j(k+1)}$;

$$\hat{z}_{j(k)} = \ln\left[\frac{\hat{\pi}_{jj(k)} + \sum\limits_{i=1, i\neq j}^{q-1}\left(\hat{\pi}_{ij}\exp\left\{\hat{u}_{i(k)} - \hat{u}_{j(k)}\right\}\right) + \hat{\pi}_{qj(k)}\exp\left\{-\hat{u}_{j(k)}\right\}}{\hat{\pi}_{qq(k)} + \sum\limits_{i=1}^{q-1}\left(\hat{\pi}_{iq(k)}\exp\left\{\hat{u}_{i(k)}\right\}\right)}\right], \tag{11}$$

$\hat{\pi}_{ii}$ - оценка параметра адаптации

$$\hat{\pi}_{ii(k+1)} = \begin{cases} \hat{\pi}_{ii(k)} + \Delta\pi_{ii}, & \mu_{k+1} = \hat{\mu}_k, \\ \hat{\pi}_{ii(k)} - \Delta\pi_{ii}, & \mu_{k+1} \neq \hat{\mu}_k. \end{cases} \tag{12}$$

$\hat{\pi}_{ij}$ - оценка элементов матрицы (3)

$$\hat{\pi}_{ij(k+1)} = \frac{1 - \hat{\pi}_{ii(k+1)}}{q-1},\ i \neq j\ . \tag{13}$$

Начальное значение $\pi_{ii(0)} = 1/q$.

Примем в качестве критерия различения значений дискретного параметра μ_{k+1} критерий максимума логарифма отношения апостериорных вероятностей $u_{j(k+1)}$:

$$\mu_{k+1} = M_\upsilon,\ \text{если}\ u_{\upsilon(k+1)} = \max\left[u_{i(k+1)}\right],\ i = \overline{1, q-1}. \tag{14}$$

При наличии на выходе всех каналов нелинейного фильтра отрицательного напряжения принимается решение о наличии q-го значения $\mu_{k+1} = M_q$.

Обобщенная структура ПУ, реализующая алгоритм (10) и критерий (11), представлена на рис.2. Устройство состоит из дискриминатора с (q-1) выходами формирующего разности логарифмов функций правдоподобия $f\left(M_j\right) - f\left(M_q\right)$ и нелинейного фильтра (НФ) с (q-1) каналами. В структуре каждого канала НФ содержатся блок вычисления нелинейной функции (БНФ) $z_{j(k)}$; сумматор (Σ); решающее устройство (РУ), определяющее текущий символ ПСП; регистр сдвига (РгС) m-значной комбинации символов и блок формирования оценки (БФО) состояния символа ПСП, блок линейных функций (БНФ), мультиплексора (MUX), формирующего

оценки $\hat{\mu}_{j(k)}\left(j \in q-1\right)$ $\mu_{k(k+1)}$, блок адаптации (БА), реализующий операции вычисления оценки $\hat{\pi}_{jj(k+1)}$ в *j*-м канале.

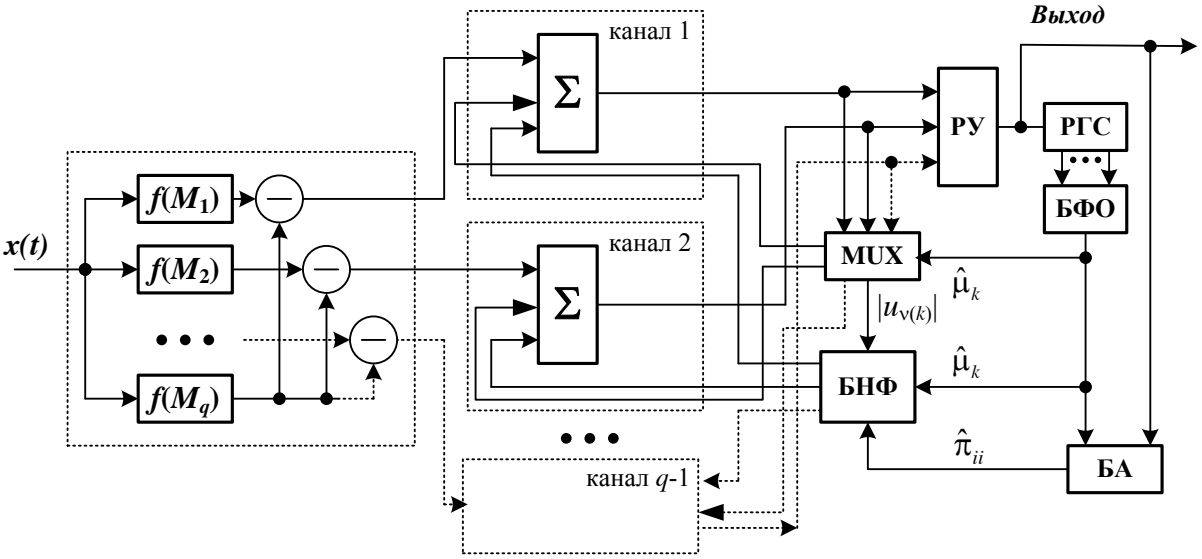


Рис. 2. Структура устройства поиска ШПС с адаптивным нелинейным фильтром

Наиболее распространенным подклассом МЛРП являются М-последовательности (МЛРП с основанием $q=2$). Система (10) для фильтрации дискретного параметра ШПС, сформированных на М-последовательностях, вырождается в одно уравнение:

$$u_{1(k+1)}=\left[f_{k+1}\left(M_1\right)-f_{k+1}\left(M_2\right)\right]+\hat{u}_{1k}+z_{1k}, \qquad (15)$$

где $u_{1(k+1)}=\ln\left(p_{1(k+1)}/p_{2(k+1)}\right)$ – логарифм отношения апостериорных вероятностей состояний дискретного параметра;

$$\hat{u}_{1k}=sign\left(\hat{\mu}_{1k}\right)\left|u_{1k}\right|- \qquad (16)$$

– оценка $u_{1(k+1)}$, сформированная в ПУ на основе модуля $\left|u_{1k}\right|$ и знака $sign\left(\hat{\mu}_{1k}\right)$ в *k*-м такте, которая при отсутствии шума совпадает с $u_{1(k+1)}$;

$$z_{1k}=\ln\left(\frac{\pi_{11}+\pi_{21}\exp\left(-\hat{u}_{1k}\right)}{\pi_{22}+\pi_{12}\exp\left(\hat{u}_{1k}\right)}\right), i, j=1,2. \qquad (17)$$

Представление $\hat{u}_{1k}$ в форме (16) связано с тем, что знак $\hat{u}_{1k}$ определяется *m*-значной комбинацией символов, записанных в регистр сдвига генератора опорной ПСП. Структура приемного устройства представлена на рис. 3.

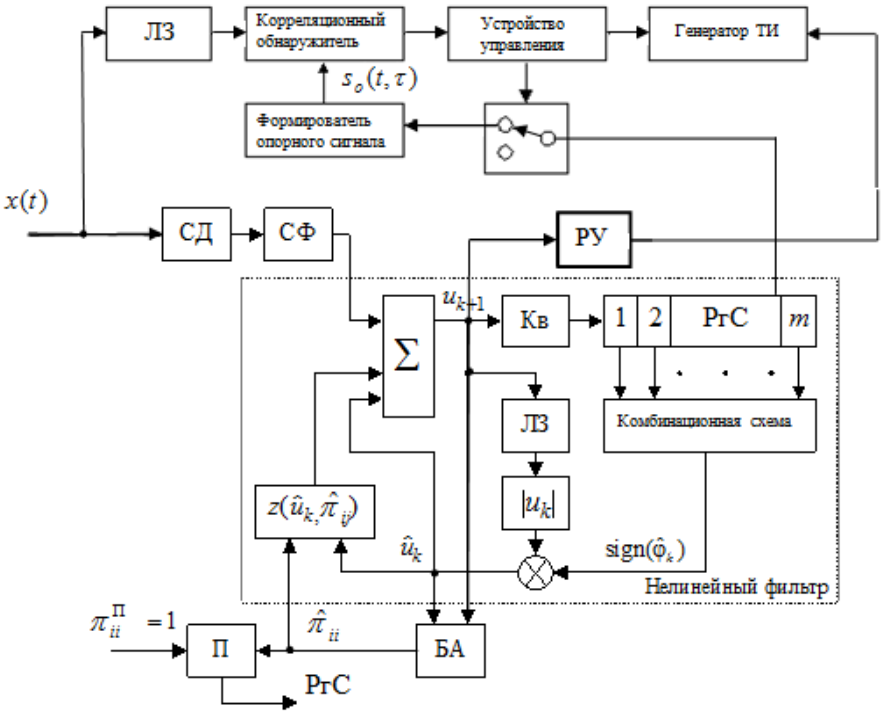


Рис. 3. Устройство для поиска ПП по методу Уорда с включением адаптивного ПУ с НФ

Представим работу адаптивного ПУ с НФ (рис.3) для быстрого поиска ШПС на ПСП с q=2 временными диаграммами (рис.4) в различных точках устройства в присутствии БГШ при следующих условиях: $m=7$; отношение сигнал/шум в элементе ШПС $\rho_{\text{пп}}^2=-6$дБ; начальное значение параметра адаптации $\pi_{ii}^{\text{н}}=0,5$, приращение - $\Delta\pi_{ii}=0,05$.

На рис.5 представлены графики изменения оценки $\hat{\pi}_{ii}$ при $\Delta\pi_{ii}=0.1$ и $\Delta\pi_{ii}=0,01$ для различных отношений сигнал-шум $\rho_э^2\le 1$ на интервале k_ϕ=300 тактов фильтрации бинарного ШПС, построенного на ПСП с периодом $L=2^m-1=2^4-1=15$.

На рис.6 представлены графики вероятностей правильного распознавания m-значных комбинаций $p\left(m,\hat{\pi}_{ii}\right)$ при $\Delta\pi_{ii}=0,1$ и $\Delta\pi_{ii}=0,01$для тех же отношений сигнал/шум на входе адаптивного ПУ. Из анализа графиков рис.5 следует, что при уменьшении шага $\Delta\pi_{ii}$ процесс адаптации на начальных тактах фильтрации замедляется.

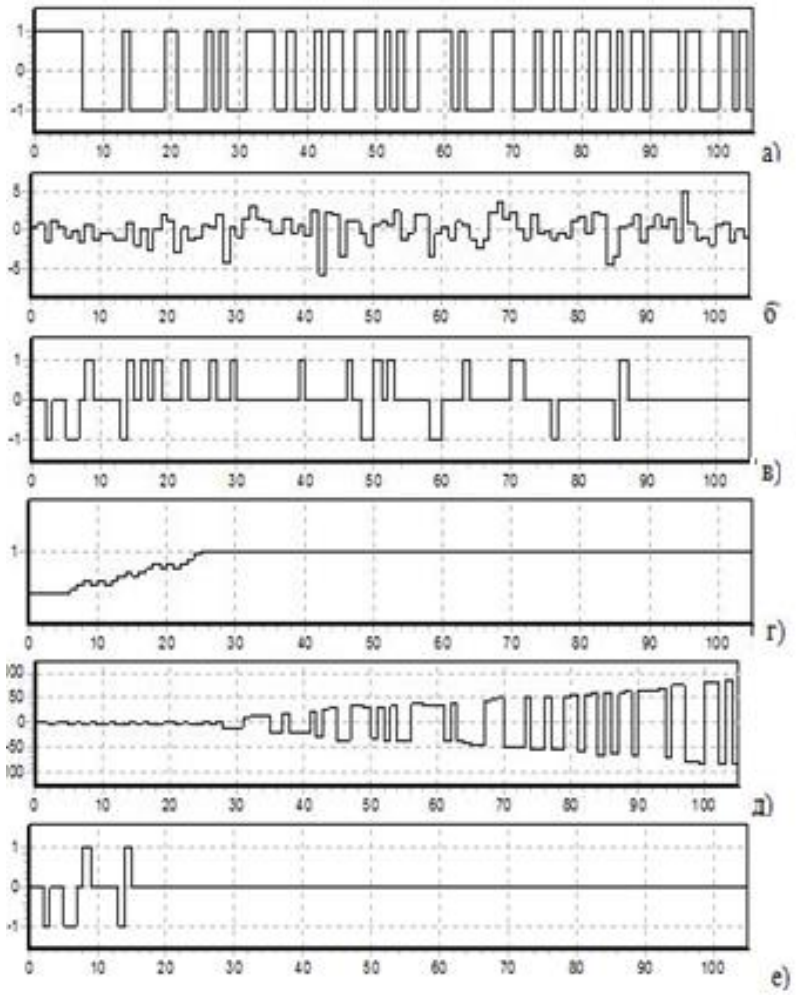


Рис.4. Временные диаграммы работы адаптивного ПУ с НФ
а) исходная ПСП, б) сигнал на входе НФ, в)ошибки до фильтрации, г) вероятность $\hat{\pi}_{ii}$ в канале поиска ПСП, д) сигнал на выходе НФ, е) ошибки после фильтрации

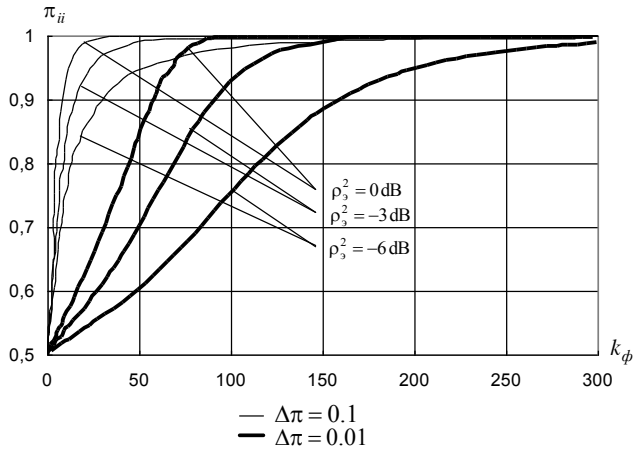


Рис.5. Изменение оценки вероятности перехода $\hat{\pi}_{ii}$ при приеме ШПС с m =4

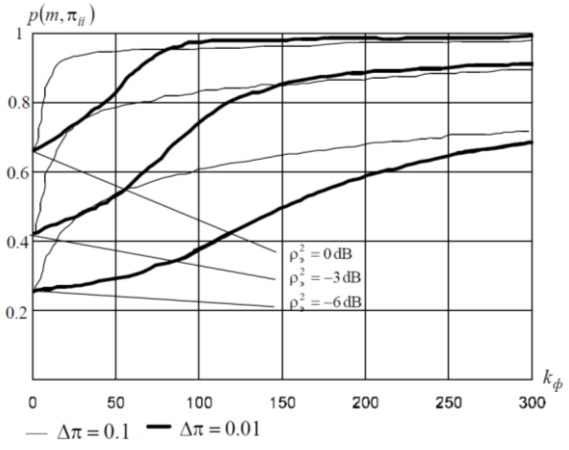


Рис.6. Вероятность правильного распознавания ШПС на ПСП с q=2, m=4 при адаптации

На рис.7а,б представлены графики вероятности правильного распознавания *m*-значной комбинации символов $p\left(m,\hat{\pi}_{ii}\right)$ на выходе адаптивного устройства поиска

ШПС для $\Delta\pi_{ii} = 0{,}1$ и различных отношений сигнал/шум $\rho_э^2 \le 1$ на интервале адаптации $k_a = 300$ тактов исследования ШПС, построенных на ПСП с периодами L=15 (рис.7а) и L=127 (рис.7б). Для сравнения здесь же приведены графики (пунктирные линии) для $\pi_{ii} = 1 = const$. Анализ графиков (рис.7а,б) показывает, что вероятность правильного распознавания ШПС адаптивным ПУ для всех отношений сигнал/шум $\rho_э^2 \le 1$ больше, чем ПУ без адаптации.

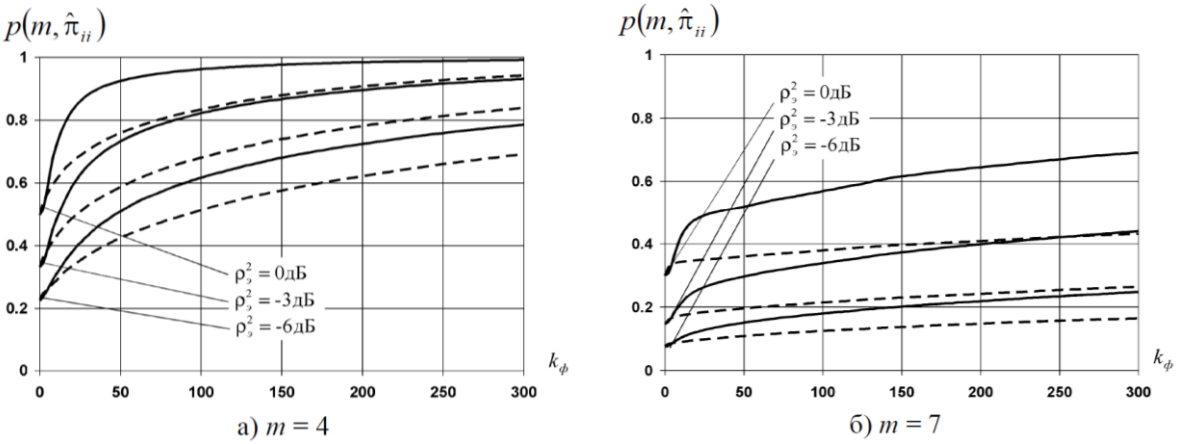


Рис.7. Вероятность распознавания бинарных ШПС при шаге адаптации $\Delta\pi_{ii} = 0{,}1$ (сплошные линии) и без адаптации $\pi_{ii} = 1$ (пунктирные линии) .

Анализ показывает, что при одном и том же отношении сигнал/шум на входе ПУ увеличение m замедляет рост вероятности правильного распознавания символов ПСП искомого ШПС. Это вызвано увеличением времени адаптации при увеличении m, так как должно выполняться условие $r \ge m$, числа шагов адаптации, при которых оценка $\hat{\pi}_{ii} = 1$, и увеличением времени переходных процессов в нелинейном фильтре при больших m, вызванных несовпадением u_{k+1} и $\hat{u}_k$.

Вероятность правильного распознавания m-значных комбинаций многоуровневых ШПС для адаптивного и неадаптивного алгоритмов фильтрации можно оценить по результатам, приведенным на рис.8, 9. Для адаптивного алгоритма начальное состояние элементов матрицы вероятностей перехода задавалось равным $\pi_{ii} = 1/q$.

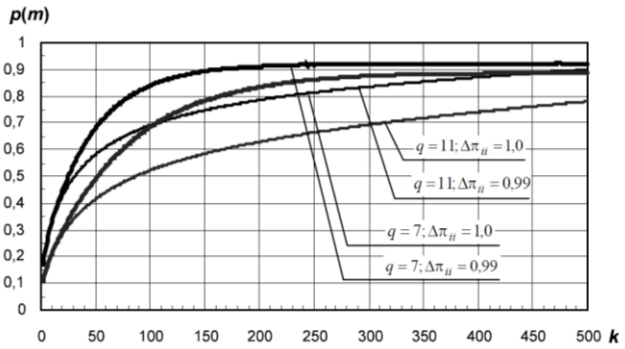


Рис.8. Вероятность правильного распознавания ШПС ($\rho_э^2 = -3$дБ).

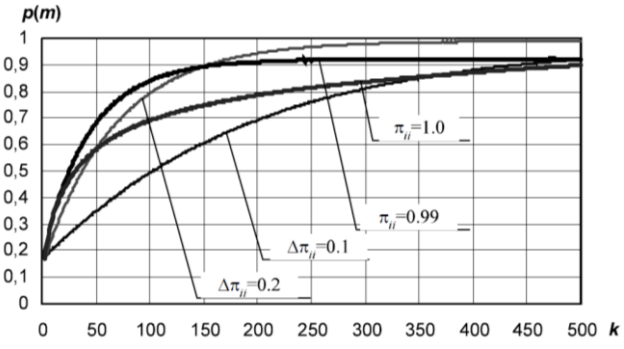


Рис.9. Вероятность правильного распознавания ШПС (q=7 ; $\rho_э^2 = -3$дБ)

4. Заключение

Использование для формирования ШПС рекуррентных ПСП с основанием $\boldsymbol{q} \geq 2$ позволяет реализовать ряд важнейших требований современных средств связи – высокую конфиденциальность, оперативность поиска ШПС на основе ПСП с произвольным основанием $q \geq 2$ реализацией адаптивного метода быстрой кодовой синхронизации искомого ШПС с приемным устройством, превосходящий известные методы кодовой синхронизации в условиях действия помех.

Литература

1. Ипатов В. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. — М. : Техносфера, 2007. — 488 с.
2. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра Пер. с англ. / Под ред. В.И.Журавлева. — М. : Радио и связь, 2000 - 520 с.
3. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение. - М. : Техносфера, 2005.
4. Петров, Е.П., Прозоров, Д.Е. Синтез устройств быстрого поиска шумоподобных сигналов, сформированных на многозначных рекуррентных последовательностях максимального периода // Радиотехника и электроника. – 2005. – Т. 50, № 10. – С. 1281-1286

References

1. Ipatov V. Broadband systems and code division of signals. Principles and applications. [Ipatov V. SHirokopolosnye sistemy i kodovoe razdelenie signalov. Principy i prilozheniya.]. Moscow: Technosphere, 2007, 488 p.
2. Feher K. Wireless digital communication. Modulation and spread spectrum applications. [Feher K. Besprovodnaya cifrovaya svyaz'. Metody modulyacii i rasshireniya spektra]. Transl. from English/ under edition V.I. ZHuravlev. Moscow: Radio and communication, 2000, 520 p.
3. Morelos-Saragossa R. Art of noiseproof coding. Methods, algorithms, application. [Morelos-Saragossa R. Iskusstvo pomekhoustojchivogo kodirovaniya. Metody, algoritmy, primenenie]. Moscow: Technosphere, 2005.
4. Petrov E.P., Prozorov D.E. Synthesis of devices of fast searching of the noise-type signals created on the multiple-valued recursion sequences of the maximal period [Petrov E.P., Prozorov D.E. Sintez ustrojstv bystrogo poiska shumopodobnyh signalov, sformirovannyh na mnogoznachnyh rekurrentnyh posledovatel'nostyah maksimal'nogo perioda]//Radio engineering and the electronic engineer, 2005, vol. 50, no. 10, pp. 1281–1286.

ФОРМАЛИЗОВАННОЕ ОПИСАНИЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ, НА ОСНОВЕ ЕЕ СВОЙСТВ И ОТНОШЕНИЙ ЕЕ ЭЛЕМЕНТОВ

Р. К. Шостак, О. М. Лепешкин, П. А. Новиков, Ю.К. Худайназаров

Военная академия связи (ВАС), Город Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В данной статье предлагается формализованное описание системы связи специального назначения, представленное на основе модели системы обеспечения ее функционирования. Модель системы рассматривается в качестве реализации в среде радикалов структуры, свойств и отношений элементов системы связи специального назначения, а также выполняемых процессов.

Ключевые слова: библиотека элементов, библиотека параметров, модель регламентных состояний, модель информационных процессов, модель ресурсов системы, радикалы, задача, субъект, уникум, роль, последовательность, операция, регламент, информационный процесс, сервис, параметры, свойства, опорная среда.

FORMALIZED DESCRIPTION OF COMMUNICATION SYSTEMS FOR SPECIAL PURPOSES, ON THE BASIS OF ITS PROPERTIES AND RELATIONS OF ITS ELEMENTS

R. K. Shostak, O. M. Lepeshkin, And P. A. Novikov, Yu. K. Hudaynazarov

Military Academy of communications (IAC), St. Petersburg, Russia

Abstract. In this paper we propose a formalized description of communication systems for special purposes, presented on the basis of the model of the system to ensure its functioning. The model of the system is considered as realization in the environment of radicals of the structure, properties and relations of elements of the special-purpose communication system, as well as the processes performed.

Keywords: elements library, library settings, models of the regulatory state model of the information processes, the resource model of the system, radicals, problem, subject, unique, role, sequence, operation, regulation, information process, service, propetry, the properties of the reference environment.

1. Введение

Главной и фундаментальной проблемой современных систем связи, как сложных систем является проблема обеспечения информационно-системной безопасности, включающая такие составляющие, как информационная устойчивость (безопасность) и системная безопасность. Нарушение информационно-системной безопасности влечет за собой нарушение системности, с которым связаны многочисленные и разнообразные проблемы современных систем связи [1]. Необходимо изучение вопросов представления современной системы связи и коммуникаций в качестве сложной системы, ее проблем и противоречий. Рассмотрим возможности исследования таких систем с применением средств математического моделирования сложных систем [2].

2. Формализованное описание модели системы обеспечения функционирования системы связи специального назначения

Произведем формализованное описание модели системы обеспечения функционирования системы связи специального назначения (СССН). Такое описание есть реализация в среде радикалов структуры, свойств и отношений элементов СССН, а также выполняемых процессов.

Руководствуясь принципами верхнего, среднего и нижнего уровней организации среды радикалов, проведем моделирование системы связи специального назначения. Рассмотрим предлагаемую концептуальную схему построения опорной среды радикалов (рис. 1).

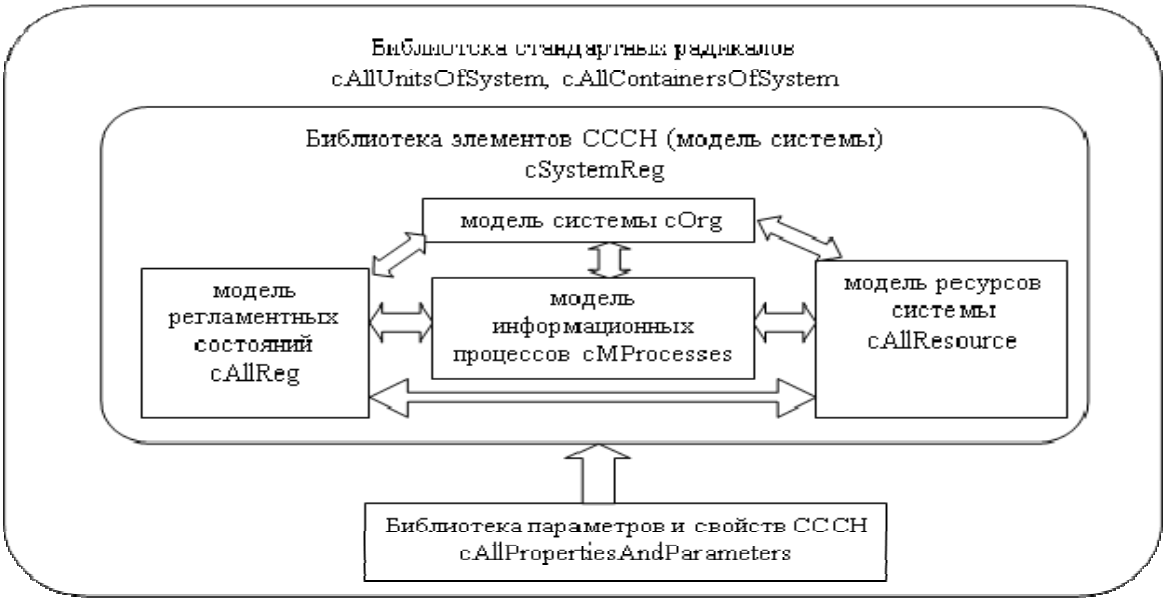


Рис. 1. Концептуальная схема построения опорной среды

Формализованное описание СССН включает в себя две базовые подсистемы: библиотеку элементов и библиотеку параметров.

Библиотека элементов СССН представляет собой контейнер cSystemReg, включающий в себя контейнеры: *модель регламентных состояний* cAllReg, *модель системы* cOrg, *модель информационных процессов* cMProcesses, *модель ресурсов системы* cAllResource: cSystemReg→{cOrg; cAllReg; cAllProcesses; cAllResource}. Данные системы связаны между собой через общие радикалы [3].

Рассмотрим подробно каждую из данных подсистем.

3. Модель регламентных состояний системы связи специального назначения

Модель регламентных состояний cAllReg – контейнер, включающий в себя формализованное описание каждого регламентного состояния СССН, то есть cAllReg→{cReg[k][n]; cReg[k+1][v];…}. Каждый из контейнеров cReg включает базовые элементы модели регламентного состояния, рассмотрим каждый их них.

Задача uProblem – уникум, идентифицирующий отдельную задачу системы, каждая из которых входит в состав вспомогательного контейнера cAllProblems→{uProblem[k][n]; uProblem[k+1][v];…}.

Субъект uPerson – уникум, идентифицирующий отдельного исполнителя (пользователя) СССН, выполняющего свой круг задач, входит в состав вспомогательного контейнера cAllPersons→{uPerson[k][1]; uPerson[k+1][1];…}.

Роль cRole – контейнер, определяющий роль исполнительных элементов системы. Включает в себя множество отдельных уникумов uPerson, выполняющих

конкретную роль в системе cRole→{uPerson[k][1]; uPerson[k+1][1];…} и входит в состав вспомогательного контейнера cAllRoles→{cRole[k][1]; cRole[k+1][1];…} [4].

Для задания связи между уникумом uProblem и контейнером cRole используется вспомогательный контейнер *связь* cConnect, который включает в себя пару связанных между собой радикалов. Отношения между uProblem и cRole обозначается cConnect→{uProblem[k][n]; cRole[v][1]}. Каждый из контейнеров cConnect входит в состав вспомогательного контейнера cAllConnects→{cConnect[k][1]; cConnect[k+1][1];…}.

Для задания последовательности выполнения функциональных задач системы используется соответствующий вспомогательный контейнер – *последовательность* cSequence. cSequence включает в себя два штатных контейнера *начало* cFrom и *конец* cTO, cSequence→{cFrom; cTO}. Последовательно выполняемые задачи: cSequence→{d[1]cFrom→uProblem[k][n]; d[2]cTO→uProblem[v][m]}. При этом каждый контейнер cSequence входит в состав вспомогательного контейнера cAllSequences→{cSequence[k][1]; cSequence[k+1][1];…}.

Операция cOperacy – контейнер, идентифицирующий отдельную процедуру в системе, который включает в себя последовательность выполняемых в рамках данной процедуры задач. Данное отношение обозначается как

cProcedure→{d[1]cSequence[k][1]→{d[1]cFrom→uProblem[v][m];
d[2]cTO→uProblem[b][d]};
d[2]cSequence[k+1][1]→{d[1]cFrom→uProblem[b][d];
d[2]cTO→uProblem[q][a]};…}.

Каждый контейнер cProcedure входит во вспомогательный контейнер cAllProcedures→{cProcedure[k][n]; cProcedure[k+1][v];…}.

Регламент cReg – контейнер, включающий в себя задачи, процедуры, роли, необходимые для достижения целей функционирования системы, а также описание порядка выполнения задач. Наиболее удобно определить регламент как последовательность выполняемых процедур:

cReg→{d[1]cSequence[k][1]→{d[1]cFrom→cProcedure[v][m];
d[2]cTO→cProcedure[b][d]};
d[2]cSequence[k+1][1]→{d[1]cFrom→cProcedure[b][d];
d[2]cTO→cProcedure[q][a]};…}. [5].

4. Модель системы

Модель системы cOrg – контейнер, определяющий совокупность составляющих элементов СССН, которая включает в себя отдельные элементы сетевого мониторинга системы uPerson, выполняющих определенные роли cRole. При этом за СССН нормативно-правовыми актами закреплено множество выполняемых функций cFunction.

Рассмотрим контейнер *функция* cFunction. cFunction идентифицирует некоторую функцию системы или отдельной роли и включает в себя множество задач, направленных на ее достижение:

cFunction→{uProblem[k][*]; uProblem[v][*];…}.

При этом каждая из функций входит в состав контейнера:

cAllFunctions→{cFunction[k][1]; cFunction[k+1][1];…}.

Поэтому модель системы наиболее удобно определить, как совокупность *связей* cConnect ролей системы и функций, на выполнение которых они направлены:

- в случае одного составляющего элемента СССН

cOrg→{d[1]cConnect[k][1]→{cFunction[v][1]; cRole[b][1]};
d[2]cConnect[k+1][1]→{cFunction[q][1]; cRole[p][1]};…};

- в случае если задействовано несколько элементов СССН – cAllOrg➔{cOrg[k][1]; cOrg[k+1][1];…}.

При этом регламентным состоянием для каждого элемента определен соответствующий набор функций: cConnect➔{{cFunction[k][1];… cFunction[k+n][1]}; uPerson[k][1]}.

5. Модель информационных процессов

Модель информационных процессов cMProcesses – контейнер, объединяющий все информационные процессы в СССН и сервисы их реализующие. Рассмотрим отдельно каждый из составляющих модели информационных процессов.

Информационный процесс cProcess – контейнер, идентифицирующий отдельный информационный процесс в системе, который включает в себя:

- последовательность задач, в случае если информационный процесс реализует некоторую последовательность задач, либо отдельную задачу [6]:

cProcess➔{d[1]cSequence[k][1]➔{d[1]cFrom➔uProblem[v][m];
d[2]cTO➔uProblem[b][d]};
d[2]cSequence[k+1][1]➔{d[1]cFrom➔uProblem[b][d];
d[2]cTO➔uProblem[q][a]};…}.

- последовательность операций, в случае если информационный процесс реализует некоторую последовательность операций, либо отдельную операцию:

cProcess➔{d[1]cSequence[k][1]➔{d[1]cFrom➔cOperacy[v][m];
d[2]cTO➔cOperacy [b][d]};
d[2]cSequence[k+1][1]➔{d[1]cFrom➔cOperacy [b][d];
d[2]cTO➔cOperacy [q][a]};…}.

- регламентные состояния, в случае если информационный процесс полностью реализует один или несколько регламентных состояний cProcess➔{cReg[k][n]; cReg[k+1][v]}.

Сервис uService – уникум, идентифицирующий отдельный сервис системы, каждый из которых входит в состав вспомогательного контейнера cAllServices➔{uService[k][1]; uService[k+1][1];…}.

В обобщенном виде модель информационных процессов наиболее удобно записать в виде связей информационных процессов с сервисами, их реализующими:

cMProcesses➔{d[1]cConnect[k][1]➔{cProcess[v][m]; uService[b][1]};
d[2]cConnect[k+1][1]➔{cProcess[q][a]; uService[p][1]};…}.

6. Модель ресурсов системы

Модель ресурсов системы cAllResource – контейнер включает в себя множество субъектов, объектов и сервисов, где *объект* uObject – это уникум, идентифицирующий отдельный объект в системе, входящий в состав вспомогательного контейнера cAllObjects➔{uObject[k][m];uObject[k+1][n];..}.

Так, как для выполнения различных задач, процедур, информационных процессов требуются различные ресурсы, то целесообразно ввести контейнер *группа ресурсов* cGResource, который объединяет совместно используемые ресурсы, например:

- uPerson[k][1] – элемент, задействованный в выполнении задачи uProblem[v][m];
- uObject[b][d] – объект, необходимый для выполнения задачи uProblem[v][m];
- uService[q][1] – сервис, необходимый для выполнения задачи uProblem[v][m].

Тогда существует *связь* cConnect, которая:

cConnect➔{d[1]cGResource➔{uPerson[k][n];

uObject[b][d]; uService[q][a]};
d[2]uProblem[v][m]}.

Модель ресурсов системы в сою очередь, может быть записана как совокупность групп ресурсов [7]:

cAllResource➔{cGResource[k][n]; cGResource[k+1][v];…},
либо как совокупность контейнеров cAllPersons, cAllObjects,
cAllServices: cAllResource➔{cAllPersons; cAllObjects; cAllServices}.

7. Библиотека параметров и свойств системы связи специального назначения

Перед *Библиотека параметров и свойств СССН* cAllPropertiesAndParameters – контейнер, содержащий наименование и значение параметров элементов СССН, а также их свойства, и разбит на два подкласса [8]:

cAllPropertiesAndParameters➔{cAllParameters; cAllProperties}.

Параметры cAllParameters – совокупность контейнеров, содержащих значение параметра некоторого элемента системы и включающих в себя данный элемент.

Например, контейнер максимальное время ожидания cMaxWaitingTime определяет время, раньше которого должна завершиться задача (регламентное состояние, либо операция):

- cMaxWaitingTime[k][1][3s]➔{uProblem[v][m]} – время завершения задачи должно быть не более 3 секунд;
- cMaxWaitingTime[k][1][3s]➔{cReg[v][m]} – время завершения регламентного состояния должно быть не более 3 секунд;
- cMaxWaitingTime[k][1][3s]➔{cProcedure[v][m]} – время завершения операции должно быть не более 3 секунд;
- cMaxInService[k][1][200]➔uService[q][1] – максимальное количество запросов в секунду к сервису uService[q][1] не должно быть более 200.

Свойства cAllProperties – совокупность контейнеров, объединяющих задачи с общим свойством, например

cEndProblem[k][1]➔{uProblem[v][m]}, где uProblem[v][m] – последняя задача регламентного состояния;

cOrProblem[k][1]➔{uProblem[v][m]}, где uProblem[v][m] – ветвление на задаче типа «ИЛИ»;

cAndProblem[k][1]➔{uProblem[v][m]}, где uProblem[v][m] – ветвление на задаче типа «И».

8. Заключение

Опорная среда радикалов не ограничивается рассмотренными классами радикалов и будет постоянно пополняться в зависимости от глубины декомпозиции системы и особенностей решаемых задач по устранению информационных конфликтов. Из этого следует, что опорная среда должна быть активирована запросами из подсистемы обеспечения предоставления услуг связи с использованием специальных математических средств.

Литература

1. Шостак Р.К., Валюшкина Ю.А. Информационно-системная безопасность современной системы связи, как сложной системы. // XVI Всероссийская научная конференция «Нейрокомпьютеры и их применение». Тезисы докладов. 2018. С. 113.

2. Лепешкин О.М., Карпов А.В., Шостак Р.К. Актуальность осуществления сетевого контроля защищенности информационных сетей. // В сборнике трудов XXIII Международной научно-технической конференции: Радиолокация, навигация, связь. Т 3. 2017. С. 1198.
3. Архипкин А.С. Язык схем радикалов: методы и алгоритмы /Баландин А.Е., Бикеев С.И., Будко П.А., Бурлака А.И., Дуков И.А., Емелин Н.М., Жарков И.Д., Зайцев А.В., Захаров Е.Н., Карпов В.В., Князев В.В., Козлов М.С., Лепешкин О.М., Павловский И.С., Пирогов М.В., Радько С.А., Рожнов А.В., Савицкий А.С., Семенов А.В.// Под ред. А. В. Чечкина и А.В. Рожнова. Москва, 2008. Сер. Библиотека журнала "Нейрокомпьютеры: разработка, применение".
4. Бурлов В.Г., Лепешкин О.М. Моделирование процесса управления на основе теории радикалов. Нейрокомпьютеры: разработка, применение. 2016. № 3. С. 54-60.
5. Стародубцев Ю.И., Бречко А.А., Львова Н.В. Необходимость оценки защищенности системы связи от средств информационной борьбы в современных условиях. Сборник трудов XXIII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». Т 3. 2017. С. 1201.
6. Бречко А.А., Стародубцев Ю.И. Подход к повышению качества функционирования сложных систем в условиях деструктивных программных воздействий В сборнике: Неделя науки СПбПУ материалы научной конференции с международным участием. Санкт-Петербург, 2017. С 421-423.
7. Баранов В.В. Применение метода топологического преобразования стохастической сети для моделирования системы воздействия /Иванов Д.А., Коцыняк М.А., Московченко В.М., Нечепуренко А.П.// В сборнике: Актуальные проблемы обеспечения информационной безопасности труда Межвузовской научно-практической конференции.2017. С. 38-43.
8. Иванов Д.А., Коцыняк М.А., Лаута О.С., Нечепуренко А.П. Модель распределения факторов информационного воздействия по элементам информационно-телекоммуникационной сети. В сборнике: Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО 2017) VI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сборник научных сетей : Т 4. 2017. С. 420-425.

REFERENCES

1. Ivanov Shostak, R. K., J. A. Malyshkina Information and system security, modern communication systems, as a complex system. // XVI all-Russian scientific conference "Neurocomputers and their application". Thesis of reports. 2018. C. 113.
2. Lepeshkin O. M., Karpov A. V., Shostak, R. K. the Relevance of the implementation of the network control the security of information networks. // In proceedings of the XXIII international scientific and technical conference: radar, navigation, communication. 3. 2017. C. 1198.
3. Arkhipkin A. S. Language schemes radicals: methods and algorithms /Balandin A. E., Bikeev S. I., Budko P. A., Burlaka A. I., Gukov I. A. Emelin N. M. Zharkov, I. D., Zaitsev A. V., Zakharov E. N., Karpov V. V., Knyazev V. V., Kozlov M. S., Lepeshkin O. M., Pavlov I. S., Pirogov M. V., Radko, S. A., Rozhnov A. B., Savitsky A. S., Semenov A. V./ ed. by A. V. Chechkin and A. V. Rozhnova. Moscow, 2008. Ser. Library of the journal "Neurocomputers: development, application".
4. Burlov V. G., Lepeshkin O. M. Simulation of the control process based on the theory of radicals. Neurocomputers: development, application. 2016. No. 3. PP.54-60.
5. Starodubtsev Yu. I., Brechko AA, Lvova N. In. The need to assess the security of the communication system from the means of information warfare in modern conditions. Proceedings of the XXIII international scientific and technical conference "Radar, navigation, communication". 3. 2017. C. 1201.
6. Brechko, A. A., Starodubtsev, Y. I. Approach to improving the quality of functioning of complex systems under conditions of destructive program influences In the collection: Week of science in Spbpu materials of scientific conference with international participation. Saint Petersburg, 2017. 421-423.
7. Baranov V. V. application of the method of topological transformations of stochastic networks for modeling the system impact /Ivanov D. A., Kozinak M. A., Moskovchenko V. M. Nechepurenko,

A. P.// In collection: Actual problems of information security work of the Interuniversity scientific-practical conference.2017. P. 38-43.

8. Ivanov D. A., Kozinak M. A., of Louth, O. S., Nechepurenko, A. P. the Model of allocation of factors of information influence on the elements of the information-telecommunication network. In the book: Actual problems of infotelecommunication in science and education (APINO 2017) VI international scientific-technical and scientific-methodical conference: collection of scientific networks : T 4. 2017. C. 420-425.

ЦИФРОВАЯ ЛИНЕАРИЗАЦИЯ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ ПРИ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ДВУХПОЛОСНОЙ ПЕРЕДАЧЕ ДАННЫХ

Л.И. Аверина, А.О. Кузнецов, О. В. Бугров

Воронежский государственный университет

Аннотация. Рассмотрена двумерная полиномиальная модель цифрового корректора для линеаризации усилителя мощности при параллельной двухполосной передаче данных. Выведены аналитические соотношения для адаптивного обновления коэффициентов корректора на основе метода стохастического градиента и рекурсивного метода наименьших квадратов. Проведён сравнительный анализ эффективности линеаризации реального передающего тракта системы с двухполосной передачей с помощью корректоров, построенных на основе различных алгоритмов.

Ключевые слова: усилитель мощности, параллельная двухполосная передача данных, метод цифровых предыскажений, адаптивные алгоритмы.

DIGITAL PREDISTORTION FOR CONCURRENT DUAL-BAND POWER AMPLIFIER

L. I. Averina, A. O. Kuznetsov, O. V. Bugrov

Voronezh State University

Abstract. A two-dimensional polynomial model of a digital predistortion is considered for linearizing a power amplifier with parallel two-way data transmission. Analytical relations for adaptive updating of the corrector coefficients are derived on the basis of the stochastic gradient method and the recursive least squares method. A comparative analysis of the linearization efficiency for a real transmission path of a dual-band system using correctors based on various algorithms is carried out.

Keywords: power amplifier, dual-band systems, digital predistortion, algorithms for adaptation.

Введение

Стремительное развитие современных беспроводных систем связи приводит к необходимости постоянного увеличения потока передаваемой информации. Для достижения более высоких скоростей передачи данных в условиях ограниченных частотных ресурсов перспективным и экономически выгодным решением являются параллельные двухполосные системы беспроводной связи [1]. Параллельная передача позволяет эффективно использовать аппаратные средства системы связи, а именно, использовать один передатчик сразу для двух независимых приемников, а также обеспечивает совместимость систем, работающих с разными стандартами. В таких системах сигналы на разных, но близко расположенных несущих частотах объединяются и затем усиливаются одним широкополосным усилителем мощности.

Хотя такой подход обеспечивает высокую спектральную эффективность передаваемой информации, однако приводит к увеличению пик-фактора совокупного сигнала. Это в сочетании с нелинейными свойствами усилителя мощности способствует возникновению внутриполосных и внеполосных помех, искажающих выходные сигналы

и ухудшающих передачу по соседним каналам. И если внеполосные компоненты сигнала можно подавить простой фильтрацией, то с внутриполосными помехами приходится бороться специальными методами.

В настоящее время активно развиваются цифровые методы линеаризации передаточной характеристики усилителя мощности. Энергоэффективным и экономически выгодным способом снижения нелинейных искажений сигналов на выходе усилителя является метод цифровых предыскажений [2]. Он заключается в предварительном искажении сигнала, поступающего на вход усилителя мощности, цифровым корректором, передаточные характеристики которого обратны передаточным характеристикам усилителя. Такой подход обеспечивает эффективную линеаризацию передающего тракта при сохранении высокого КПД усилителя мощности.

В отличие от однополосной передачи параллельная двухполосная передача сигнала приводит к более сложным искажениям на выходе усилителя мощности. В этом случае наряду с продуктами интермодуляции различных частотных составляющих каждого сигнала возникают продукты перекрестной модуляции, обусловленные взаимным влиянием сигналов на разных несущих частотах [3]. Таким образом, традиционные однополосные методы цифровых предыскажений не в состоянии полностью компенсировать искажения в таких системах. Поэтому развитие и исследование метода цифровых предыскажений для систем с параллельной двухполосной передачей данных требует особого внимания.

В работе ставилась задача вывести аналитические соотношения для адаптивного обновления коэффициентов двумерной полиномиальной модели корректора на основе метода стохастического градиента и рекурсивного метода наименьших квадратов и провести сравнительный анализ эффективности линеаризации реального передающего тракта системы с двухполосной передачей с помощью корректоров, построенных на основе различных алгоритмов с использованием экспериментальных измерений.

БЕССТРУКТУРНАЯ МОДЕЛЬ КОРРЕКТОРА ДЛЯ СИСТЕМ С ДВУХПОЛОСНОЙ ПЕРЕДАЧЕЙ ДАННЫХ

Нелинейность усилителя мощности в случае двухполосной передачи данных приводит к более сильным искажениям излучаемого сигнала из-за возникновения продуктов перекрестной модуляции между частотными составляющими сигналов разных полос. Поэтому нелинейная передаточная характеристика усилителя для каждой полосы должна быть описана двумерной функцией от сигналов, присутствующих в обеих полосах [4]. Поэтому и модель двухполосного цифрового корректора будет состоять из двух независимых блоков, реализующих предыскажение каждого из суммарных сигналов, поступающих на вход усилителя мощности. При этом каждый блок имеет два входа, на которые подаются сигналы обеих полос (рисунок 1). Такая архитектура корректора гарантирует учет как внутриполосных продуктов интермодуляции, так и продуктов перекрестной модуляции.

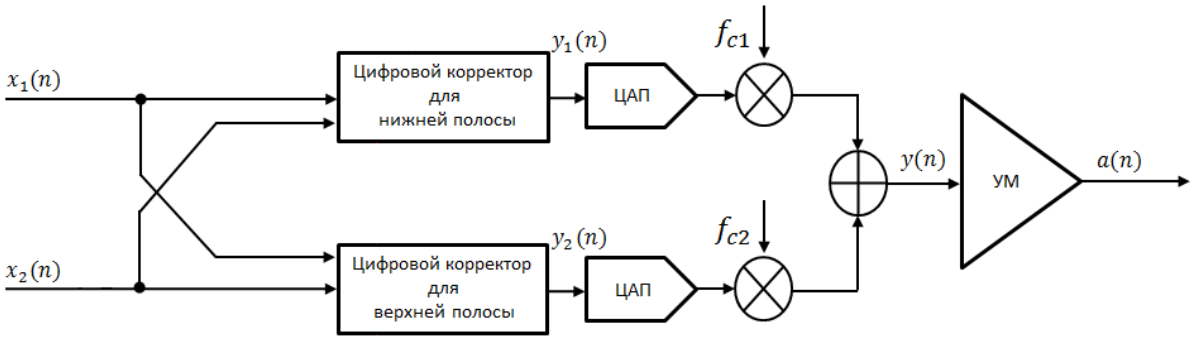


Рис. 1. Блок-схема передающей системы с цифровыми предыскажениями при параллельной двухполосной передаче данных

Наиболее простой, но достаточно точно описывающей поведение реального устройства, моделью для усилителя мощности и соответственно корректора в случае параллельной двухполосной передачи данных является полиномиальная модель с памятью, описываемая соотношениями:

$$y_1(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{r=0}^{k} \sum_{m=0}^{M} A^1_{k,r,m} x_1(n-m)|x_1(n-m)|^{k-r}|x_2(n-m)|^r, \quad (1)$$

$$y_2(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{r=0}^{k} \sum_{m=0}^{M} A^2_{k,r,m} x_2(n-m)|x_2(n-m)|^{k-r}|x_1(n-m)|^r, \quad (2)$$

где K и M – степень нелинейности полинома и глубина памяти модели соответственно, $y_1(n)$ и $y_2(n)$ – комплексные огибающие выходных сигналов, сосредоточенных вокруг несущих частот в нижней полосе f_{c1} и верхней полосе f_{c2} соответственно, $x_1(n)$ и $x_2(n)$ – комплексные огибающие входных сигналов для каждой полосы, $A^1_{k,r,m}$ и $A^2_{k,r,m}$– коэффициенты модели для каждой полосы.

АЛГОРИТМЫ ИДЕНТИФИКАЦИИ ЦИФРОВЫХ КОРРЕКТОРОВ

При построении корректора решается задача его идентификации - определение коэффициентов бесструктурной модели. Для идентификации цифровых корректоров обычно используется обратная архитектура обучения, которая позволяет избежать процедуры построения модели усилителя. Тогда в качестве входных данных модели корректора используются измеренные отсчёты сигнала на выходе усилителя, нормированные на требуемый коэффициент усиления, а в качестве выходных данных – отсчёты входного сигнала.

Один из алгоритмов определения коэффициентов модели корректора основан на методе наименьших квадратов (*LS*) и приводит для полиномиальной модели к системе линейных уравнений, которая в матричном представлении принимает вид:

$$Y = X \cdot H, \quad (3)$$

где Y – вектор выходных отсчётов, H – вектор искомых параметров, X – матрица входных отсчётов, строчка в которой имеет в соответствие с формулой (1) следующий вид (K=3, M=2):

$x(n) = x_1(n), x_1(n)|x_1(n)|, x_1(n)|x_2(n)|, x_1(n)|x_1(n)|^2, x_1(n)|x_1(n)||x_2(n)|, x_1(n)|x_2(n)|^2, \ldots$(4)

Решение данной системы имеет вид:

$$H = X^+ \cdot \mathrm{Y} = (X^* X)^{-1} X \cdot \mathrm{Y}, \quad (5)$$

где знак «+» описывает процедуру псевдообращения Мура–Пенроуза.

Из данного выражения видно, что *LS*-алгоритм обладает высокой вычислительной сложностью, что ограничивает его применение в реальных системах. Поэтому в работе были выведены соотношения для адаптивного обновления коэффициентов цифрового корректора представленной выше двухполосной модели на основе метода стохастического градиента (*LMS*) и рекурсивного метода наименьших квадратов (*RLS*).

LMS-алгоритм, используемый для идентификации коэффициентов цифрового корректора, принадлежит к классу алгоритмов стохастического градиентного поиска и является наиболее широко используемым на практике благодаря тому, что его вычислительная сложность наименьшая среди всех известных алгоритмов адаптивной фильтрации.

Работа алгоритма показана на примере полосы 1 в соответствие с формулой (1):

$$\alpha_1(n) = d(n) - A^1_{k,r,m}(n) x_1(n-m)|x_1(n-m)|^{k-r}|x_2(n-m)|^r, \quad (6)$$

$$A^1_{k,r,m}(n+1) = A^1_{k,r,m}(n) + 2\mu\alpha_1(n) x_1(n-m)|x_1(n-m)|^{k-r}|x_2(n-m)|^r, \quad (7)$$

где n – номер итерации, d – целевой сигнал, x_1, x_2 – входные сигналы первой и второй полосы соответственно, $A^1_{k,r,m}$ – идентифицируемые коэффициенты. На первой итерации: $x_{1,2}(0) = 0$, $A^1_{k,r,m} = 0$. Для нашей задачи коэффициенты выбраны одинаковые для обеих полос $\mu = 0{,}035$. Для второй полосы формулы аналогичны.

RLS-алгоритм основан на минимизации квадратичной целевой функции по обобщенному методу наименьших квадратов. Данный алгоритм обладает более быстрой сходимостью, но в то же время является более вычислительно затратным по сравнению с *LMS*-алгоритмом.

Соотношения на примере идентификации одного коэффициента $A^1_{k,r,m}$ для сигнала первой полосы на основе *RLS*-алгоритма выглядят следующим образом:

$$g(n) = \frac{R_N^{-1}(n-1)x_1(n-m)|x_1(n-m)|^{k-r}|x_2(n-m)|^r}{\lambda + x_1(n-m)|x_1(n-m)|^{k-r}|x_2(n-m)|^r R_N^{-1}(n-1)x_1(n-m)|x_1(n-m)|^{k-r}|x_2(n-m)|^r}, \quad (8)$$

$$R_N^{-1}(n) = \lambda^{-1}\begin{bmatrix} R_N^{-1}(n-1) - g_N(n)x_1(n-m) \\ |x_1(n-m)|^{k-r}|x_2(n-m)|^r R_N^{-1}(n-1) \end{bmatrix}, \quad (9)$$

$$\alpha(n) = d(n) - A^1_{k,r,m}(n) x_1(n-m)|x_1(n-m)|^{k-r}|x_2(n-m)|^r, \quad (10)$$

$$A^1_{k,r,m}(n+1) = A^1_{k,r,m}(n) + g(n)\,\alpha^*(n), \quad (11)$$

где n – номер итерации, d – целевой сигнал, x_1, x_2 – входные сигналы первой и второй полосы соответственно, $A^1_{k,r,m}$ – идентифицируемые коэффициенты, R – корреляционная матрица, I_N – единичная матрица размерности N x N. На первой

итерации: $x_{1,2}(0) = 0,\ A^1_{k,r,m} = 0,\ R_N^{-1}(0) = \delta^{-2} I_N$. Коэффициенты: $\delta = 0{,}02 * var(x)$, $\lambda = 0{,}9999$.

КРИТЕРИИ ОЦЕНКИ ЛИНЕЙНОСТИ СИСТЕМЫ

Для того, чтобы оценить эффективность работы цифрового корректора, необходимо ввести соответствующие критерии. Так количественной мерой линейности системы часто выступает параметр *ACPR*, который описывает уровень внеполосных излучений сигнала и определяется соотношением:

$$ACPR = 10 \cdot log_{10}\left(\frac{P_{\text{сос.кан.}}}{P_{\text{осн.кан.}}}\right), \text{дБ} \quad (12)$$

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

Качественной мерой работы системы связи служит параметр *EVM*, который характеризует уровень внутриполосных искажений сигнала. Он показывает, как изменяется положение точек модуляции на диаграмме созвездия при возникновении нелинейных искажений:

$$EVM = \frac{\sum_i \sqrt[2]{(I_{вх}(i) - I_{вых}(i))^2 + (Q_{вх}(i) - Q_{\text{вых}}(i))^2}}{\sum_i \sqrt[2]{I^2_{вх}(i) + Q^2_{вх}(i)}} \cdot 100\%, \quad (13)$$

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

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЦИФРОВЫХ КОРРЕКТОРОВ НА ОСНОВЕ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ДАННЫХ

Для проведения сравнительного анализа эффективности линеаризации двухполосной системы с помощью цифровых корректоров, построенных на основе различных алгоритмов идентификации, был разработан автоматизированный измерительный комплекс, представленный на рисунке 2. В качестве тестируемого устройства использовался однокаскадный усилитель мощности дециметрового диапазона, а в качестве тестовых сигналов - два 16QAM-сигнала с полосой 1 МГц, разнесенные в частотной области на 6 МГц. Широкополосный суммарный сигнал генерировался на одной несущей частоте и поступал на вход усилителя мощности. С выхода усилителя сигналы принимались отдельно каждый на своей несущей частоте. Для устранения внеполосных искажений принятые сигналы отфильтровывались ФНЧ с полосой 3 МГц. На основе измеренных отсчетов выходных сигналов и имеющихся отсчетов входных сигналов решалась задача идентификации цифрового корректора для каждой полосы отдельно. Параметрами используемой двумерной полиномиальной модели с памятью служили степень нелинейности *K*=3 и глубина памяти *M*=2. При решении учитывались только нечетные степени нелинейности полинома, что незначительно повлияло на эффективность работы модели, но значительно сократило ее вычислительную сложность. После определения коэффициентов цифрового корректора с помощью различных алгоритмов осуществлялась линеаризация рассматриваемой системы. Для этого сигналы предыскажались отдельно каждый в своей полосе, затем складывались, вновь подавались на вход усилителя мощности и принимались с его

выхода по отдельности. По полученным измерениям и введённым выше критериям оценивалась эффективность работы корректоров, построенных с применением различных алгоритмов идентификации.

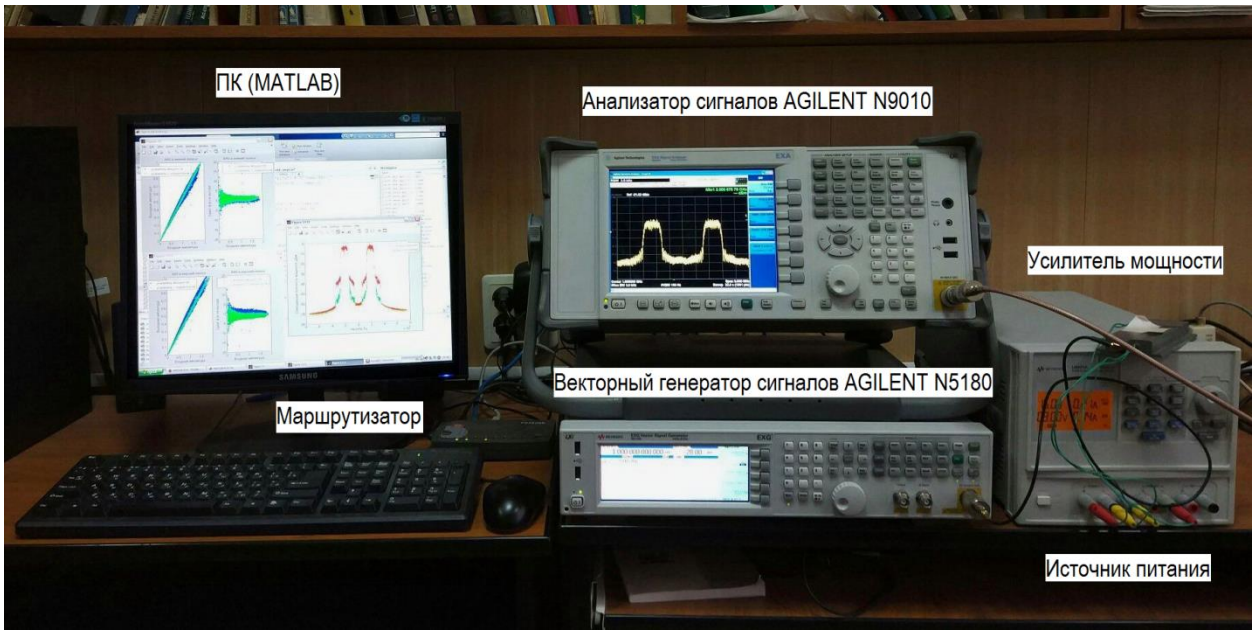


Рис.2. Измерительный комплекс

При проведении сравнительного анализа алгоритмов идентификации корректоров исследовалось также влияние совместной мощности передаваемых сигналов на эффективность цифровой линеаризации. Так на рисунке 3 представлены результаты измерений *ACPR* в зависимости от мощности входного сигнала до и после применения цифрового корректора в каждой полосе. Здесь *LS* – прямой метод идентификации на основе псевдообращения Мура-Пенроуза, *LMS* и *RLS* – адаптивные методы идентификации на основе *LMS*- и *RLS*-алгоритмов. На рисунке 4 показаны результаты измерений *EVM* в зависимости от мощности входного сигнала до и после применения цифрового корректора в каждой полосе. Из полученных результатов видно, что цифровой корректор на основе рассмотренной модели позволяет линеаризовать передающий тракт системы с двухполосной передачей данных, снижая уровень внеполосных и внутриполосных нелинейных искажений. Так для анализируемого усилителя мощности уровень *ACPR* снижается на 4-10 дБ, а величина *EVM* – на 3-8% в зависимости от мощности входного сигнала. Однако при переходе усилителя в сильно нелинейный режим работы эффективность цифрового корректора будет снижаться до тех пор, пока его влияние не станет незначительным. На основе этого можно определить максимальное значений мощности входного сигнала, при котором цифровой корректор способен обеспечивать эффективную работу.

Также видна разница в эффективности работы корректоров, построенных на основе различных алгоритмов, которая по уровню *ACPR* составляет 5дБ. Однако можно заметить, что с увеличением мощности излучаемого сигнала снижается выигрыш в коррекции при использовании *LS*- и *RLS*-алгоритмов идентификации по сравнению с *LMS*-алгоритмом.

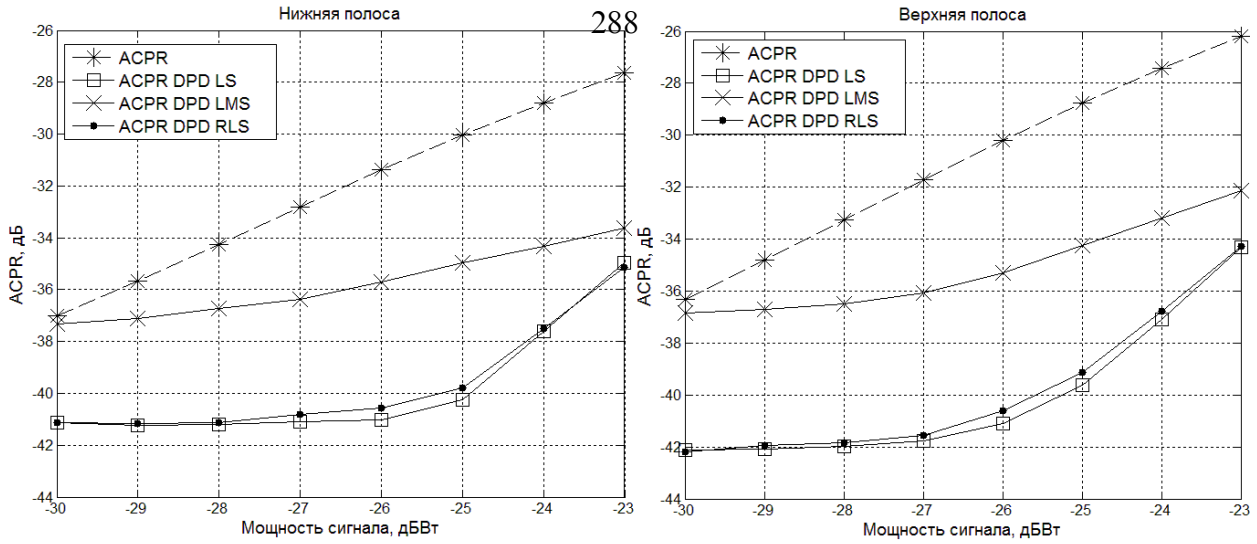


Рис.3. Зависимость *ACPR* от мощности сигнала на входе усилителя в нижней и верхней полосе

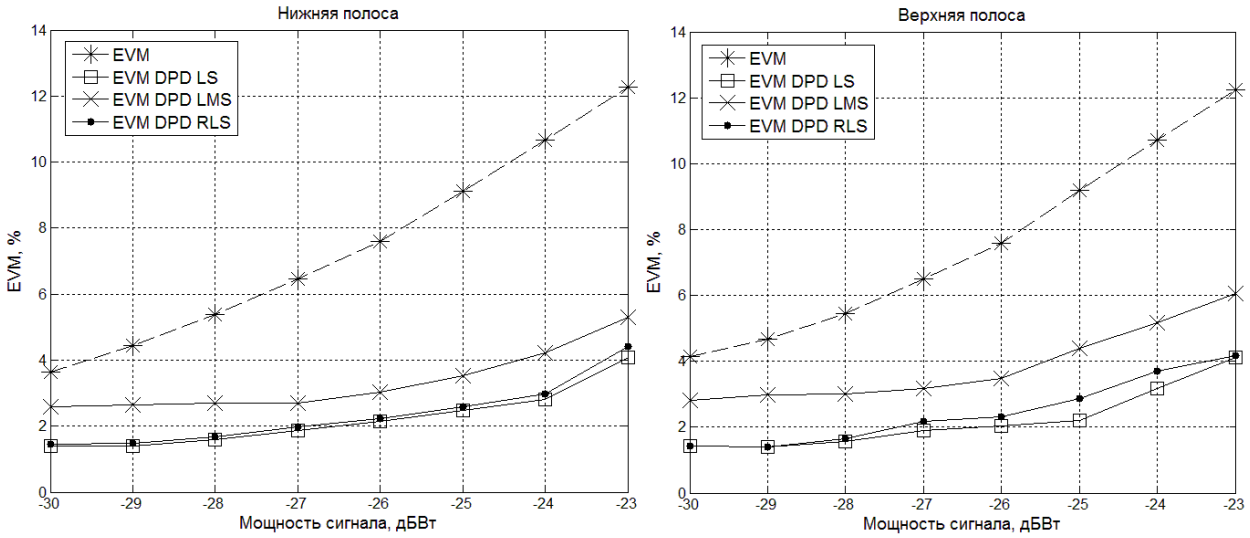


Рис. 4. Зависимость *EVM* от мощности сигнала на входе усилителя в нижней и верхней полосе

Заключение

В работе рассмотрена двумерная полиномиальная модель цифрового корректора для линеаризации усилителя мощности при параллельной двухполосной передаче данных. Выведены аналитические соотношения для адаптивного обновления коэффициентов корректора на основе метода стохастического градиента и рекурсивного метода наименьших квадратов. Проведён сравнительный анализ эффективности линеаризации реального передающего тракта системы с двухполосной передачей с помощью корректоров, построенных на основе различных алгоритмов, при различных значениях мощности передаваемого сигнала. Результаты данного исследования могут найти применение при выборе архитектуры цифрового корректора и алгоритмов его идентификации для линеаризации передающего тракта системы с параллельной двухполосной передачей.

Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта РФФИ №16-07-01238А.

Литература

1. Rawat K. Dual the band and optimize / K. Rawat, M. S. Hashmi, and F. M. Ghannouchi // IEEE Microw. Mag. - 2012. - Vol.13, no. 2. - pp. 69 – 82.
2. Аверина Л.И. Повышение линейности передающего тракта методом цифровых предыскажений / Л.И. Аверина, А.М. Бобрешов, В.Д. Шутов // Нелинейный мир. – 2013. - №10. - С.720-727.
3. Roblin P. Concurrent linearization: The state of the art for modeling and linearization of multiband power amplifiers / P. Roblin, C. Quindroit, N. Naraharisetti, S. Gheitanchi, and M. Fitton // IEEE Microw. Mag. - 2013. - Vol.14, no. 7. - pp. 75 – 91.
4. Ghannouchi, F. Behavioral modelling and predistortion of wideband wireless transmitters / F. Ghannouchi, O. Hammi, M. Helaoui. – Wiley, 2015. – 253 p.

References

1. Rawat K. Dual the band and optimize / K. Rawat, M. S. Hashmi, and F. M. Ghannouchi // IEEE Microw. Mag. - 2012. - Vol.13, no. 2. - pp. 69 – 82.
2. Averina L.I. Increasing the linearity of the transmission path by digital predistortions/ Averina L.I., Bobreshov A.M., Shutov V.D. // Nonlinear world, 2013, No. 10. – Pp. 720-727
3. Roblin P. Concurrent linearization: The state of the art for modeling and linearization of multiband power amplifiers / P. Roblin, C. Quindroit, N. Naraharisetti, S. Gheitanchi, and M. Fitton // IEEE Microw. Mag. - 2013. - Vol.14, no. 7. - pp. 75 – 91.
4. Ghannouchi, F. Behavioral modelling and predistortion of wideband wireless transmitters / F. Ghannouchi, O. Hammi, M. Helaoui. – Wiley, 2015. – 253 p.

АЛГОРИТМЫ ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОИЗОБРАЖЕНИЙ ОБЪЕКТОВ В РАДИОМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ

С. М. Гудков

Рязанский государственный радиотехнический университет (РГРТУ)/
АО «Рязанская радиоэлектронная компания», Рязань, Россия, S.M.Gudkov@yandex.ru

Аннотация. В плане концепции пространственно-временной обработки радиоизображений рассмотрены алгоритмы формирования радиометрических изображений объектов, позволяющие повысить пространственное разрешение изображений и скорость выполнения операций. Положительный эффект достигается применением двухэтапной процедуры восстановления радиоизображений, а также за счет комплексирования изображений, полученных в разных спектральных диапазонах. Работоспособность алгоритмов подтверждается результатами моделирования и натурных испытаний.

Ключевые слова: радиоизображение, радиометрическая система, восстановление и комплексирование изображений.

ALGORITHMS FOR FORMING RADIO IMAGES OF OBJECTS IN THE RADIOMETRIC SYSTEM

S. M. Gudkov

Ryazan State Radio Engineering University (RSREU)/
AO Ryazan radio-electronic company, Ryazan, Russia, S.M.Gudkov@yandex.ru

Abstract. In terms of the concept of spatio-temporal processing of radio images, algorithms for the formation of radiometric images of objects are considered that allow increasing the spatial resolution of images and the speed of operations. A positive effect is achieved by using a two-stage procedure for reconstructing radio images, and also by combining the images obtained in different spectral ranges. The efficiency of algorithms is confirmed by the results of modeling and full-scale tests.

Keywords: radio image, radiometric system, restoration and integration of images.

1. Введение

В настоящее время востребовано направление, связанное с построением мобильных портативных радиотехнических устройств наблюдения за наземными и воздушными объектами, легко перевозимых на легковых автомобилях и развертываемых на местности. Такими являются радиометрические комплексы миллиметрового диапазона длин волн с малыми антеннами, механически сканирующими по пространству [1-2].

Несмотря на очевидные преимущества скрытности и всепогодности радиометрических систем, их скорость формирования изображений и четкость самих изображений проигрывают по сравнению с системами оптического и инфракрасного диапазонов длин волн. В связи с этим возникает необходимость повышения эффективности функционирования мобильных сканирующих радиометрических систем при наблюдении за неподвижными и движущимися объектами. Цель исследований − расширение функциональных возможностей радиометра при наблюдении за объектами

за счет разработки методов и алгоритмов повышения пространственной разрешающей способности радиотепловых изображений.

2. Постановка задач

Задачи исследования. 1. Построение концепции пространственно-временной обработки изображений объектов в многопозиционной системе радиометров, позволяющей комплексно решать задачи эффективного формирования и анализа изображений, а также организации системы с повышенной надежностью ее работы и точностью оценивания координат объектов.

2. Разработка и исследование алгоритмов двухэтапного восстановления изображений в пространственной и частотной областях для одно- и многоканальной системы, позволяющие на этапе пространственной обработки повысить скорость и точность восстановления.

3. Разработка и исследование алгоритмов комплексирования и анализа изображений разных спектральных диапазонов, позволяющих повысить четкость изображений объектов с сохранением их радиояркостных характеристик.

4. Разработка и исследование алгоритмов взаимной ориентации систем координат радиометров и оценивания дальностей до объектов, позволяющих на этапе пространственной обработки определять пространственные координаты одновременно нескольких объектов.

Математическая модель радиоизображения (РИ). При фиксированном угловом положении антенна радиометра в момент времени t аккумулирует действие поля $\{u(t,\theta,\phi,\omega)\}$ в угломерной области $G_{\theta,\phi}$, ограниченной шириной диаграммы направленности антенны (ДНА на уровне 0,5 мощности), в заданном диапазоне частот $\Omega=[\omega_1,\omega_2]$ и формирует сигнал $s(t)$. После прохождения ВЧ-усилителя этот сигнал представлен интегральной моделью вида:

$$s(t)=\gamma(t)\iint\limits_{G_{\theta,\varphi}} g(\theta,\varphi)\,d\theta\,d\varphi\int\limits_{\Omega} u(t,\theta,\varphi,\omega)\,d\omega+\xi(t) \qquad (1)$$

где интегрирование ведется по областям $G_{\theta,\varphi}$ и Ω; $g(\theta,\varphi)$ − нормированная ДНА; $u(t,\theta,\phi,\omega)=U(t,\theta,\phi)\sin(\omega\, t+\psi)$ − периодическая модель составляющей сигнала на входе со случайной амплитудой $U=U(t,\theta,\phi)$, зависящей от угловых координат θ, φ и флуктуирующей во времени t со средним значением $\bar{U}(\theta,\phi)$, со случайной фазой ψ, равномерно распределенной на $[0, 2\pi]$; $\gamma(t)$ − мультипликативный шум, порождаемый случайной фазой ψ (в дальнейшей модели после НЧ-фильтрации усредняется); $\xi(t)$ − белый шум аппаратуры.

После прохождения тракта первичной обработки, включающего операции детектирования, низкочастотной фильтрации и аналого-цифрового преобразования, модель сигнала в q-м канале обработки (Q – количество каналов), отличающимся частотным спектром принимаемого сигнала, принимает следующий вид:

$$y_q(i,j) = \sum_{i_1=-m}^{m} \sum_{j_1=-n}^{n} \alpha_q(i_1, j_1)\, x_q(i+i_1, j+j_1) + p_q(i,j),\ q = \overline{1,Q}, \qquad (2)$$

где $y_q(i,j)$ − амплитуда сигнала, запомненная в регистрирующем процессоре при *i*-м положении линии визирования антенны по углу места θ_i и азимуту ϕ_j; $\alpha_q(i,j)$ − аппаратная функция (АФ) радиометра, описывающая действие тракта первичной обработки на принимаемый сигнал (1); $x(i,j)$ − искомое радиояркостное изображение теплового поля излучения, принимаемого в *q*-м частотном спектре по ширине ДНА и представленное в *i*, *j*-х элементах дискретизации; $p_q(i,j)$ − шумы тракта первичной обработки (белый шум) [3].

По результатам сканирования по азимуту (по *j*) и углу места (по *i*) формируются *M*x*N*–матрицы радиоизображений $Y_q = \{y_q(i,j)\}$, $i = \overline{1,M}$, $j = \overline{1,N}$, $q = \overline{1,Q}$. Далее совокупность матриц Y_q, $q = \overline{1,Q}$, поступает на алгоритмы формирования изображений.

3. Методы решения задач

1. Концепция пространственно-временной обработки изображений. Предлагаемая концепция [4] сводится к следующему.

1. Взаимно удаленные на базовые расстояния радиометры *K* ($K \geq 2$) наблюдают *m* объектов в пространстве. В матрицах РИ радиометров выполняются операции сегментации изображений объектов и определяются векторы параметров сегментов, включающие координаты центра сегмента, время его образования, среднюю амплитуду и геометрические характеристики.

2. В каждом периоде сканирования радиометров осуществляется классификация векторов параметров по принадлежности тем или иным объектам на основе определенного критерия сопряжения векторов. Для установленных сопряженных пар находятся дальности до объектов и оцениваются их пространственные координаты.

3. В последовательности периодов сканирования осуществляется вторичная классификация векторов в группы по принадлежности тем или иным объектам с учетом модели изменения параметров векторов, принадлежащих объектам, и критерия правильности классификации. Вычисляются оценки траекторных параметров для каждой группы, показатели правдоподобия которой удовлетворяют критерию классификации.

4. По истечении определенного числа периодов сканирования осуществляется выделение наилучших непересекающихся групп векторов с наилучшими показателями правдоподобия. Оценки траекторных параметров этих групп передаются на сопровождение.

Концепция повышения точности и надежности работы системы. Для повышения надежности системы предлагается [4] следующая концепция.

1. Взаимно удаленные на базовые расстояния радиометры общим числом K ($K > 2$) наблюдают m объектов в пространстве. В матрицах РИ радиометров выполняются операции сегментации изображений объектов и находятся центры их сегментов.

2. Параллельно выполняются K однотипных операций для K схем работы системы. При выполнении операций в k-й схеме ($k = \overline{1, K}$) считается, что k-й радиометр является основным, а остальные K – 1 радиометров являются по отношению к нему вспомогательными и пересчитывают свои координаты в систему координат k-го наблюдателя.

3. В каждой из K – 1 пар наблюдателей устанавливаются сопряженные пары векторов параметров сегментов и вычисляются пространственные координаты объектов. Запоминается показатель сопряжения, отвечающий заданному критерию наилучшего сопряжения.

4. Среди параллельно выполненных K схем выбирается k_1-я схема, $k_1 \in \{1, 2, ..., K\}$, и k_1-й основной наблюдатель с наилучшим показателем сопряжения. Найденные для данной схемы оценки пространственных координат m объектов передаются на сопровождение объектов.

5. Если происходит отказ в работе выбранной схемы с основным радиометром, то найденные для данной схемы координаты объектов не используются, а выбирается следующая параллельно выполненная k_2-я схема, $k_2 \in \{1, 2, ..., K\}$, $k_2 \neq k_1$, и основной радиометр с лучшим показателем сопряжения. Полученные координаты объектов передаются на сопровождение.

6. По этому принципу в случае отказа второй схемы осуществляется переход к третьей и т.д. до (K – 1)-й схемы. При этом надежность системы с параллельной обработкой информации определяется тем, что при вероятности p безотказной работы каждого наблюдателя хотя бы 2 из K наблюдателей будут работать надежно. С применением формулы Бернулли получается вероятность p_K безотказной работы системы:

$$P_K = 1 - (1 - p)^K - K\,p(1 - p)^{K-1}. \qquad (3)$$

Вместе с повышением надежности системы для $K > 2$ наблюдателей также увеличивается точность определения координат объектов в силу выбора наилучших вариантов сопряжения и соответствующих им оценок дальности.

2. Двухэтапное восстановление для одного канала. В ряде случаев АФ $\alpha(i, j)$ разделяется по переменным [5] и представляется как:

$$\gamma(i, j) = \alpha(i) \cdot \beta(j), \qquad (4)$$

Тогда выражение (2) для одного канала ($Q = 1$) принимает вид:

$$y(i, j) = \sum_{i_1=-m}^{m} \alpha(i_1) \sum_{j_1=-n}^{n} x(i + i_1, j + j_1) \cdot \beta(j_1) + p(i, j), \qquad (5)$$

что позволяет представить (5) в матричной форме:

$$Y = A \cdot X \cdot B + P, \qquad (6)$$

где X, Y, A, B, P − матрицы соответствующих размеров.

Оптимальная оценка матрицы X для модели (6) находится минимизацией следа Sp следующего матричного выражения:

$$Sp[(Y - AXB)^T \cdot (Y - AXB)] \to \min, \quad (7)$$

Условие (7) соответствует критерию метода наименьших квадратов (МНК).

Результатом минимизации (7) являются МНК-оценка X^* матрицы X вида:

$$X^* = (A^T A + \delta \cdot E_1)^{-1} A^T \cdot Y \cdot B^T (BB^T + \delta \cdot E_2)^{-1}, \quad (8)$$

где $\delta > 0$ − малый параметр регуляризации, необходимый для устойчивого обращения матриц; E_1 и E_2 − MxM и NxN-единичные матрицы.

Вычисление (8) удобно осуществлять в два этапа.

1. Вначале вычисляется MxN-матрица Z^* промежуточных оценок:

$$Z^* = Y \cdot B^T (B^T B + \delta \cdot E_2)^{-1} = Y \cdot H_B. \quad (9)$$

2. Затем вычисляется MxN-искомая матрица X^*:

$$X^* = (A^T A + \delta \cdot E_1)^{-1} A^T \cdot Z^* = H_A \cdot Z^*. \quad (10)$$

Матрицы весовых коэффициентов H_A, H_B вычисляются заранее с использованием процедур обращения матриц:

$$H_A = (A^T A + \delta \cdot E_1)^{-1} A^T, \; H_B = B^T (BB^T + \delta \cdot E_2)^{-1}. \quad (11)$$

Алгоритм двухэтапного восстановления, основанный на (9), (10) следующий.

1. Заранее составляются матрицы A и B.

2. Заранее по формулам (11) вычисляются матрицы весовых коэффициентов H_A и H_B.

3. В процессе сканирования антенны радиометра по азимуту формируется i-я N-строка $\overline{y}_i^T$ матрицы наблюдений Y.

4. Строка $\overline{y}_i^T$ умножается последовательно на N столбцов матрицы H_B, и полученная последовательность чисел заполняет i-ю строку $\overline{z}_i^T$ матрицы Z^*.

5. Операции пп. 2, 3 повторяются при изменении угла места антенны для i=1,2,…,M. В результате полностью заполняется матрица Z^*.

6. По завершении операций сканирования антенны матрицы Z^* умножается справа на матрицу весовых коэффициентов H_A. В результате образуется матрица восстановленного изображения X^* с повышенным пространственным разрешением.

3. Алгоритм комплексирования изображений объектов, полученных в разных спектральных диапазонах.

Для модели (2) при Q = 2 задача заключается в нахождении оценок $\hat{X}_1 = \{\hat{x}_1(i, j)\}$ и $\hat{X}_2 = \{\hat{x}_2(i, j)\}$ искомых матриц X_1 и X_2 с пространственным разрешением матрицы

Y_2 (с более узкой ДНА) и сохранением температурных характеристик двух частотных диапазонов.

Алгоритм совместной обработки радиоизображений [6] заключается в следующем .

1. В результате сканирования первой антенны радиометра с широкой ДНА по азимуту и углу места зоны обзора формируется матрица изображения $Y_1 = \{y_1(i, j)\}$ с элементами $y_1(i, j)$.

2. Одновременно вторая антенна радиометра с узкой ДНА сканирует ту же зону обзора, в результате чего формируется вторая матрица изображения $Y_2 = \{y_2(i, j)\}$ модели (2) при $q = 2$.

3. Пропущенные при сканировании антенн строки матриц Y_1 и Y_2 заполняются методом интерполяции (линейной, биквадратной или бикубической) путем обработки элементов каждой пары соседних наблюдаемых строк.

4. Матрица Y_2 разбивается на K непересекающихся однородных по амплитуде подобластей D_1, D_2,…, D_K с помощью оператора сегментации, и каждому элементу сегмента присваивается средняя радиояркостная температура подобласти. В результате сегментации получается матрица $S = \{S(i, j)\}$, где $S(i, j)$ – номер сегмента, которому принадлежит i-й, j-й элемент матрицы Y_2, поставленный в соответствие i-му, j-му элементу матрицы Y_1.

5. В матрице Y_1 для каждого s-го сегмента вычисляется средняя радиометрическая амплитуда $\tilde{y}_1(s)$ усреднением i-х, j-х элементов с меткой s:

$$\tilde{y}_1(s) = (1/n_s)\sum_i \sum_j y_1(i, j),\ i, j : S(i, j) = s,$$

где n_s – количество элементов матрицы Y_1 с меткой s.

6. Полученная средняя амплитуда присваивается всем i-м, j-м элементам матрицы Y_1 с меткой s и запоминается как $\hat{x}_1(i, j) = \tilde{y}_1(s)$.

7. В результате из матрицы Y_1 формируется матрица $\hat{X}_1 = \{\hat{x}_1(i, j)\}$ изображения с пространственным разрешением матрицы Y_2 и температурными характеристиками первого частотного диапазона.

Замечание. Дополнительно матрицы Y_1 и Y_2 могут подвергаться операциям восстановления изображений, что позволяет повысить четкость изображений.

4. Алгоритм взаимной ориентации систем координат радиометров. От точности установления взаимной ориентации систем координат двух пространственно удаленных радиометров зависит точность оценивания пространственных координат объектов.

Для взаимной ориентации систем координат двух радиометров одновременно с выбором пар сопряженных точек предложен метод [4], который заключается в следующем.

1. Два радиометра размещаются в пространстве так, что прямоугольная правая система координат первого радиометра $\{O_1, X_1, Y_1, Z_1\}$ приводится к системе координат второго $\{O_2, X_2, Y_2, Z_2\}$ поворотом вокруг осей O_1X_1, O_1Y_1 и параллельным переносом $b = (\Delta x, \Delta y, \Delta z)$. Оси O_1Z_1 и O_2Z_2 направлены в сторону объектов наблюдения.

2. Наблюдаются m $(m \geq 4)$ контрольных малоразмерных объектов. Изображения объектов в матрицах РИ радиометров сегментируются и находятся центры сегментов с угловыми координатами ϕ, θ азимута и угла места. На основе угловых координат определяются орты векторов направлений на центры объектов в системах координат радиометров:

$$a = (\cos\theta \sin\phi, \sin\theta, \cos\theta \cos\phi)^T, \tag{12}$$

с координатами $x_o = \cos\theta \sin\phi$, $y_o = \sin\theta$, $z_o = \cos\theta \cos\phi$, $x_o^2 + y_o^2 + z_o^2 = 1$.

Обозначим $a_2(i)$, $i = \overline{1,m}$, орты направлений на *i*-е объекты в системе координат второго радиометра и $a_1(j)$, $j = \overline{1,m}$, орты направлений в системе первого, причем соответствие между *i* и *j* по принадлежности одному объекту заранее не установлено. Центры объектов – точки $M_2(i)$ и $M_1(j)$ с координатами *X*, *Y*, *Z* связаны с ортами направлений: $M_2(i) = r_2(i)a_2(i)$, $M_1(j) = r_1(j)a_1(j)$, где $r_2(i)$ и $r_1(j)$ − наклонные дальности до объектов, измеряемые в *i*-м и *j*-м направлениях независимо (например, с помощью лазерного дальномера).

3. Рассматриваются $m!$ вариантов соединения точек первого и второго наблюдателей в m неповторяющихся сопряженных пар $M_2(i)$ и $M_1(j_i)$ $i = \overline{1,m}$, $j_i \in \{1, 2, ..., m\}$, где номер j_i поставлен в соответствие номеру *i*, и в системе координат второго наблюдателя составляется система *m* уравнений связи координат сопряженных точек:

$$M_2(i) - PM_1(j_i) - b = e_i,\ i = \overline{1,m}, \tag{13}$$

$P = P_z P_y P_x$ − матрица поворота вокруг трех осей 1-й системы координат:

$$P = \begin{pmatrix} p_1 & p_2 & p_3 \\ p_4 & p_5 & p_6 \\ p_7 & p_8 & p_9 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} c_z & -s_z & 0 \\ s_z & c_z & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} c_y & 0 & -s_y \\ 0 & 1 & 0 \\ s_y & 0 & c_y \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & c_x & -s_x \\ 0 & s_x & c_x \end{pmatrix}, \tag{14}$$

где $c_x = \cos\alpha$; $s_x = \sin\alpha$; $c_y = \cos\beta$; $s_y = \sin\beta$; $c_z = \cos\gamma$; $s_z = \sin\gamma$; α, β, γ − углы поворота вокруг осей O_1X_1, O_1Y_1, O_1Z_1; p_i, $i = \overline{1,9}$ − искомые параметры матрицы *P*; *b* − базовый вектор, соединяющий точки O_1 и O_2, e_i − вектор ошибок сопряжения.

Система (13) представляется в матричной форме:

$$M - BC = E, \tag{15}$$

где $M = (M_2(1), M_2(2), ..., M_2(m))^T$; $B = (B_1, B_2, ..., B_m)^T$;

$E = (e_1, e_2, ..., e_m)^T$; $C = \begin{pmatrix} p_1 & p_2 & p_3 & p_4 & p_5 & p_6 & p_7 & p_8 & p_9 & \Delta x & \Delta y & \Delta z \end{pmatrix}^T$ −

вектор неизвестных параметров взаимной ориентации;

$$B_i = \begin{pmatrix} x_1(j_i) & y_1(j_i) & z_1(j_i) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & x_1(j_i) & y_1(j_i) & z_1(j_i) & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & x_1(j_i) & y_1(j_i) & z_1(j_i) & 0 & 0 & -1 \end{pmatrix}.$$

При этом вычисляется МНК-оценка вектора C по формуле:

$$\hat{C} = (B^T B)^{-1} B^T M , \qquad (16)$$

4. Среди $m!$ вариантов соединения выбирается один с наименьшим значением показателя сопряжения J, имеющего смысл суммы квадратов невязок при оценивании параметров по формуле (16) и представляющего достаточное условие сопряжения m пар точек $M_2(i)$ и $M_1(j_i)$:

$$J = \| \hat{E} \|^2 = (M - B\hat{C})^T (M - B\hat{C}) . \qquad (17)$$

5. Из состава вектора $\hat{C}$, соответствующего выбранному варианту, извлекаются оценки параметров для матрицы P и вектора b, которые помещаются в состав $\hat{P}$ и $\hat{b}$.

4. Моделирование работы алгоритмов

Моделирование алгоритма (9), (10) и оценка его быстродействия показывают следующее.

1. Количество вычислительных операций обращения матриц при двухэтапной обработке в $(MN)/2$ раз меньше, чем при известной одноэтапной обработке, за счет более простой структуры матриц значений АФ. В условиях проведенного моделирования общее количество вычислительных операций при формировании радиоизображения удалось снизить примерно в 4 раза по сравнению с одноэтапным матричным методом восстановления.

2. С увеличением числа каналов Q от 1 до 2 СКО ошибки восстановления уменьшается на 30 %. СКО ошибки восстановления в двухэтапном алгоритме на 20% меньше по сравнению с одноэтапным алгоритмом, что объясняется более простой структурой матриц значений АФ в двухэтапном алгоритме и соответственно более устойчивым обращением матриц.

3. Повышение точности обработки радиоизображений за счет многоканальной обработки позволяет уменьшить время сканирования в h раз, увеличивая шаг сканирования (h=2;3) по углу места при сохранении точности восстановления, присущей одноканальной обработке.

Натурное испытание алгоритма комплексировании РИ в разных спектральных диапазонов проводились с применением радиометра с двумя антеннами: первая антенна с шириной ДНА в 3° принимала сигналы в 8 мм диапазоне длин волн при наблюдении объектов на местности на расстоянии 30 м, вторая антенна – с шириной ДНА в 1°, совмещенная с первой антенной, одновременно принимала сигналы в 3 мм диапазоне. Полученные более четкие радиоизображения 8 мм диапазона представлены на слайдах. Дополнительно проводились натурные испытания алгоритма комплексирования радио- и оптического изображений. На слайдах показано радиоизображение объектов с

четкостью оптического изображения и температурными характеристиками радиодиапазона.

Результаты исследования алгоритмов взаимной ориентации систем координат и оценивания пространственных координат объектов представлены на конференции отдельным докладом Клочко В.К. и Гудкова С.М. “Исследование алгоритмов оценивания координат объектов в пассивной системе радиовидения”.

5. Заключение

Представленные в докладе алгоритмы позволяют повысить пространственное разрешение формируемых радиоизображений и скорость их формирования. Результаты могут найти применение в существующих пассивных радиотехнических системах видения, развертываемых на местности для наблюдения за движущимися объектами.

Список литературы

1. Гудков С. М. Сканирующий радиометр миллиметрового диапазона с двумя антеннами // Сборник трудов «Международная конференция «Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2017» - С. 12-15.
2. Патент на изобретение № 2619916 «Радиометрический комплекс» // АО «Рязанская радиоэлектронная компания», опубл. 17 мая 2016.
3. Патент на изобретение № 2622899 «Способ определения аппаратной функции радиометра» / АО «Рязанская радиоэлектронная компания», опубл 25 мая 2016.
4. Клочко В. К., Гудков С. М., Нгуен К. Х. Пространственно-временная обработка изображений объектов в пассивной системе радиовидения // Сборник трудов «20-я Международная конференция “Цифровая обработка сигналов и ее применение − DSPA-2018”» - С. 361-365.
5. Клочко В. К., Гудков С. М. Повышение эффективности формирования изображений в радиометре со сканирующими антеннами // Радиотехника. 2017. № 5. С. 158 − 165.
6. Клочко В. К., Гудков С. М., Кошелев А. А. Алгоритмы формирования изображений объектов в радиометре с двумя антеннами // Цифровая обработка сигналов. 2017. № 1. С. 18 – 21.

References

1. Gudkov S. M. Scanning millimeter-band radiometer with two antennas / International Conference "Modern Technologies in Science and Education - STNO-2017". Pp. 12-15.
2. Patent for invention № 2619916 "Radiometric complex" // AO "Ryazan radio-electronic company". publ. May 17, 2016.
3. Patent for invention № 2622899 "Method for determining the hardware function of a radiometer" // AO "Ryazan radio-electronic company". publ. May 25, 2016.
4. Klochko V. K, Gudkov S. M., Nguyen K. Kh. Space-time processing of images of objects in a passive radio vision system / 20th International Conference "Digital Signal Processing and its Application - DSPA-2018". Pp. 361-365.
5. Klochko V. K., Gudkov S. M. Increase in the efficiency of image formation in a radiometer with scanning antennas // Radiotekhnika. 2017. № 5. P. 158 - 165.
6. Klochko V. K., Gudkov S. M., Koshelev A. A. Algorithms for imaging objects in a radiometer with two antennas // Digital signal processing. 2017. № 1. P. 18 - 21.

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНИВАНИЯ КООРДИНАТ ОБЪЕКТОВ В ПАССИВНОЙ СИСТЕМЕ РАДИОВИДЕНИЯ

В. К. Клочко[1], С. М. Гудков[1,2]

[1]Рязанский государственный радиотехнический университет (РГРТУ), Рязань, Россия, klochkovk@mail.ru
[2]АО «Рязанская радиоэлектронная компания», Рязань, Россия, S.M.Gudkov@yandex.ru

Аннотация. Рассмотрена двухпозиционная пассивная система радиовидения миллиметрового диапазона длин волн, предназначенная для наблюдения за объектами. Для такой системы разработаны алгоритмы оценивания пространственных координат объектов. Проведено исследование алгоритмов в зависимости от числа объектов и шумов. Алгоритмы реализуют комбинаторные правила перебора вариантов соединения ортов направлений на объекты в сопряженные пары. На основе пар, выбранных по критерию наилучшего сопряжения, решаются задачи взаимной ориентации и определения пространственных координат объектов. По результатам решения задач в условиях действия шумов для разного числа объектов получены количественные характеристики точности работы алгоритмов.

Ключевые слова: двухпозиционная система наблюдения; пассивное радиовидение; взаимная ориентация; сопряженные векторы; оценки пространственных координат.

RESEARCH OF ALGORITHMS FOR OBJECTS COORDINATES ESTIMATION IN THE PASSIVE SYSTEM OF RADIOVISION

V. K. Klochko[1], S. M. Gudkov[1,2]

[1]Ryazan State Radio Engineering University (RSREU), Ryazan, Russia, klochkovk@mail.ru
[2]AO Ryazan radio-electronic company, Ryazan, Russia, S.M.Gudkov@yandex.ru

Abstract. The two-position passive system of radiovision intended for observation over objects in the millimetric range of waves is considered. Algorithms of mutual orientation of coordinate systems and estimation of objects spatial coordinates are developed for such system. The research of algorithms depending on number of objects and noise is done. Algorithms realize combinatorial rules for search options of basis vectors directions on objects connection in the conjugate couples. On the basis of couples selected by criterion of the best conjugation problems of mutual orientation and determination of spatial coordinates of objects are solved. By results of the tasks decision in the conditions of noise action for different number of objects the quantitative characteristics of algorithms accuracy are got.

Keywords: two-position observation system; passive radiovision; mutual orientation; the conjugate vectors; estimation of spatial coordinates.

1. Введение

Двухпозиционная пассивная система радиовидения состоит из двух взаимно удаленных радиометров, принимающих естественное радиоизлучение объектов с целью определения их пространственных координат [1]. Пассивная система радиовидения принимает шумовое поле излучения в миллиметровом диапазоне длин волн и аккумулирует его по ширине диаграммы направленности антенны (ДНА). Существуют стационарные высокоточные интерферометрические системы, основанные на измерении разности фаз принимаемых полей с помощью корреляционных методов, применяемые,

например, в радиоастрономии [2]. Однако такие системы предъявляют высокие требования к аппаратуре и условиям наблюдения.

Объектом настоящего исследования являются мобильные и малогабаритные радиосистемы, которые в результате сканирования антенны по азимуту и углу места формируют матрицу радиоизображения (РИ) зоны обзора. Каждый элемент матрицы РИ несет информацию о мощности излучения в известном (для каждого элемента матрицы) угловом направлении линии визирования антенны (биссектрисы ДНА), что дает радиояркостное изображение объектов в зоне обзора в угловых координатах азимута и угла места.

Цель работы заключается в исследовании точности работы алгоритмов взаимной ориентации систем координат и оценивания пространственных координат объектов, наблюдаемых в двух матрицах РИ двухпозиционной пассивной системы радиовидения, на основе предложенных методов.

2. Постановка задачи

Два наблюдателя размещаются в пространстве так, что прямоугольная система координат второго наблюдателя $\{O_2, X_2, Y_2, Z_2\}$ приводится к системе координат первого $\{O_1, X_1, Y_1, Z_1\}$ поворотом вокруг осей O_2X_2, O_2Y_2, O_2Z_2 с помощью матрицы поворота P и базового вектора-столбца параллельного переноса b. Наблюдаются n объектов ($n \geq 3$). По изображениям объектов в двух матрицах РИ независимо находятся центры объектов с угловыми координатами φ, θ азимута и угла места. На основе угловых координат определяются орты векторов направлений на i-е объекты в первой системе координат $a_1(i)$, $i = \overline{1,m}$, и орты направлений во второй системе $a_2(j)$, $j = \overline{1,n}$:

$$a_1(i) = (x_1(i), y_1(i), z_1(i))^T,\ a_2(j) = (x_2(j), y_2(j), z_2(j))^T, \qquad (1)$$

$$x_1(i) = \cos\theta_i \sin\varphi_i,\ y_1(i) = \sin\theta_i,\ z_1(i) = \cos\theta_i \cos\varphi_i,$$

$$x_2(j) = \cos\theta_j \sin\varphi_j,\ y_2(j) = \sin\theta_i,\ z_2(j) = \cos\theta_j \cos\varphi_j,$$

причем соответствие между i и j по принадлежности одному и тому же объекту заранее неизвестно. Центры объектов – векторы $M_1(i)$ и $M_2(j)$ с пространственными координатами X_1, Y_1, Z_1 и X_2, Y_2, Z_2 связаны с ортами направлений:

$$M_1(i) = r_1(i)a_1(i),\ M_2(j) = r_2(j)a_2(j), \qquad (2)$$

где $r_1(i)$ и $r_2(j)$ − неизвестные наклонные дальности до объектов.

Если факт сопряжения двух векторов $M_1(i)$ и $M_2(j_i)$ установлен, где номер j_i связан с номером i принадлежностью одному объекту, то координаты этих векторов связаны известной зависимостью с точностью до e_i:

$$M_1(i) = PM_2(j_i) + b + e_i,\ i = \overline{1,n}, \qquad (3)$$

где e_i – вектор ошибок сопряжения.

Если матрица P и вектор b известны, то по совокупности n пар сопряженных ортов $a_1(i)$, $a_2(j_i)$ из (2), (3) по критерию минимума суммы квадратов евклидовых норм

векторов ошибок $I = \sum_{i=1}^{n} \| e_i \|^2$ (методом наименьших квадратов – МНК) находятся МНК-оценки $\hat{r}_1(i)$ и $\hat{r}_2(j_i)$ дальностей $r_1(i)$ и $r_2(j_i)$, $i = \overline{1,n}$:

$$\begin{pmatrix} \hat{r}_1(i) \\ \hat{r}_2(j_i) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1^T(i)a_1(i) & -a_1^T(i)Pa_2(j_i) \\ a_1^T(i)Pa_2(j_i) & -a_2^T(j_i)a_2(j_i) \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} a_1^T(i)b \\ a_2^T(j_i)P^T b \end{pmatrix}. \quad (4)$$

И наоборот, если известны дальности $r_1(i)$ и $r_2(j_i)$, то по совокупности n пар сопряженных векторов $M_1(i) = r_1(i)a_1(i)$, $M_2(j_i) = r_2(j_i)a_2(j_i)$, $i = \overline{1,n}$, при определенной форме записи (3):

$$M_1(i) - b = B_j C + e_i,\ i = \overline{1,n}, \quad (5)$$

где вектор C содержит параметры матрицы P, а матрица B_j составляется из координат вектора $M_2(j_i)$. Из решения векторно-матричного уравнения относительно вектора C по критерию минимума квадрата нормы $\| E \|^2$ находятся МНК-оценки $\hat{C}$ параметров матрицы P при известном векторе b и $n \geq 3$:

$$M = B \cdot C + E \Leftrightarrow \begin{pmatrix} M_1(1) - b \\ \dots \\ M_1(m) - b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} B_{j1} \\ \dots \\ B_{jm} \end{pmatrix} C + \begin{pmatrix} e_1 \\ \dots \\ e_m \end{pmatrix} \Rightarrow \quad (6)$$

$$\Rightarrow \hat{C} = (B^T B)^{-1} B^T M\ . \quad (7)$$

Затем найденные оценки параметров вводятся в состав матрицы P.

При неизвестном векторе b его параметры включаются в состав вектора C, а матрицы B_j дополняются тремя ортонормированными столбцами, и система (5), (6) решается относительно C по формуле (7) при $n \geq 4$. Проблема заключается в том, что:

1. Факт сопряжения ортов, как правило, заранее не известен.

2. Дальности до объектов в пассивном режиме не установлены.

3. Параметры матрицы P требуют периодической корректировки из-за возможных изменения угловых положений систем координат.

3. Постановка задачи

Для решения указанных проблем предлагаются следующие методы [3].

1. Для вычислений (4) – (7) необходимо соединить наблюдаемые орты векторов направлений на объекты $a_1(i)$, $i = \overline{1,n}$, и $a_2(j)$, $i = \overline{1,n}$, в n неповторяющихся сопряженных пар $a_1(i)$, $a_2(j_i)$, $i = \overline{1,n}$, $j_i \in \{1,2,...,n\}$. Соединение осуществляется путем комбинаторного перебора вариантов двумя способами.

2. Первый способ основан на вычислительной организации перебора $n!$ вариантов выбора из двух множеств $i \in \{1,2,...,n\}$ и $j \in \{1,2,...,n\}$ в n неповторяющихся пар. Для каждого такого варианта соединения ортов в n пар при известном орте b_o вектора b вначале проверяется выполнение необходимого условия сопряжения $a_1(i)$ и $a_2(j)$ − компланарность трех векторов $a_1(i)$, $a_2(j)$ и b_o, то есть близость к нулю (с учетом

допустимых ошибок сопряжения) их смешанного произведения. Это позволяет отсечь заведомо ложные варианты соединения ортов в n пар. Затем для каждого варианта соединения ортов, удовлетворяющего необходимому условию, вычисляются оценки $\hat{C}$ параметров матрицы P по формуле (7) и показатель достаточного условия сопряжения, получаемый из (6) в виде суммы квадратов ошибок сопряжения:

$$J = \| E \|^2 = (M - B\hat{C})^T (M - B\hat{C}). \qquad (8)$$

Из всех вариантов соединения выбирается вариант с наименьшим значением показателя (8). Для выбранного варианта вычисленные оценки (7) параметров матрицы P (и вектора b) используются в дальнейших операциях.

Для реализации указанной процедуры необходимо знание дальностей $r_1(i)$, $i = \overline{1,n}$, и $r_2(j)$, $j = \overline{1,n}$, и базового вектора b. Предполагается, что на этапе юстировки двухпозиционной системы заранее выставляются контрольные объекты и измеряются дальности до них независимо по i и j активными средствами, например, с помощью лазерных дальномеров. Также измеряется базовое расстояние между точками O_1 и O_2, выставляется орт b_o направления O_1O_2 и определяется базовый вектор b. Возможно альтернативное решение при поиске матрицы P и дальностей до объектов пассивным методом (см. метод в п. 4).

3. В рабочем режиме в матрицах РИ наблюдаются произвольные объекты. Для определения дальностей до объектов используются найденная матрица P и вектор b. Для каждой пары сопряженных ортов $a_1(i)$ и $a_2(j_i)$, установленных при наблюдении, вычисляются оценки дальностей $\hat{r}_1(i)$ и $\hat{r}_2(j_i)$ по формуле (4). При этом факт сопряжения может быть установлен двумя способами. Первый способ изложен в п. 2 и основан на переборе $n!$ соединений ортов в n сопряженных пар по критерию минимума суммарного показателя (8). Второй упрощенный (и менее точный) способ выбора сопряженных пар основан на переборе n^2 вариантов соединения ортов $a_1(i)$, $i = \overline{1,n}$, и $a_2(j)$, $j = \overline{1,n}$, в одиночные пары, что допустимо при оценивании дальностей. Для каждого такого i-го, j-го варианта вычисляются соответствующие ему оценки дальностей $\hat{r}_1(i)$, $\hat{r}_2(j)$ в соответствии с формулой (4) и показатель правильности сопряжения в виде квадрата нормы ошибок сопряжения:

$$I_{i,j} = \| e_{i,j} \|^2 = (\hat{r}_1(i)a_1(i) - \hat{r}_2(j)Pa_2(j) - b)^T \cdot (\hat{r}_1(i)a_1(i) - \hat{r}_2(j)Pa_2(j) - b). \qquad (9)$$

Из n^2 вариантов последовательно выбираются n вариантов в порядке увеличения показателей (9). Соответствующие выбранным вариантам дальности (первым или вторым способом) используются для оценивания пространственных координат в соответствии с формулой (2).

4. В рабочем режиме наблюдения за произвольными объектами возникают ошибки в составе матрицы P из-за возможного изменения взаимной ориентации. Получается искаженная матрица P'. Однако повторную юстировку для оценивания матрицы P при отсутствии контрольных объектов выполнить затруднительно. Поэтому вводится

корректирующая матрица линейного преобразования *A*, которая корректирует матрицу *P* следующим образом.

Для уже выбранных *n* пар сопряженных векторов ($n \geq 3$) вводится матрица *A* такая, что выполняется система равенств с точностью до ошибок e_i:

$$M_1(i) = AP'M_2(j_i) + e_i,\ i = \overline{1,n}, \tag{10}$$

или

$$M = B \cdot C + E \Leftrightarrow \begin{pmatrix} M_1(1) \\ \dots \\ M_1(m) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} B_{j1} \\ \dots \\ B_{jm} \end{pmatrix} C + \begin{pmatrix} e_1 \\ \dots \\ e_m \end{pmatrix}. \tag{11}$$

В соответствии с (10) векторы $M_2(j_i)$, пересчитанные в первую систему координат, поворачиваются в этой системе до совпадения с векторами $M_1(i)$ на некоторые углы вокруг осей OX_1, OY_1, OZ_1 с помощью матрицы линейного преобразования *A* (с точностью до e_i).

Матрицы B_j в (11) составляются в соответствии с (5) для координат $x'_2(j_i)$, $y'_2(j_i)$, $z'_2(j_i)$ векторов $M'_2(j_i) = P'M_2(j_i)$. МНК–оценка $\hat{C}$ вектора *C* параметров матрицы *A* находится из условия минимума показателя (8) и вычисляется по формуле (7). Затем найденные оценки параметров вводятся в состав матрицы *A*.

Для последующих преобразований вместо матрицы P' используется откорректированная матрица $P'' = AP'$, и преобразование координат, в отличие от (3), осуществляется по формуле: $M_1(i) = P''M_2(j_i) + b + e_i,\ i = \overline{1,n}$.

4. Альтернативный метод

Альтернативный метод взаимной ориентации систем координат и определения дальностей до объектов алгоритмически заключается в следующем.

1. Устанавливается стереопара из двух взаимно удаленных на базовое расстояние $|b|$ наблюдателей при известном базовом векторе *b*.

2. В системах координат наблюдателей формируются *n* пар сопряженных ортов $a_1(i)$ и $a_2(i)$ векторов направлений на центры *i*-х объектов, $i = \overline{1,n}$, где *n* – количество наблюдаемых объектов, и назначается матрица *P* поворота осей координат заданием в ее составе углов поворота α, β, γ.

3. Для *n* пар сопряженных ортов $a_1(i)$ и $a'_2(i) = Pa_2(i)$, $i = \overline{1,n}$, представленных в системе координат первого наблюдателя, вычисляется показатель правильности сопряжения векторов *J* в виде суммы модулей смешанных произведений $(a_1(i), Pa_2(i), b)$ троек векторов $a_1(i)$, $a'_2(i)$ и *b*:

$$J = \sum_{i=1}^{n} |(a_1(i), Pa_2(i), t)|. \tag{12}$$

4. Численным методом подбора находятся углы α, β, γ в составе матрицы *P* по критерию минимума показателя (12).

5. С помощью найденной матрицы P и известного вектора b вычисляются оценки дальностей $r_1(i)$ и $r_2(i)$, $i=\overline{1,n}$, до i-х объектов по формуле (4), для которых показатель

$$I=\sum_{i=1}^{n} e_i = \sum_{i=1}^{n} \| (r_1(i)a_1(i) - r_2(i)Pa_2(i) - b) \|^2 \qquad (13)$$

принимает наименьшее значение.

6. Наименьшее значение показателя I сравнивается с заданным порогом ε. Если $I \le \varepsilon$, то матрица P принимается в качестве матрицы поворота, а на основе найденных оценок дальностей вычисляются пространственные координаты центров объектов $M_1(i)=r_1(i)a_1(i)$ и $M_2(i)=r_2(i)a_2(i)$, $i=\overline{1,n}$, в системах координат наблюдателей.

Альтернативный метод частично использует идею компланарности [4] и основан на следующих соображениях. Показатель (12) представляет необходимое условие сопряжения векторов $a_1(i)$ и $a_2(i)$, $i=\overline{1,n}$. То есть, если векторы $a_1(i)$ и $a_2(i)$, $i=\overline{1,n}$, образуют n сопряженных пар, то тройки векторов $a_1(i)$, $Pa_2(i)$, b, $i=\overline{1,n}$, представленные в одной системе координат, компланарны и их смешанные произведения близки к нулю с точностью до ошибок измерения координат векторов. Соответственно показатель (1) не превышает малого числа $\varepsilon > 0$: $J \le \varepsilon$. Как следствие, если $J > \varepsilon$, то векторы не образуют сопряженные пары.

Однако условие компланарности не является достаточным для сопряжения при n>1, так как возможны случаи, когда для компланарных троек $a_1(i)$, $Pa_2(i)$, b векторы $a_1(i)$ и $a_2(i)$ не направлены на один и тот же объект. Поэтому дополнительно вводится достаточное условие сопряжения в виде показателя (13). Для сопряженных пар векторов $r_1(i)a_1(i)$ и $r_2(i)Pa_2(i)$, $i=\overline{1,n}$, рассматриваемых в системе координат первого наблюдателя, тройки векторов $r_1(i)a_1(i)$, $r_2(i)Pa_2(i)$ и b замыкаются по правилу треугольника (с точностью до вектора ошибок), что дает значение показателя (13), близкое к нулю. Поэтому в случае выполнения неравенства $I \le \varepsilon$, где ε − малое положительное число, окончательно принимается решение о правильности сопряжения пар векторов и найденных оценок дальностей.

5. Моделирование работы алгоритмов

В плане реализации рассмотренных методов разрабатывались алгоритмы взаимной ориентации и определения дальностей, работа которых исследовалась компьютерным моделированием в вычислительной среде Matlab. При моделировании работы алгоритмов имитировалась шумы − ошибки измерения координат векторов направлений на объекты со среднеквадратическим отклонением (СКО) σ_x. Единицы измерения – метры. Этим же датчиком имитировались ошибки изменения углов поворота осей координат в матрице P с СКО σ_α в градусах. Координаты векторов $M_1(i)$, $M_2(j)$ и b задавались в пределах двух-трех десятков метров, углы поворота осей – до 10^0.

На множестве реализаций псевдослучайных величин вычислялись числовые характеристики точности работы алгоритмов. Имитационное моделирование работы алгоритмов проводилось тремя этапами. На первом этапе моделирования искажения

матрицы P отсутствовали ($\sigma_\alpha = 0$) и действовали ошибки измерения координат векторов ($\sigma_x > 0$).

1. Вначале задавалась модель наблюдений без шумов: n, P, b, $M_1(i)$, $M_2(i) = P^{-1}(M_1(i) + b)$, $r_1(i), r_2(i)$, $a_1(i), a_2(i)$, $i = \overline{1,n}$, которая использовалась в качестве эталона для сравнения.

2. Затем координаты векторов $M_1(i)$ и $M_2(i)$ искажались действием шума с СКО σ_x. Получалась модель наблюдений с шумами: $M_1'(i)$, $M_2'(i)$, $r_1'(i), r_2'(i)$, $a_1'(i), a_2'(i)$, $i = \overline{1,n}$.

3. В режиме имитации юстировки на основе наблюдаемых ортов направлений на контрольные объекты $a_1'(i)$, $i = \overline{1,n}$, и $a_2'(j)$, $j = \overline{1,n}$, измерялись дальности $r_1'(i)$, $r_2'(j)$ (они уже были смоделированы в п. 2). При известном векторе b на основе комбинаторного перебора $n!$ вариантов соединения $M_1'(i)$ и $M_2'(j_i)$, $i = \overline{1,n}$, и применения формул (5) – (7) находилась оценка $\hat{P}$ матрицы P.

4. В рабочем режиме наблюдения за произвольными объектами (при моделировании использовались те же объекты) на основе ортов направлений на объекты $a_1'(i)$, $i = \overline{1,n}$, $a_2'(j)$, $j = \overline{1,n}$, и найденной матрицы $\hat{P}$ с помощью комбинаторного перебора $n!$ вариантов (в сравнении с перебором n^2 вариантов) вычислялись оценки дальностей до объектов $\hat{r}_1(i), \hat{r}_2(j_i)$, $i = \overline{1,n}$, в соответствии с (4) и определялись векторы оценок пространственных координат:

$$\hat{M}_1(i) = \hat{r}_1(i)a_1'(i),\ \hat{M}_2(j_i) = \hat{r}_1(j_i)a_2'(j_i),\ i = \overline{1,n}.$$

5. Для характеристики точности полученных оценок координат на множестве реализаций случайных составляющих вычислялось среднее расстояние между найденными и моделируемыми точками (центрами объектов) по формуле:

$$d_{cp} = (1/2n)\sum_{k=1}^{2}\sum_{i=1}^{n} \| M_k(i) - \hat{M}_k(j_i) \|. \qquad (14)$$

На втором этапе моделирования матрица P считалась известной, и операции п. 3 не выполнялись. Ошибки измерения координат отсутствовали ($\sigma_x = 0$). При выполнении операций п. 4 оценивания дальностей углы поворота осей координат были искажены действием шумов с СКО $\sigma_\alpha > 0$ и получалась искаженная шумами матрица P'. Далее выполнялись операции п. 4, где вместо $\hat{P}$ использовалась матрица P'. В соответствии с формулой (14) вычислялась средняя ошибка оценок координат $\mathrm{d}'_{\mathrm{cp}}$.

На третьем этапе моделирования матрица P также изначально была известна и при выполнении операций п. 4, искажалась действием шумов ($\sigma_\alpha > 0$), что приводило к матрице P'. Ошибки измерения координат отсутствовали ($\sigma_x = 0$). В отличие от второго этапа искаженная шумами матрица P' корректировалась матрицей линейного преобразования A. Для этого перед выполнением операций п. 4 для выбранных n пар векторов ($n \geq 3$) вычислялась корректирующая матрица A с применением формул (10), (11). Затем находилась матрица $P'' = AP'$. Далее выполнялись операции пп. 4, 5 с

использованием матрицы P''. Точность оценок пространственных координат объектов характеризовалась величиной $d''_{ср}$ в соответствии с (14).

На четвертом при наблюдении *n* объектов задавались углы взаимной ориентация систем координат наблюдателей. Поиск данных углов в составе матрицы *P* осуществлялся численным методом Гаусса-Зейделя пошаговой минимизацией показателя (12). Начальные значения углов при поиске задавались случайным образом в окрестности заданных углов. С помощью найденной матрицы *P* вычислялись дальности до объектов и пространственные координаты их центров. На множестве реализаций случайных величин определялись следующие характеристики: среднее расстояние $d'''_{ср}$ между моделируемыми и найденными на основе оценок дальностей центрами объектов; среднее значение $I_{ср}$ показателя (13) достаточного условия сопряжения.

Результаты моделирования. В таблице 1 представлены для первого этапа моделирования средние ошибки оценок координат $d_{ср}$, полученные при $\sigma_\alpha = 0$ в зависимости от σ_x и числа объектов *n*. В таблице 2 и 3 соответственно представлены средние ошибки оценок координат $d'_{ср}$ и $d''_{ср}$, полученные для второго и третьего этапов моделирования в зависимости от σ_α и *n* при первом способе перебора *n*! вариантов. Второй способ перебора n^2 вариантов на порядок сокращает время перебора, но, как показало моделирование, в среднем дает в 2 раза большую ошибку оценок координат. В таблице 4 представлены $d'''_{ср}$ и $I_{ср}$ в зависимости от числа объектов *n*. Среднее значение $J_{ср}$ показателя (12) необходимого условия сопряжения для *n* = 1, 2, 3 не превышало $5 \cdot 10^{-5}$. Из результатов моделирования трех этапов (таблицы 1, 2, 3) следует, что в условиях эксперимента средняя ошибка $d_{ср}$ определения центра объекта возрастает с увеличением СКО σ_x (таблица 1) и с увеличением σ_α (таблицы 2 и 3).

Таблица 1. Первый этап моделирования

n	4			5		
σ_x	0,01	0,03	0,05	0,01	0,03	0,05
$d_{ср}$	0,08	0,26	0,67	0,04	0,12	0,40

Таблица 2. Второй этап моделирования

n	3			4		
σ_α	0,5	1,0	1,5	0,5	1,0	1,5
$d'_{ср}$	0,13	0,73	1,30	0,11	0,48	0,71

Таблица 3. Третий этап моделирования

n	3			4		
σ_α	0,5	1,0	1,5	0,5	1,0	1,5
$d''_{ср}$	0,03	0,32	0,64	0,03	0,28	0,52

Таблица 4. Четвертый этап моделирования

n	1	2	3
$d'''_{ср}$	0,070	0,065	0,050
$I_{ср}$	0,018	0,014	0,003

При действии шумов измерения координат средняя ошибка $d_{ср}$ при увеличении числа объектов n с 4 до 5 уменьшается в 1,5 – 2 раза (таблица 1) и тенденция сохраняется при n > 4 (для повышения точности оценок матрицы P следует увеличивать число n). При действии ошибок ориентации средняя ошибка $d_{ср}$ при n от 3 и 4 примерно одинакова. После корректировки средняя ошибка $d_{ср}$ уменьшается. Корректировка матрицы P позволяет уменьшить среднюю ошибку оценивания координат в среднем в 2,5 раза при n = 3 и 4 (таблица 3 в сравнении с таблицей 2), что говорит об эффективности данной операции. По результатам моделирования четвертого этапа (таблица 4) можно отметить уменьшение средней ошибки $d_{ср}$ определения центров объектов и соответственно уменьшение показателя $I_{ср}$ с увеличением числа объектов n.

6. Заключение

Результаты моделирования дают количественные оценки точности методов в зависимости от СКО ошибок измерения координат векторов направлений на объекты и задания углов взаимной ориентации систем координат. Дальнейшее исследование целесообразно проводить в направлении усложнения условий моделирования для больших массивов векторов при формировании трехмерных изображений протяженных объектов и наличии ложных объектов.

Предложенные методы могут найти применение в существующих пассивных системах радиовидения, развертываемых на местности для наблюдения за объектами и определения их пространственных координат.

Список литературы

1. Клочко В. К. Математические методы формирования изображений в технических системах. Часть 2. Радиовидение в радиометрических системах: учеб. пособие / Рязан. гос. радиотехн. ун-т. – Рязань, 2017. – 1 - 124 с.
2. Караваев В. В., Сазонов В. В. Статистическая теория пассивной локации. − М.: Радио и связь, 1987. – 116 - 134 с.
3. Клочко В. К., Гудков С. М., Нгуен К. Х. Пространственно-временная обработка изображений объектов в пассивной системе радиовидения // Сборник трудов «20-я Международная конференция “Цифровая обработка сигналов и ее применение − DSPA-2018”» - С. 361-365.
4. Грузман И. С. Цифровая обработка изображений в информационных системах: учеб. пособие // Грузман И. С., Киричук В. С. и др. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2002 - 143-165 с.

References

1. Klochko V. K. Mathematical methods of formation of images in technical systems. Part 2. Radiovision in radiometric systems: studies. Manual. / Ryazan. state. radiotekh. un-t. – Ryazan, 2017. – Pp. 1 - 124 p.
2. Karavayev V. V., Sazonov V. V. Statistical theory of a passive location. − M.: Radio and communication, 1987. – Pp. 116 - 134.
3. Klochko V. K, Gudkov S. M., Nguyen K. Kh. Space-time processing of images of objects in a passive radio vision system / 20th International Conference "Digital Signal Processing and its Application - DSPA-2018". Pp. 361-365.
4. Gruzman I. S. Digital image processing in information systems: Textbook. allowance / Gruzman I. S., Kirichuk V. S. et al. Novosibirsk: Izd-vo NSTU, 2002. Pp. 143 - 165.

ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В МНОГОДИАПАЗОННЫХ СИСТЕМАХ ТЕХНИЧЕСКОГО ЗРЕНИЯ

Т. М. Сухов[1], С. Ю. Страхов[1], В. Н. Гармаш[2], Ю. В. Петров[1], Д. М. Коробочкин[2]

[1] БГТУ «ВОЕНМЕХ» им. Д.Ф. Устинова, Санкт-Петербург, Россия
[2]АО «Заслон» , Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. Работа посвящена рассмотрению многодиапазонных систем технического зрения (СТЗ), ориентированных на восприятие информации человеком. Приведена обобщённая структура преобразования сигналов в СТЗ, выявлены ключевые характеристики таких систем. Описаны методы обработки видеоинформации, которые могут быть применены в многодиапазонных СТЗ.

Ключевые слова: системы технического зрения; обработка сигналов; комплексирование; передача информации; методы обработки изображений.

SIGNAL PROCESSING IN MULTI-BAND VISION SYSTEMS

T. M. Sukhov[1], S. Y. Strakhov[1], V. N. Garmash[2], Y. V. Petrov[1], D. M. Korobochkin[3]

[1]BSTU «VOENMEH» named after D.F. Ustinov, Saint-Petersburg, Russia
[2]name of organization (abbreviated name), City, Country
[2]name of organization (abbreviated name), City, Country

Abstract. The work is devoted to the consideration of multi-range systems of technical vision (STV), oriented to human perception of information. The generalized structure of signal conversion in STV is given, the key characteristics of such systems are revealed. Methods for processing video information that can be applied in multi-band STV.

Keywords: systems of technical vision; signal processing; integration; transfer of information; image processing methods.

1. Введение

В рамках современных тенденций развития автоматизированных систем управления (в том числе робототехнических) всё большую актуальность обретают системы технического зрения (СТЗ), задачи которых состоят в получении, обработке, сохранении и передаче информации. Современная авиационная (самолёты, вертолёты, беспилотные летательные аппараты), наземная (танки, роботизированные комплексы), морская (корабли, подводные лодки) техника оснащена СТЗ, ориентированными на решение задач повышения информационной полноты об окружающей обстановке.

При проектировании СТЗ для разных видов техники применяют различные методы обработки информации, что связано в первую очередь с многодиапазонностью таких систем [1]. Например, к современным СТЗ, работающим в оптическом диапазоне предъявляется целый ряд особых требований по надёжности функционирования, всепогодности, пространственному разрешению, возможности работы в условиях низкой освещённости и прочие. Многие проблемы при обработке информации в СТЗ возникают вследствие естественной низкой различимости целей на оптическом изображении (дождь, туман и т.д.), либо возможного присутствия активных видов противодействия (маскировка, пиротехнические средства, прожекторы и т.п.).

В работе рассматриваются СТЗ, ориентированные в большей степени на оптический информационный канал. Изображения, получаемые от различных датчиков, имеют свои характерные яркостно-геометрические особенности, которые обусловлены как физикой формирования самого изображения, так и характеристиками оптико-электронных трактов. Данные особенности в значительной степени определяют выбор алгоритмов предварительной обработки и распознавания. Изображения, получаемые от датчиков различных диапазонов, имеют существенную корреляцию из-за естественных взаимосвязей между физическими величинами, которые измеряются этими датчиками. Это означает, что со статистической точки зрения данные, формируемые различными каналами многоканальных систем дистанционного наблюдения, не могут рассматриваться как независимые источники свидетельств об объектах сцены наблюдения. Тем не менее, каждый диапазон несёт и определённую специфическую информацию об объекте наблюдения, что позволяет СТЗ, использующим несколько различных датчиков, демонстрировать лучшие результаты по сравнению с системами, основанными на одном спектральном диапазоне.

Однако возникает явное противоречие между ростом числа каналов в многодиапазонных системах и вычислительной сложностью методов обработки информации каждого из каналов, которая начинает расти пропорционально числу каналов многодиапазонной системы, поэтому, на сегодняшний день актуальна задача разработки методов обработки информации для СТЗ.

2. Многодиапазонные системы технического зрения

Современные СТЗ представляют собой аппаратно-программные комплексы [1].

Обобщённая схема обработки в СТЗ показана на рисунке 1.

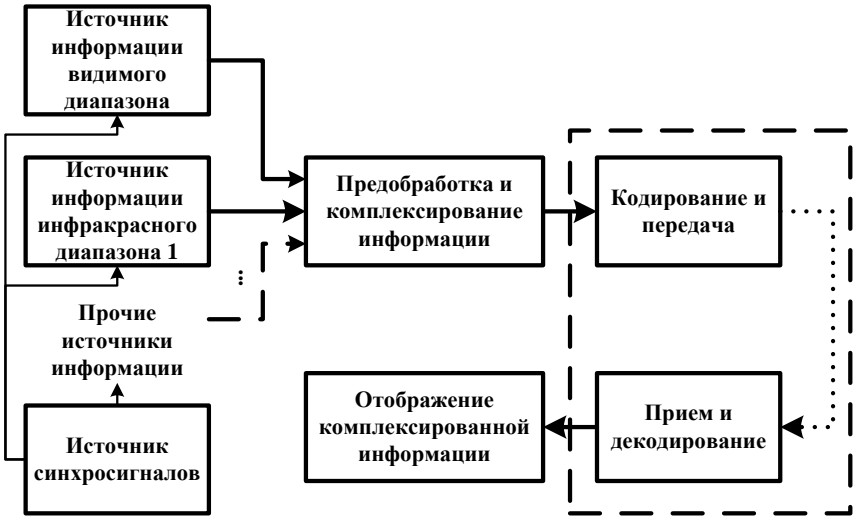


Рис. 1. Обобщённая схема обработки информации в СТЗ

На сегодняшний день наибольшее распространение получили трёхдиапазонные СТЗ, обобщенная схема обработки информации в которых приведена на рисунке 2.

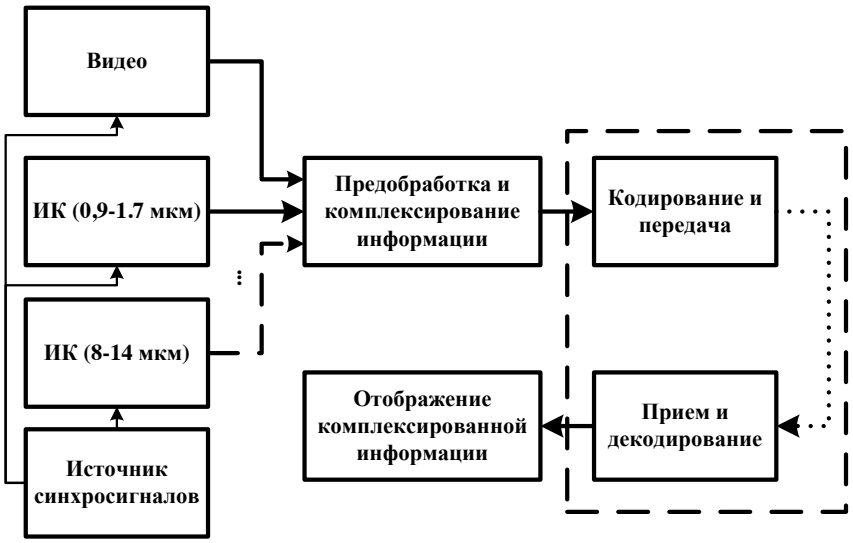


Рис. 2. Функциональная схема трёхдиапазонной СТЗ

В СТЗ необходимы эффективные технологии комплексирования и кодирования потока видеоданных от различных датчиков.

3. Методы обработки информации, применяемые в системах технического зрения

Первичное звено практически каждого из каналов – система захвата и оцифровки аналоговых сигналов [2]. Для введения информации в общий блок обработки требуются универсальные аппаратно-программные средства оцифровки данных, называемые платами захвата или аналого-цифровыми преобразователями (АЦП). Отдельно стоит отметить факт синхронизации на аппаратном уровне всех приведённых первичных источников информации.

В многодиапазонных СТЗ для каждого из каналов требуется провести предварительную обработку данных [3] с целью их последующего совмещения (комплексирования) в блоке предобработки и комплексирования изображений. Такая обработка включает сопоставление полей зрения камер, аберраций объективов, сопоставление кадровых скоростей источников информации. Также, предобработка включает улучшение характеристик получаемых изображений, которая заключается в применении фильтрации на основе пространственных или частотных фильтров, например, повышение резкости, или наоборот размытие изображений, выравнивание гистограммы, гомоморфная фильтрация, и прочие фильтры.

На этом этапе формируется улучшенное комплексированное изображение, которое далее требуется закодировать и передать в зависимости от задач СТЗ с потерями или без. Для этого применяют цифровые системы кодирования видеоинформации [4]. Обобщённая схема ЦСКВ приведена на рисунке 3.

Прямое цветовое преобразование предполагает первичную предобработку входных данных. На этом этапе осуществляется перевод видеоинформации в цветовое пространство YUV. Обратное цветовое преобразование восстанавливает отсчёты R, G, B из полученных Y, U, V.

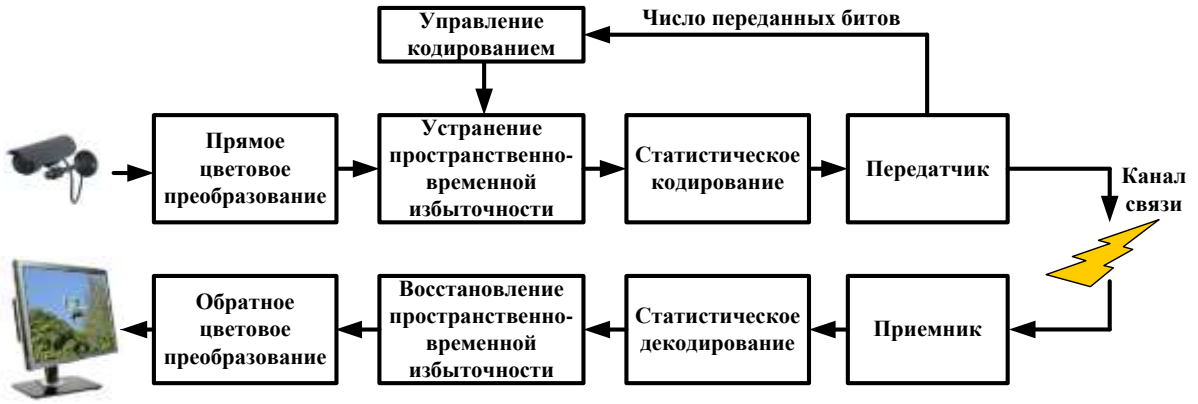


Рис. 3. Обобщённая схема обработки информации при сжатии потока видеоинформации

Устранение пространственно-временной избыточности видеоинформации делится на устранение пространственной избыточности и временной избыточности.

Для целей декорреляции в пространственной области используют различные методы, наиболее часто применяемые из них – линейная или нелинейная фильтрация и трансформация в спектральную область с последующей обработкой. Также для декорреляции сигналов используют преобразования Фурье, Уолша-Адамара, Карунена-Лоэва, косинусное и другие.

Устранение временной избыточности видеоинформации достигается за счёт использования компенсации движения или одного из декоррелирующих преобразований (косинусное, вейвлет, Хаара и пр.). В качестве наиболее распространённого метода устранения временной избыточности используется метод гибридной обработки динамических изображений, базирующийся на использовании анализа движения. Такой способ позволяет осуществлять так называемую компенсацию движения – ставить в соответствие предыдущий во времени двумерный блок.

Статистическое кодирование выполняется над поступающими данными с целью сжатия цифрового потока и основывается на использовании статистических свойств источника данных.

Кодирование длин повторов. Этот метод также называется Run Length Encoding (RLE). Суть этого метода заключается в замене идущих подряд одинаковых символов числом, характеризующим их количество.

Код Хаффмана – является префиксным кодом, в котором длина кодового слова обратно пропорциональна встречаемости кодируемого элемента, т.е. часто встречающимся элементам соответствуют короткие коды, редко встречающимся – длинные. Кодирование методом Хаффмана имеет множество вариантов реализации.

Передача и приём цифрового потока. В основе транспортировки лежит концепция пакетирования потока данных, передача по физическому каналу, приём и сборка пакетов на приёмной стороне.

4. Заключение

Системы технического зрения применяются в разных областях для гражданского и военного применения. И если в аппаратном отношении СТЗ приближаются к пределу

своего теоретического развития, то в программном – существует перспектива развития методов, которые позволили бы проводить их дальнейшее улучшение.

Согласно приведённой обобщённой функциональной схеме многодиапазонных СТЗ можно сделать вывод, что одним из важных моментов в работе многодиапазонных систем является применение методов синхронизации потоков информации, получаемых от источников различного диапазона.

На примере трёхдиапазонной СТЗ приведены наборы методов, которые применены в трёхдиапазонной СТЗ. Приведённые данные будут полезны разработчикам аналогичных систем.

5. Благодарности

Работа выполнена в рамках реализации Федеральной целевой программы «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014–2020 годы», Министерство образования России, соглашение № 14.577.21.0201 (уникальный идентификатор ПНИЭР RFMEFI 57715X0201): «Создание высокоэффективной системы беспроводной узконаправленной передачи энергии и информации для управления состоянием объектов космического базирования на основе лазерных и волоконнооптических технологий». Работа выполнена на оборудовании ЦКП «Центр радиотехнических и оптических измерений».

Литература

1. Костяшкин Л. Н., Бабаев С. И., Логинов А. А., Павлов О. В. Технологии систем улучшенного/синтезированного зрения для управления летательными аппаратами / Техническое зрение в системах управления мобильными объектами-2010: Труды научно-технической конференции-семинара. Под ред. Р. Р. Назирова. – Таруса, 2010. С. 45 – 56.
2. Кочин Л.Б. Методы и средства отображения цветовой видеоинформации. Балт. гос. техн. ун-т. СПб., 2012. 268 с.
3. Борейшо А.С., Ильин М.Ю., Коняев М.А., Михайленко А.С., Морозов А.В., Страхов С.Ю. Комплексирование в оптоэлектронных системах // Инженерно-физический журнал. 2016. Т. 89. № 3. С. 736–741.
4. Страхов С.Ю., Сухов Т.М. Сжатие потока комплексированной видеоинформации // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. – 2015. – № 6 (23). – С. 48-53.

References

1. Kostyashkin L. N., Babaev S. I., Loginov A. A., Pavlov O. V. Technologies of Improved / Synthetic Vision Systems for Aircraft Management / Technical Vision in Mobile Object Control Systems-2010: Proceedings of the Scientific and Technical Conference- seminar. Ed. RR Nazirova. - Tarusa, 2010. S. 45 - 56..
2. Kochin, L.B. Methods and means of displaying color video information. Balt. state. tech. un-t. St. Petersburg, 2012. 268 p.
3. Boresho, A.S., Ilyin M.Yu., Konyaev M.A., Mikhaylenko A.S., Morozov A.V., Strakhov S.Yu. Complexing in Optoelectronic Systems // Engineering-Physics Journal. 2016. Vol. 89. No. 3. P. 736-741.
4. Strakhov S.Yu., Sukhov T.M. Compression of the stream of complex video information // Radioelectronics. Series: Technique of television. - 2015. - No. 6 (23). - P. 48-53.

ОБЪЕМНЫЙ МНОГОКАНАЛЬНЫЙ ОРГАНИЧЕСКИЙ СВЕТОДИОД

Бобрешов А.М.[1], Кошелев А. Г.[1], Золотухин Е. В.[1]

[1]ФГБОУ ВО «ВГУ», Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. Предложена конструкция объемного многоканального органического светоизлучающего RGB диода, разработана методика высокоскоростной передачи информации с его помощью, рассмотрены области применения воксела и устройства на его основе.

Ключевые слова: воксел, передача информации, оптический канал, интерференция, JPEG.

MULTICHANNEL RGANIC LIGHT EMITTING DIODE

Bobreshov A.M.[1], Koshelev A.G.[1], Zolotukhin E.V.[1]

[1]Voronezh State University, Voronezh, Russian Federation

Abstract. The design volume multichannel organic light radiation RGB the diode is offered, the technique of high-speed information transfer based on voxel is developed, scopes of its usage are considered

Keywords: voxel, information transfer, optic channel, interference, JPEG.

1. Введение

Как известно, органический светоизлучающий диод - ОСИД (в англоязычной литературе принято обозначение OLED – Organic Light-Emitting Diode) представляет собой монолитный тонкопленочный полупроводниковый прибор со светоизлучающей поверхностью, состоящий из ряда тонких органических пленок, которые размещены между двумя тонкопленочными проводниками. Светоизлучающая поверхность образована множеством одновременно излучающих свет ячеек (пара катод – прозрачный анод). Причем электроды могут быть изготовлены либо методом напыления, либо методом литографии.

Цвет, эффективность и интенсивность излучения приборов ОСИД зависят от использованных органических материалов, которыми определяется многообразие воспроизводимых дисплеем цветов. В приборах ОСИД используются два класса органических материалов. Это макромолекулы и полимеры. На данный момент приборы на основе макромолекул (SM-OLED = Small Molekular-OLED) опережают приборы на основе полимеров (PLED) по квантовой эффективности и сроку службы [1, 2].

Достоинства приборов ОСИД следующие:

1. низкое напряжение питания (3–10 В);
2. широкий угол обзора (более 160°);
3. малое время запаздывания (время отклика) (около 10 микросекунд);
4. простота управления;
5. могут работать в широком диапазоне температур (от –40°С до 80°С);
6. равномерно и без мелькания излучают яркость от нескольких кд/м2 (для ночной работы) до очень высоких яркостей (10000 кд/м2);
7. тонкий экран.

Одним из последних конструктивно-технологических решений, направленных на расширение информационных и функциональных возможностей такого прибора является предложенный нами объемный многоканальный органический RGB диод кругового светоизлучения (ОМОСИД) [3].

Данная статья посвящена особенностям применения ОМОСИД (или многоканального воксела) в качестве передатчика (излучателя) информации в оптическом диапазоне длин волн, обеспечивающего быстродействие, а при необходимости и высокую её защиту.

2. Конструкция и принцип действия ОМОСИД

На рисунке 1 представлена упрощенная конструкция объемного многоканального органического светоизлучающего диода, главной особенностью которого является возможность одновременного кругового многоканального RGB - излучения когерентных электромагнитных волн.

Органический светоизлучающий диод включает несущую основу, выполненную в виде прозрачной подложки, внутри которой герметично установлены прозрачный анод, светоотражающий катод и размещенный между ними набор слоев органических веществ. Органический слой состоит, по меньшей мере, из прозрачного слоя транспортировки дырок, эмиссионного слоя, содержащего органические вещества для излучения красного (R), зеленого (G) и синего (B) цветов, слоя транспортировки электронов. Анод, катод и слои органических веществ выполнены в виде полых цилиндров соосно вставленных друг в друга. Причем катод может быть выполнен как из светоотражающего, так и из прозрачного материала. Органические слои и слой анода разделены по окружности на заданное количество светоизлучающих RGB сегментов, образуя цилиндрический экран, содержащий m кольцевых строк и n столбцов с чередующими RGB последовательностями, обеспечивающими возможность развертки кадров, как по строкам, так и по столбцам, а также поворота изображения вокруг оси экрана.

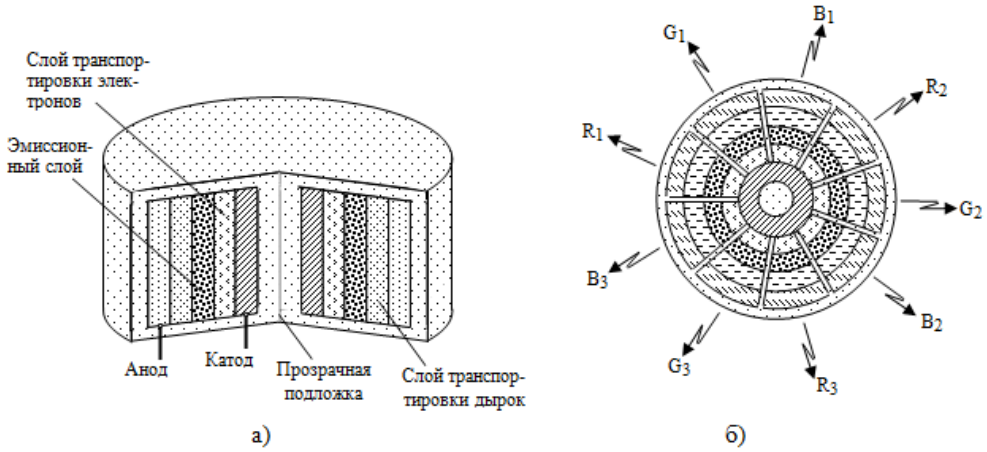


Рис.1. Упрощенная конструкция многоканального органического RGB воксела в разрезе; (а) - вид сбоку, (б) - вид сверху

ОМОСИД может работать в следующих режимах светоизлучения:

- светоизлучение в одном или в нескольких направлениях;
- одновременное круговое светоизлучение всех сегментов, что обеспечивает круговое одновременное светоизлучение как одного цвета, так и разных цветов;
- светоизлучение в виде строчной круговой развертки изображения, когда данный диод можно представить в виде мини-дисплея, содержащего только одну строку строчной развертки;
- поворота (сдвига) изображения вокруг оси за счет выбора первого сегмента строчной развертки изображения.

Одновременное круговое светоизлучение всех сегментов обеспечивается одновременной подачей соответствующих положительных напряжений на аноды всех сегментов.

На рисунке 2 представлены диаграммы направленности ОМОСИД, соответственно красного (R), зеленого (G) и синего (B) синфазных (когерентных) излучений.

Кроме того, ОСИД являются источниками Ламберта, т.е. их плоская поверхность имеет одинаковую яркость по всем направлениям и излучает свет, сила которого изменяется по закону косинуса:

$$I = I_0 * \cos\theta \qquad (1)$$

где I_0 – сила света, направленная по нормали к поверхности, θ – эмиссионный угол (радиан) между рассматриваемым направлением и нормалью (рисунок 3).

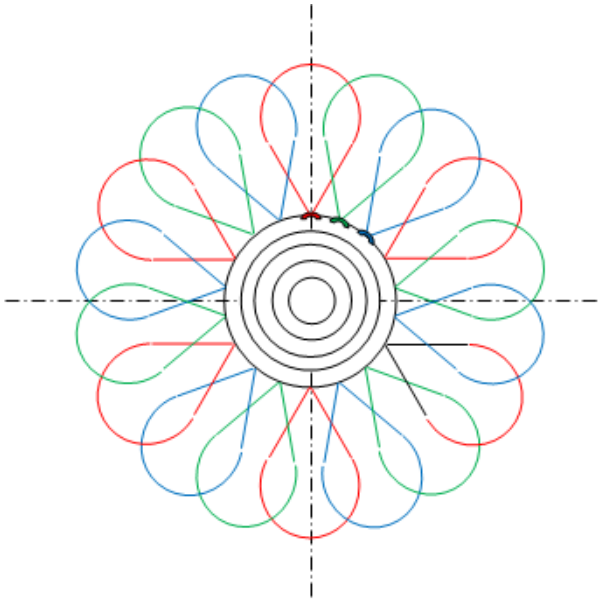


Рис.2. Диаграммы направленности RGB ОМОСИД

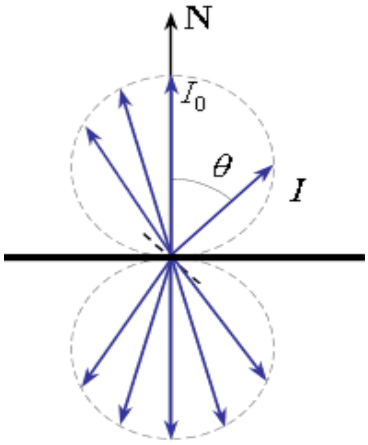


Рис. 3. Диаграмма излучения света с эмиссионного слоя ОСИД, как источник а Ламберта

При суперпозиции когерентных волн происходит перераспределение интенсивности света I в пространстве: в одних местах возникают максимумы, в других - минимумы интенсивности. Это явление называется интерференцией волн. Особенно отчетливо (контрастно) интерференция проявляется тогда, когда $I_1 = I_2$. Тогда, согласно (2), $I = 4I_1$ в максимумах и $I = 0$ в минимумах.

На рисунке 4 показаны диаграммы излучения трех когерентных красных излучений и их сложение в местах пересечения световых потоков интенсивность результирующих колебаний, которых определяется из выражений:

$$I_{12} = I_1 + I_2 + 2 * \sqrt{I_1 * I_2} * \cos\varphi$$
$$I_{23} = I_2 + I_3 + 2 * \sqrt{I_2 * I_3} * \cos\varphi$$
$$I_{13} = I_1 + I_3 + 2 * \sqrt{I_1} * I_3 * \cos\varphi$$

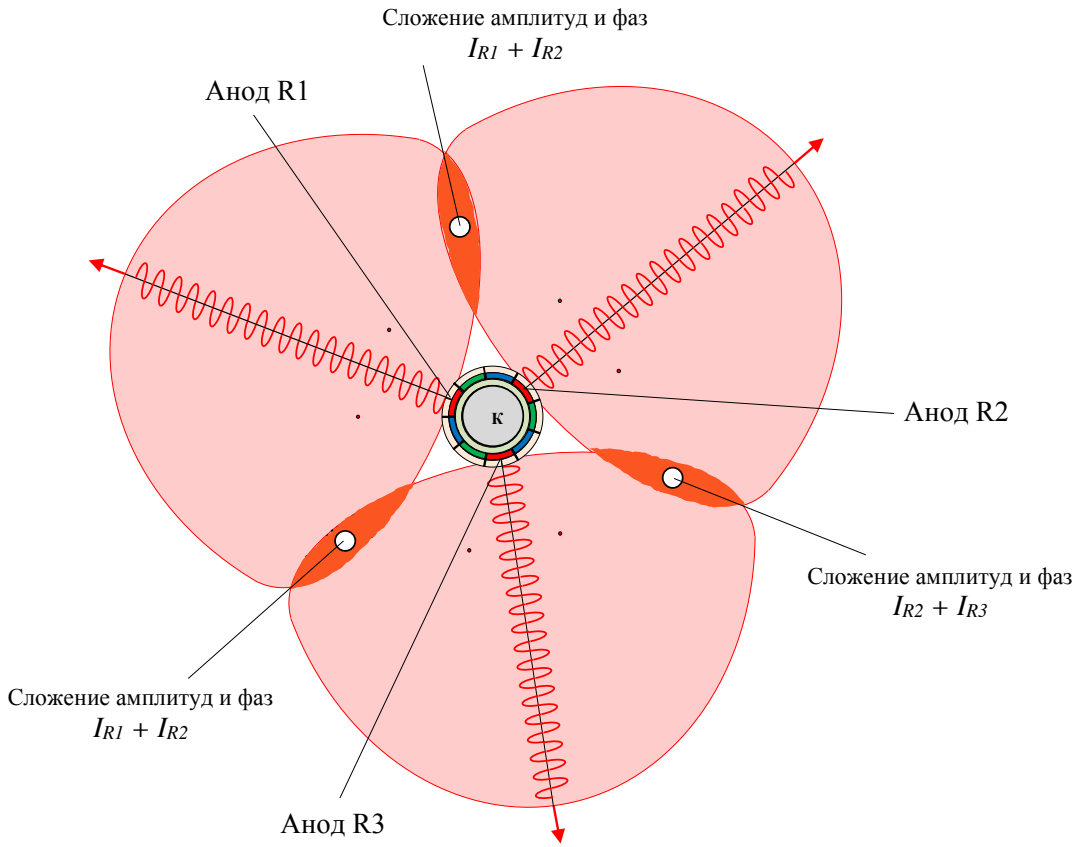


Рис.4. Диаграммы излучения трех когерентных красных излучений
и их сложение в местах пересечения

Отсюда можно сделать вывод о возможности усиления светового потока в некоторых определенных точках приема, например, при использовании ОМОСИД для передачи информации в системе беспроводной передачи Li-Fi [4], способной одновременно освещать помещение и передавать данные с помощью наборов красного (R), зеленого (G) и синего (B) излучений.

Рассмотрим некоторые другие примеры применения ОМОСИД.

3. Устройство передачи информации на основе ОМОСИД

На рисунке 5 представлена структурная схема приемо-передающего устройства на основе ОМОСИД.

Устройство включает в себя многоканальный светодиод, играющий роль передатчика и систему светофильтров и фотоприемников. Поток данных поступает на различные

каналы ОМОСИД - передатчика. ОМОСИД начинает одновременно излучать электромагнитные волны в оптическом диапазоне. После считывания информации фотоприемниками происходит восстановление передаваемого изображения после чтения всех фрагментов.

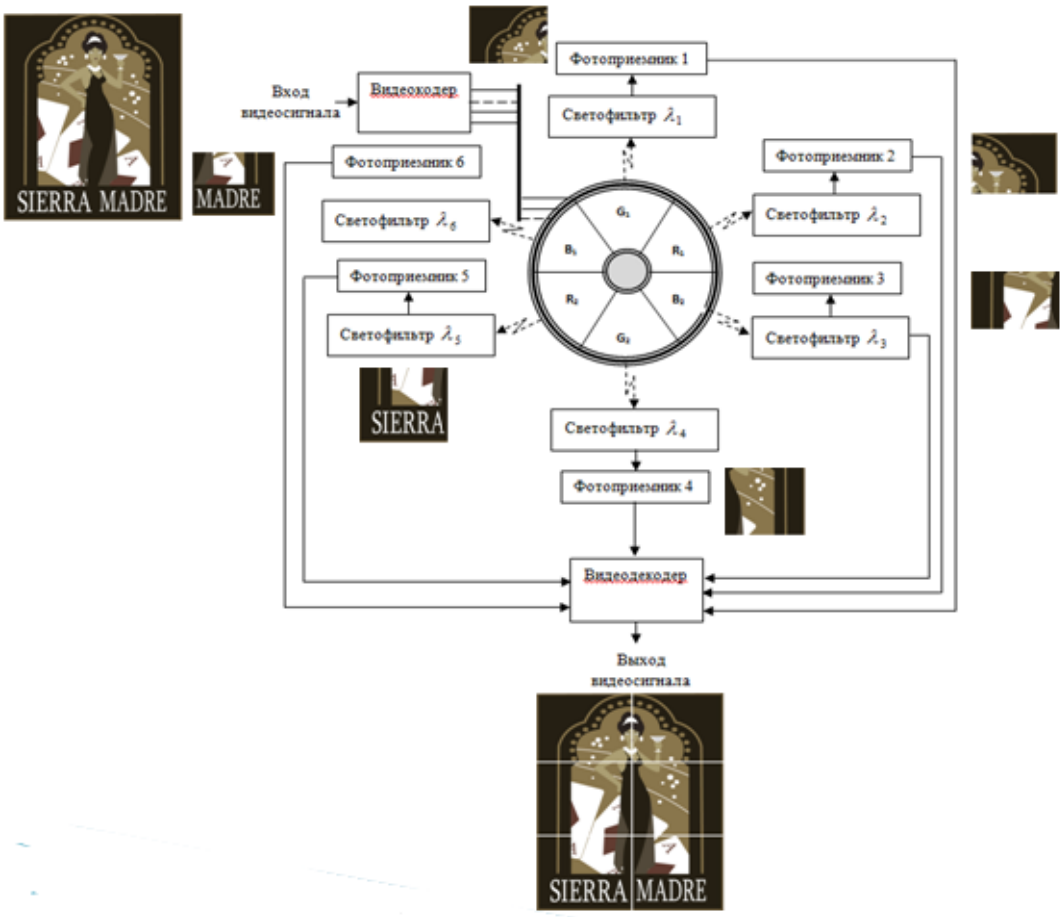


Рис.5. Приемо-передающее устройство на основе ОМОСИД

Другой пример его применения - кодирование изображения по стандарту JPEG [5]. Стандарт JPEG относится к методам сжатия изображений с потерями и используется в основном при записи неподвижных изображений с целью экономии объема запоминающих устройств. Последовательность операций при кодировании, поясняемая структурной схемой на рисунке 6, включает:

- разбиение изображения на блоки 8x8 пикселов;
- выполнение быстрого ДКП (БДКП) в каждом блоке;
- квантование полученных коэффициентов ДКП с использованием таблицы коэффициентов квантования (таблица Q);
- энтропийное кодирование квантованных коэффициентов ДКП каждого блока изображения.

При этом развертка каждого блока 8x8 происходит построчно – слева направо и сверху вниз. Последняя операция выполняется кодером Хаффмана с использованием таблицы кодирования (таблица кодов). Вместо кодера Хаффмана может использоваться арифметический кодер

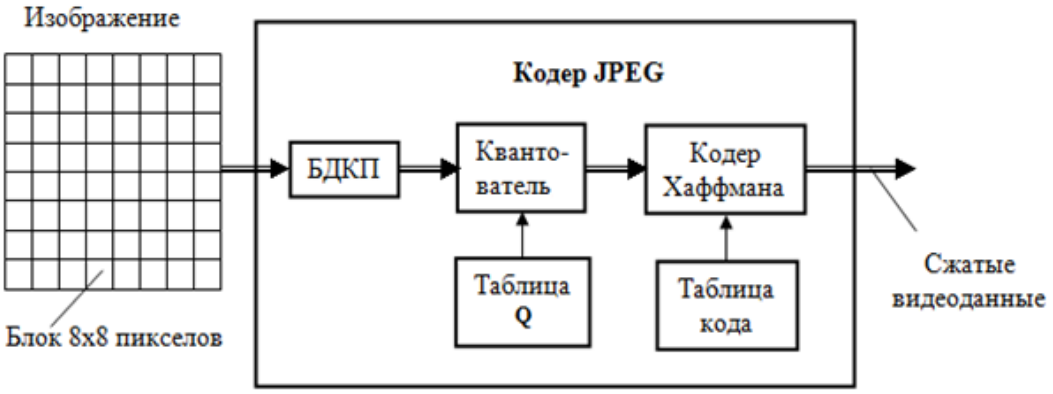


Рис.6. Структурная схема кодирования по стандарту JPEG

Ещё один пример применения ОМОСИД – троичное счисление. В новой схеме кодирования предлагается изменить число разрядов квантования.

Согласно цифрового телевизионного стандарта ITU-R BT 601 [7], для телевизионных сигналов яркости и цвета предусмотрено число разрядов квантования n =8, что дает число уровней квантования $N_{кв} = 2^8 = 256$. При этом уровню черного сигнала яркости соответствует 16-й уровень квантования, а номинальному уровню белого – 235-й уровень квантования. 16 уровней квантования снизу и 20 уров ней квантования сверху образуют резервные зоны на случай выхода значений аналогового сигнала яркости за пределы номинального диапазона [7]. Уровни 0-й и 255-й квантования имеют особые назначения. С помощью соответствующих им кодов передаются сигналы синхронизации.

Чтобы повысить скорость обработки информации, не ухудшая качество передаваемого изображения при данном сжатии необходимо снизить количество разрядов квантования. Для этого переходим от двоичного счисления к троичному при котором, количество уровней будет равно $3^5 = 243$, что с некоторым приближением будет соответствовать $2^8 = 256$ двоичного счисления. Таким образом, число разрядов квантования снизится с 8 до 5. Уровню черного сигнала яркости будет соответствовать 9 -й уровень квантования, а номинальному уровню белого – 231-й уровень квантования. Если за нулевой уровень принять напряжение 0 В, а за 243 -й – напряжение 1 В, то величина шага квантования будет определяться из выражения:

$$\Delta U = \frac{U}{N_{кв}} = \frac{1}{3^5} = \frac{1}{243} = 0{,}00412 \text{ (В)}$$

На рисунке 7 показано соответствие между уровнями напряжения и уровнями квантования в троичном представлении.

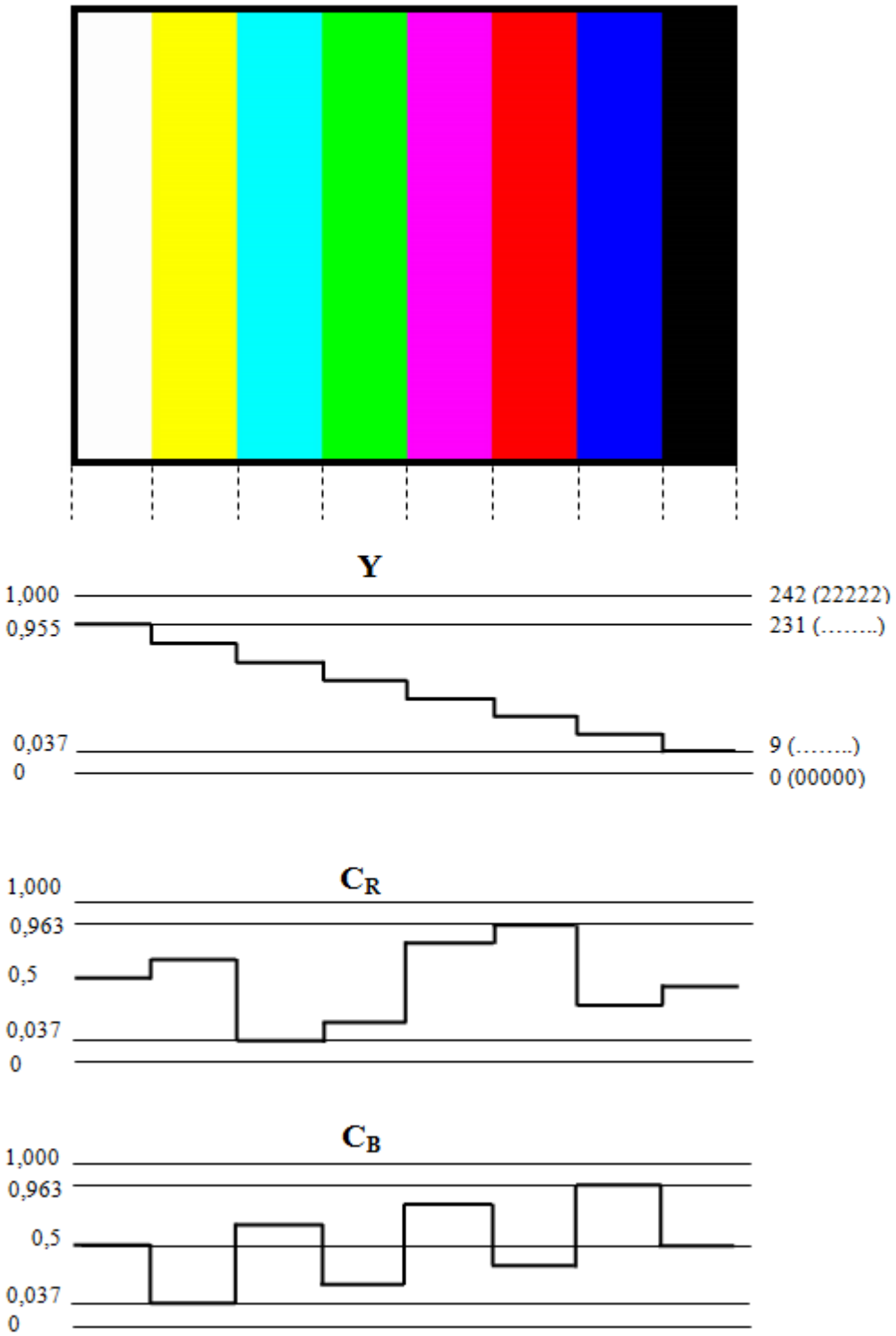


Рис. 7. Пример уровней квантования сигнала в троичном представлении

4. Заключение.

Исходя из полученных выше результатов анализа многоканального органического светодиода кругового RGB излучения, а также целесообразности использования цветового кодирования троичного сигнала с помощью трех основных базовых цветов – красного, зеленого и синего, можно заключить следующее.

Конструктивно-технологические и выходные электрические характеристики многоканального органического светодиода кругового RGB излучения (его многоканальность и

круговое одновременное излучение разных длин световых волн в заданной последовательности), позволяют:

1. Использовать воксел, как в беспроводной передачи данных на расстояние по оптическому каналу связи, так и по каналам межблочной связи.

2. К основным преимуществам такого способа передачи информации можно отнести: высокие скорости передачи, простота инсталляции, а также работа в свободной области частотного диапазона.

3. Использовать интерференцию световых потоков для усиления оптического сигнала и , соответственно, повышения передаточных характеристик устройства.

Литература

1. Самарин А.В. Жидкокристаллические дисплеи. Схемотехника, конструкция и применение – М.: СОЛОН-Р, 2002. С.188-195.

2. Чередниченко А.Г. Синтез, свойства и практическое использование материалов для органических светоизлучающих устройств. Рукопись диссертации / А.Г. Чередниченко. — Москва: РХГУ им. Д.И. Менделеева, 2016. — 485 с.

3. Кошелев А.Г., Бобрешов А.М., Золотухин Е.В., Органический светоизлучающий диод : пат. 2548603 (Рос. Федерация) : МПК H 01 L 51/50 /— опубл. 20.04.2015, Бюлл. №11.

4. http://www.corpomir.ru/13591-V-Oksforde-sozdayut-terabitnuyu-sistemu-besprovodnoy-svyazi.html

5. Бобрешов А.М., 3 Кошелев А.Г., Золотухин Е.В. Многоканальный органический светоизлучающий RGB диод, как элемент троичной логики. Вестник ВГУ, серия: Физика, математика. 2016, № 2.

6. Использование троичного кода и трёхзначной логики в цифровых машинах: научный отчет / Н.П. Брусенцов — М.: Изд-во ВЦ МГУ, 1969. — 27 с. — №24-ВТ.

7.Бобрешов А.М. Цифровая обработка ТВ сигналов. Часть 2: Учебное пособие / А.М. Бо брешов, А.Г. Кошелев. — Воронеж: Изд-во ВГУ, 2005. — 47 с.

References

1. Samarin A.V. Liquid crystal displays. Жидкокристаллические дисплеи. Circuit design, construction and application /A.V. Samarin – M.: SOLON-R, 2002. 304 p. – («Engineer's library» series).

2. Cherednichenko A.G. Synthesis, properties, and the practical use of materials for organic light -emitting devices. Manuscript of the dissertation, Moscow: Dmitri Mendeleev University of Chemical Technology of Russia, 2016, 485 p.

3. Koshelev A.G., Bobreshov A.M., Zolotukhin E.V., Organic light emitting diode: patent no. 2548603 (Russian Federation): published on 20.04.2015, bulletin no.11.

4. http://www.corpomir.ru/13591-V-Oksforde-sozdayut-terabitnuyu-sistemu-besprovodnoy-svyazi.html

5. Bobreshov A.M., Koshelev A.G., Zolotuhin E.V. Multichannel organic lightemitting RGB diode, as an element of figurative logic. VSU bulletin, series: Physics, mathematics. 2016, № 2.

6. The use of ternary coding and ternary logic in digital devices: research re-port / N.P. Brusentsov. Moscow: RCC MSU publishing house, 1969, 27 p., no.24 -VT

7. Bobreshov A.M., Koshelev A.G. Digital TV signal processing. Part 2. Tutorial, Voronezh: Voronezh state university publishing house, 2005, 47 p.

АВТОФОКУСИРОВКА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИИ МЕТОДОМ МАКСИМИЗАЦИИ РЕЗКОСТИ

А. А. Монаков

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

Аннотация. В работе рассмотрен алгоритм автофокусировки (АФ) изображения для радиолокатора с синтезированной апертурой (РСА). Алгоритм основан оценке фазовых ошибок (ФО), вызванных случайными траекторными нестабильностями (ТН) полета носителя РСА. В основе процедуры оценивания лежит максимизация резкости радиолокационного изображения (РЛИ). Предлагаемый алгоритм не использует поиск оптимального решения методами теории оптимизации, что в значительной степени ускоряет его работу и повышает устойчивость. Результаты математического моделирования подтверждают работоспособность рассмотренного алгоритма.

Ключевые слова: радиолокатор с синтезированной апертурой; радиолокационное изображение; траекторные нестабильности; фазовые ошибки; автофокусировка; резкость изображения.

AUTOFOCUSING OF RADAR IMAGES BY SHARPNESS MAXIMIZATION

A. A. Monakov

Sain-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation (GUAP), Sain-Petersburg, Russian Federation

Abstract. The algorithm of image autofocusing for synthetic aperture radar (SAR) is considered. The algorithm is based on the estimation of phase errors, caused by random trajectory instabilities (TH) of the flight of the SAR carrier. The estimation procedure is based on maximization of the image sharpness. The proposed algorithm does not use the search for an optimal solution by the optimization theory methods, which greatly accelerates its operation and improves stability. The results of simulation confirm the operability of the algorithm considered.

Keywords: synthetic aperture radar; radar image; trajectory instabilities; phase errors; autofocusing; image sharpness**.**

1. Введение

Ограничение качества радиолокационных изображений (РЛИ), формируемых радиолокатором с синтезированной апертурой (РСА), в значительной степени определяется траекторными нестабильностями (ТН) носителя, которые приводят к случайным перемещениям фазового центра антенны. Анализу влияния фазовых ошибок (ФО) траекторного сигнала посвящено много публикаций (см., например, [1 - 5]). В этих работах показано, что для получения качественного радиолокационного изображения (РЛИ) необходимо, чтобы среднеквадратическое отклонение (СКО) проекций траекторных отклонений фазового центра антенны РЛС на направление на источник не превышало величины $\lambda/8$, где λ - длина волны излучения. Столь малая величина линейных траекторных ошибок свидетельствует о невозможности получения высокой

разрешающей способности РСА при больших интервалах синтезирования без применения дополнительных мер.

Простейший способ компенсации фазовых ошибок, порожденных этими перемещениями, основан на использовании информации о перемещениях носителя на интервале синтезирования, которая получается в бортовой системе микронавигации. К сожалению, даже в случае использования этих систем трудно ожидать получения на борту носителя данных об истинной траектории полета с точностью, достаточной для эффективного синтеза на больших пространственных интервалах.

Дополнительным методом, который может быть использован для получения высокой разрешающей способности РСА в данных обстоятельствах, является автофокусировка (АФ) [6 - 11]. Под автофокусировкой РСА понимается процесс извлечения информации об истинной траектории движения носителя из принимаемых сигналов с целью коррекции опорного сигнала. Такая коррекция позволяет скомпенсировать возникающие ФО, и тем самым повысить эффективность синтезирования.

В данной работе рассмотрен один из вариантов АФ путем максимизации резкости РЛИ [8 -11]. Данный алгоритм АФ допускает прямое решение и не требует применения методов оптимизации, что значительно упрощает его применение и позволяет не рассматривать такой важный для процесса АФ вопрос как устойчивость. В работе методом математического моделирования показано, что предлагаемый метод дает высокое качество РЛИ даже при больших ФО, величина которых значительно превышает величину $\pi/2$.

2. Математическая модель фазовых ошибок РСА

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

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

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

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

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

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

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

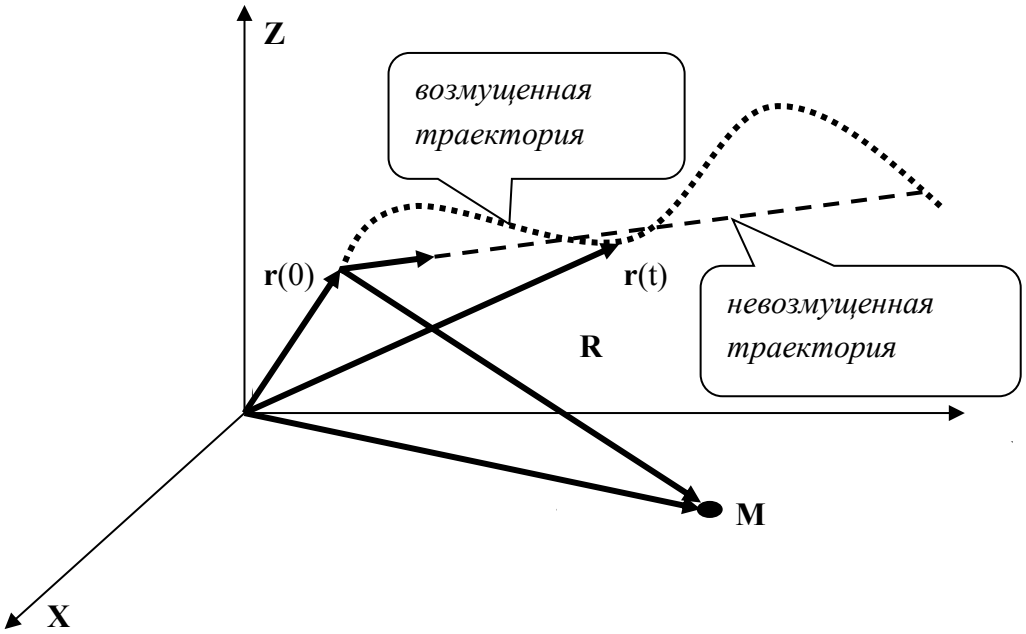


Рис. 1. Геометрия движения РСА.

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

$$R(t) = \left\| \mathbf{r}(t) - \boldsymbol{\rho} \right\| = \left\| \mathbf{r}(0) - \boldsymbol{\rho} + \hat{\mathbf{v}} V t + \delta\mathbf{r}(t) \right\|, 0 \le t \le T. \quad (1)$$

При этом принимаемый от точки сигнал будет равен

$$ss(\tau, t) = a\left(\tau - \frac{2R(t)}{c} \right) \exp\left[-ik_0 R(t) \right], \quad (2)$$

где τ - «быстрое» время, t - «медленное» время, $k_0 = 2\omega_0 / c$ - волновое число, ω_0 - круговая несущая частота, $a(\tau)$ - комплексная огибающая излучаемого сигнала, c - скорость света. Здесь и далее при преобразованиях сигнального массива будем придерживаться обозначений, впервые введенных в работе [12], когда первая литера соответствует «быстрому» времени или частоте, вторая – «медленному» времени или частоте, строчные литеры – сигналу по соответствующему времени, заглавные – спектру по соответствующей частоте.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Эта компенсация осуществляется следующим образом:

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

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

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

В итоге получается двухмерный сигнальный массив

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

в котором произведена компенсация ТН по результатам работы микронавигационного комплекса. Отметим, что в (4)

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

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

Поэтому изложенная методика компенсации ТН по навигационным данным не ликвидирует миграции светящихся точек по дальности [12 - 14]. Компенсация миграции

является следующей задачей, решение которой является важным этапом улучшения качества РЛИ. В настоящей работе этот этап не рассматривается.

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

$$ss(\tau,t)=ss_0(\tau,t)\exp\left[i\varphi(t)\right],\tau_{\min}\le\tau\le\tau_{\max},0\le t\le T, \qquad (5)$$

где

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

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

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

3. Автофокусировка методом максимизации резкости

Среди методов АФ существует группа, решающая задачу АФ путем оптимизации некоторой функции качества. Наиболее известным из них является метод минимизации энтропии [6]. Суть данного метода состоит в пошаговой компенсации ФО, уменьшающей энтропию РЛИ

$$H=-\sum_{m=0}^{M-1}\sum_{n=0}^{N-1}I(m,n)\ln I(m,n), \qquad (6)$$

где $I(m,n)$ - РЛИ,

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

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

Воспользуемся известным из математического анализа неравенством

$$\ln x\le(x-1),$$

и учтем, что $E=\sum_{m=0}^{M-1}\sum_{n=0}^{N-1}\left|sS(m,n)\right|^2$ - энергия РЛИ. Тогда для энтропии (6) несложно получить следующее неравенство:

$$H\ge1-\frac{S}{E^2} \qquad (7)$$

где S - резкость (sharpness) РЛИ [9, 11],

$$S=\sum_{m=0}^{M-1}\sum_{n=0}^{N-1}I^2(m,n)=\sum_{m=0}^{M-1}\sum_{n=0}^{N-1}\left|sS(m,n)\right|^4,$$

причем, на основании неравенства Коши - Буняковского, $S\le E^2$. Из (6) следует, что при увеличении резкости S уменьшается нижний предел для энтропии H. Поэтому компенсацию ФО можно также произвести путем максимизации резкости [8 - 11]. Эта задача, как показано ниже, имеет конечное аналитическое решение и не требует применения методов численного поиска экстремума функции качества, как в случае использования критерия минимума энтропии.

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

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

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

$$sS(m,q)=\sum_{n=0}^{N-1}ss_0(m,n)\exp\left[-i\frac{2\pi}{N}qn\right]z_n,0\le q\le N-1. \qquad (8)$$

где $z_n=\exp\left[i\varphi(n)\right]$.

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

Перепишем (8) в следующем виде

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

где

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

$$Q_m(q,p)=ss(m,p)\exp\left[-i\frac{2\pi}{N}qp\right].$$

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

$$L(z,z^*)=S+2\lambda(zz^*-1)=\sum_{m,q}\left|P_m(q,p)+zQ_m(q,p)\right|^4+2\lambda(zz^*-1), \qquad (9)$$

где λ - множитель Лагранжа. Дифференцируя (9) по z и z^* и приравнивая производные нулю, получим следующую систему линейных уравнений:

$$\begin{cases} az + bz^* = c \\ b^* z + az^* = c^* \end{cases} \tag{11}$$

где

$$\begin{aligned} a &= \lambda + \sum_{m,q} \left|P_m(q,p)\right|^2 \left|Q_m(q,p)\right|^2, \\ b &= \sum_{m,q} \left[P_m(q,p) Q_m^*(q,p) \right]^2, \\ c &= -\sum_{m,q} P_m(q,p) Q_m^*(q,p) \left[\left|P_m(q,p)\right|^2 + \left|Q_m(q,p)\right|^2 \right]. \end{aligned} \tag{12}$$

Решение этой системы равно

$$\begin{cases} z = \dfrac{ac - bc^*}{a^2 - |b|^2}, \\ z^* = \dfrac{ac^* - b^* c}{a^2 - |b|^2}. \end{cases}$$

Поскольку множитель Лагранжа λ входит в выражение для a, будем считать неизвестным этот параметр. Учитывая, что $zz^* = 1$, получим для него следующее приведенное (отсутствует кубический член) уравнение 4-й степени с действительными коэффициентами:

$$x^4 + a_2 x^2 + a_3 x + a_4 = 0, \tag{13}$$

где

$$\begin{aligned} a_2 &= -\left(2|b|^2 + |c|^2\right), \\ a_3 &= 2Re\left[b^* c^2 \right], \\ a_4 &= |b|^2 \left(|b|^2 - |c|^2\right). \end{aligned}$$

Представляя уравнение (13) в виде произведения двух квадратных уравнений

$$\left(x^2 + 2\beta_1 x + \gamma_1\right)\left(x^2 + 2\beta_2 x + \gamma_2\right) = 0, \tag{14}$$

для коэффициентов $\beta_1, \beta_2, \gamma_1, \gamma_2$ получим следующую систему:

$$\begin{cases} \beta_1 = -\beta_2 = \beta > 0, \\ \gamma_1 + \gamma_2 - 4\beta^2 = a_2, \\ 2\beta\left(\gamma_2 - \gamma_1\right) = a_3, \\ \gamma_1 \gamma_2 = a_4. \end{cases} \tag{15}$$

Если обозначить $y = 4\beta^2 > 0$, для y из (15) получим резольвентное для уравнения (15) кубическое уравнение, решая которое, надо найти положительный корень:

$$y^3 + d_1 y^2 + d_2 y + d_3 = 0, \tag{16}$$

где

$$d_1 = 2a_2,$$
$$d_2 = \left(a_2^2 - 4a_4\right),$$
$$d_3 = -a_3^2.$$

Как известно, кубическое уравнение всегда имеет по крайней мере один действительный корень. В Приложении показано, что при $|c|^2 > 4|b|^2$ этот корень единственный. В случае, если $|c|^2 \le 4|b|^2$ уравнение может иметь более одного действительного корня. Поэтому после нахождения всех корней необходимо произвести выбор, того из них, который является положительным. Моделирование показывает, что случай, когда $|c|^2 \le 4|b|^2$, возникает очень редко, и выбор нужного корня простым перебором не осложняет решение задачи АФ.

После вычисления y получим следующие уравнения для коэффициентов квадратных уравнений (14):

$$\beta_1 = -\beta_2 = \frac{1}{2}\sqrt{y},$$
$$\gamma_1 = \frac{1}{2}\left(a_2 + y - \frac{a_3}{\sqrt{y}}\right), \qquad (17)$$
$$\gamma_2 = \frac{1}{2}\left(a_2 + y + \frac{a_3}{\sqrt{y}}\right).$$

Решая эти квадратные уравнения, получим четыре корня уравнения (13), из которых надо выбрать один. Этот корень имеет модуль равный единице и соответствует максимуму резкости S. Для того, чтобы избежать сложных вычислений в (9) при выборе корня, можно воспользоваться следующим эквивалентным условием: искомый фазор должен соответствовать максимуму функционала

$$\overline{L}(z) = \mathrm{Re}\left[z^2 b^*\right] - 2\,\mathrm{Re}\left[zc^*\right],$$

где коэффициенты b и c определены в (12).

Таким образом, нужный фазор найден и, умножая на него сигнал $ss(m,p)$, получим $ss_0(m,p) = ss(m,p)z, m = 0,\ldots,M-1$. Этим завершаются вычисления на текущем p-ом шаге. Поскольку на каждом шаге решается локальная задача оптимизации, для получения окончательного решения необходимо повторять вычисления по нахождению оценки ФО после прохождения по всем $p, 0 \le p \le N-1$ до тех пор, пока оценка ФО не перестанет изменяться.

4. Математическое моделирование алгоритма автофокусировки

С целью проверки предлагаемого алгоритма в работе было проведено математическое моделирование, результаты которого приведены на рисунках 2 – 5. Сценарные параметры были выбраны следующими:

длина волны РСА – 5,4 см;

разрешение по продольной дальности РСА - 4 м;
разрешение по поперечной дальности РСА - 4 м;
отношение сигнал/шум - 20 дБ;
скорость движения носителя - 30 м/с;
дальность до ближней к носителю границы РЛИ - 10 км;
размер РЛИ - 512х32;
СКО ТН – 0,2 м;
радиус корреляции ТН - 10 м.

На наблюдаемом участке поверхности были смоделированы 11 светящихся точек со случайными координатами на плоскости «поперечная дальность - продольная дальность» и случайными комплексными амплитудами. Неискаженное траекторными нестабильностями РЛИ приведено на рисунке 2. На рисунке 3 приведено РЛИ, полученное путем синтезирования апертуры без АФ. ТН моделировались отрезком случайного нормального процесса с заданным СКО и радиусом корреляции. Истинная ФО на интервале наблюдения приведена на рисунке 4 (пунктирная линия). ФО имели значительную величину, поэтому, как следует из рисунка 3, РЛИ каждой светящейся точки получились сильно расфокусированными по поперечной дальности. Поскольку миграции светящихся точек по дальности в работе не моделировались, размытие РЛИ светящихся точек по этой координате не наблюдается. Результат оценки ФО предлагаемым алгоритмом приведен на рисунке 4 (сплошная линия). Финальное РЛИ, полученное в результате компенсации ФО, показано на рисунке 5. Сравнение рисунков 3 и 5 подтверждает правильность работы алгоритма: изображения светящихся точек на финальном РЛИ получились хорошо сфокусированными.

5. Заключение

В предлагаемой работе рассмотрен алгоритм автофокусировки (АФ), который может быть использован в радиолокаторах с синтезированной апертурой (РСА). Алгоритм основан оценке фазовых ошибок (ФО), вызванных случайными траекторными нестабильностями (ТН) полета носителя РСА, путем максимизации резкости радиолокационного изображения (РЛИ). Предлагаемый алгоритм является прямым и не предполагает использование методов поиска оптимального решения, что в значительной степени ускоряет его работу и повышает устойчивость. Результаты математического моделирования подтверждают работоспособность рассмотренного алгоритма.

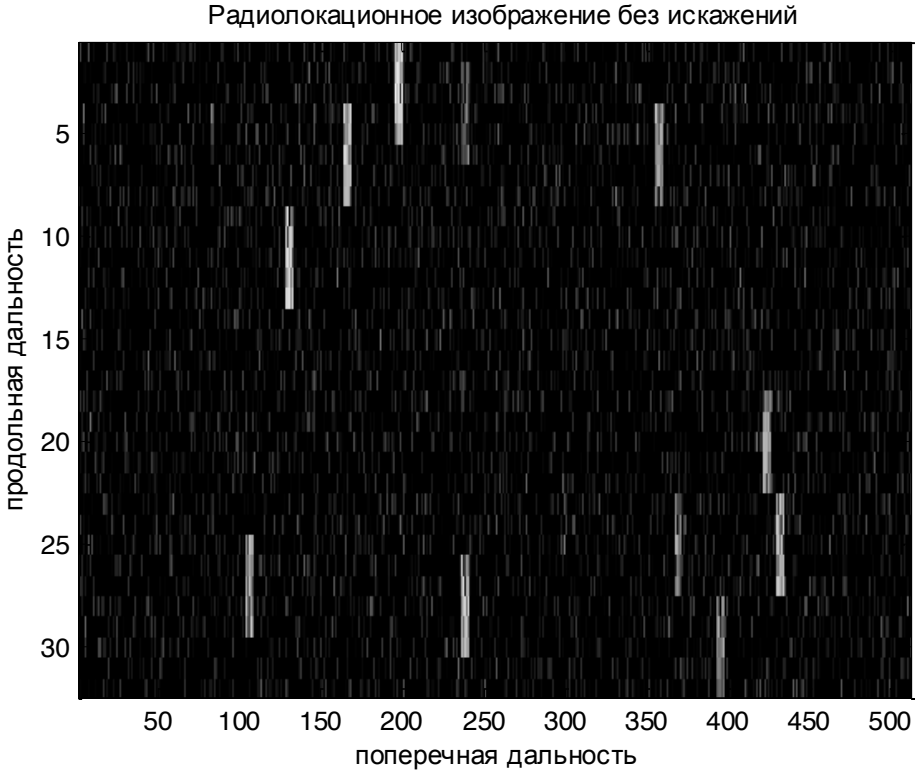


Рис. 2. Радиолокационное изображение без искажений.

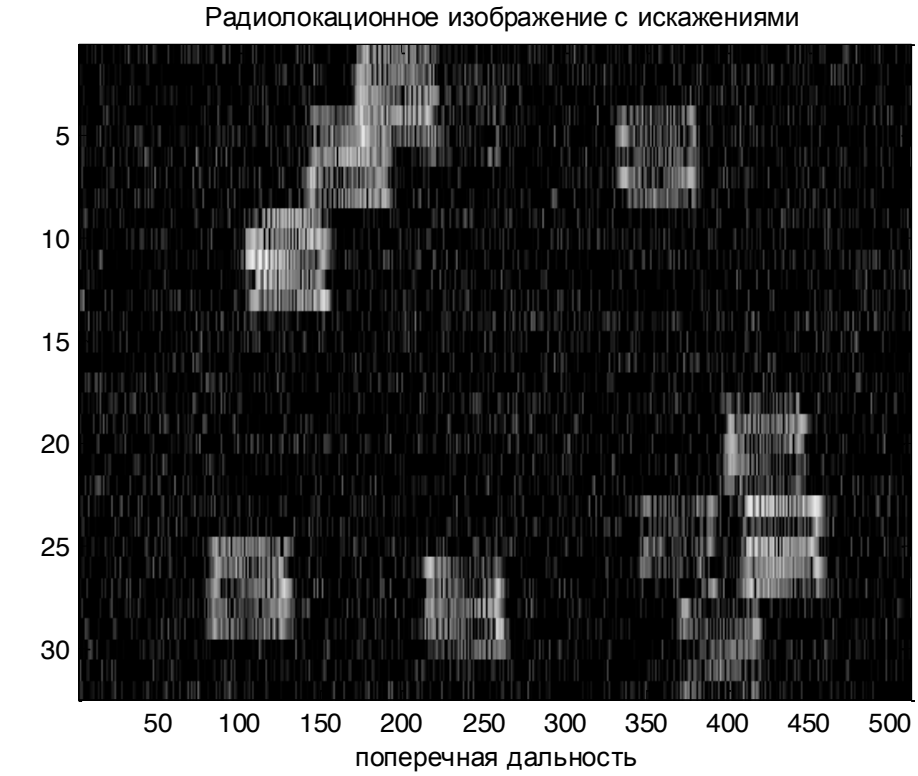


Рис. 3. Радиолокационное изображение с искажениями.

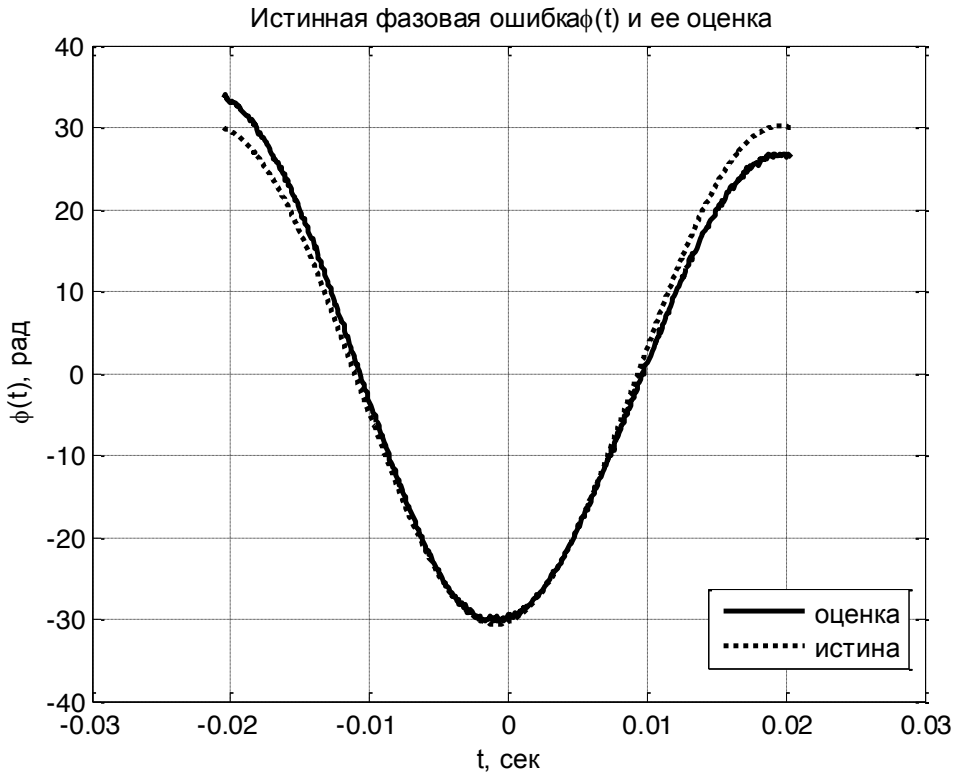


Рис. 4. Истинная фазовая ошибка и ее оценка.

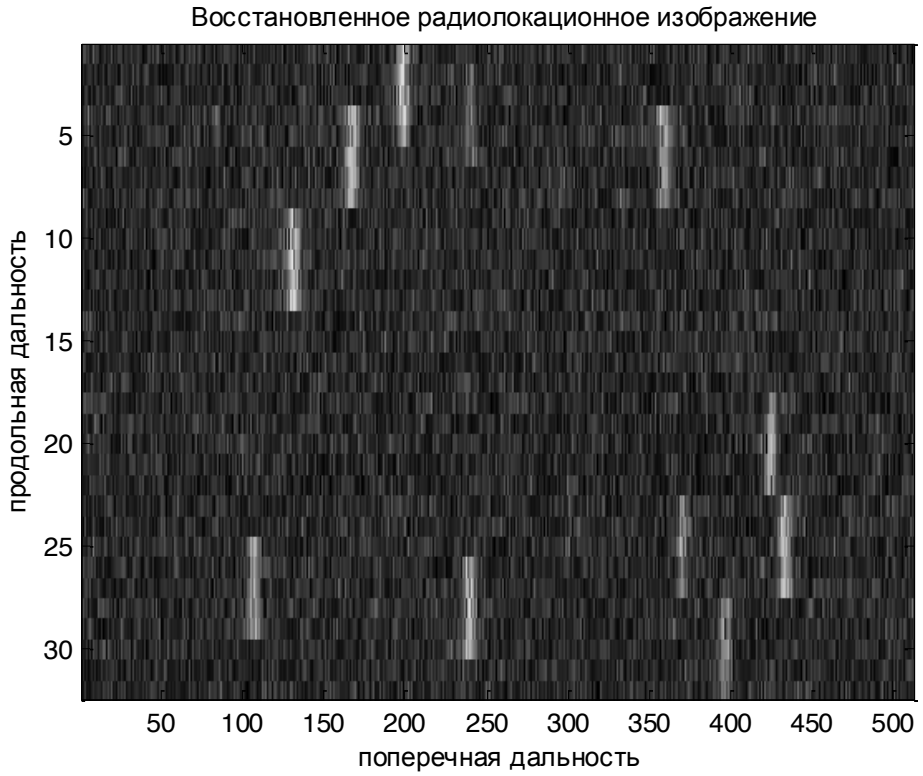


Рис. 5. Восстановленное радиолокационное изображение.

6. Приложение: решение кубического уравнения

Сделаем в (2.26) замену $y = t - \frac{d_1}{3}$, которая приводит это уравнение к виду:

$$t^3 - \left(\frac{a_2^3}{3} + 4a_4\right)t - \left(\frac{2a_2^3}{27} - \frac{8a_2a_4}{3} + a_3^2\right) = 0. \qquad (П1)$$

Полагая $t = p_1 + p_2$ и используя тождество

$$(p_1 + p_2)^3 - 3p_1p_2(p_1 + p_2) - (p_1^3 + p_2^3) = 0,$$

легко показать, что p_1^3 и p_2^3 являются корнями квадратного уравнения

$$s^2 - \left(\frac{2a_2^3}{27} - \frac{8a_2a_4}{3} + a_3^2\right)s + \left(\frac{a_2^3}{9} + \frac{4a_4}{3}\right)^3 = 0. \qquad (П2)$$

Следовательно

$$p_{1,2}^3 = \frac{1}{2}\left(\frac{2a_2^3}{27} - \frac{8a_2a_4}{3} + a_3^2\right) \pm \sqrt{\frac{1}{4}\left(\frac{2a_2^3}{27} - \frac{8a_2a_4}{3} + a_3^2\right)^2 - \left(\frac{a_2^3}{9} + \frac{4a_4}{3}\right)^3}.$$

Характер корней уравнения (П1) зависит от детерминанта уравнения (П2)

$$\Delta = \frac{1}{4}\left(\frac{2a_2^3}{27} - \frac{8a_2a_4}{3} + a_3^2\right)^2 - \left(\frac{a_2^3}{9} + \frac{4a_4}{3}\right)^3 =$$

$$= \frac{1}{3^6}\left\{\left[\left(|c|^2 - 4|b|^2\right)^3 + 54\,\mathrm{Im}^2\left(c^2b^*\right)\right]^2 - \left(|c|^2 - 4|b|^2\right)^6\right\}$$

Очевидно, что знак детерминанта Δ совпадает со знаком разности $\left(|c|^2 - 4|b|^2\right)$. Если $|c|^2 \geq 4|b|^2$, то $\Delta > 0$ и, как показано в [15], уравнение (П1) имеет единственный действительный корень

$$t = \sqrt[3]{-\frac{u}{2} + \sqrt{\left(\frac{u}{2}\right)^2 + \left(\frac{v}{3}\right)^3}} + \sqrt[3]{-\frac{u}{2} - \sqrt{\left(\frac{u}{2}\right)^2 + \left(\frac{v}{3}\right)^3}}$$

где

$$u = -\frac{2}{3^3}\left[\left(|c|^2 - 4|b|^2\right)^3 + 54\,\mathrm{Im}^2\left(c^2b^*\right)\right],$$

$$v = -\frac{1}{3}\left(|c|^2 - 4|b|^2\right)^2.$$

Если $\Delta \leq 0$, уравнение (П1) имеет три действительных корня, среди которых, при $\Delta = 0$, могут быть равные.

Литература

1. Brown W. M. Synthetic Aperture Radar. // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, March 1967, vol. AES-3, № 2, pp. 217-229.
2. Brown W. M., Riordan J. F. Resolution Limits with Propagation Phase Errors // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Sept. 1970, vol. AES-6, № 5, pp. 657-662.

3. Porcello L. J. Turbulence-Induced Phase Errors in Synthetic-Aperture Radars // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Sept. 1970, vol. AES-6, №5, pp. 636-644.
4. Brown W. M. SAR resolution in the presence of phase errors // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Nov 1988, vol. 24, №6, pp. 808-814.
5. Монаков А. А. Влияние фазовых ошибок на характеристики РСА в режиме телескопического обзора // Радиотехника, 2002, №3, с. 3-8.
6. Xi L., Guosui L., Ni J. Autofocusing of ISAR images based on entropy minimization // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, October 1999, vol. 35, № 4, pp. 1240-1252.
7. Fortune S. A., Hayes M. P., Gough P. T. Contrast optimisation of coherent images // Oceans 2003. Celebrating the Past ... Teaming Toward the Future (IEEE Cat. No.03CH37492), San Diego, CA, USA, vol.5, pp. 2622-2628, 2003.
8. Gao Y., Yu W., Liu Y., Wang R. Autofocus algorithm for SAR imagery based on sharpness optimization // Electronics Letters, May 2014, vol. 50, № 11, pp. 830–832.
9. Fienup J. R. Synthetic-aperture radar autofocus by maximizing sharpness // Opt. Lett. , 2000, vol. 25, pp. 221-223.
10. Do M.N., Morrison R.L., Munson D.C. SAR Image Autofocus by Sharpness Optimization: A Theoretical Study // IEEE Transactions on Image Processing, 2007, vol. 16, pp. 2309-2321.
11. Schulz T. J. Optimal Sharpness Function for SAR Autofocus // IEEE Signal Processing Letters, Jan. 2007, vol. 14, № 1, pp. 27-30.
12. Raney R. K., Runge H., Bamler R., Cumming I., Wong F. Precision SAR Processing without Interpolation for Range Cell Migration Correction // IEEE Trans. on Geosci. and Remote Sensing, July 1994, vol. 32, № 4.
13. Moreira A., Huang Y. Airborne SAR Processing of Highly Squinted Data Using a Chirp Scaling Algorithm with Integrated Motion Compensation // IEEE Trans. on Geosci. and Remote Sensing, September 1994, Vol. 32, № 5.
14. Cafforio C., Pratti C., Rocca F. SAR Data Focusing Using Seismic Migration Techniques // IEEE Trans. Aerospace and Eletronic Systems, 1991, Vol. 27.
15. Nickalls R. W. D. A New Approach to Solving the Cubic: Cardan's Solution Revealed // The Mathematical Gazette, 1993, vol. 77, № 480, pp. 354–359. JSTOR, www.jstor.org/stable/3619777.

REFERENCES

1. Brown W. M. Synthetic Aperture Radar. // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, March 1967, vol. AES-3, № 2, pp. 217-229.
2. Brown W. M., Riordan J. F. Resolution Limits with Propagation Phase Errors // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Sept. 1970, vol. AES-6, № 5, pp. 657-662.
3. Porcello L. J. Turbulence-Induced Phase Errors in Synthetic-Aperture Radars // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Sept. 1970, vol. AES-6, №5, pp. 636-644.
4. Brown W. M. SAR resolution in the presence of phase errors // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Nov 1988, vol. 24, №6, pp. 808-814.
5. A. A. Monakov, “The Effect of Phase Errors on the Characteristics of SAR in Spotlight mode,” [A. A. Monakov, “Vliyanie fazovyh oshibok na haracteristiki RSA v rezhime telescopicheskogo obzora”], Radiotehnica, 2002, № 3, pp. 3-8.
6. Xi L., Guosui L., Ni J. Autofocusing of ISAR images based on entropy minimization // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, October 1999, vol. 35, № 4, pp. 1240-1252.
7. Fortune S. A., Hayes M. P., Gough P. T. Contrast optimisation of coherent images // Oceans 2003. Celebrating the Past ... Teaming Toward the Future (IEEE Cat. No.03CH37492), San Diego, CA, USA, vol.5, pp. 2622-2628, 2003.
8. Gao Y., Yu W., Liu Y., Wang R. Autofocus algorithm for SAR imagery based on sharpness optimization // Electronics Letters, May 2014, vol. 50, № 11, pp. 830–832.
9. Fienup J. R. Synthetic-aperture radar autofocus by maximizing sharpness // Opt. Lett. , 2000, vol. 25, pp. 221-223.
10. Do M.N., Morrison R.L., Munson D.C. SAR Image Autofocus by Sharpness Optimization: A Theoretical Study // IEEE Transactions on Image Processing, 2007, vol. 16, pp. 2309-2321.

11. Schulz T. J. Optimal Sharpness Function for SAR Autofocus // IEEE Signal Processing Letters, Jan. 2007, vol. 14, № 1, pp. 27-30.
12. Raney R. K., Runge H., Bamler R., Cumming I., Wong F. Precision SAR Processing without Interpolation for Range Cell Migration Correction // IEEE Trans. on Geosci. and Remote Sensing, July 1994, vol. 32, № 4.
13. Moreira A., Huang Y. Airborne SAR Processing of Highly Squinted Data Using a Chirp Scaling Algorithm with Integrated Motion Compensation // IEEE Trans. on Geosci. and Remote Sensing, September 1994, Vol. 32, № 5.
14. Cafforio C., Pratti C., Rocca F. SAR Data Focusing Using Seismic Migration Techniques // IEEE Trans. Aerospace and Eletronic Systems, 1991, Vol. 27.
15. Nickalls R. W. D. A New Approach to Solving the Cubic: Cardan's Solution Revealed // The Mathematical Gazette, 1993, vol. 77, № 480, pp. 354–359. JSTOR, www.jstor.org/stable/3619777.

АДАПТАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ РАЗЛОЖЕНИЯ КОСМИЧЕСКОЙ ТЕЛЕВИЗИОННОЙ СИСТЕМЫ

А. И. Бобровский[1], А. В. Морозов[2], А. К. Цыцулин[2]

[1] – ФГУП «ГосНИИПП», Санкт-Петербург, РФ
[2] – АО «НИИ телевидения», Санкт-Петербург, РФ

Аннотация. Задача адаптации параметров разложения телевизионной системы контроля сближения и стыковки кооперируемых космических аппаратов рассмотрена на основе новой парадигмы максимума качества информации, пришедшей на смену старой парадигмы пассивного учёта деградации разрешающей способности при движении наблюдаемого объекта. Показано, что телевизионные системы на матричных фотоприёмниках должны иметь переменные параметры разложения и включать три крупных диапазона: на начальном этапе обнаружения объекта (на очень больших дистанциях) актуальна максимальная чувствительность, достигаемая увеличением времени накопления, на этапе сопровождения при больших дистанциях актуальна разрешающая способность по полю, при малых – разрешающая способность по времени. Показано, что *уравнение управления* параметрами разложения на этапе сопровождения объекта должно отражать инерционность и нелинейность (гистерезис) управления.

Ключевые слова: итерационный принцип, адаптация, гистерезис, уравнение управления, фильтрация

ADAPTATION OF SPACE TV SYSTEM'S PARAMETERS

I. Bobrovsky[1], A. V. Morozov[2], A. K. Tsytsulin[2]

[1] – FGUP «GosNIIPP», St. Petersburg, Russian Federation
[2] – JSC «TV SRI», Санкт-Петербург, РФ

Abstract. The task of adapting the decomposition parameters of the television system for control of convergence and docking of cooperative space vehicles was considered on the basis of a new paradigm of the maximum quality of information that replaced the old paradigm of passive registration of resolution degradation during the movement of the observed object. It is shown that the television systems on the matrix photosensors should have variable decomposition parameters and include three large ranges: at the initial stage of the object detection (at very long distances), the maximum sensitivity achieved by increasing the accumulation time is relevant, at the tracking stage at long distances the actual resolution on the field , for small - the time resolution. It is shown that the equation for controlling the parameters of the expansion at the stage of object tracking should reflect the inertia and nonlinearity (hysteresis) of control.

Keywords: iterative principle, adaptation, hysteresis, control equation, filtration

1. Введение

Более полувека космические аппараты (КА) стыкуются на орбите с использованием радиотехнических и оптико-электронных измерительных систем, предназначенных для измерения изменяющихся во времени пространственных координат кооперируемых КА. Сразу после полёта Гагарина С. П. Королёв сформулировал «Предложения по созданию средств для орбитальной сборки» [1], где поставил проблему обеспечения сближения КА на орбитах спутников Земли и наметил несколько стратегически важных этапов освоения сборки орбитальных станций, предложив «создание на базе корабля "Восток"

полуавтоматического комплекса сборки» (в современной терминологии − интерактивного управления). Эта методология в основных своих чертах не претерпела изменений и до настоящего времени [2], [3]: как и задумывал С. П. Королёв, поэтапность процесса сближения (этапы и методы дальнего и ближнего наведения) как с маневрирующими, так и с неманеврирующими КА, стала реализацией важного **принципа итерационного приближения к цели**.

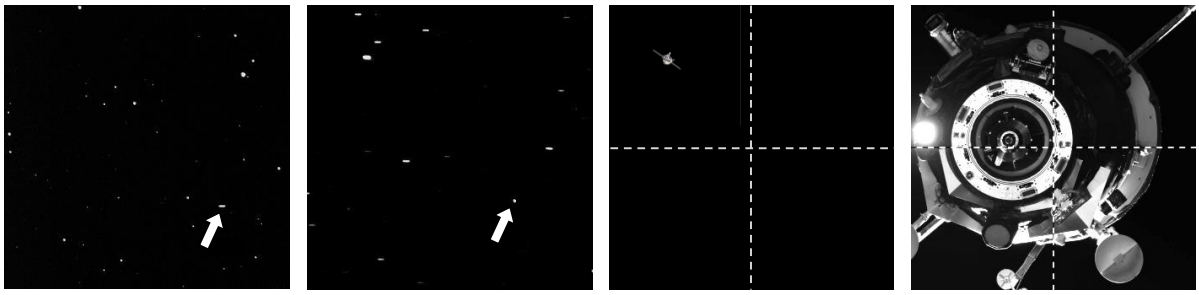
Для обеспечения контроля сближения КА с помощью телевизионных систем уже более полувека измеряются координаты кооперируемого КА [4]. При этом итерационный принцип сразу нашел отражение в использовании двух телекамер – с широким и узким углом поля зрения. Правда, при этом почему-то считалось, что «Первый этап (автоматический поиск и "захват" спутников радиотехническими средствами) не имеет существенных особенностей» [5]. Отчасти это мнение могло быть связано со сравнительной простотой телевизионных систем на этапе электронно-лучевых фотоприёмников. Рождение твердотельного телевидения открыло широкие возможности перестройки параметров телевизионных систем [6] и возможность распространения итерационного принципа С. П. Королёва на изменение параметров разложения изображения в ходе изменения дистанции между КА [7]–[11]. При разработке на основе концепции качества видеоинформации [7] принципов адаптивных к динамике сюжета телевизионных систем было установлено, что система управления параметрами разложения изображения − количеством эффективных пикселов (чёткостью) и кадровой частотой – так же, как и все системы управления КА [2], [3], [5], должна обладать инерционностью и нелинейностью вида гистерезиса [7], [9], [10].

2. Этапы наблюдения

Адаптация параметров разложения для разных дистанций имеет свои важные особенности. На очень больших дальностях после обнаружения КА и оценки его пространственных координат осуществляется переход:

- от широкоугольной телекамеры к соосной узкоугольной телекамере [4] (широкоугольная продолжает работу для предотвращения срыва слежения);
- от наблюдения при большом времени накопления (низкой кадровой частоте, необходимой для повышения дальности обнаружения) к кадровой частоте $F_{к0}$, предельно возможной при полной четкости $N^2_{макс}$ пикселов примененной фотоприёмной матрицы [8] (рисунок 1).

При измерении пространственно-временных координат КА, наблюдаемого узкоугольной телекамерой, имеется несколько этапов, характеризуемых различной динамикой сюжета. Так как при освещении КА Солнцем ошибки измерения этих координат определяются пространственно-временной дискретизацией изображения в фотоприемной матрице, то параметры разложения должны оптимизироваться по критерию минимума их суммы (при ограничении на скорость считывания сигнала). Эта задача относится к изопериметрическим, в которой в роли переменных выступают дисперсии парциальных ошибок оценивания $\varepsilon_k = D_{\Delta k}$, а в роли «периметра» − доступная скорость считывания информации с фотоприёмной матрицы.



Широкоугольная камера, обнаружение	Широкоугольная камера, сопровождение	Узкоугольная камера, большая дистанция	Узкоугольная камера, малая дистанция
Стабилизация по звездам, сигнал КА смазан	Стабилизация по КА, сигналы звезд смазаны		
Максимум чувствительности	Минимум ошибки измерения азимута	Минимум ошибки измерения пространственно-временных координат	
$F_к < F_{к0}$	$F_к = F_{к0}$	$F_к = F_{к0}$	$F_к = 2F_{к0}$
$N^2 = N^2_{макс}$	$N^2 = N^2_{макс}$	$N^2 = N^2_{макс}$	$N^2 = N^2_{макс}/4$

Рис. 1. Этапы адаптации телевизионной системы

Решение уравнения Эйлера с неопределёнными множителями Лагранжа приводит к *правилу равенства дисперсий приращений сигнала по всем аргументам*, т. е. равенства дисперсий межэлементных (по горизонтали и по вертикали) и межкадровой разностей видеосигнала [7], [9], [10]:

$$D_{\Delta x} = D_{\Delta y} = D_{\Delta t}. \qquad (1)$$

Такое выравнивание дисперсий ошибок позволяет минимизировать *промах* при измерении пространственно-временных координат КА. Наличие этого условного оптимума параметров разложения интуитивно ясно, так как на большой дальности видимые размеры и скорость объекта малы, и актуальна предельная чёткость, а на малой дистанции размеры и скорость объекта велики, и актуальна высокая кадровая частота.

3. Характеристики адаптивной телевизионной системы

Система измерения координат, реализующая правило (1) с помощью *взаимообмена* четкости (числа элементов разложения N^2) и кадровой частоты $F_к$, включает подсистему измерения статистики z_k (равной текущему отношению оценок дисперсий межэлементной и межкадровой разностей $z_k = D_{\Delta xk}/D_{\Delta tk}$). Если считать, что видеосигнал − случайный процесс с нормальным распределением (включающий некоррелированные сигнальную и шумовую компоненты), то статистика z является модифицированной статистикой Фишера–Снедекора [7], [9], которую можно аппроксимировать гауссовским законом распределения [11].

Для максимизации качества видеоинформации необходимо использовать методы обеспечения устойчивости системы автоматического управления параметрами разложения − введения инерционности и нелинейности в контуре управления [7], [9], [10]. Инерционность системы (уменьшающая шумовую ошибку, но увеличивающая задержку) проявляется в фильтрации статистики z_k с формированием из нее оптимальной (квазиоптимальной) оценки статистики $\hat{z}_k$. В реальных системах скорость изменения математического ожидания $\varphi(t)$ опорной статистики z невелика, а отклонения статистики

z от среднего значения $\varphi(t)$ в соседних кадрах статистически независимы, в силу чего возникает возможность минимизации времени нахождения системы в «неправильном» состоянии (когда дисперсии приращений сигналов по различным аргументам существенно отличаются друг от друга). Функцию $\varphi(t)$ можно моделировать кусочно-полиномиальной зависимостью (в реальных условиях стыковки КА работают корректирующие двигатели, вносящие аддитивные скачки в закон изменения $\varphi(t)$). Учитывая в среднем монотонный вид функции $\varphi(t)$, можно получать её оценку с использованием оптимального фильтра Калмана, вводящего переменную во времени инерционность в процесс оценивания. Упрощенный вариант такой фильтрации может быть реализован с помощью нелинейного накопления, т. е. с помощью принятия решения после превышения опорной статистикой z уменьшенного порога подряд в нескольких кадрах. В этом простом случае существует оптимальное число m совместно анализируемых последовательных кадров, зависящее от текущего значения производной математического ожидания φ статистики z по времени $d\varphi(t)/dt$. Промежуточный по точности и сложности метод субоптимальной фильтрации использует рекурсию в соответствии с разностным уравнением, включающим постоянную обратной связи α, определяющую инерционность фильтра:

$$\hat{z}_k = \alpha z_k + (1-\alpha)\hat{z}_{k-1}. \qquad (2)$$

В силу дискретности растра матричных фотоприемников изменение четкости изображения может осуществляться только дискретно, что в совокупности с флуктуациями статистики z_k из-за шумов видеосигнала вносит свою специфику в синтез системы управления. В общем случае система может иметь множество состояний с различным числом эффективных пикселов (полученных группированием исходных пикселов по 2×2, 3×3, 4×4 и т. д.) с соответствующим правилу (1) увеличением кадровой частоты (рис. 2). В простейшем случае система должна иметь гистерезис и два определяющих его порога (верхний $\gamma_в$ и нижний $\gamma_н$, подчиняющихся правилу $\gamma_в = 1/\gamma_н$). Минимальное отношение порогов $d = \gamma_в/\gamma_н$ соответствует изменению отношений интервалов пространственной и временной дискретизации, что в простейшем случае системы с двумя состояниями дает $d = 4$. Вместе с тем из-за неизбежного наличия в видеосигнале шумов для обеспечения устойчивости адаптивной системы необходимо увеличение «расстояния» d между порогами. Расчет [7], [9] показывает, что при анализе в реальном времени каждого кадра (без задержки) при разумных значениях вероятности ложной тревоги (преждевременного изменения состояния системы, чреватого немедленным обратным изменением; $p_{лт} \le 10^{-3}$) пороги существенно отличаются от минимальных, диктуемых дискретностью растра и отношение порогов $d_{1\leftrightarrow 2} = \gamma_в/\gamma_н$, в отсутствие флуктуаций равное 4, должно быть увеличено примерно до 9. При этом фильтрация, т. е. формирование оценки статистики $\hat{z}_k$, напр., в соответствии с алгоритмом (2), позволяет уменьшить «расстояние» d между порогами до 5,5 [7], [10].

Гистерезис системы проявляется в том, что в каждом k-м кадре она может иметь два текущих *состояния*:

• при $\hat{z}_k > \gamma_в$ переход из состояния A^2_{k-1} с максимальной кадровой частотой в состояние A^1_k с максимальной четкостью;

• при $\hat{z}_k < \gamma_н$ переход из состояния A^1_{k-1} с максимальной четкостью в состояние A^2_k с максимальной кадровой частотой;

• при $\gamma_н \le z \le \gamma_в \rightarrow$ сохранение имеющегося состояния $A_k = A_{k-1}$.

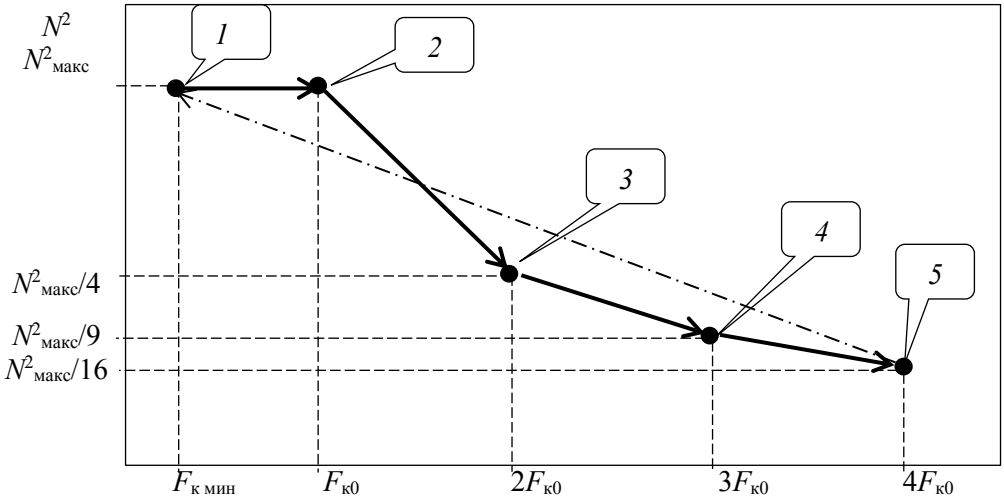


Рис. 2. Фазовый портрет адаптивной телевизионной системы

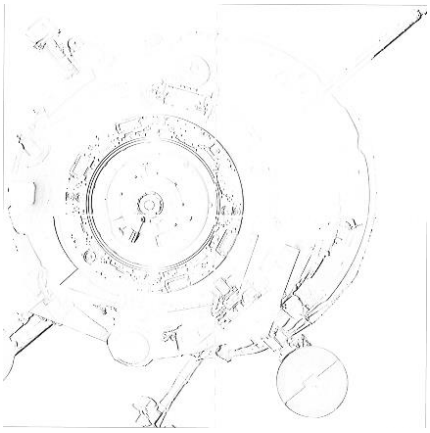
Динамика изменения параметров разложения, качественно намеченная на рисунке 1, иллюстрируется фазовым портретом системы (рисунок 2), показывающем изменение *состояния* системы по мере сближения КА: состояние *1* – низкая кадровая частота, высокая чёткость; состояние *2* – максимальная при полной четкости кадровая частота $F_{к0}$; состояние *3* – повышенная в 2 раза кадровая частота, состояние *4* – повышенная в 3 раза кадровая частота, состояние *5* – повышенная в 4 раза кадровая частота. Пунктир − переход системы в исходное состояние по завершении стыковки КА. В общем случае таких состояний может быть и больше, но ниже рассмотрим наиболее простой случай системы с двумя состояниями *2* и *3*.

Для реализации системы с такими состояниями необходимо формирование управления в соответствии с *уравнением управления* [10]:

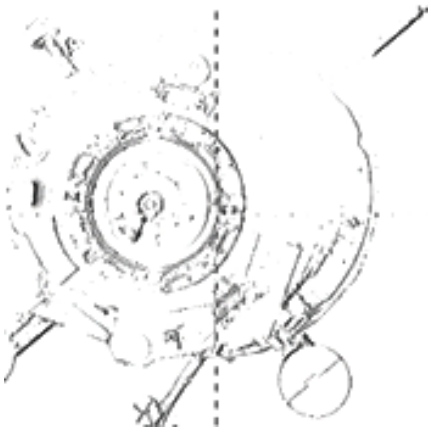
$$C_k = \operatorname{sign}\left(\hat{z}_{k-1} - \gamma_в\right) - \operatorname{sign}\left(\gamma_н - \hat{z}_{k-1}\right). \qquad (3)$$

Экспериментальная проверка обмена пространственной чёткости и кадровой частоты (рисунок 3) [7], [10] показала реализуемость и эффективность разработанной концепции.

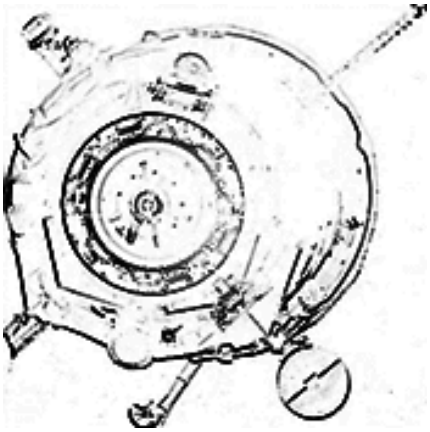
Выбираемые на конкретном этапе сближения КА параметры разложения (кадровая частота и кратность сложения пикселов) вместе с сигналами телеметрии инкапсулируются в передаваемый цифровой видеосигнал и передаются в канал связи для корректного отображения видеоинформации без искажений пространственных и временных масштабов изображения на мониторах МКС и ЦУП.



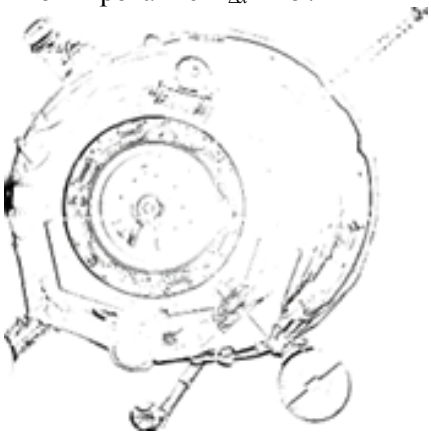
межэлементная разность $D_{\Delta x}$=78



межэлементная разность, бинирование $D_{\Delta x}$= 157



межкадровая разность $D_{\Delta t}$= 585



межкадровая разность, бинирование и удвоение кадровой частоте $D_{\Delta t}$= 251

Рис. 3 Статистики изображения приближающегося КА

4. Заключение

Решение задачи минимизации ошибок измерения изменяющихся во времени координат объектов при ограничении скорости считывания информации с фотоприемных матриц позволяет найти условные оптимальные четкость и кадровую частоту при их дискретно переключаемом взаимообмене. Решение задачи обеспечения устойчивости системы автоматического управления параметрами разложения измерительной системы требует введения доверительного интервала при измерении статистик сигнала, превышающего минимально допустимое значение, определяемое дискретностью растра.

Изложенная концепция, опирающаяся на правило (1) и уравнение управления (3), является отражением новой парадигмы в теории телевизионных систем, пришедшей на смену старой парадигме пассивного учёта деградации разрешающей способности при движении наблюдаемого объекта. Оптимизация систем космического телевидения имеет целью извлечение компьютерным получателем информации максимального качества, без оглядки на ограниченность зрения человека-наблюдателя, с учётом ограничения пропускной способности канала связи телекамеры и бортового компьютера и/или ЦУП, отражает важный эффект влияния твердотельной технологии на изменение методов системного проектирования в прикладном телевидении.

Литература

1. Творческое наследие академика Сергея Павловича Королёва. Избранные труды и документы/Под ред. М. В. Келдыша. М., Наука, 1980. – 592 с.

2. Легостаев В. П., Раушенбах Б. В. Автоматическая сборка в космосе/ Космические исследования, 1969, вып. 6. С. 803–813.

3. Микрин Е. А. Бортовые комплексы управления космических аппаратов. М., МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2014. – 245 с.

4. Брацлавец П. Ф., Росселевич И. А., Хромов Л. И. Космическое телевидение. М.: Связь, 1973. 248 с. (1-е изд. 1967).

5. Легостаев В. П., Шмыглевский И. П. Управление сближением космических аппаратов на этапе причаливания. Управление в космосе. Т. 2. М., Наука, 1972. С. 218–228.

6. Твердотельная революция в телевидении: Телевизионные системы на основе приборов с зарядовой связью, систем на кристалле и видеосистем на кристалле/ Под ред. А. А. Умбиталиева и А. К. Цыцулина. − М.: Радио и связь, 2006. − 312 с.

7. Теория и практика космического телевидения/ Умбиталиев А. А., Цыцулин А. К., Пятков В. В., Бобровский А. И. и др. //Под ред. Умбиталиева А. А., Цыцулина А. К. СПб, НИИ телевидения, 2017. – 368 с.

8. Обнаружение объектов на звёздном фоне / Левко Г. В., Бобровский А. И., Морозов А. В., Цыцулин А. К. // Вопросы радиоэлектроники, серия Техника телевидения, 2016, вып. 2. С. 29–38.

9. Статистический синтез управления телевизионной системой, адаптивной к динамике сюжета / Умбиталиев А. А., Цыцулин А. К., Пятков В. В., Морозов А. В. и др. // Вопросы радиоэлектроники, серия Техника телевидения, 2016, вып 1. С. 3–11.

10. Адаптация параметров разложения телевизионного координатора целей/Умбиталиев А. А., Цыцулин А. К., Пятков В. В., Бобровский А. И., Морозов А. В.// Военно-научная конференция «Актуальные научно-технические аспекты разработки, испытаний и эксплуатации средств ракетно-космической обороны», СПб, ВКА им. А. Ф. Можайского, 20 октября 2017 г. с. 183 – 188.

11. Вероятностные характеристики решающей статистики в телевизионной системе, адаптивной к динамике сюжета/ Цыцулин А. К., Рогачёв В. А., Морозов А. В., Бобровский А. И. и др. Вопросы радиоэлектроники, серия Техника телевидения, 2018, вып 1. – С. 71–78.

References

1. The creative heritage of Academician Sergei Pavlovich Korolev. Selected Works and Documents / Ed. M.V. Keldysh. M., Science, 1980. - 592 p.

2. Legostaev V. P., Rauschenbach B. V. Automatic assembly in space / Cosmic studies, 1969, no. 6. P. 803-813.

3. Mikrin, E. A, Onboard control systems of space vehicles. M., MSTU them. N.E. Bauman, 2014. - 245 p.

4. Bratslavets P.F., Rosseljevich I.A., Khromov L.I. Cosmic television. M.: Communication, 1973. 248 p. (1st ed., 1967).

5. Legostaev V.P., Shmyglevsky I.P. Control of the convergence of space vehicles at the stage of docking. Management in space. T. 2. M., Science, 1972. P. 218-228.

6. Solid-state revolution in television: Television systems based on charge-coupled devices, crystal systems and video systems on a chip, Ed. A.A. Umbitalieva and A.K. Tsytsulin. - Moscow: Radio and Communication, 2006. - 312 p.

7. The theory and practice of space television / Umbitaliev A. A., Tsytsulin A.K., Pyatkov V.V., Bobrovsky A.I., et al., Ed. Umbitalieva A.A., Tsytsulina A.K. St. Petersburg, Research Institute of Television, 2017. - 368 p.

8. Detection of objects on a stellar background / Levko G.V., Bobrovsky A.I., Morozov A.V., Tsytsulin A.K. // Questions of radio electronics, series Technique of Television, 2016, no. 2. P. 29-38.

9. Statistical synthesis of control of the television system, adaptive to the dynamics of the plot / Umbitaliev A.A., Tsytsulin A.K., Pyatkov V.V., Morozov A.V., etc. // Radio electronics questions, TV technics series, 2016, 1. C. 3-11.

10. Adaptation of the decomposition parameters of the television coordinator of goals / Umbitaliev A.A., Tsytsulin A.K., Pyatkov V.V., Bobrovsky A.I., Morozov A. V. // Military scientific conference "Actual scientific and technical aspects development, testing and operation of missile and space defense systems ", St. Petersburg, A.F. Mozhaisky MSA, October 20, 2017 p. 183–188..
11. Probabilistic characteristics of the decisive statistics in a television system adaptive to the dynamics of the plot / Tsytsulin A.K., Rogachev V.A., Morozov A.V., Bobrovsky A.I., et al., Radioelectronics, Series Technique of Television, 2018, 1. - P. 71-78.

АЛГОРИТМ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ КАНАЛА МНОГООБЗОРНОГО НАБЛЮДЕНИЯ ПЕРСПЕКТИВНОЙ РЛС

А. В. Голубев[1], А. Б. Силантьев[1]

[1]Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны (ЯВВУ ПВО), г. Ярославль, Российская Федерация

Аннотация. Предлагается структура радиолокационной станции, в которой помимо основного канала, реализующего известные и апробированные методы обработки эхо-сигналов, вводится дополнительный канал обработки радиолокационной информации. Внедрение подобной структуры можно рассматривать как одно из перспективных направлений развития радиолокационных средств для расширения их информационных возможностей по обнаружению слабоотражающих (малоразмерных) объектов радиолокации. Рассмотрен алгоритм канала многообзорного наблюдения в составе перспективной радиолокационной станции, предложен вариант реализации канала на основе известного преобразования Хафа. Отмечено, что характеристики обнаружения дополнительного канала обработки улучшаются за счет значительного увеличения времени наблюдения, а требуемый уровень вероятности ложных тревог может быть обеспечен с помощью выделения траекторий целей.

Ключевые слова: Слабоотражающие цели, малоразмерные беспилотные летательные аппараты, порог обнаружения, многообзорное накопление, метод «track-before-detect», преобразование Хафа, вероятность обнаружения.

ALGORITHM OF THE FUNCTIONING OF THE CHANNEL OF MULTIPLAX OBSERVATION OF THE PERSPECTIVE RADAR

A. V. Golubev[1], A. B. Silantyev[1]

[1]Yaroslavl Higher Military School of Antiaircraft Defense (YHMC AAD), Yaroslavl, Russian Federation

Abstract. In this paper we offered a renewed radar structure where a processing channel with multiscanning integration is added. It gives a benefit in the detection of small radar cross section (RCS) targets. An algorithm of multiscanning integration based on Hough transform is considered. It is shown that the detection characteristics are improved due to the increase of observation time while false alarm probability is provided by the true trajectories detection.

Keywords: A small radar cross section (RCS) target, small-size UAVs, detection threshold, multiscanning integration, "track-before-detect" method, Hough transform, probability of detection.

1. Введение

Традиционные методы обработки [1], реализованные в современных радиолокационных станциях (РЛС), часто не обеспечивают надежное своевременное обнаружение малоразмерных целей с малыми значениями эффективной площади рассеяния (ЭПР). Реализованная в ряде РЛС система селекции движущихся целей (СДЦ), «вырезает» или присваивает признак «ангел» всем воздушным объектам, чья скорость движения оказывается менее заданной.

Анализ показывает, что расчетные дальности обнаружения малоразмерных целей, например, беспилотных летательных аппаратов (БЛА) современными РЛС оказываются явно недостаточными для решения практических задач. В условиях применения помех

эти относительно невысокие возможности обычно не реализуются. Таким образом, имеющиеся РЛС контроля воздушного пространства недостаточно эффективны при обнаружение малоразмерных, малоскоростных воздушных целей, например, типа БЛА в простой помеховой обстановке.

Возможности современных РЛС по дальнейшему наращиванию их энергетического потенциала практически исчерпаны. Попытки дополнительного увеличения мощности генераторных приборов или чувствительности приемных устройств обычно связаны с существенным усложнением и удорожанием их конструкции. Использование антенн с высокими направленными свойствами для обзора пространства приводит к уменьшению длительности радиолокационного контакта с целью, при этом общее время накопления ограничено единым временным балансом радиолокатора.

В такой ситуации наблюдается возрастающий интерес к известным методам длительного многообзорного наблюдения (накопления) [2]. Подобные методы решают единую задачу «обнаружения-измерения». При этом грань между первичной и вторичной обработкой радиолокационной информации практически исчезает [1], а достижение требуемой минимальной условной вероятности ложной тревоги обеспечивают результаты вторичной обработки. Подобная задача применительно к «просветной» двухпозиционной РЛС была сформулирована в [3]. В работе показано, что задача обнаружения сигналов целей может быть сведена к анализу спектрограмм и обнаружению траекторий в пространстве частота-время. В современной технической и научной литературе достаточно подробно рассмотрено множество методов многообзорного накопления. С начала 1990-х годов часть подобных методов в иностранной научной литературе [4] получила название track-before-detect (TBD). По сути, в основе методов TBD лежит применение некогерентного накопления сигналов на основе априорной модели движения цели [5]. Без учета модели движения цели накопление на длительном временном интервале практически невозможно.

Известны также недостатки методов TBD, препятствующие их широкому применению. При использовании методов TBD время некогерентного накопления оказывается достаточно продолжительным. Оно соответствует нескольким периодам обзора и может составлять для обзорных РЛС десятки секунд. Факт обнаружения в этом случае регистрируется с некоторым запаздыванием. Например, при анализе результатов десяти обзоров пространства с темпом $T_{обз} = 5\,c$ обнаружение может происходить только через 50 с после получения первой отметки от цели. А при анализе результатов двадцати обзоров время запаздывания может достигать практически двух минут. Возможность столь длительного накопления сигналов при обнаружении высокоскоростных целей представляется проблематичной. Поэтому подобный метод обнаружения и завязки трасс вряд ли может быть выбран в качестве основного в современных многофункциональных РЛС.

В работе предлагается структура РЛС, в которой наряду с основным каналом работы, используется дополнительный канал многообзорного наблюдения (МОН).

Рассматриваются вопросы практической реализации канала МОН и подходы к оценке его эффективности.

2. Структура РЛС и алгоритм обработки канала многообзорного наблюдения

Единый процесс получения радиолокационной информации обычно разделяют на этапы первичной и вторичной обработки [1]. Первичная обработка радиолокационной информации – это процесс получения сведений о локационных объектах на основе анализа радиолокационного сигнала, представляющего результат одного периода обзора пространства. При первичной обработке решается одна из наиболее важных задач – обнаружение, которое заключается в принятии решения о наличии или отсутствии объекта локации в каждом разрешаемом объеме зоны обнаружения РЛС.

Широкое распространение получили адаптивные системы обработки РЛИ, способные изменять свои параметры в процессе работы [6]. Так, обнаружение цели в обзорном радиолокаторе выполняется в каждом элементе разрешения путем сравнения результата обработки входной реализации с некоторым пороговым уровнем. Значение порогового уровня определяется заданной вероятностью ложной тревоги, а также интенсивностью собственных шумов и внешних помех и может адаптироваться к текущей помеховой обстановке. Например, адаптивный пороговый уровень может формироваться на основе результатов, получаемых в соседних элементах разрешения [6]. Автоматическое пороговое обнаружение эхо-сигналов производится при взаимно связанных, в частности фиксированных, усилении приемных каналов (уровне шумов на выходе) и величине порога (напряжения срабатывания оконечных пороговых устройств). Уровень порога устанавливается из условия допустимого, с точки зрения перегрузки системы вторичной обработки информации, то есть количества ложных тревог для каждого разрешаемого объема.

Как правило, завязка трасс происходит с использованием известных алгоритмов по результатам нескольких обзоров. Эффективность алгоритма и время завязки трассы во многом зависит от применяемого критерия. Более медленные алгоритмы («длинные» логики) позволяют избежать завязки ложных траекторий в условиях интенсивных помех [7].

Основными недостатками существующих алгоритмов обработки реализованных в современных РЛС можно считать:

1. Необнаружение сигналов от малоразмерных целей ввиду их низкого уровня, соизмеримого с уровнем шумов (сигналы не превышают порог обнаружения, а координаты отметок не поступают в устройство вторичной обработки).
2. Исключение из обработки эхо-сигналов малоподвижных (малоскоростных) целей (вырезаются системой СДЦ или отметкам присваивается признак «ангел»).
3. Жесткий критерий формирования трассовой информации о цели (трасса формируется лишь после нескольких последовательных успешных обнаружений).

Для исключения этих недостатков предлагается дополнительно к основному тракту радиолокационной станции ввести канал МОН (рисунок 1).

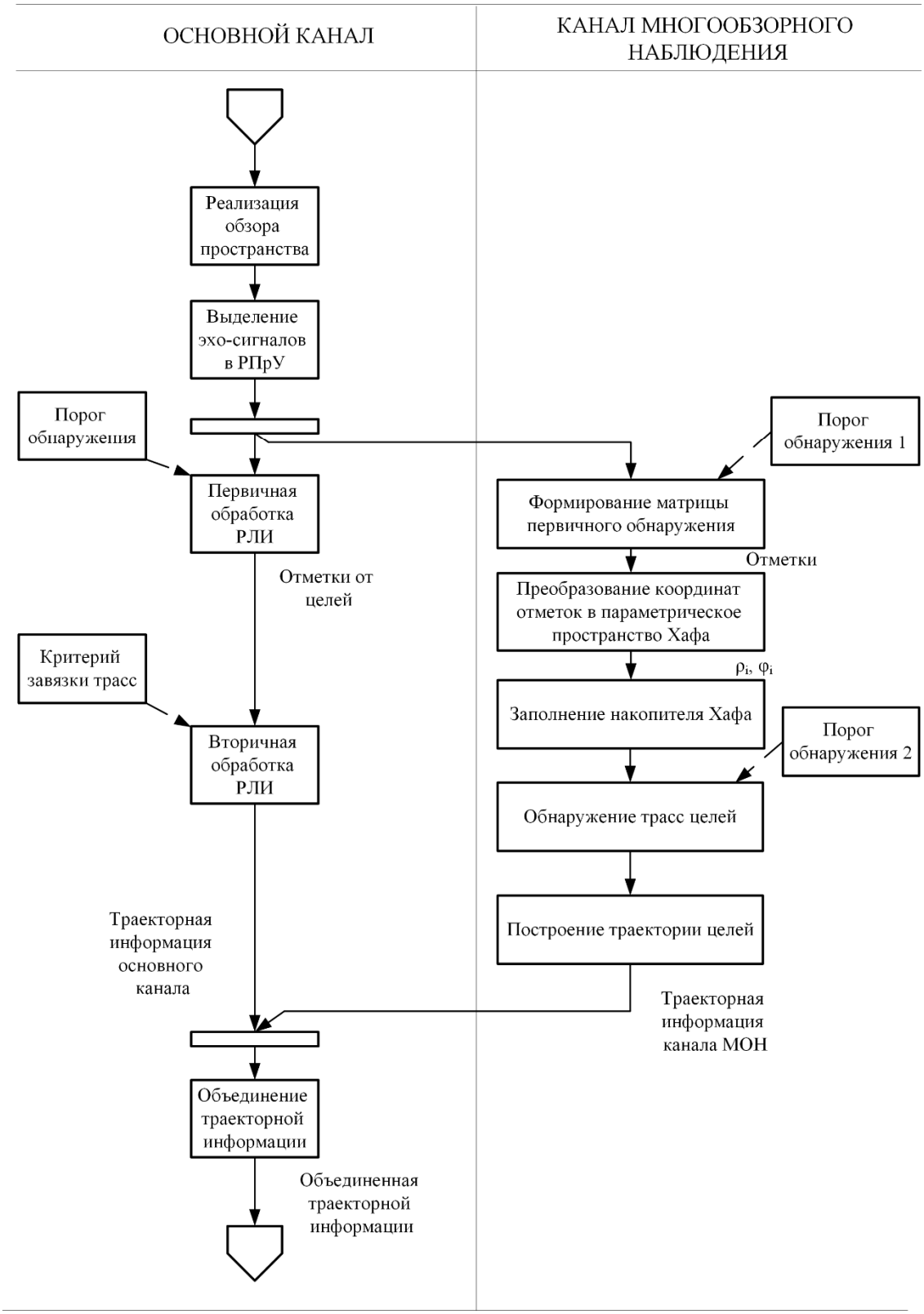


Рис. 1. Алгоритм обработки радиолокационной информации в РЛС с дополнительным каналом многобзорного наблюдения.

В основном канале реализован достаточно распространенный алгоритм работы современных РЛС. Отраженный от цели сигнал поступает в блок фильтрации, преобразования и усиления. Далее в цифровом виде реализуются первичная и вторичная обработка сигналов. В устройстве первичной обработки оцифрованный сигнал подвергается детектированию и поступает в пороговое устройство, уровень порога в котором выставляется в зависимости от требуемой вероятности ложной тревоги. Он может изменяться от такта к такту за счет изменения уровня помех. В случае, если сигнал превысил порог обнаружения, координаты отметки поступают в устройство вторичной обработки для формирования траекторной информации.

В канале МОН результаты сравнения с первичным порогом (порог обнаружения 1 на рисунке 1), полученные в нескольких обзорах, подвергаются преобразованию Хафа и заполняют ячейки специального аккумулятора или накопителя [4,5]. Содержимое аккумулятора Хафа непрерывно пополняется. Обнаружение трасс целей реализуется по результатам сравнения многообзорного содержимого аккумулятора с порогом в устройстве обнаружения трасс по критерию «*n* из *M*» (порог обнаружения 2 на рисунке 1). При этом определяются координаты отметок, соответствующие ячейке аккумулятора ρ_i, φ_i, для которой реализовалась превышение порога. Отметки от цели, соответствующие данной ячейке, объединяются в трассу цели одним из известных методов. Устройство объединения совмещает полученную траекторную информацию основного и дополнительного каналов и выдает её на систему отображения.

3. Реализация метода многообзорного наблюдения и оценка его эффективности

Рассмотрим особенности реализации метода многообзорного наблюдения. В дополнительном канале используется первичный порог обнаружения, который оказывается ниже уровня порога основного канала, что вызывает значительное увеличение числа превышений порога. На рисунке 2 представлена зависимость вероятности ложной тревоги от величины относительного порога (уровень порога нормирован относительно шума). При уменьшении уровня порога вероятность ложных тревог быстро возрастает, но вместе с тем становится возможным обнаружение сигналов от целей с малой ЭПР.

При значительном количестве превышений порога от обзора к обзору будет также быстро нарастать число завязываемых трасс (истинных и ложных траекторий целей). Алгоритм Хафа позволяет на основе априорной модели движения цели эффективно выделить отметки от целей принадлежащие прямым (потенциальным траекториям целей). По мере увеличения числа анализируемых обзоров количество потенциальных трасс-кандидатов быстро убывает. Так, по результатам моделирования работы алгоритма получены следующие результаты. При вероятности ложной тревоги на этапе первичной обработки $P_F = 5 \cdot 10^{-3}$ число потенциальных трасс-кандидатов для трех обзоров составило $N_{Tp} = 5573$, для четырех – $N_{Tp} = 2781$, для пяти – $N_{Tp} = 1187$ При

анализе 10 обзоров число потенциальных трасс-кандидатов (истинных и ложных) снизилось до двух.

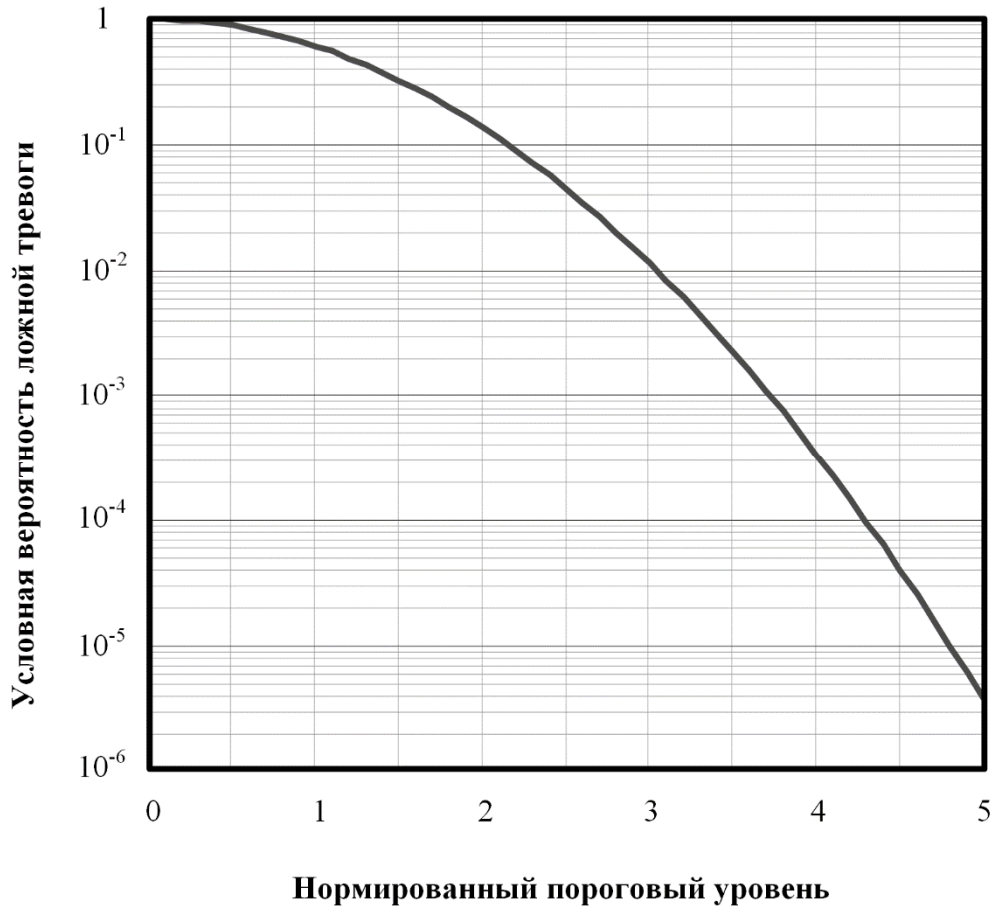


Рис. 2. Вероятность ложной тревоги как функция порогового уровня (порог нормирован относительно СКО релеевского шума).

Возможны различные подходы к оценке эффективности методов многобзорного наблюдения [2,4,5]. Для оценки эффективности многообзорного накопления в [2] определяется количество проверяемых гипотез (потенциальных трасс). В [4] показано, что за счет существенного увеличения времени наблюдения методы дают значительный прирост результирующей вероятности обнаружения

$$P_D = \sum_{k=n}^{M} P(k, M)\,, \qquad (1)$$

где $P(k,m) = [1 - p_D(m)]P(k,m-1) + p_D(m)P(k-1,m-1)$ – определяемая рекуррентно вероятность ровно k обнаружений в m тактах (обзорах), $p_D(m)$ – вероятность обнаружения для одного объема разрешения.

Например, при использовании на втором этапе для обнаружения трасс по методу Хафа критерия «7 из 20» точек, можно получить выигрыш в отношении сигнал-шум более 6дБ [4]. Прирост результирующей вероятности обнаружения позволяет расширить зону действия РЛС при обнаружении слабоотражающих целей. Вероятность

обнаружения $p_D(m)$ может изменяться от такта к такту за счет изменения отношения сигнал-шум по мере приближения цели к РЛС.

Оценка эффективности в [7] проводится путем оценки вероятности завязки трассы в течение определенного количества сканирований (обзоров) РЛС.

Необходимо отметить, что результат процесса обнаружения по методам TBD с использованием многообзорного накопления несколько отличается от результата традиционной процедуры обнаружения, то есть принятия решения о наличии цели по результатам сравнения сигнала с пороговым уровнем. Методы многообзорного наблюдения дают дополнительный выигрыш, заключающийся в получении траекторной информации, то есть оценки траектории цели. Таким образом, результат процедуры многообзорного наблюдения – это не только факт обнаружения цели, но и оценка некоторой части траектории её движения. Этот косвенный выигрыш необходимо дополнительно учитывать при оценке общей эффективности методов многообзорного наблюдения.

4. Заключение

Предложена структура и рассмотрен алгоритм функционирования РЛС, включающей канал многообзорного наблюдения на основе преобразования Хафа. В канале многообзорного наблюдения в результате применения цифровых методов обработки обеспечивается прирост отношения сигнал-шум и результирующей вероятности обнаружения, что позволяет расширить зону обнаружения слабоотражающих целей. Кроме того время анализа радиолокационной информации в дополнительном канале многообзорного накопления не ограничено «жесткой» временной диаграммой работы РЛС.

По своей эффективности предложенный метод обнаружения и завязки трасс соответствует известным методам цифрового накопления. При оценке эффективности методов длительного многообзорного накопления необходимо учитывать не только прирост дальности обнаружения за счет накопления энергии сигналов, но также и косвенный выигрыш, обусловленный получением трассовой информации, необходимой для принятия решений в системе, одновременно с фактом обнаружения.

Литература

1. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
2. Кричигин, А.В., Маврычев, Е.А. Алгоритмы многообзорного обнаружения траектории движущейся цели. Труды НГТУ им. Алексеева Р.Е. №4(83), 2010, С. 11-18.
3. Силантьев, А.Б., Красников, А.В., Узденов, Д.Д., Теряшов А.И. Постановка и методика решения задачи обнаружения-измерения в двухпозиционной радиолокационной станции при локации «на просвет».//Вестник Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова. Серия Естественные и технические науки. 2014. Вып.3., С.30-34.
4. Carlson, B. D., Evans, E. D., and Wilson, S. L. Search radar detection and track with the Hough transform. System concept. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, *30, 1 (Jan. 1994),* Part I: *102-108,* Part II: *109-115,* Part III: *116-124.*

5. Монаков А.А. Обнаружитель движущейся цели для радиолокационного приемника на основе алгоритма Хафа. Сборник докладов конференции «RLNC 2014», С.1584-1594.
6. Трухачев, А.А. Адаптивные пороговые уровни в устройствах обнаружения радиолокационных сигналов. М.: НПО «Алмаз», 2017. -344с.
7. Фарина А., Студер Ф. Цифровая обработка радиолокационной информации. Сопровождение целей. Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1993. – 320 с.

REFERENCES

1. Shirman, Ya. D., Manjos, V.N.,Theory and technics of radar information processing in clutter conditions - Moscow: Radio y svyaz, 1981. - 416 p.
2. Krichigin, A.V., Mavrychev, E.A. Multi-scanning detection algorithms of moving target track. Proceeding of NNSU, №4 (83), 2010, Pp. 11-18.
3. Silantjev, A.B., Krasnikov, A.V., Uzdenov, D.D., Teryashov, A.I. The problem of detection and measurement of the targets in a bistatic forward-scattering radar and the methods of its solution. Bulletin of Demidov Yaroslavl State University, 2014. Vol. 3., Pp.30-34.
4. Carlson, B. D., Evans, E. D., and Wilson, S. L. Search radar detection and track with the Hough transform. System concept. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 30, 1 (Jan. 1994), Part I: Pp. 102-108, Part II: Pp. 109-115, Part III: Pp. 116-124.
5. Monakov, A.A. Detecting a moving target for a radar receiver based on the Hough algorithm. Collection of reports of the conference "RLNC 2014", Pp.1584-1594.
6. Trukhachev, A.A. Adaptive thresholds in radar detection devices. M.: NGO Almaz, 2017.-344p.
7. Farina, A., Studer, F.A., Radar Data Processing. - Moscow: Radio y svyaz, 1993. – 320 p.

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ОРИЕНТАЦИИ НОСИТЕЛЯ НА ФОРМУ ОТКЛИКА MIMO РЛС С СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ АНТЕННЫ

Э. Ф. Гибадрахманова[1], В. В. Чапурский[2]

[1]АО НПО «ОКБ им. М. П. Симонова», г. Казань, Российская Федерация
[2]МГТУ им. Н.Э.Баумана, г. Москва, Российская Федерация

Аннотация. Приводится методика анализа разрешающей способности радиоизображения поверхности Земли в MIMO радиолокаторах с синтезированием апертуры (MIMO РСА) при изменении ориентации воздушного носителя в горизонтальной плоскости относительно прямолинейной траектории полета носителя. Анализ основан на вычислении обобщенной функции неопределенности по плоскостным координатам на поверхности при отсутствии и наличии изменения ориентации. Рассмотрены примеры анализа для MIMO РСА и классического РСА, размещенного на беспилотном летательном аппарате (БЛА), при двух видах зависимости от времени горизонтального угла ориентации фюзеляжа БЛА.

Ключевые слова: MIMO радиолокатор с синтезированием апертуры, обобщенная функция неопределенности, беспилотный летательный аппарат.

ANALYSIS OF ORIENTATION INSTABILITY INFLUENCE ON MIMO SYNTHETIC APERTURE RADAR RESPONSE

E. F. Gibadrakhmanova, V.V. Chapursky

BMSTU, Moscow, Russia

Abstract. A technique for analyzing the resolution of the Earth's radio image in MIMO synthetic aperture radars (MIMO SAR) is described at orientation motion in the horizontal plane with respect to the rectilinear carrier flight path. Analysis is based on the computation of generalized ambiguity function with respect to the plane coordinates on the surface in the absence and presence of a change in orientation. Examples of analysis for MIMO SAR and classical SAR placed on an unmanned aerial vehicle (UAV) are considered, with two types of time dependence of the horizontal orientation angle of the UAV fuselage.

Keywords: MIMO synthetic aperture radar, generalized ambiguity function, unmanned aerial vehicle.

1. Введение

На сегодняшний день традиционные радиолокаторы с синтезированием апертуры (РСА) хорошо изучены и широко используются на практике [1, 2]. Для размещения радиолокационных станций на малых воздушных летательных аппаратах необходимо учитывать некоторые особенности, например, к размещаемому оборудованию предъявляются жесткие ограничения по массо-габаритным характеристикам и энергопотреблению. Одним из новых и перспективным вариантом построения РСА являются РСА типа MIMO, позволяющее использовать разреженные антенные решетки (АР), содержащие небольшое число передающих и приемных элементов. Известно, что применение в РСА принципов MIMO обеспечивает увеличение азимутальной разрешающей способности, сопоставимое с половиной физического размера элемента

АР, как следствие независимого синтеза субапертур для каждой пары элементов «прием-передача» в АР при их последующем когерентном объединении [3]. Для таких систем актуально изучение влияния маневрирования носителя [4] и изменения его ориентации в процессе полета на разрешающую способность радио изображений (РИ) в интересах изучения возможности их компенсации при последующей обработке [5].

До настоящего времени влияние изменения ориентации воздушного носителя на форму отклика бортового РСА типа MIMO и его разрешающую способность не анализировалось. Данный доклад посвящен развитию теории указанного вопроса на примере вычисления обобщенного корреляционного интеграла обработки (ОКИ) для типовых вариантов изменения ориентации носителя.

2. Обобщенный интеграл обработки РСА при изменении ориентации носителя

Перемещение воздушного носителя РСА рассматривается в прямоугольной системе координат (x, y, z), в которой невозмущенная прямолинейная траектория носителя, летящего с постоянной скоростью $\mathbf{V} = \|0, V_y, 0\|^T$ на неизменной высоте $z = H$, параллельна оси $0y$ (рис. 1), а $\Delta\mathbf{r}(u) = \|0, V_y u, 0\|^T$.

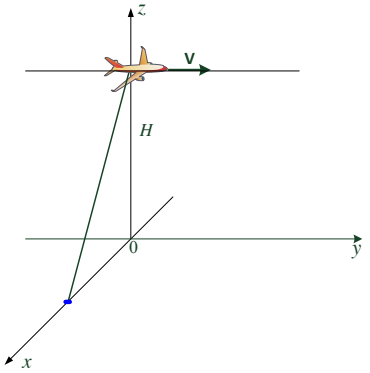


Рис. 1. Система координат для РСА

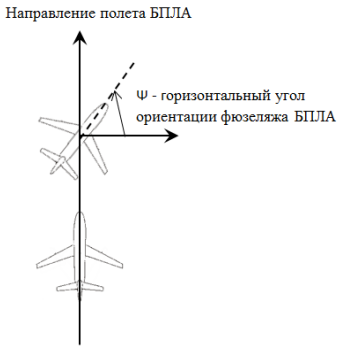


Рис. 2. Изменение ориентации БЛА по горизонтали

Рассмотрим общий случай MIMO РСА [3] с АР, состоящей из $N_t + 1$ передающих и $N_r + 1$ приемных элементов с номерами $n = 0,...,N_t$ и $k = 0,...,N_r$. Передающие элементы АР излучают многочастотный зондирующий сигнал (ЗС) с ортогональными компонентами на частотах ω_n с шагом $\Delta\omega$ и общей комплексной огибающей $\dot{A}(t)$:

$$\dot{s}_n(t) = \dot{A}(t)\exp(j\omega_n t), \quad \omega_n = \omega_0 + n\cdot\Delta\omega \tag{1}$$

При этом вектора текущих координат передающих и приемных элементов антенной системы при произвольной ориентации воздушного носителя могут быть представлены в виде функции «медленного» времени u [1, 2] и заданы выражениями:

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_r(u,k) &= \mathbf{R}_T(u) + \left(k - \frac{N_r}{2}\right)\Delta\mathbf{r}_r(u),\\ \mathbf{R}_t(u,n) &= \mathbf{R}_T(u) + \left(n - \frac{N_t}{2}\right)\Delta\mathbf{r}_t(u),\end{aligned} \tag{2}$$

где вектора-строки приращений координат элементов равны

$$\Delta\mathbf{r}_r(u) = \left\|\Delta y_r \cos(\psi(u), \Delta y_r \sin(\psi(u)\right\|,$$
$$\Delta\mathbf{r}_t(u) = \left\|\Delta y_t \cos(\psi(u), \Delta y_t \sin(\psi(u)\right\|.$$

При этом $\mathbf{R}_T(u) = \|0, V_T u, H_T\|$ - есть вектор-строка изменяющихся во времени координат центра АР при прямолинейной траектории носителя со скоростью V_T на высоте H_T, а Δy_r и Δy_t - соответственно шаг приемной и передающей решеток по оси $0y$, и $\psi(u)$ - закон изменения от медленного времени ориентации MIMO АР, закрепленной вдоль фюзеляжа носителя, измеряемый в горизонтальной плоскости относительно нормали к траектории.

При прямоугольном в полосе частот $(-\Delta\omega/2, \Delta\omega/2)$ спектре комплексной амплитуды $\dot{A}(t)$ ЗС (1) и точки зондируемой поверхности с вектором координат $\mathbf{R}$ и постоянным коэффициентом отражения ОКИ по пространственным координатам, пропорциональный обобщенной функции неопределенности (ОФН) MIMO РСА [3], с точностью до постоянного множителя можно записать в виде [4]:

$$\dot{Q}(\mathbf{R};\mathbf{R}_0) = \sum_{k=0}^{N_r}\sum_{n=0}^{N_t}\int_{u_1}^{u_2} \operatorname{sinc}\left[\frac{\Delta\omega}{2\pi}\cdot\Delta\tau_{n,k}(u;\mathbf{R},\mathbf{R}_0)\right]\exp\left\{j\omega_n\left[\Delta\tau_{n,k}(u;\mathbf{R},\mathbf{R}_0)\right]\right\}du\,. \qquad (3)$$

Здесь $\operatorname{sinc}(x) = \sin(\pi x)/(\pi x)$ $\mathbf{R}_0$ - вектор координат опорной точки пространства, а разности задержек равны

$$\Delta\tau_{n,k}(u;\mathbf{R},\mathbf{R}_0) = \tau_{n,k}(u;\mathbf{R}_0) - \tau_{n,k}(u;\mathbf{R}), \qquad (4)$$

где $\tau_{n,k}(u;\mathbf{R})$ - задержка распространения на пути «n-ый передатчик - точка $\mathbf{R}$ -k-ый приемник»,

$$\tau_{n,k}(u;\mathbf{R}) = \left\{|\mathbf{R} - \mathbf{r}_{tn}(u)| + |\mathbf{R} - \mathbf{r}_{rk}(u)|\right\}/c, \qquad (5)$$

c - скорость света, $|\mathbf{a}|$ - длина вектора $\mathbf{a}$, $[u_1, u_2] = [-\Delta u/2, \Delta u/2]$ - интервал синтезирования, который далее считается симметричным.

3. Примеры анализа ОКИ при изменении ориентации носителя РСА

Проведем оценки разрешающей способности по наземным координатам (x, y) на основе расчета сечений модуля ОКИ по формуле (3) при отсутствии и наличии изменения ориентации. Для примера взят РСА типа MIMO, размещенный на БЛА, со следующими параметрами: $N_t + 1 = N_r + 1 = 8$, начальная частота излучения и шаг частот передающих элементов $f_0 = \omega_0/2\pi = 10$ГГц, $\Delta f = \Delta\omega/2\pi = 2$ МГц, $\lambda_0 = c/f_0 = 3$ см, общая полоса излучения $\Delta F = \Delta f \cdot (N_t + 1) = 16$ МГц. Шаг элементов разреженной приемной АР $\Delta y_r = 5\lambda_0 = 15$ см, а плотной передающей АР $\Delta y_t = \Delta y_r/(N_t + 1) = 1{,}875$ см. Высота полета БЛА $H = 1000$м, а координаты точки наблюдения на поверхности $x_t = 2000$м, $y_t = 0$.

В отсутствие изменения ориентации $\psi(u) = 90^\circ$. Результат расчета модуля ОКИ по формуле (3) в данном случае показан на рис. 3. Видно, что ширина главного лепестка по x соответствует в данном случае теоретическому разрешению, определяемому общей шириной полосы сигнала и геометрией наблюдения, а по y - определяется размером синтезированной апертуры: $V_T\Delta u = 40$м при $\Delta u =$ 0,4 с и $V_T =$ 100м/с.

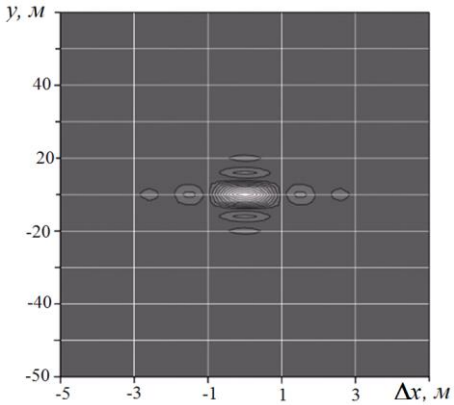


Рис. 3. Топографическая диаграмма двумерного сечения модуля ОКИ для MIMO РСА при отсутствии изменения ориентации; $\Delta x = x - x_t$.

Рассмотрим два варианта закона изменения угла ψ (рис. 4 и 6). Полученные диаграммы двумерного сечения модуля ОКИ для MIMO РСА при изменении ориентации по вариантам 1 и 2 приведены соответственно на рис. 5 и 7.

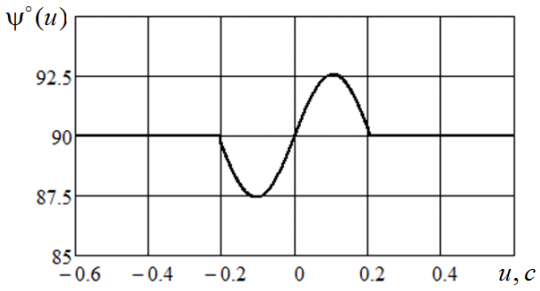


Рис.4. Закон изменения угла ψ (вариант 1).

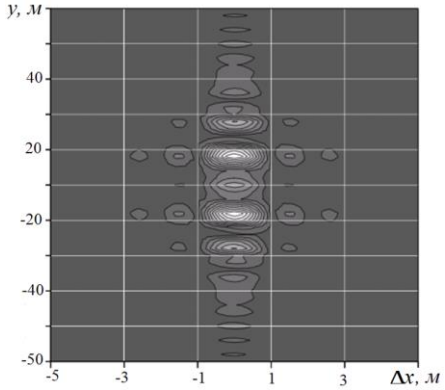


Рис. 5. Топографическая диаграмма двумерного сечения ОФН для MIMO РСА при изменении ориентации (вариант 1).

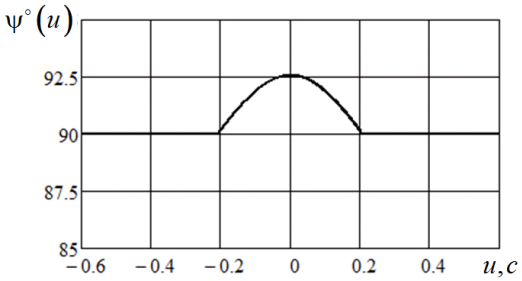


Рис. 6. Закон изменения угла ψ (вариант 2).

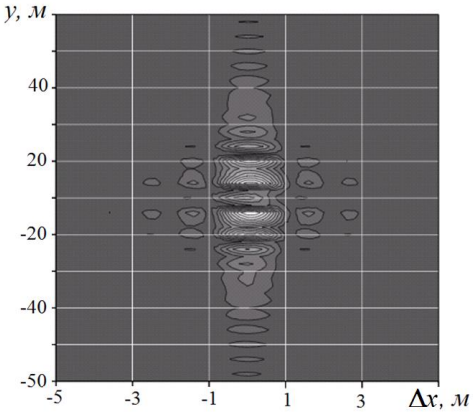


Рис. 7. Топографическая диаграмма двумерного сечения ОФН для MIMO РСА при изменении ориентации (вариант 2).

Видно, что в обоих вариантах происходит раздвоение главного лепестка отклика обработки, что соответствует ухудшению разрешения по азимуту у с некоторыми количественными отличиями. Расчеты показывают, что с уменьшением амплитуды

изменения курса по вариантам 1 и 2 раздвоение отклика пропадает, но степень ухудшения разрешения зависит от интенсивности изменения ориентации во времени.

В интересах сопоставления рассматривались также случаи отсутствия и наличия изменения ориентации для классического РСА. При этом принимались следующие параметры РСА: $\Delta f =$ 2 МГц, $\Delta F = 160$ МГц, а также для упрощения полагалось, что диаграмма направленности антенны (ДНА) РСА широкая и за время синтезирования ее уровень практически не изменен. В этом случае возможно использование для расчетов формулы (3) при $N_t = N_r = 0$. Результаты расчетов при отсутствии и наличии изменений ориентации носителя практически совпали с диаграммой, показанной на рис. 3. Отсутствие влияния изменение ориентации носителя на диаграмму двумерного сечения отклика классического РСА является определенным преимуществом перед MIMO РСА.

4. Заключение

Предложена простая численная методика учета влияния изменения ориентации воздушного носителя в горизонтальной плоскости относительно прямолинейной траектории полета носителя на разрешающую способность по плоскостным координатам земной поверхности в MIMO РСА. В случае классического РСА влияние изменений ориентации в первом приближении отсутствует, однако в дальнейшем потребуется уточнение результата, связанное с учетом формы ДНА.

Рассмотренная методика на основе анализа и сопоставления двумерных сечений ОКИ при наличии изменения ориентации, а также возможного маневрирования воздушного носителя [4] может быть обобщена при работе системы компенсации неточности оценки текущих координат и ориентации носителя, формируемых бортовыми системами микро навигации [5] и для выработки требований к точности таких систем.

Литература

1. Радиолокационные системы радиовидения. Под ред. Кондратенкова Г.С. М.: Радиотехника, 2015г. – 648 с.

2. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования. М.: «Радиотехника» М., 2010. – 680с.

3. Крючков И.В., Чапурский В.В. Обобщенная функция неопределенности по пространственным координатам для многочастотной системы РСА типа MIMO. // XI Всероссийская Научно-техническая конференция «Радиооптические технологии в приборостроении». 20-25 августа 2015г., п. Небуг, Туапсинский район, Россия. Сборник докладов. – С. 121-133.

4. Гибадрахманова Э. Ф., Чапурский В. В. Анализ влияния нестабильности траектории носителя на форму отклика MIMO РЛС с синтезированием апертуры антенны. Доклады XI Всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь», 27 – 29 ноября 2017 г., Москва. ИРЭ РАН. С. 69-73.

5. Ачильдиев В. М., Грузевич Ю. К., Солдатенков В. А. Информационные измерительные и оптико-электронные системы на основе микро- и наномеханических датчиков угловой скорости и линейного ускорения.// Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2016. – 260 с.

REFERENCES

1. Radar vision systems. Ed. Kondratenkov G. S. // Radio Engineering, Moscow. 2015. – 648 p. (In Russian).
2. Verba V. S., Neronsky L. B., Osipov I. G., Turuk V. E. Space based radar systems of Earth survey . // Radio Engineering Moscow., 2010. - 680p. (In Russian).
3. Kryuchkov I. V, Chapursky V. V. Generalized uncertainty function with respect to spatial coordinates for a multifrequency system of the SAR of the MIMO type. // XI All-Russian Scientific and Technical Conference "Radio-Optical Technologies in Instrument Making". August 20-25, 2015, Nebug settlement, Tuapse district, Russia. Collection of reports. - P. 121-133. (In Russian).
4. E. F. Gibadrakhmanova, V.V. Chapursky. Analysis of the effect of trajectory instability of the carrier to the shape of the response of the MIMO radar with synthetic aperture antenna. //Reports of the XI all-Russian scientific and technical conference "Radar and radio communication", 27 – 29 November 2017, Moscow. IRE RAS. C. 69-73. (In Russian).
5. Achildiev V. M., Gruzevich Yu. K., Soldatenkov V. A. Information measuring and optoelectronic systems based on micro- and nanomechanical sensors of angular velocity and linear acceleration. // BMSTU, 2016. – 260p. (In Russian).

АНАЛИЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ НА ФОНЕ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ

В.В. Родионов

АО «Челябинский радиозавод «Полет», Челябинск, Россия, rodionov_vv74@mail.ru

Аннотация. Приведены характеристики помехоустойчивости алгоритмов обнаружения движущихся целей на фоне пассивных помех при различных вариантах реализации.

Ключевые слова: сигнал, помеха, матрица, корреляция

AN ANALYSIS OF THE NOISE IMMUNITY OF DETECTORS OF MOVING TARGETS AGAINST A BACKGROUND OF PASSIVE INTERFERENCE

V.V. Rodionov

JSC "Chelyabinsk Radio Plant" Polet ", Chelyabinsk, Russia , rodionov_vv74@mail.ru

Annotation. The characteristics of noise immunity of the algorithms for detecting moving targets on the background of passive interference with various implementation options are given.

Keywords: signal, interference, matrix, correlation

1. Введение

Методы синтеза оптимальных алгоритмов обнаружения движущихся точечных целей на фоне пассивных гауссовских помех хорошо описаны в литературе.

В когерентных радиолокационных станциях (РЛС) сигнал, отраженный от цели, может быть представлен как медленно флуктуирующий гауссовский процесс (модель квазидетерминированного сигнала). Помехи, мешающие процессу обнаружения, также являются гауссовскими.

При синтезе алгоритма обнаружения в рамках этой модели предполагается известной доплеровская частота отраженного сигнала и корреляционная функция помехи. При этом алгоритм, синтезированный при полной априорной информации, как о сигналах, так и о помехах, будет оптимальным, а его характеристики обнаружения являются предельно достижимыми.

Однако в реальных условиях неизвестна доплеровская частота отраженного сигнала и корреляционная функция пассивной помехи, от которой зависит алгоритм обнаружения.

В том случае, когда речь идет об обнаружении точечной цели на фоне помехи от местных предметов, имеется принципиальная возможность оценить неизвестную корреляционную функцию помехи и реализовать адаптивный алгоритм обнаружения.

Этот алгоритм можно построить, заменяя неизвестные параметры помехи в алгоритме, синтезированном для условий полной априорной определенности, на их оценки, сформированные по классифицированной обучающей выборке.

Структура же исходного (неадаптивного) алгоритма и его характеристики помехоустойчивости во многом зависят от выбранной модели отраженного сигнала и корреляционной функции помехи.

Ниже рассматривается вариант адаптивного обнаружителя, учитывающего специфику пассивных помех импульсных РЛС УВД (высокую межпериодную корреляцию).

2. Алгоритмы обнаружения движущихся целей

Пусть на входе устройства цифровой межпериодной обработки когерентной импульсной РЛС кругового обзора наблюдается:

$$X = \begin{cases} \xi \cdot S + Y, & : H_1 \\ Y, & : H_0 \end{cases}.$$

Здесь ξ - комплексная гауссовская случайная величина с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $D[\xi] = E_s$. Y - гауссовский вектор с нулевым математическим ожиданием и корреляционной матрицей K_n. S - вектор сигнала, отраженного от движущейся цели:

$$S = \left\{ s_i = D_n^2(V \cdot t_i) \cdot e^{j2\pi \cdot f_d \cdot t_i}, \ i = \overline{0, N-1} \right\}.$$

Y – вектор пассивной помехи и внутриприемного шума:

$Y = \{ y_i \ , i = \overline{0, N-1} \}$.

N - число обрабатываемых импульсов пачки.

f_d - доплеровская частота цели;

t_i - моменты появления импульсов пачки.

$D_n(\alpha)$ - диаграмма направленности антенны как функция угла.

V - угловая скорость вращения антенны (радиан/сек).

Алгоритм оптимального обнаружения цели имеет вид:

$$z = \left| S_0^H \cdot K_n^{-1} \cdot X \right|^2 >< c, \qquad (1)$$

где $S_0 = \left\{ D_n^2(V \cdot t_i) \cdot e^{j2\pi \cdot f_o \cdot t_i}, \ i = 0, N-1 \right\}$ - вектор-столбец опорного сигнала, S_0^H - эрмитово транспонированный вектор, K_n - корреляционная матрица пассивной помехи, f_0 - частота опорного сигнала.

Заметим, что непосредственно реализовать этот алгоритм нельзя, так как неизвестна доплеровская частота цели, и поэтому невозможно сформировать вектор S_0 с частотой $f_0 = f_d$, а также неизвестна корреляционная матрица пассивной помехи K_n.

Представим алгоритм (1) в эквивалентном виде:

$$z = \left| S_0^H \cdot \Psi \cdot D^{-1} \cdot \Psi^H \cdot X \right|^2 >< c. \qquad (2)$$

Здесь применено разложение корреляционной матрицы помехи по собственным векторам. $K_n \cdot \Psi = D \cdot \Psi$. Ψ - матрица, столбцы которой есть собственные вектора корреляционной матрицы помехи. D - диагональная матрица собственных значений.

$$diag(D) = [\mu_0, \mu_1, ..., \mu_{N-1}].$$

При практической реализации адаптивного алгоритма обнаружения нужно задать класс помех, для которых осуществляется адаптация.

Исследования показали, что для РЛС дециметрового диапазона во многих случаях коэффициент межпериодной корреляции пассивных помех близок к единице ($\approx 0.97..0.99$).

При такой высокой корреляции и малой длине пачки вид собственных векторов корреляционной матрицы мало зависит от тонкой структуры этой корреляционной матрицы и может быть определен заранее.

Поэтому можно определить класс помех, который допускает следующее представление корреляционной матрицы флуктуаций:

$$R_{ij} = \sum_{k=0}^{N-1} \mu_k \psi_{k,i} \psi^*_{k,j} .$$

Здесь система ортонормированных векторов $\vec{\psi}_k$ выбрана заранее, а параметры μ_k оцениваются по обучающей выборке помехи $(\vec{y}_1, \vec{y}_2, ..., \vec{y}_n)$.

Так как $\mu_k = M\left[\left|\sum_{i=0}^{N-1} x_i \psi_{k,i}\right|^2 \Big/ H_0\right] = \sum_{i=0}^{N-1}\sum_{j=0}^{N-1} R_{i,j} \psi_{k,i} \psi^*_{k,j}$, (3)

то нетрудно видеть, что оценками максимального правдоподобия величин μ_k являются:

$$\hat{\mu}_k = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} \left| \sum_{j=0}^{N-1} y_{j,i} \psi^*_{k,j} \right|^2 .$$

Здесь: x_i, $y_{i,j}$ - комплексные величины: отсчеты входного процесса на выходе фильтра сжатия.

Заметим, что вычислительная сложность алгоритма не зависит от объема обучающей выборки, так как соответствующие максимально правдоподобные оценки могут быть вычислены рекуррентно.

Так как система ортонормированных векторов $\vec{\psi}_k$ выбрана заранее, а помехи в процессе работы могут варьироваться, то для расчета эффективности обнаружения для различных корреляционных функций помехи рассчитываются параметры μ_k по формуле (3).

Алгоритм (2) является многоканальным не только по частоте Доплера, но и многоканальным для оценки и фильтрации помехи.

Если положить $\Psi = \left\{ e^{-j2\pi\frac{i\cdot j}{N}},\ i=\overline{0,N-1},\ j=\overline{0,N-1} \right\}$, $D=I$ (единичная матрица), то получим традиционный алгоритм обнаружения в k-ом канале импульсно-доплеровской РЛС:

$$z_k = \left| \sum_{i=0}^{N-1} x_i e^{-j2\pi\frac{i\cdot k}{N}} \right|^2 >< c_k . \qquad (4)$$

При наличии помех от местных предметов для уменьшения просачивания по боковым лепесткам доплеровских фильтров применяют весовую (оконную) обработку входной последовательности. При этом происходит расширение полосы доплеровских фильтров и потери в отношении сигнал/шум.

Таким образом, можно рассмотреть три варианта построения алгоритма обнаружения.

1. Алгоритм, предложенный в [3], не требующий знания доплеровской частоты отраженного от цели сигнала.
2. Многоканальный по доплеровской частоте алгоритм, оптимальный в условиях пассивных помех.
3. Многоканальный по доплеровской частоте алгоритм, применяемый в импульсно-доплеровских РЛС.

3. Анализ алгоритмов обнаружения движущихся целей

В первом случае алгоритм обнаружения имеет вид:

$$z = \sum_{i=0}^{m-1}\sum_{k=0}^{n-1} \frac{1}{\lambda_{k,i}} \left| \sum_{j=0}^{n-1} \psi_{k,j,i} \cdot x_{j+i\cdot n} \right|^2 >< c .$$

(5)

Здесь: $N = m\cdot n$ - число обрабатываемых импульсов пачки.

n – число импульсов, обрабатываемых когерентно по алгоритму, описанному в [3].

m – число некогерентно суммируемых результатов когерентной обработки.

$\lambda_{k,i}$ - оценка собственных значений корреляционной матрицы межимпульсных флуктуаций помехи y_j, $j=\overline{i\cdot n, j\cdot n+n-1}$.

$\psi_{k,j,i}$ - собственные вектора корреляционной матрицы помехи, выбранные при синтезе алгоритма.

$x_{j+i\cdot n}$ - отсчеты входного сигнала.

Заметим, что здесь входной сигнал длины N разбит на m блоков длины n:

$\underline{x_0, x_1, \ldots x_{n-1}}, \underline{x_n, x_{n+1}, \ldots x_{2n-1}}, \ldots, \underline{x_{N-n}, x_{N-n+1}, \ldots x_{N-1}}$.

Внутри каждого блока вычисляется корреляционная матрица помехи, выбранная при синтезе алгоритма, и по ней собственные вектора $\{\psi_{k,j,i}\}$. Собственные значения $\lambda_{k,i}$ для различных корреляционных матриц помех вычисляются по выражению (3).

Необходимость разбиения длинной пачки на ряд коротких может быть связана с ограниченными вычислительными ресурсами при конкретной реализации алгоритма.

Во втором случае алгоритм обнаружения имеет вид:

$$z(f_0)=\sum_{i=0}^{m-1}\left|\sum_{k=0}^{n-1}\frac{1}{\lambda_{k,i}}g_{k,i}(f_0)\sum_{j=0}^{n-1}\psi_{k,j,i}\cdot x_{j+i\cdot n}\right|^2 >< c, \qquad (6)$$

где $g_{k,i}(f_0)=\sum_{j=0}^{n-1}D_n(V\cdot t_i\cdot\psi_{k,j,i}\cdot e^{-j2\pi\cdot f_0 t_j}$, f_0 - опорная частота доплеровского канала обнаружения.

В третьем случае алгоритм обнаружения в к-м доплеровском канале с учетом весовой обработки имеет вид:

$$z_k=\left|\sum_{i=0}^{N-1}x_i\cdot b_i\cdot e^{-j2\pi\frac{i\cdot k}{N}}\right|^2 >< c_k. \qquad (7)$$

В качестве весового окна обычно применяют окно Наттолла, которое обеспечивает уровень боковых лепестков -98дБ.

Заметим, что во всех трех алгоритмах предпороговая статистика z представляет собой сумму квадратов гауссовских случайных величин с нулевым математическим ожиданием.

Известно [5], что характеристическая функция суммы квадратов модулей комплексных гауссовских случайных величин с нулевым математическим ожиданием и корреляционной матрицей **B** равна:

$$\Theta_Y(jw)=\prod_{i=0}^{N-1}\left(1-j2w\chi_i\right)^{-1},$$

где χ_i — собственные значения корреляционной матрицы **B**.

С помощью обратного преобразования Фурье по известной характеристической функции можно найти плотность распределения случайной величины Y по обеим гипотезам и вычислить вероятности правильного обнаружения цели P_D и ложной тревоги P_F.

Для алгоритма обнаружения (5) гауссовские случайные величины, входящие в квадратичную форму, имеют вид:

$$\xi_{i\cdot n+k}=\frac{1}{\sqrt{\lambda_{k,i}}}\sum_{j=0}^{n-1}\psi_{k,j,i}\cdot x_{j+i\cdot n},$$

и элементы корреляционной матрицы **B** равны:

$$b_{i\cdot n+k,q\cdot n+r}=\frac{1}{\sqrt{\lambda_{k,i}\lambda_{r,q}}}\sum_{j=0}^{n-1}\sum_{h=0}^{n-1}\psi_{k,j,i}\cdot\psi_{r,h,q}K_{i\cdot n+j,q\cdot n+h}.$$

Для алгоритма обнаружения (6) элементы корреляционной матрицы **B** равны::

$$b_{i\cdot n+k,q\cdot n+r}=\frac{1}{\lambda_{k,i}\lambda_{r,q}}g_{k,i}(f_0)g^*_{r,q}(f_0)\sum_{j=0}^{n-1}\sum_{h=0}^{n-1}\psi_{k,j,i}\cdot\psi_{r,h,q}K_{i\cdot n+j,q\cdot n+h}.$$

Для алгоритма обнаружения (7) вероятности правильного и ложного обнаружения легко вычисляются, так как случайная величина z_k распределена по экспоненциальному закону:

$$p_{\xi}(x) = \frac{1}{\mu_k} e^{-\frac{x}{\mu_k}},$$

С параметром $\mu_k = \sum_{i=0}^{N-1}\sum_{j=0}^{N-1} b_i b_j e^{-j2\cdot\pi\frac{(i-j)k}{N}} K_{i,j}$.

В этих выражениях $K_{i,j}$ - элементы корреляционной матрицы вектора наблюдений $`X = \{x_0, x_1, ...x_{N-1}\}$.

Расчеты характеристик обнаружения проведены при следующих параметрах:

-Вероятность ложной тревоги $P_F = 10^{-3}$.

-Отношение сигнал/шум 10дБ.

-Отношение помеха/сигнал 30дБ.

-Ширина спектра межимпульсных флуктуаций пассивной помехи 1Гц.

-Период повторения импульсов 2189мкС

-Число обрабатываемых импульсов N=16.

Вычислялась вероятность правильного обнаружения как функция от доплеровской частоты принимаемого сигнала.

При многоканальной обработке учтено, что вероятность ложной тревоги в каждом доплеровском канале должна быть уменьшена: $F_D = 1-(1-F_D^0)^N \approx N\cdot F_D^0$, $F_D^0 = F_D / N$.

На рис. 3 приведены сравнительные характеристики обнаружения оптимального многоканального по доплеровской частоте алгоритма и алгоритма (5) при m=1 и n=16. У многоканального алгоритма приведены характеристики только первых 8 каналов.

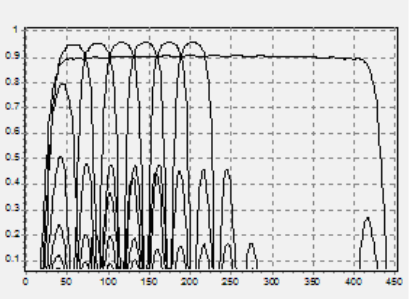


Рис. 3

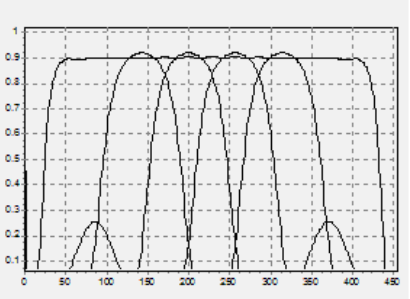


Рис.4

Из рисунка видно, что алгоритм (5) по характеристикам обнаружения незначительно уступает оптимальному алгоритму, но является одноканальным, что существенно упрощает реализацию там, где не требуется измерение доплеровской частоты цели.

На рис. 4 приведены сравнительные характеристики обнаружения алгоритма (7) и алгоритма (5) при m=1 и n=16.

Из рисунка видно, что импульсно-доплеровский алгоритм с весовой обработкой (7) уступает по помехоустойчивости одноканальному алгоритму (5), особенно в области нулевых доплеровских частот. Из-за оконной обработки ширина спектра доплеровских

каналов практически увеличилась в два раза. Это привело к тому, что вместо 16 каналов реально используется 8.

На рис. 5 приведены характеристики помехоустойчивости алгоритмов (5) и (6) при m=4, n=4, а на рис. 6 алгоритмов (5) при m=4, n=4 и (7) при m=1, n=16.

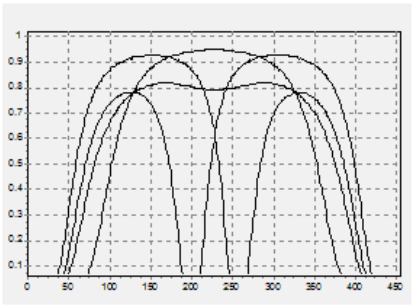


Рис. 5

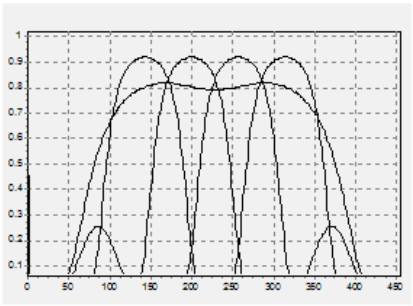


Рис. 6

Из рисунков видно, что оптимальный алгоритм даже при малом числе доплеровских каналов более помехоустойчив, чем алгоритм (5) и даже 16 - канальный доплеровский алгоритм с весовой обработкой.

4. Заключение

Наилучшие результаты в помехоустойчивости достигаются, если помимо многоканальной доплеровской фильтрации, использовать многоканальную фильтрацию пассивных помех, а в качестве таких фильтров использовать собственные вектора корреляционной матрицы межимпульсных флуктуаций отраженного от местных предметов сигнала.

Неплохие результаты по помехоустойчивости дает применение алгоритма (5), предложенного в [1], не требующего знания доплеровской частоты отраженного от цели сигнала и поэтому наиболее простого в реализации.

Литература

1. Родионов В.В. Адаптивный алгоритм обнаружения точечных целей на фоне протяженных по дальности помех. // Прикладная радиоэлектроника. – 2002. – Т.1. – №2. С. 205–209.
2. Родионов В.В., Светлов А.Ю. Алгоритмы адаптивного обнаружения движущихся радиолокационных целей на фоне пассивных помех.// Радиотехника. – 2007. – №10, с.24-30.
3. . Проскурин В.И. Квадратичные фильтры для обнаружения неизвестного сигнала на фоне коррелированной помехи. – Радиотехника и электроника. – 1992. – №7. – с. 1227-1235.

References

1. Rodionov VV Adaptive algorithm for detecting point targets at the background of long -range interference / / Applied electronics – 2002 – V.1 . Number 2 . Pp. 205-209
2. Rodionov , VV, AY Svetlov Algorithms for adaptive radar detection of moving targets at the background clutter . Radio engineering, 2007, № 10 , p.24 -30
3. Proskurin VI Quadratic filters to detect unknown signal on the background of correlated noise. - Technology and Electronics. - 1992 . - № 7. - With . 1227-1235

АНАЛИЗ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ПАССИВНОЙ БОРТОВОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ С ПОДСВЕТОМ ОТ МНОГОПОЗИЦИОННЫХ ВНЕШНИХ ИСТОЧНИКОВ

А. А. Филиппов[2], С. Ю. Сысуев[1], И. Н. Сазанов[2]

[1]МВАА, Санкт-Петербург, РФ, sysuev1971@mail.ru
[2]СПбГУАП, Санкт-Петербург, РФ, filaleant@yandex.ru , sazanow.igorek@ya.ru

Аннотация. Проанализированы основные требований к показателям эффективности многопозиционных бортовых радиолокационных систем для обнаружения малоразмерных наземных объектов. Рассмотрены пути улучшения разрешающей способности бортовой радиолокационной станции.

Ключевые слова: многопозиционные РЛС, беспилотный летательный аппарат, навигационный космический аппарат, бортовые пассивные РЛС.

ANALYSIS OF PASSIVE RADAR FUNCTIONING WITH ILLUMINATION FROM MULTI-POSITION EXTERNAL SOURCES

A. A. Filippov[2], S. Y. Sysuev[1], I.N.Sazanov[2]

[1]Mikhailovskaya Military Artillery Academy, St. Petersburg, Russia , sysuev1971@mail.ru

[2]St. Petersburg GUAP, St. Petersburg, Russia, filaleant@yandex.ru , sazanow.igorek@ya.ru

Annotation. The main requirements to indicators of efficiency of multi-position on-board radiolocation systems for detection of small-scale terrestrial objects were analyzed. The ways of improving a resolving power of the on-board radiolocation station were considered.

Keywords: multi-position radar, unmanned aerial vehicle, navigation space vehicle, airborne passive radar.

Актуальность использования многопозиционных радиолокационных систем (РЛС) в современном мире обусловлена более высоким качеством решения задач по обнаружению воздушных, наземных и надводных объектов, по определению их координат, скорости движения и геометрических параметров.

Непрерывное повышение требований к объему и качеству радиолокационной информации, помехозащищенности и живучести РЛС вынуждает развивать новые направления в области методов радиолокации. С целью улучшения характеристик обнаружения объектов с технологией снижения заметности возможно применение многопозиционной РЛС с разнесенными передающими и приемными позициями, например, бистатической [1].

Сохранение преимуществ многопозиционной системы возможно при использовании в качестве передающих позиций навигационных космических аппаратов

(НКА) существующих спутниковых радионавигационных систем (СРНС), например, орбитальную группировку НКА системы «GPS Navstar».

Исследования в области функционирования бортовых систем поиска наземных и морских объектов с использованием навигационных сигналов СРНС рассматриваются в работах [2-6]. В развитие существующих методов предлагается с целью повышения точности определения координат обнаруженных наземных и морских объектов производить обработку принятых навигационных сигналов, содержащих информацию о фоноцелевой наземной (морской) обстановке как по времени задержки, так и по частоте Доплера.

Сигналы спутниковых радионавигационных систем (СРНС) можно использовать не только по их прямому предназначению - позиционированию потребителя, также с помощью приема и обработки отраженных от различных поверхностей навигационных сигналов возможно создание радиолокационных изображений местности, разведка объектов, определения их типа и характера действий. Вопрос возможности приема отраженных сигналов радионавигационных спутниковых систем от малоразмерных наземных объектов рассматривается в работах [2, 6].

Спутники облучают Землю непрерывно, независимо от погоды и времени суток, функционируя глобально (на территории всего Земного шара).

Отраженные сигналы СРНС имеют определенную сигнатуру или набор характеристик, которые отличаются от прямых принятых сигналов поляризацией. Сигналы GPS имеет правую круговую поляризацию, в то время как отраженный от поверхности сигнал может изменить поляризацию на круговую левую. Так антенна с левой круговой поляризацией используется для сбора отраженных сигналов.

Для приема переотраженных спутниковых сигналов предполагается использование пассивно-активных радиолокационных станций (рис. 1), в которых: активная часть представлена радиолокационными системами на космических аппаратах (РЛС КА), пассивная часть - бортовой пассивной радиолокационной станцией (БПРЛС) на беспилотном летательном аппарате (БПЛА).

Таким образом, можно решить задачу обнаружения цели, не имеющей собственного источника электромагнитного излучения [2] и одновременно обеспечить скрытность работы БПРЛС, что в эпоху информационного противоборства [3] является важным качеством.

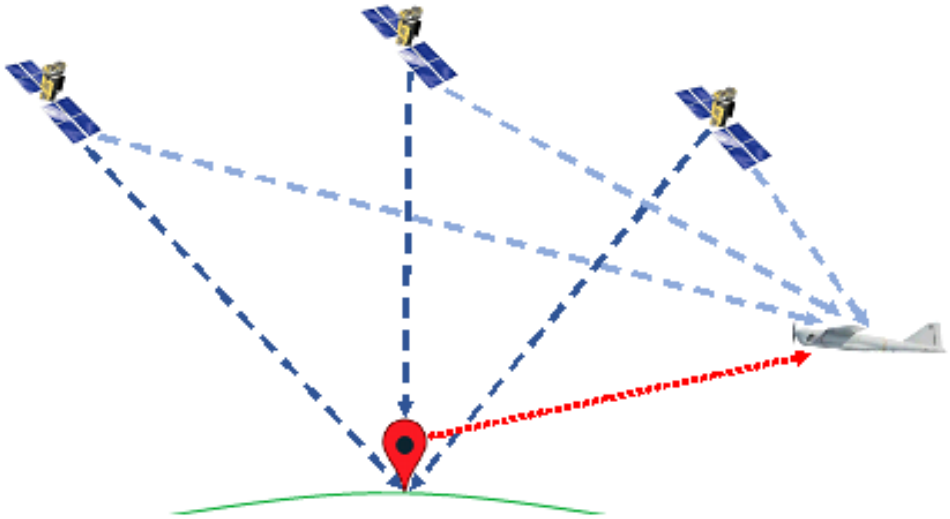


Рис.1. Схема функционирования БПРЛС с подсветом от многопозиционных внешних источников

Особенности БПРЛС связаны с геометрией движения приемной и передающей частей, синхронизацией облучения и приема сигнала, применением системы единого времени, компенсации доплеровского смещения зондирующего и отраженного сигнала.

Если принять объект неподвижным, а передатчик и приемник - движущимися, по отношению к объекту – то, доплеровский сдвиг при бистатической радиолокации, определяемый движением приемника и передатчика, f_{TR} имеет вид [4]:

$$f_{TR} = \frac{V_T}{\lambda}\cos\left|\alpha_T - \tan^{-1}\left(\frac{|y_T - Y|}{|x_T - X|}\right)\right|\cos\left[\tan^{-1}\left(\frac{z_T}{\sqrt{(x_T - X)^2 + (y_T - Y)^2}}\right)\right] + \\ + \frac{V_R}{\lambda}\cos\left|\alpha_R - \tan^{-1}\left(\frac{|y_R - Y|}{|x_R - X|}\right)\right|\cos\left[\tan^{-1}\left(\frac{z_R}{\sqrt{(x_R - X)^2 + (y_R - Y)^2}}\right)\right], \quad (1)$$

где f_{TR} – доплеровский сдвиг при двухпозиционной радиолокации, Гц;
V_T, V_R – скорость передатчика и приемника, м/с;
α_T, α_R – азимут направления движения передатчика и приемника, рад;
$\{x_T, y_T, z_T\}$ – координаты положение передатчика, м;
$\{x_R, y_R, z_R\}$ – координаты положение приемника, м;
λ – длина волны, м;
X, Y – координаты точек на поверхности, м.

Время задержки принятого отраженного сигнала определяется отношением суммы расстояний от передатчика до точки отражения и от точки отражения до

приемника к скорости распространения радиоволн в пространстве. Измеренная временная задержка определяет область неопределенности положения объекта в виде эллипсоида, в фокусах которого расположены передатчик и приемник. Сечение эллипсоида плоскостью поверхности дает эллипс постоянной суммарной дальности [6].

В результате отражения в приемнике возникает временная задержка навигационного сигнала, $\tau_з$:

$$\tau_з = \frac{\sqrt{z_T^2 + \left[\left(x_T - X \right)^2 + \left(y_T - Y \right)^2 \right]} + \sqrt{z_R^2 + \left[\left(x_T - X \right)^2 + \left(y_T - Y \right)^2 \right]}}{c}, \qquad (2)$$

где $\tau_з$ – временная задержка сигнала ГНСС на пути: передатчик – точка с координатами X, Y – приемник, с;

$\{x_T, y_T, z_T\}$ – положение передатчика, м;

$\{x_R, y_R, z_R\}$ – положение приемника, м;

c – скорость света, м/с;

X, Y – координаты на поверхности, м.

Для уменьшения затрат времени на поиск используются приближенные значения задержки кода и $F_Д$, полученные по грубым данным о местоположении. Поиск осложняется малым уровнем сигнала, составляющим в лучшем случае – 160 дБ·Вт[5,6].

В БПРЛС при когерентной обработке вычисляются взаимные функции неопределенности прямого и отраженного сигналов, анализ которых позволяет обнаруживать цели в дальностно-доплеровских каналах. Необходимо использование двух антенн: одна - для приема прямого сигнала, вторая - для отраженных сигналов от объекта наблюдения.

Однако, когерентное накопление должно ограничиваться максимальным временем накопления $T_{c\max} = \sqrt{\lambda / a_r}$, максимальное время когерентного накопления зависит от радиального ускорения цели a_r, которое приводит к изменению доплеровского смещения частоты отраженного сигнала.

Произведена оценка возможностей приема отраженных сигналов от подстилающей поверхности и наземных объектов.

На рисунке 3 представлен график зависимости вероятности правильного обнаружения $P_{ПО}$ от расстояния до объекта (цели) наблюдения при приеме отраженных сигналов ГНСС, при различных вероятностях ложной тревоги.

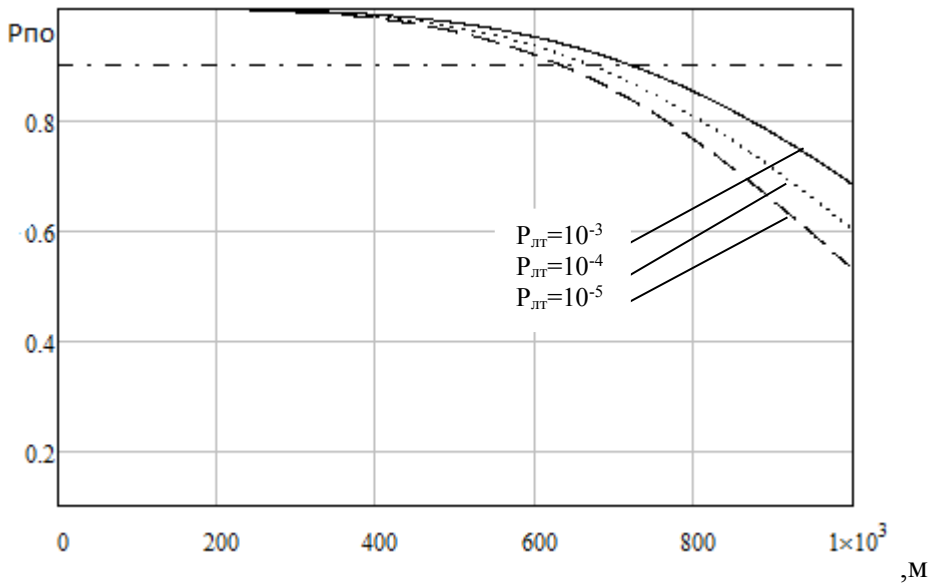


Рис. 3. Вероятность правильного обнаружения ($P_{по}$) БПРЛС малоразмерного наземного объекта при различных вероятностях ложной тревоги ($P_{лт}$)

В зависимости от количества пар НКА - БПРЛС суммарная вероятность правильного обнаружения определяется по формуле (7)

$$P_{ПОСУМ} = 1-(1-P_{ПО1})\cdot(1-P_{ПО2})\cdot(1-P_{ПО3}) \ , \qquad (3)$$

где $P_{ПОСУМ}$ – вероятность правильного обнаружения результирующая;

$P_{ПОI}$ – вероятность правильного обнаружения при подсвете 1-го (2-го, 3-го) НКА.

При моделировании обнаружения объекта в качестве земной поверхности, имитирующей фоноцелевую обстановку, используется реальное радиолокационное изображение местности с высоким разрешением (рисунок 4). Для вывода результатов моделирования эффективная площадь рассеяния объекта формировалась в соответствии с яркостью элементов разрешения изображения.

При обработке сигналов от исходного радиолокационного изображения в каждом канале дальности и частоты приемника решение о наличии в элементе разрешения объекта принимается при превышении заданного порога. На рисунках 5 и 6 представлены результаты моделирования описанного способа обнаружения объектов.

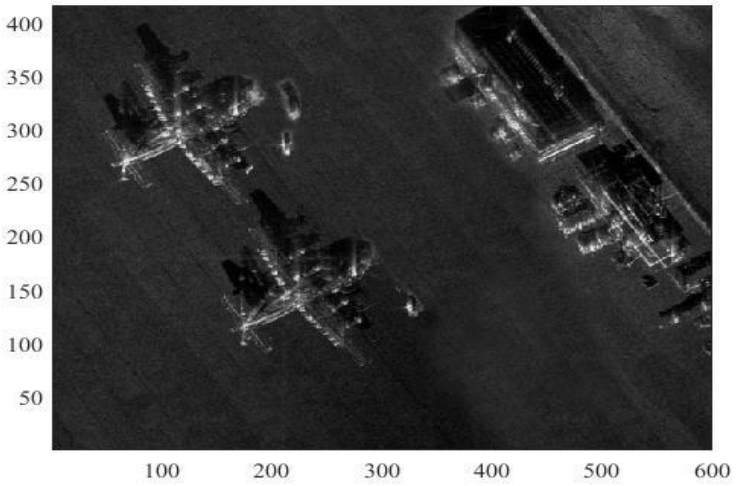


Рис. 4. Исходное изображение подстилающей поверхности
для моделирования изображения бистатической радиотехнической системы

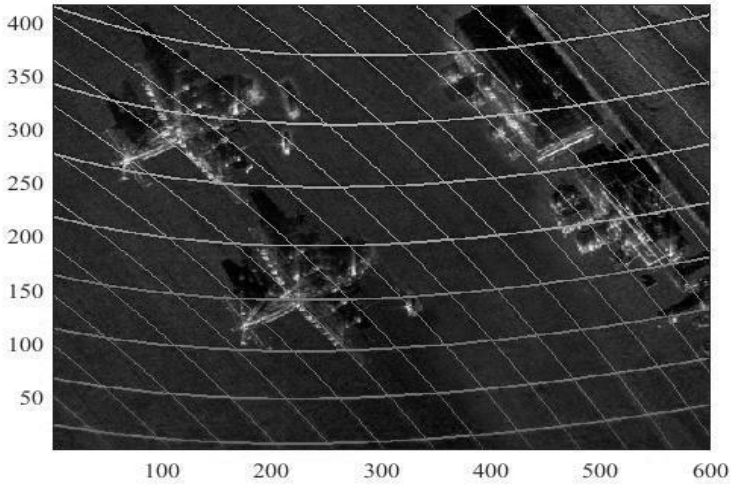


Рис. 5. Наложение на изображение линий изодоп и временной задержки

В модели также реализован алгоритм вычисления координат обнаруженных объектов, в котором смежные (соседние) элементы объектов в случае превышения заданного порога отождествляются с одним объектом. В результате обработки полученного сигнала принято решение об обнаружении 6 объектов:

объект №1 с координатами X:193.391 Y:118.708;

объект №2 с координатами X:79.2804 Y:289.126;

объект №3 с координатами X:219.525 Y:167.52;

объект №4 с координатами X:477.519 Y:248.137;

объект №5 с координатами X:599.6 Y:131.2;

объект №6 с координатами X:534.455 Y:386.274.

Таким образом, результаты моделирования показывают, что использование сигналов «GPS Navstar» при формировании РЛИ в бортовых (авиационных) системах, оснащенных бортовым навигационным оборудованием, позволяет в пассивном режиме получить разрешающую способность, достаточную для обнаружения протяженных объектов.

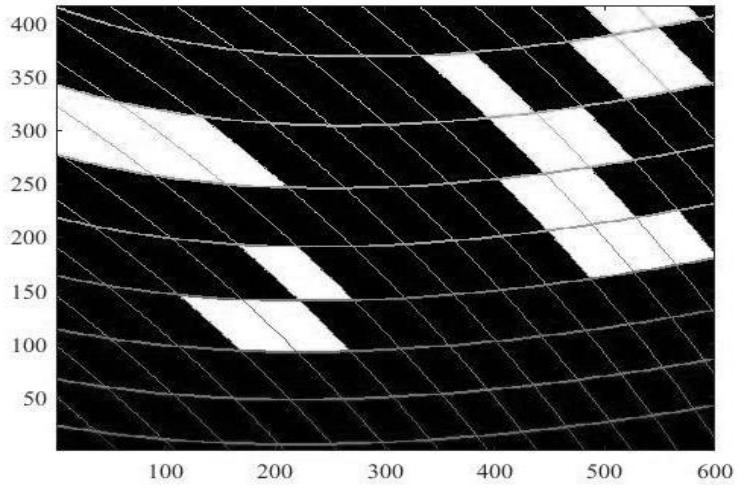


Рис. 6. Радиолокационное изображение, полученное в результате обработки предложенным способом отраженного от подстилающей поверхности сигнала СРНС с обнаруженными объектами

При обнаружении возможно использование сигналов навигационных спутников, находящихся в зоне видимости навигационного приемного устройства (НАП) при соответственном увеличении времени наблюдения для формировании РЛ изображения в соответствии с требованиями по разрешению и траекторными ограничениями.

На рисунке 7 представлено одно из видимых созвездий группировки. Радиолокационные изображения полученные от навигационных спутников №№ 13, 15 и 21 представлены на рисунках 8,9 и 10 соответственно.

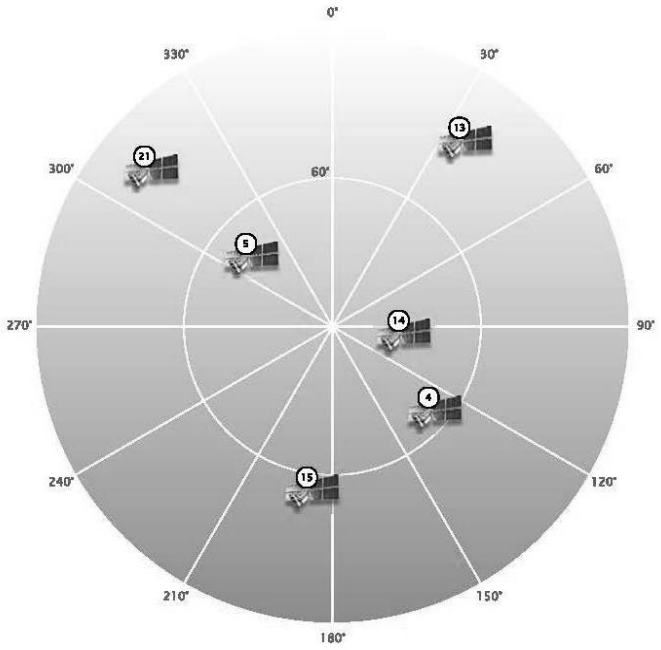


Рис. 7. Видимое созвездие СРНС

В [6] на основе анализа временной задержки (2) и доплеровского сдвига частот сигналов (1) нескольких радионавигационных космических аппаратов (НКА), отраженных от земной поверхности показан способ получения радиолокационного изображения в области временной и доплеровских частот с последующим пороговым обнаружением наземных объектов бортовыми пассивными радиолокационными станциями.

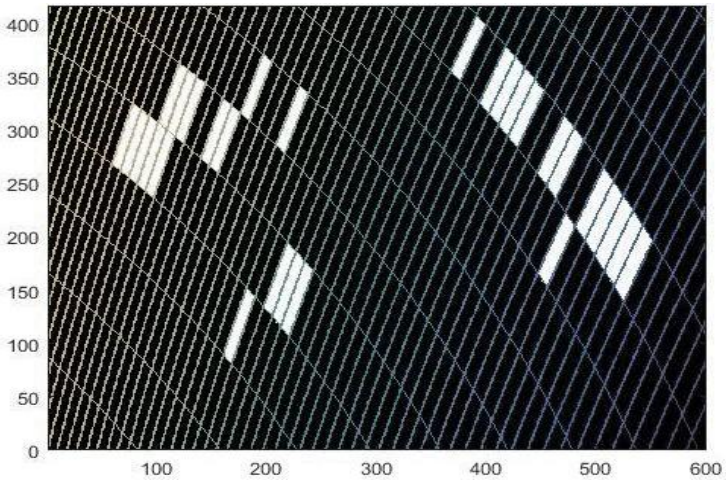


Рис.8 Радиолокационное изображение, полученное в результате обработки отраженного от подстилающей поверхности сигнала СРНС НКА №13

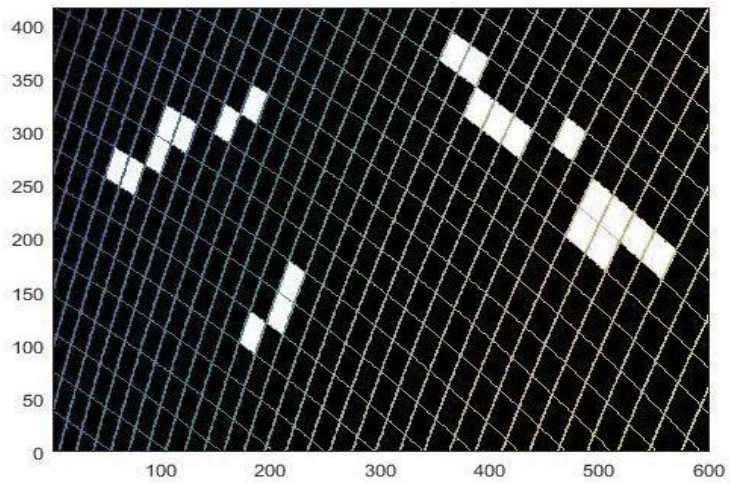


Рис. 9. Радиолокационное изображение, полученное в результате обработки отраженного от подстилающей поверхности сигнала СРНС НКА №15

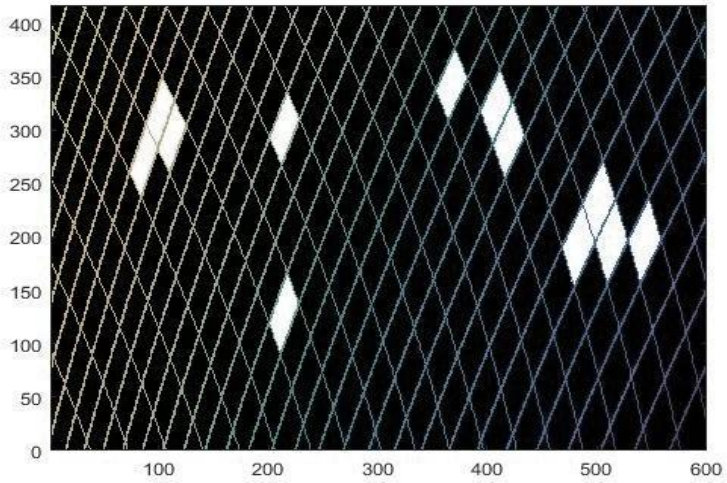


Рис. 10. Радиолокационное изображение, полученное в результате обработки отраженного от подстилающей поверхности сигнала СРНС НКА №21

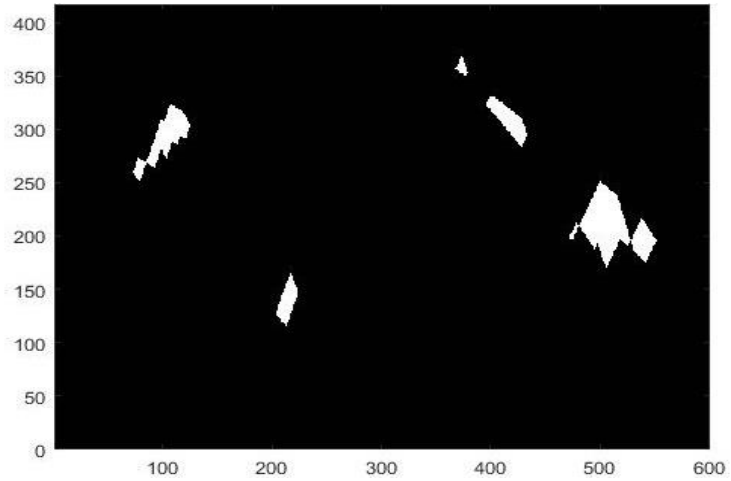


Рис. 11. Радиолокационное изображение, полученное в результате объединения единичных измерений от НКА №№13, 14 и 21 с обнаруженными объектами

Заключение

1. Проведен анализ способа построения пассивных МП РЛС, использующий подсвет НКА СРНС.
2. Показана возможность реализации метода когерентной обработки сигналов каждого НКА с последующим объединением радиолокационных изображений, полученных различными бистатическими парами с разными углами наблюдения и скоростями сближения.
3. Обоснован способ выбора НКА СРНС для обеспечения более высокого разрешения в зависимости от взаимных углов подсвета и наблюдения бистатических пар МП РЛС.
4. Применение доплеровской фильтрации навигационных сигналов в МП РЛС позволяет повысить вероятность обнаружения наземных объектов при комплексировании с другими пассивными средствами наблюдения.

Литература

1. Филиппов А.А., Хлобыстов А.Н., Филиппских Е.Э., Братков В.А. Использование доплеровской фильтрации сигналов с фазокодовой манипуляцией в радионавигационной системе в условиях активных помех // Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические средства противодействия терроризму. 2014. № 3-4. С. 44-53.;
2. Zavorotny V., Voronovich A. Scattering of GPS Signals from the Ocean with Wind Remote Sensing Ap-plication // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. March 2000. Vol. 38. № 2. P. 951–964.;
3. Куприянов А.И., Сахаров А.В. Радиоэлектронные системы в информационном конфликте. - М.: Вузовская книга, 2003, с. 528;
4. Филиппов А.А., Пономарев А.Л., Хлобыстов А.Н. и др. Оценка разрешающей способности и точности позиционирования наземных объектов беспилотными летательными аппаратами при использовании многопозиционной РЛС. / Труды V Всероссийской НПК. - КМУ: “Радиовысотометрия. Проблемы сложных РЭС”, 2016, 7с.;
5. Кириллов Д.Н., Односевцев В.А., Ивлев Д.Н. и др. Использование спутниковых радионавигационных систем в задачах радиолокации с подсветкой // Датчики и системы. 2013. № 4. С. 7–14.;
6. Сысуев С.Ю., Филиппов А.А., Пономарев А.Л. Способ когерентной обработки информации многопозиционной РЛС при обнаружении наземных объектов бортовыми радиотехническими системами // Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические средства противодействия терроризму. 2017. № 9-10 (111–112). С. 42-47.
7. Голунов В.А., Зражевский А.Ю., Розанов Б.А. и др. Пассивная радиолокация на миллиметровых волнах / Вопросы перспективной радиолокации. Под. ред. А.В. Соколова. - М.: Радиотехника, 2003. С. 393-463;
8. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. Учебное пособие для вузов. Под ред. Г.С. Кондратенкова. – М.: “Радиотехника”, 2005. – 368с

.

References

1. Filippov A. A., Khlobystov A. N., Filippsky E. E., Bratkov V. A. The use of Doppler filtering of signals with phase-code manipulation in the radio navigation system under conditions of active interference // Issues of Defense Technology. Series 16: Technical Countermeasures to Terrorism. 2014. № 3-4. Pp. 44-53;
2. Zavorotny V., Voronovich A. Scattering of GPS Signals from the Ocean with Wind Remote Sensing Application // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. March 2000. Vol. 38. № 2. P. 951-964 .;

3. Kupriyanov AI, Sakharov AV Radioelectronic systems in the information conflict. - Moscow: The University Book, 2003, p. 528;
4. Filippov A. A., Ponomarev A. L., Khlobystov A. N. Estimation of the resolving power and accuracy of positioning of ground objects by unmanned aerial vehicles using a multi-position radar. Proceedings of V All-Russian NPK. - CMU: "Radio altimeter. Problems of complex RESs ", 2016, 7c.;
5. Kirillov D. N., Odnosevtsev V. A., Ivlev D. N. and others. The use of satellite radio navigation systems in radar problems with illumination // Sensors and systems. 2013. № 4. P. 7-14.;
6. Sysuev S.Yu., Filippov A. A., Ponomarev A. L. The method of coherent processing of information of multi-position radar in the detection of ground objects by on-board radio engineering systems // Questions of defensive technology. Series 16: Technical Countermeasures to Terrorism. 2017. No. 9-10 (111-112). Pp. 42-47.
7. Golunov V. A., Zrazhevsky A.Yu., Rozanov B. A. Passive radiolocation on millimeter waves / Questions of perspective radar. Under. Ed. A.V. Sokolov. - Moscow: Radio Engineering, 2003. P. 393-463;
8. Kondratenkov G. S., Frolov A. Yu. Radio broadcasting. Radar systems for remote sensing of the Earth. Textbook for high schools. Ed. G.S. Kondratenkov. - Moscow: "Radio Engineering", 2005. – 368 p.

БОРТОВАЯ МАЛОГАБАРИТНАЯ ШИРОКОДИАПАЗОННАЯ СТАНЦИЯ РАДИОКОНТРОЛЯ

А. В. Ашихмин[1], В. А. Козьмин[1], И.Б. Крыжко[1], П.В. Першин[1], А.Б. Токарев[1]

[1]АО «ИРКОС», г. Москва, Российская Федерация

Аннотация. Рассмотрено построение и тактико-технические характеристики малогабаритной станции радиоконтроля, размещаемой на борту беспилотного вертолета и предназначенной для обнаружения и локализации на местности сигналов наземных источников радиоизлучения.

Ключевые слова: радиоконтроль, беспилотный вертолет, пеленгование, определение местоположения, источник радиоизлучения.

BOARD SMALL-SIZE WIDE-SCALE RADIO MONITORING STATION

A. Ashikhmin [1], V. Kozmin[1], I. Kryzhko[1], P. Pershin[1], A.Tokarev[1]

[1]IRCOS JSC, Moscow, Russian Federation

Abstract. The construction and tactical and technical characteristics of a small-scale radio monitoring station located on board an unmanned helicopter and designed to detect and localize ground signals from radio sources are considered.

Keywords: radio monitoring, unmanned helicopter, direction finding, localization, radio source, direction finder.

1. Введение

Одной из приоритетных областей применения автоматизированных систем радиоконтроля (РК) и радиоконтрольного оборудования, входящего в их состав, является выявление и определение местоположения источников радиоизлучений (ИРИ) на контролируемой территории. Основными потребителями таких систем выступают государственные силовые структуры, гражданские службы по управлению использованием радиочастотного спектра, а также охранные предприятия.

В последнее время все большее распространение получают мобильные станции РК. Использование таких станций обеспечивает большую зону покрытия при минимальном количестве стационарных станций, что снижает суммарную стоимость системы. Мобильные станции могут быстро переместиться в район, находящийся вне зоны действия стационарных средств. Они эффективны для проведения РК, когда малая мощность передатчиков, высокая направленность передающих антенн, удаленность источника радиоизлучения усложняют или делают невозможным проведение измерений стационарными средствами. Особый интерес заслуживает применение в качестве транспортной базы беспилотных летательных аппаратов (БПЛА), поскольку они обеспечивают большой радиус действия, возможность работы по прямому лучу распространения радиоволн от наземных ИРИ, высокую скорость движения.

Целью настоящего доклада является рассмотрение особенностей конструкции и функционирования бортовой малогабаритной широкодиапазонной станции РК, устанавливаемой на борту беспилотного вертолета.

2. Зона электромагнитной доступности наземного источника радиоизлучения

Плавное изменение показателя преломления атмосферы с высотой приводит к небольшому отклонению радиоволн в сторону Земли (рефракция), что влечет распространение радиоволн за пределами физического горизонта. Это позволяет принимать сигналы на большем расстоянии, называемом радиогоризонтом (см. рис. 1). При распространении радиоволн с огибанием земной поверхности расстояние до радиогоризонта рассчитывается с поправкой, составляющей приблизительно 4/3 реального радиуса Земли. Как следствие, с геометрических позиций (т.е. без учета мощности передатчика и чувствительности приёмника) размер зоны электромагнитной доступности (ЭМД) комплекса можно определить по приближенной формуле

$$R_{ЭМД\,(км)} = 4{,}12 \cdot \left(\sqrt{H_{T\,(м)}} + \sqrt{H_{R\,(м)}} \right), \qquad (1)$$

где H_T – высота подъема ЛА (м), H_R – высота подвеса приемной антенны (м).

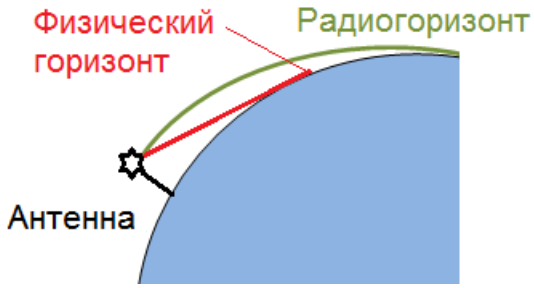


Рис. 1. Понятие радиогоризонта, возникающее вследствие явления рефракции

В табл. 1 приведена зависимость радиуса зоны радиогоризонта для наземного ИРИ от высоты подъема БПЛА с поправкой на рефракцию для высоты подъема антенны ИРИ 1,5 м, 20 м и 50 м.

Таблица 1. Радиус зоны ЭМД из условий прямой видимости с поправкой на рефракцию (высота подъема антенны наземного передатчика 1,5 м)

Высота подъема БПЛА (м)	$R_{ЭМД}$ (км)
20	24
200	63
2000	189

Расчет зоны ЭМД с учетом чувствительности приемной аппаратуры, ослабления сигналов при их распространении вдоль земной поверхности, а также особенностей состояния атмосферы представляет собой достаточно сложную задачу. В пределах рабочих частот потерями интенсивности сигналов, обусловленными влиянием земной атмосферы, можно пренебречь, и в первую очередь следует принимать во внимание

потери, возникающие из-за расходимости излучаемых ИРИ радиоволн, а также дополнительные потери, возникающие при распространении радиоволн вблизи земной поверхности. В то же время, в пределах радиогоризонта в случае малой протяженности приземного участка ослабление на линиях связи между приемной антенной на летательном аппарате и антеннами, установленными на земной поверхности, практически не отличается от ослабления радиоволн в свободном пространстве.

В Рекомендации МСЭ-R 525 [1] указано, что напряженность электромагнитного поля (ЭМП), распространяющегося в свободном пространстве, для передатчика с изотропной антенной может быть рассчитана как

$$E_{[dB\mu V/m]} = P_{T[dBW]} - 20\log D_{[km]} + 74.8, \qquad (2)$$

где E – напряженность в дБ относительно мкВ/м, P_T – мощность передатчика в дБ относительно 1 Вт, D – расстояние между передающей и приемной антеннами (км).

Используя (2), выражение для расчета радиуса ЭМД ИРИ приемника с известной чувствительностью будет иметь вид

$$D_{\max} = 10^{\frac{P_T - E + 74{,}8}{20}}, \qquad (3)$$

где E – чувствительность приёмника в дБ относительно мкВ/м, P_T – мощность передатчика в дБ относительно 1 Вт, $D_{\max}$ – радиус зоны ЭМД (км).

Результаты расчета радиуса зоны ЭМД для свободного пространства показаны на рис. 3. Чувствительность приемной аппаратуры варьировалась от 1 мкВ/м до 6 мкВ/м.

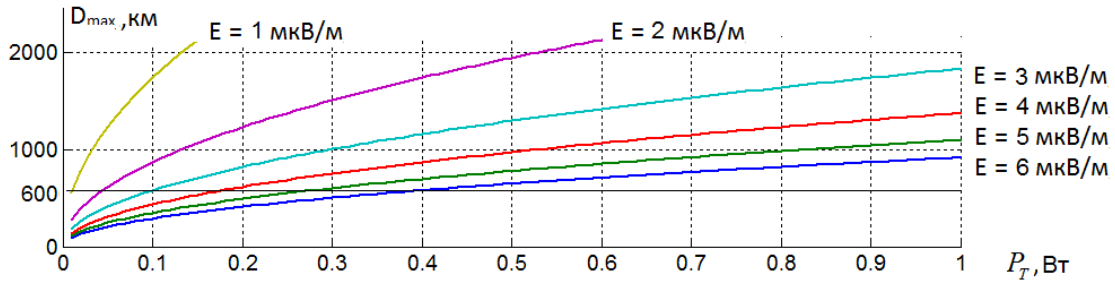


Рис. 2. Зависимость радиуса зоны ЭМД для свободного пространства

При распространении радиоволн вдоль значительного приземного участка возникают дополнительные дифракционные потери, зависящие от частоты излучаемых сигналов. Тем не менее, при типовой мощности наземного ИРИ 1 Вт, высоте подъема БПЛА от 200 м радиус зоны действия пеленгатора (зона электромагнитной доступности) будет примерно соответствовать радиогоризонту.

3. Однопозиционное и многопозиционное пеленгование

При подъеме БПЛА на значительную высоту задачу локализации ИРИ можно решить, используя один двумерный пеленг (a,u), где a – азимут ИРИ (составляющая пеленга в плоскости горизонта антенны пеленгатора), u – склонение ИРИ (составляющая пеленга в плоскости, ортогональной плоскости горизонта или угол

места), как показано на рис. 3. Решение задачи локализации реализуется как определение точки пересечения луча пеленга с поверхностью Земли.

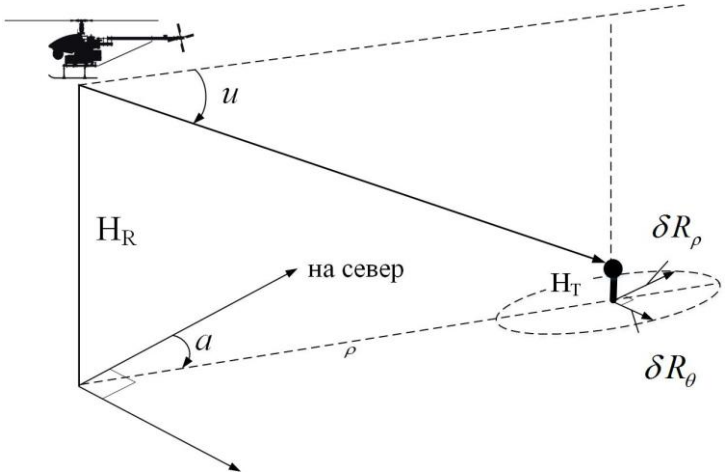


Рис. 3. Однопозиционное пеленгование наземного ИРИ

Если H_R – высота пеленгатора над плоскостью Земли, H_T – высота размещения антенны передатчика, то в полярных координатах ρ,θ с центром в точке РКП (ρ – радиус, θ – угол) справедливо

$$\rho = \frac{(H_R - H_T)\cos u}{\sin u}, \quad \theta = a,$$
$$\delta R_\rho = \delta\rho = \frac{\partial\rho}{\partial u}\delta u + \frac{\partial\rho}{\partial H_T}\delta H_T = \frac{-(H_R - H_T)}{\sin^2 u}\delta u + \frac{-\cos u}{\sin u}\delta H_T, \qquad (4)$$
$$\delta R_\theta = \frac{\cos u(H_R - H_T)}{\sin u}\delta\theta = \frac{\cos u(H_R - H_T)}{\sin u}\delta a,$$

где $\delta\rho$ – ошибка дальности, $\delta\theta$ – ошибка направления, δR_ρ – ошибка локализации по радиальному направлению, δR_θ – ошибка локализации по “тангенциальному” направлению, δa и δu – ошибки пеленгования (ошибки определения угла азимута и угла склонения ИРИ), δH_T – ошибка задания высоты передатчика.

Пример, при $H_R = 3000м$, $u = \frac{\pi}{6}(30^0)$, $\delta a = 0.025рад(\sim 1.5^0), \delta u = 0.05рад(\sim 3^0)$ погрешность составит $\delta R_\rho \sim 300м,\ \delta R_\theta \sim 75м$.

При больших чем удвоенная высота удалениях ($u < 26^0$) при заданной точности пеленгования локализация по одному пеленгу становится практически невозможной (при $H_R = 3000м$ ошибки составят $\delta R_\rho \geq 780м,\ \delta R_\theta \sim 154м$) и необходимо переходить к многопозиционному методу, когда во время движения БПЛА вычисляются несколько пеленгов из различных точек, разнесенных в плоскости на величины, по порядку сравнимые с удалением ИРИ, с их последующей совместной обработкой. При отсутствии существенной систематической составляющей в погрешностях точность

локализации повышается, что проиллюстрировано на рис. 4 и рис. 5. Решение задачи локализации ИРИ по набору измерений осуществляется методом максимального правдоподобия с использованием угломерных и амплитудных измерений с опциональным учетом рельефа местности.

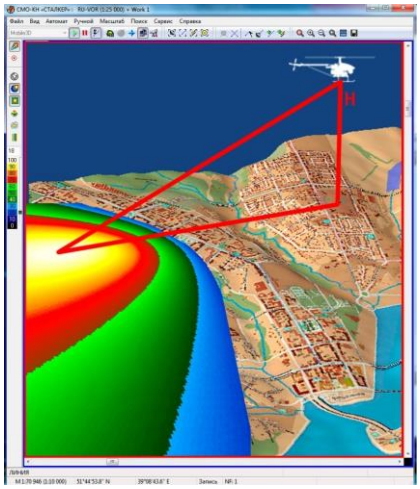


Рис. 4. Однопозиционный метод

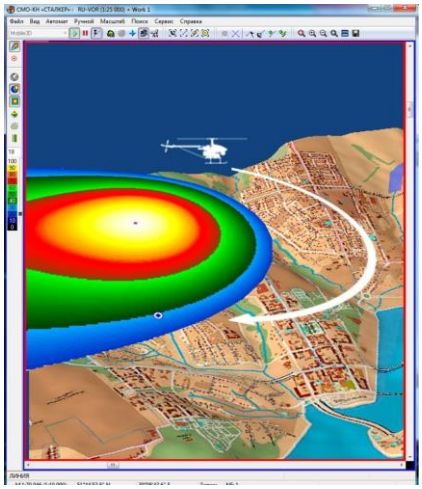


Рис. 5. Многопозиционный метод

4. Приемная аппаратура станции

Особенностью приемной аппаратуры станции является двухканальное интегрированное радиоприемное устройство на базе модулей АРГАМАК+, вмонтированное непосредственно в основание кольцевой антенной решетки. Такое конструктивное решение устраняет антенный эффект, обеспечивает высокую чувствительность и точность пеленгования [2, 3].

Эффективность пеленгования и определения местоположения ИРИ во многом определяется техническими характеристиками приемной антенной решетки. Для обеспечения более точного пеленгования по углу места целесообразно использовать пространственную антенную решетку, в которой отдельные антенные элементы размещены не в одной, а нескольких плоскостях. Такое решение позволяет добиться существенного улучшения точности пеленгования ИРИ по углу места, что особенно актуально для радиоконтрольной станции, размещаемой на борту летательного аппарата.

Наиболее простой вариант антенных элементов - активные биконические вибраторы, использование которых позволяет получить решение, приемлемое с точки зрения габаритов и массы антенной решетки, взаимного электромагнитного влияния антенных элементов при размещении в нескольких плоскостях, а также обеспечить широкий диапазон рабочих частот – от 100 до 3000 МГц. На рис. 5 показана фотография макета малогабаритной бортовой станции РК с пространственной антенной решеткой.

Рис. 5. Макет малогабаритной бортовой станции

Заслуживают внимания варианты антенной решетки с антенными элементами типа "Вивальди" или ТЕМ-рупорами. Использование антенных элементов таких типов позволяет улучшить точность и чувствительность пеленгования с сохранением широкого диапазона рабочих частот. Существенный вопрос, требующий отдельного рассмотрения – пеленгование сигналов с произвольной линейной (горизонтальной и вертикальной) поляризацией. Данная проблема актуальна, например, при расположении ИРИ в условиях городской застройки, когда поляризация сигнала может изменяться. Более того, ряд сигналов (например, сигналы телерадиовещательных станций) изначально имеют горизонтальную поляризацию. При попытке определения местоположения ИРИ, поляризация которого отличается от вертикальной, с помощью радиопеленгаторов, предназначенных для сигналов с вертикальной поляризацией, точность локализации может существенно ухудшаться. Данная особенность обусловлена, в частности, изменением фазового центра антенн радиопеленгаторных антенных систем, что важно при пеленговании фазовыми методами и методом корреляционной интерферометрии [4, 5].

5. Особенности комплекса навигации

Использование в качестве носителя станции БПЛА вертолетного типа требует создания целевого комплекса навигации (КН), оптимизированного для использования на носителях именно этого типа.

Классическими КН для воздушных объектов являются КН на основе бесплатформенных инерциальных навигационных систем. Однако в данном случае такой КН неприменим: для обеспечения функционирования с приемлемой точностью требуется наличие высокой (не менее нескольких десятков км/ч) скорости перемещения БПЛА, что не всегда выполняется для случая БПЛА вертолетного типа.

Обеспечить высокие точностные характеристики КН в условиях длительных интервалов отсутствия линейной скорости можно за счет использования высокостабильных датчиков угловой скорости, однако подобное решение, как правило, не применимо по ценовым показателям. Применение же дополнительного датчика измерения магнитного поля Земли, хотя и может дать полезный эффект, но всё же, обычно не обеспечивает нужной точности (эффекты девиации, перемагничивания и т.д.), особенно для высоких широт.

Имеющийся опыт по созданию целевых КН для стационарных, развертываемых, автомобильных позволил сконструировать КН для БПЛА вертолетного типа на основе блока из 6-ти осевого MEMS датчика инерциальных измерений (три датчика угловой скорости, три акселерометра), 3-х осевого датчика магнитного поля, двух одночастотных (L1) ГЛОНАСС/GPS приемников с поддержкой фазовых измерений.

6. Технические характеристики приемной аппаратуры

Основные технические характеристики малогабаритной широкодиапазонной бортовой станции РК приведены в табл. 2.

Таблица 2. Технические характеристики приемной аппаратуры

Диапазон рабочих частот	100 – 3000 МГц
Скорость обзора диапазона рабочих частот без пеленгования, не менее	6 ГГц/с
Скорость обзора диапазона рабочих частот без пеленгования, не менее	1 ГГц/с
Динамический диапазон по интермодуляции второго и третьего порядка, не менее	75 дБ
Полоса одновременного пеленгования ИРИ	22 МГц
Рабочий сектор по азимуту	0^0 - 360^0
Рабочий сектор по углу места	0^0 - 60^0
Чувствительность пеленгования по полю, типовая	6 мкВ/м
СКО пеленгования, типовая	3^0
Габариты (диаметр х высота)	850 х 520 мм
Масса	не более 25 кг
Диапазон рабочих температур	-40^0 … $+55^0$

7. Заключение

Разработан и реализован макет малогабаритной бортовой широкодиапазонной станции радиоконтроля для размещения на борту малоразмерного БПЛА вертолетного типа.

Использование трехмерной антенной решетки радиопеленгатора обеспечило высокую точность пеленгования как по азимуту, так и по углу места. Типовая среднеквадратическая ошибка пеленгования составляет 3 градуса. Бортовая навигационная система обеспечивает определение необходимых параметров, включая координаты, ориентацию антенной системы и скорость вертолета.

Испытания макета станции подтвердили ее работоспособность и возможность использования в качестве бортовой аппаратуры РК для легкого летательного аппарата вертолетного типа.

Литература

1. Recommendation ITU-R P.525-3. «Calculation of free-space attenuation»
2. Автоматизированные системы и технические средства радиоконтроля. Каталог компании ИРКОС. – М., 2017.
3. Козьмин В.А. Применение интегрированных радиоприемных устройств для улучшения технических характеристик средств радиоконтроля // Электросвязь, 2016, № 11, С. 57-64.

4. Rembovsky A., Ashikhmin A., Kozmin V., Smolskiy S. Radio monitoring. Problems, Methods and Equipment. Springer. Lecture Notes in Electrical Engineering. 2009. 507 p.
5. Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А. Радиомониторинг: задачи, методы, средства // Под ред. А.М. Рембовского. – 4-е изд., испр. – М.: Горячая линия–Телеком, 2015. – 640 с.

REFERENCES

1. Recommendation ITU-R P.525-3. «Calculation of free-space attenuation»
2. Catalogue 2017 of IRCOS JSC. http://www.ircos.ru/zip/cat2017en.pdf. Accessed 28 Nov 2017
3. Kozmin V.A. Application of integrated radio receivers to improve technical characteristics of monitoring equipment (in Russian)// Electrosvyaz. – 2016, № 11, P. 57-64.
4. Rembovsky A., Ashikhmin A., Kozmin V., Smolskiy S. Radio monitoring. Problems, Methods and Equipment. Springer. Lecture Notes in Electrical Engineering. 2009. 507 p.
5. Radiomonitoring: problems, methods, means (in Russian)// Under edition of A.M. Rembosky. – 4th edition. – Moscow: Hot Line-Telecom Publ., 2015. – 640 p.

ИЗМЕРЕНИЕ РАССТОЯНИЯ УРОВНЕМЕРОМ С ЧАСТОТНО МОДУЛИРОВАННЫМ СИГНАЛОМ НА ФОНЕ ИНТЕНСИВНЫХ ПОМЕХ И ШУМА

Б. А. Атаянц[1], В. М. Давыдочкин[1], В. В. Езерский[1]
[1]ООО предприятие «КОНТАКТ-1», Рязань, РФ

Аннотация. Рассматривается погрешность измерения расстояния частотно модулированным уровнемером на фоне мешающих отражений от дна резервуара и неоднородности волноводного тракта на фоне шума. Предложен итерационный алгоритм снижения погрешности путём управления параметрами адаптируемой весовой функции. С помощью численного моделирования и выполнена количественная оценка результата для различных условий измерения.

Ключевые слова: частотный уровнемер, погрешность измерения, помеховая обстановка, адаптируемая весовая функция.

MEASUREMENT OF DISTANCE BY THE LEVEL GAUGE WITH IT IS FREQUENCY THE MODULATED SIGNAL AGAINST INTENSIVE HINDRANCES AND NOISE

B. A. Atajants [1], V. M. Davydochkin [1], V. V. Ezerskiy [1]
[1] LTD interprise “KONTAKT-1”, Ryazan, RF

Abstract. The error of measurement of distance is considered is frequency the modulated level gauge against stirring reflexions from a tank and heterogeneity bottom волноводного a path against noise. The iterative algorithm of decrease in an error by management in parametres of adapted weight function is offered. By means of numerical modelling the quantitative estimation of result for various conditions of measurement also is executed.

Keywords: frequency level gauge, measurement error, hindrances conditions, adapted weight function.

1. Введение

Во многих отраслях промышленности необходимо измерять уровень h заполнения промышленных резервуаров. Такая задача часто решается с помощью частотно модулированного (ЧМ) дальномера с несущей частотой f_0 и диапазоном перестройки частоты Δ_f [1, 2]. Точность измерения расстояния радиолокационными дальномерами (РЛД) с ЧМ, определяется точностью измерения разностной частоты сигнала на выходе смесителя. Такое измерение обычно выполняют в спектральной области с использованием преобразования Фурье. На практике оценку разностной частоты приходится выполнять на фоне помех из-за мешающих отражений (МО) от элементов конструкции резервуара, узлов герметизации антенно-волноводных трактов (АВТ). Часто наблюдается отражение от дна резервуара при зондировании радиопрозрачной жидкости [3, 4]. Мешающие отражения на несколько порядков увеличивают погрешность измерения по сравнению с измерениями в идеальных условиях [5, 6].

Помехи, создаваемые отражениями от дна резервуара возникают при измерение уровня нефтепродуктов. Амплитуда полезного сигнала начиная с некоторого уровня жидкости становится меньше амплитуды помехи, создаваемой отражением от дна резервуара. При дальнейшем снижении уровня заполнения резервуара амплитуда помехи существенно возрастает. Будем считать, что расстояние $R_{\text{дна}}$ до дна резервуара известно точно.

Помехи, созданные отражёнными сигналами от герметизирующих вставок в антенне, оказывают влияние на погрешность измерения расстояния до содержимого резервуара боковыми лепестками спектральной плотности амплитуд (СПА). Расстояние $R_{\text{АВТ}}$ до таких мешающих отражателей тоже будем считать известным, так как его легко можно определить на этапе калибровки уровнемера при производстве.

Целью настоящей работы является разработка алгоритма снижения погрешности измерения частоты разностного сигнала по положению максимума СПА при воздействии интенсивных мешающих слагаемых и шума и количественная оценка достижимого результата.

2. Использование адаптируемых весовых функций

Для оценки параметров полигармонических сигналов при использовании спектрального анализа на основе дискретного преобразования Фурье предложены адаптируемые весовые функции (АВФ) [7]. Форма АВФ может задаваться варьируемыми частотами нулей b_i, $i = 1, 2, \ldots, N$ спектральной плотности амплитуды (СПА) таким образом, чтобы на частоте каждого из слагаемых сигнала мешающие слагаемые спектра были равны нулю вместе с заданным количеством их производных. Одно из двух семейств АВФ аналитически записывается в виде [7, 9, 10, 11, 12]

$$w_s(m, b_1, \ldots b_N) = 1 + \sum_{n=1}^{N} (-1)^n C_{sn}(b_1, \ldots b_N, M) \cos\left[2n(m + 0{,}5)M\right], \qquad (1)$$

где $C_{sn}(b_1, \ldots b_N, M) = \dfrac{(-1)^{n+1}}{\cos(nM)} \prod_{i=1}^{N} \dfrac{\cos(2nM) - \cos(2b_i M)}{2\sin^2(b_i M)} \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq n}}^{N} \dfrac{1 - \cos(2kM)}{\cos(2nM) - \cos(2kM)}$; b_i – нормированная частота, на которой спектральная плотность амплитуд задаётся равной нулю; N - число варьируемых слагаемых АВФ, равное числу задаваемых нулей СПА; M_0 - число отсчётов АВФ; $M = \pi / M_0$, $m = 0, 1, \ldots, M_0 - 1$.

Без влияния шума АВФ (1) теоретически позволяют получить нулевую погрешность оценки частоты, амплитуды и фазы сигнала на фоне разрешаемого по частоте мешающего слагаемого спектра, обусловленного помехами или слагаемыми спектра из отрицательной области частот [8]. Для этого используются итерационные алгоритмы нахождения формы АВФ, задаваемой нулями их СПА и, по меньшей мере, первых производных СПА в соответствии с основным свойством АВФ, указанном выше. Наличие шума может приводить к погрешности большей, чем величина шумовой составляющей погрешности, из-за ухудшения сходимости алгоритма определения необходимых частот нулей СПА и расширения шумовой полосы АВФ. Для

минимизации погрешности важно определение методики выбора вида АВФ и количества варьируемых параметров, которые должны быть связаны с помеховой обстановкой.

Существенное отличие от рассмотренных в [8] алгоритмов минимизации методической погрешности оценки расстояния на фоне шума заключается в значительном усложнении помеховой обстановки не только из-за слагаемых спектра из области $\omega < 0$, но и из-за неизбежных отражений от элементов антенно волноводного тракта, которые для слабого полезного сигнала создают интенсивную помеху. При этом на спектральную оценку нормированной частоты $x_1 = 2R\Delta f / c$ полезного сигнала, отражённого от поверхности жидкости (c - скорость распространения электромагнитной волны в атмосфере резервуара) будут влиять пять слагаемых спектра. Их нормированные частоты: $x_2 = 2R\Delta f / c + 2h\sqrt{\varepsilon}\Delta f / c$ - от дна резервуара ($h = R_{\text{Дна}} - R$), $x_3 = 2R_{\text{АВТ}}\Delta f / c$ - от элементов АВТ и соответствующие слагаемые из отрицательной области частот $x_4 = -x_1$, $x_5 = -x_2$, $x_6 = -x_3$.

Для исключения влияния всех помех на погрешность измерения необходимо применение АВФ с числом варьируемых слагаемых N не менее 10. В этом случае возможны существенные ограничения на минимальный измеряемый уровень содержимого резервуара из-за значительного возрастания бокового лепестка ВФ в интервале нормированных частот от $2 \div 3$ до 11 бин.

Для промышленно выпускаемых уровнемеров - мощность сигнала от неоднородности в АВТ при КСВ 1,2 - 2 составляет (-10 – -20) дБ от уровня мощности зондирующего сигнала. Из уравнения радиолокации при нормальном зондировании плоской поверхности жидкостей ослабление сигнала имеет вид

$$\frac{P_1}{P_\Sigma} = |\Gamma_1|^2 \frac{G^2\lambda^2}{4\pi R^2}, \qquad (2)$$

где P_1 и P_Σ - соответственно величина мощности отражённой и падающей волн; Γ_1 - коэффициент отражения от контролируемой жидкости; G - коэффициент усиления антенны; λ - длинна волны несущего СВЧ сигнала.

Ослабление сигнала от дна резервуара без учёта фокусирующего эффекта слоя жидкости

$$\frac{P_2}{P_\Sigma} = |\Gamma_2|^2 \frac{G^2\lambda^2}{4\pi R_{\text{дна}}^2} e^{-2\alpha\left(R_{\text{дна}} - R\right)} \qquad (3)$$

Определим достижимый уровень погрешности оценки нормированного расстояния x_1 по СРЧ, для значения $x_3 = 2$ бина и $x_2 = 20$ бин, что соответствует $R_{\text{АВТ}} = 0{,}3$ м и $R_{\text{дна}} = 3$ м при диапазоне перестройки частоты 1 ГГц, $\lambda = 0{,}03$ м, типичного коэффициента усиления антенны $G = 100$, уровня отражения от АВТ -15 дБ и коэффициента затухания сигнала в жидкости $\alpha = 6$ дБ/м. Коэффициент отражения от контролируемой жидкости $\Gamma_1 = 0{,}2$.

Для минимизации погрешности оценки частоты x_1 полезного слагаемого применяемая АВФ должна на пяти частотах, соответствующих разнице положений максимумов слагаемых СПА, обеспечивать получение нуля СПА с кратностью не менее 2 [2, 9], для чего значение нуля АВФ необходимо выбирать из условия

$$b_{2i-1} = b_{2i} = \left| x_{i+1} - x_1 \right|, \;\; i = 1 \ldots 5 \; . \tag{4}$$

При этом все слагаемые СП должны разрешаться по частоте.

Однако, при таком управлении формой АВФ происходит неизбежное расширение шумовой полосы, а значит увеличение влияния шума. Поэтому необходимо дополнительно управлять ещё одним, дополнительным, нулём АВФ для минимизации шумовой полосы. Как показано в [8], величину дополнительного нуля для АВФ необходимо выбирать по соотношению

$$b^2_{\text{шSmin}} = \frac{\sum\limits_{n=1}^{N} A^2_{sn} n^4 \left(b_1^2 - n^2\right)^2 \ldots \left(b_{N-1}^2 - n^2\right)^2}{\sum\limits_{n=1}^{N} A^2_{sn} n^2 \left(b_1^2 - n^2\right)^2 \ldots \left(b_{N-1}^2 - n^2\right)^2}, \tag{5}$$

где $A_{sn} = (-1)^{n+1} \prod\limits_{\substack{k=1 \\ k \neq n}}^{N} \dfrac{k^2}{k^2 - n^2}$, N - число нулей с учётом дополнительного нуля.

В связи с тем, что при измерениях значение измеряемого расстояния неизвестно, приходится все вычисления выполнять с помощью итерационного алгоритма [2, 10]. Оценка разностной частоты производится на основе поиска положения максимума СПА [1, 2].

Весь текст доклада структурируется по разделам, заголовки которых форматируются при помощи стиля «*Заголовок раздела»*. Заголовки разделов документа нумеруются арабскими цифрами в порядке их упоминания. Подзаголовки разделов следует вводить только в случае, если их два или более.

При оформлении содержания доклада, проверке правописания и грамматики обратите внимание на следующие пункты:

3. Алгоритм минимизации погрешности

1. Полученные на одном периоде частотной модуляции отсчёты сигнала разностной частоты записываются в память устройства обработки.

2. При первом измерении на первом шаге итерационной процедуры вычисление СПА производится с использованием АВФ, обеспечивающей измерение с приемлемой погрешностью, гарантирующей сходимость итерационной процедуры. Во многих случаях для этой цели подходит ВФ Блэкмана [13]. При этом вычисляется нулевое приближение для нормированной частоты $\bar{x}_1^{(0)}$.

2. Полученное приближения позволяет по (4) определить приближения для нормированных значений нулей $\bar{b}_1^{(0)} \ldots \bar{b}_{10}^{(0)}$ с учётом того, что

$$\bar{R}^{(0)} = \bar{x}_1^{(0)} c \big/ \left(2\Delta_f\right). \tag{6}$$

Если при этом оказывается, что $\bar{R}^{(0)} > \mathrm{R}_{\text{дна}}$, то это означает, что отражение от дна превышает по амплитуде отражение от поверхности жидкости. В такой ситуации расчёт расстояния до поверхности жидкости выполняется по формуле [1]

$$\bar{R}^{(0)} = R_{\text{дна}} - \left[\frac{\bar{x}_1^{(0)} c}{2\Delta_f}\right] \Big/ \left(\sqrt{\varepsilon_{\text{м}}} - 1\right), \qquad (7)$$

где $\varepsilon_{\text{м}}$ - известная диэлектрическая проницаемость жидкости.

3. По формуле (5) вычисляется оценка для дополнительного нуля, минимизирующего шумовую полосу.

Полученный набор нулей $b_1^{(0)},\ldots,b_{10}^{(0)},b_{шSмин}^{(0)}$ АВФ позволяет рассчитать очередное i -е приближение $\bar{x}_1^{(i)}$ для нормированной частоты и $\bar{R}^{(i)}$ для расстояния до поверхности жидкости.

4. Определяется модуль разности между вновь полученным значением оценки расстояния и его предыдущим значением. Если модуль этой величины превышает заданное граничное значение, то пункты 2 -4 повторяются. После снижения указанной разности менее порога полученное значение расстояния принимается за требуемую оценку.

Для всех последующих циклов измерения в качестве начальных параметров ВФ принимаются параметры, полученные для предыдущего цикла измерения, т.е. этот алгоритм является следящим. Это справедливо в предположении медленного изменения уровня в практических применениях, когда вновь измеряемое расстояние отличается от предыдущего на величину, не превышающую четверть длины волны несущего колебания.

4. Результаты количественной оценки погрешности

Результаты численного моделирования процесса измерения расстояния до поверхности жидкости для указанных выше условий и АВФ (1) в виде зависимости логарифма относительного СКО оценки расстояния, полученной на основе обработки мгновенной погрешности оценки в интервале расстояний, равном ошибке дискретности $\delta_R = c/(4\Delta f)$ [2] от среднего значения расстояния для каждого такого интервала, приведены на рисунке 1. Сплошной линией показана зависимость, полученная при использовании АВФ. Пунктирной линией показан аналогичный результат при отсутствии какой-либо оптимизации параметров и использовании ВФ Блэкмана.

На рисунке 2 показаны аналогичные зависимости, но для расстояния до дна $R_{\text{дна}} = 9$ м. На этих рисунках четко выделяются две области повышенной погрешности с резким изменением результатов на краях графиков и одна область низкой погрешности. Области повышенной погрешности соответствуют перекрытию основных лепестков СПА помехи (отражения от АВТ и дна резервуара) и полезного сигнала от поверхности жидкости, т.е. нарушению сформулированного выше обязательного условия разрешения всех слагаемых по частоте, т.е. по расстоянию.

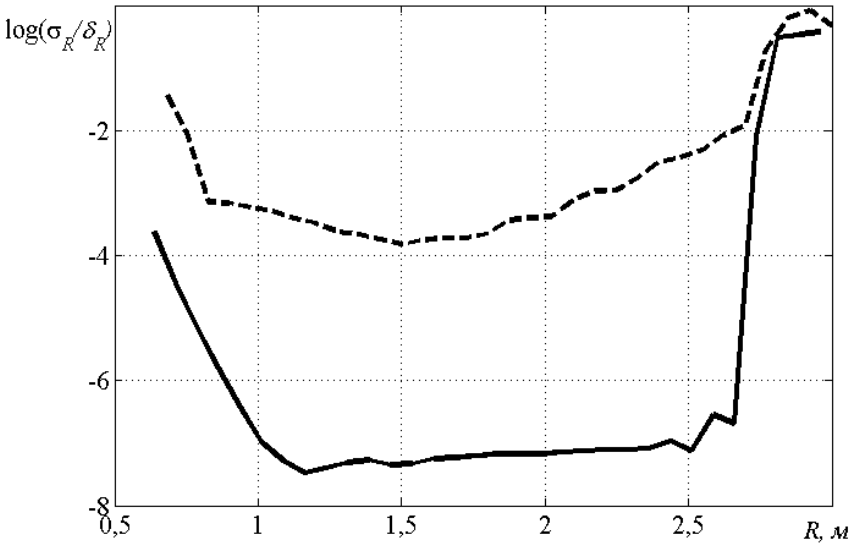


Рис. 1. Зависимость логарифма относительного СКО погрешности измерения от измеряемого расстояния при $R_{\text{дна}} = 3$ м.

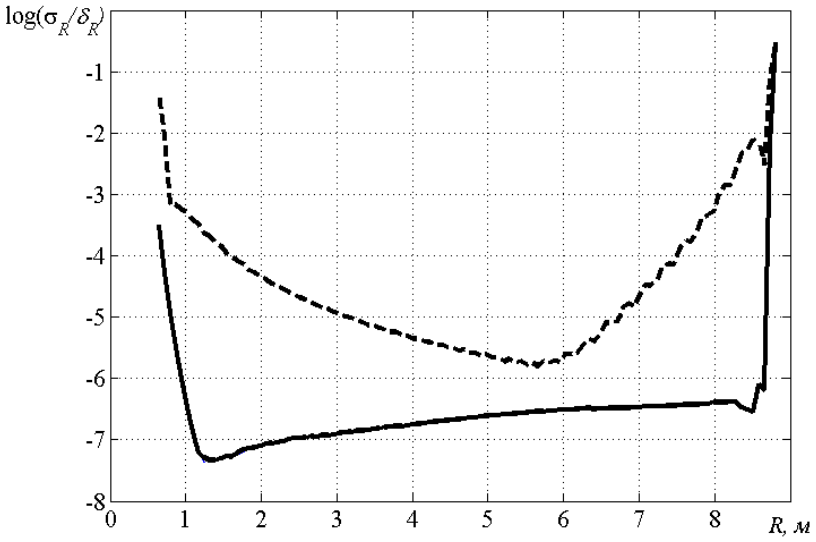


Рис. 2. Зависимость логарифма относительного СКО погрешности измерения от измеряемого расстояния при $R_{\text{дна}} = 9$ м.

Характер поведения графиков в области низкой погрешности отличается для ВФ Блэкмана и АВФ. Для ВФ Блэкмана (и других ВФ с неизменяемыми параметрами) в области низкой погрешности наблюдается снижение погрешности до некоторого расстояния, а затем возрастание. Снижение погрешности обусловлено монотонным уменьшением влиянии боковых лепестков спектра со скоростью 18 дБ/окт с увеличением частоты. Однако, начиная с некоторого расстояния, начинают влиять боковые лепестки слагаемого спектра сигнала, отражённого от дна, и погрешность увеличивается.

Расстояние до дна, на котором начинает влиять мешающее отражение от дна, зависит от абсолютной величины погрешности. Поэтому для разных расстояний $R_{\text{дна}}$ влияние дна различное.

При использовании алгоритма с оптимизацией параметров АВФ расширилась зона низкой погрешности измерения. В ней уровень погрешности плавно возрастает при увеличении расстояния и характер этого изменения одинаков для разных расстояний до дна. Возрастание обусловлено увеличением эквивалентной шумовой полосы из-за увеличения оптимальных нормированных частот b_i, на которых СПА задаётся равной нулю, что приводит к расширению основного лепестка СПА. Минимальный уровень погрешности при использовании алгоритма с оптимизацией параметров АВФ значительно ниже.

На рисунке 3 приведены результаты моделирования на фоне аддитивного белого нормального шума. На поле рисунка около графиков проставлены соответствующие значения отношения сигнал-шум.

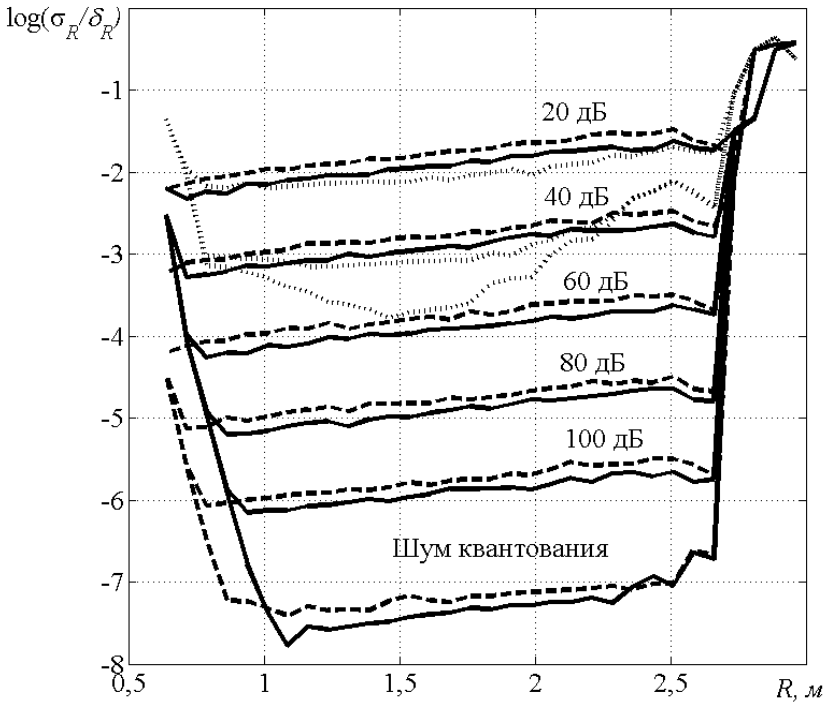


Рис. 3. Зависимость логарифма относительного СКО погрешности измерения от измеряемого расстояния при $R_{\text{дна}} = 3$ м и разных уровнях шума.

Сплошной линией показаны результаты, полученные для АВФ с оптимизацией одного из нулей для минимизации шумовой полосы ВФ. Пунктирной линией показаны аналогичные результаты без минимизации шумовой полосы ВФ. Точечной линией показаны результаты для ВФ Блэкмана.

При использовании алгоритма минимизации погрешности измерения с одновременной минимизацией эквивалентной шумовой полосы погрешность снижается

вдвое в зонах низкой погрешности измерения, однако при этом несколько расширяется зона повышенной погрешности при малом значении измеряемого расстояния.

ВФ Блэкмана обеспечивает меньшую чувствительность к уровню шума при отношении сигнал-шум не более 40 дБ. Если уровень шума меньше, что характерно для прецизионных уровнемеров, лучшие результаты обеспечивает АВФ с адаптацией параметров и минимизацией шумовой полосы.

5. Заключение

- Рассмотрен итерационный алгоритм снижения погрешности измерения расстояния (уровня) ЧМ уровнемером в сложной помеховой обстановке, обусловленной наличием мешающих отражений от неоднородности в АВТ и дна резервуара на фоне шума.
- Выполнена численная оценка точности измерения расстояния с помощью указанного алгоритма для практически важных условий функционирования уровнемера с ЧМ сигналом.
- Полученные результаты доказывают, что оптимизация параметров формы АВФ позволяет существенно снизить погрешность измерения частоты на фоне наличия отражения от АВТ и от дна резервуара. Это является весьма существенным отличием от любой ВФ с постоянными параметрами формы, например, по сравнению с ВФ Блэкмана.
- При использовании АВФ шумовая составляющая погрешности при минимизации ЭШП в 1,15 – 2 раза ниже, чем без оптимизации. Однако при этом несколько сужается область пониженной погрешности измерения расстояния.
- Рассмотренный метод минимизации погрешности в сложной помеховой обстановке может быть легко реализован программным путём в серийно выпускаемых уровнемерах.

Литература

1. . Атаянц Б. А, Баранов И. В., Болонин В. А., Боровков М. Э., Губанов В. В., Гусев В. С.,. Давыдочкин В. М., Езерский В. В., Мазалов Ю. В., Нагорный Д. Я., Паршин В. С.,. Пронин В. А.. Отечественные радиолокационные уровнемеры с частотной модуляцией. Практика промышленного применения / монография. – Рязань: ГУП РО «Рязанская областная типография», 2017. – 360 с
2. Атаянц Б. А., Давыдочкин В. М., Езерский В. В., Паршин В. С., Смольский С. М. Прецизионные системы ближней частотной радиолокации промышленного применения. М.: Радиотехника. 2012. 512 с
3. Баранов И. В., Езерский В. В. Влияние помех на погрешность измерения расстояния в частотном дальномере промышленного применения // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2011. Вып. 37. С. 34-40.
4. Баранов И. В., Езерский В. В. Влияние шума на точность определения расстояния дальномером с адаптивной частотной модуляцией // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2007. Вып. 21. С. 31-36.
5. Езерский В. В. Минимизация погрешности измерения расстояния при цифровой обработке сигналов частотных дальномеров // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2008. Вып. 24, с. 55-59.

6. Баранов И. В., Езерский В. В. Оптимизация параметров модуляции в ближней частотной радиолокации при весовом усреднении разностной частоты // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2009. Вып. 28, с. 30-37.
7. Давыдочкина С. В. Весовые функции для адаптивного гармонического анализа финитных колебательных процессов // Сборник научных трудов профессорско-преподавательского состава Рязанского государственного агротехнологического университета им. П. А. Костычева. Рязань, 2008. С. 78-81.
8. Давыдочкин В. М., Давыдочкина С. В., Езерский В. В. Снижение методической и шумовой погрешностей в задаче оценки частоты отрезка гармонического сигнала// Радиотехника. 2015. № 11. С. 66–71.
9. Давыдочкин В. М. Оптимизация параметров весовых функций для спектрального анализа // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2013. Вып. 43. С. 54-61.
10. Давыдочкин В. М., Давыдочкина С. В. Весовые функции для адаптивного гармонического анализа сигналов с многомодовым спектром // Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. 2006. Вып. 19, с. 66-72.
11. Давыдочкин В. М., Давыдочкина С. В. Весовые функции для цифрового адаптивного гармонического анализа сигналов с многомодовым спектром // Радиотехника. 2009. № 9. С. 11–20.
12. Патент 2435168 РФ, G01R 23/16. Способ гармонического анализа периодического многочастотного сигнала / Давыдочкин В. М., Давыдочкина С. В./ Заявл. 09.04.2010. Опубл. 27.11.2011. Бюл. № 33.
13. Хэррис Ф. Дж. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье.// ТИИР. 1978. Т. 66, №1. с. 60-96.

REFERENCES

1. Atajants B. A., Baranov I. V., Bolonin V. A., Borovkov M. E., Gubanov V. V., Gusev V. S., Davydochkin V. M., Ezerskiy V. V., Mazalov U. V., Nagorhiy D. J., Parshin V. S., Pronin V. A. Domestic radar-tracking level gauges with frequency modulation. Practice of industrial application / the monography. - Ryazan: State Unitary Enterprise RO «Ryazan regional printing house», 2017. – 360 p.
2. Atajants B. A., Davydochkin V. M., Ezerskiy V. V., Parshin V. S.,. Smolskiy S. M. Precision systems of a near frequency radar-location of industrial application. M: Radio engineering. 2012. - 512 p.
3. Baranov I. V., Ezerskiy V. V. Influence of hindrances on an error of measurement of distance in a frequency range finder of industrial application // Messenger of the Ryazan state radio engineering university. 2011. Vol. 37. - Pp. 34-40.
4. Baranov I. V., Ezerskiy V. V. Influence of noise on accuracy of definition of distance a range finder with adaptive frequency modulation // Messenger of the Ryazan state radio engineering university. 2007. Vol. 21. - Pp. 31-36.
5. Ezerskiy V. V. Minimisation of an error of measurement of distance at digital processing of signals of frequency range finders // Messenger of the Ryazan state radio engineering university. 2008. Vol. 24. -, Pp. 55-59.
6. Baranov I. V., Ezerskiy V. V. Optimization of parameters of modulation in a near frequency radar-location at weight averaging of differential frequency // the Bulletin of the Ryazan state radio engineering university. 2009. Vol. 28. - Pp. 30-37.
7. Davydochkina S. V. Weight functions for the adaptive harmonious analysis of finite oscillatory processes // the Collection of scientific works of the faculty of the Ryazan state agrotechnological university of P. A. Kostychev. Ryazan, 2008. Pp. 78-81.
8. Davydochkin V. M., Davydochkina S. V., Ezerskiy V. V. Decrease in methodical and noise errors in a problem of assessment of frequency of a piece of a harmonious signal // Radio engineering. 2015. № 11. Pp. 66-71.
9. Davydochkin V. M. Optimization of parameters of weight functions for the spectral analysis // Messenger of the Ryazan state radio engineering university. 2013. Issue 43. Page 54-61.

10. Davydochkin V. M., Davydochkina S. V. Weight functions for the adaptive harmonious analysis of signals with a multimode range// Messenger of the Ryazan state radio engineering academy. 2006. Vol. 19. - Pp. 66-72.
11. Davydochkin V. M., Davydochkina S. V. Weight functions for the digital adaptive harmonious analysis of signals with a multimode range // Radio engineering. 2009. No. 9. Pp. 11-20.
12. Patent 2435168 Russian Federation, G01R 23/16. Way of the harmonious analysis of a periodic multifrequency signal / Davydochkin V. M., Davydochkina S. V. / Zayavl. 09.04.2010. Opubl. 27.11.2011. Bulletin № 33.
13. Herris F. Dzh. Use of windows in the harmonious analysis by method of discrete transformation of Furye.//TIIR. 1978. T. 66, № 1. Pp. 60-96.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЛЧМ ИОНОЗОНДА-РАДИОПЕЛЕНГАТОРА В КАЧЕСТВЕ ЗАГОРИЗОНТНОГО КВ РАДАРА ДЛЯ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ИОНОСФЕРНЫХ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ

В.П.Урядов[1], Г.Г.Вертоградов[2], М.С.Скляревский[2], Ф.И.Выборнов[1]

[1]Научно-исследовательский радиофизический институт (НИРФИ) ННГУ им. Н.И.Лобачевского, г. Нижний Новгород, Россия
[2]Южный федеральный университет (ЮФУ), г. Ростов-на-Дону, Россия

Аннотация. Представлены результаты позиционирования среднеширотных и высокоширотных мелкомасштабных ионосферных неоднородностей с помощью ЛЧМ ионозонда-радиопеленгатора, используемого в качестве загоризонтного КВ радара бистатической конфигурации на трассах Кипр – Ростов-на-Дону и Австралия – Ростов-на-Дону.

Ключевые слова: ЛЧМ ионозонд-радиопеленгатор; ионосферные неоднородности; моделирование; позиционирование.

USE OF CHIRP IONOSONDE – DIRECTION FINDER AS OVER-THE-HORIZON HF RADAR FOR POSITIONING IONOSPHERIC IRREGULARITIES

V.P.Uryadov[1], G.G.Vertogradov[2], M.S.Sklyarevsky[2], F.I.Vybornov[1]

[1]Radiophysical Research Institute (RRI) UNN, Nizhny Novgorod, Russia
[2]Southern Federal University (SFU), Rostov-on-Don, Russia

Abstract. The results of positioning of mid-latitude and high-latitude small-scale ionospheric irregularities with help of chirp ionosonde-direction finder used as an over-the-horizon HF radar of bistatic configuration on the Cyprus-Rostov-on-Don and Australia-Rostov-on-Don paths are presented.

Keywords: chirp ionosonde-direction finder; ionospheric irregularities; modeling; positioning.

1. Введение

Известно, что отражение и рассеяние радиоволн на ионосферных неоднородностях приводит к образованию аномальных сигналов, присутствие которых снижает эффективность функционирования радиоэлектронных систем различного назначения, вызывая девиацию углов прихода, увеличение временного интервала задержки сигнала, уширение доплеровского спектра и замирания сигнала. Для прогнозирования распространения радиоволн и обеспечения эффективной работы радиоэлектронных систем в условиях приема аномальных сигналов важную роль играет позиционирование неоднородных структур, ответственных за появление таких сигналов.

Чтобы разобраться в сложной картине ионосферного распространения коротких радиоволн на трассах различной протяженности и ориентации в различных гелиогеофизических условиях, необходим инструмент способный измерять ключевые характеристики ионосферного КВ канала (ДЧХ, АЧХ и УЧХ) всех мод распространения, в том числе аномальных сигналов. Инструментом, позволяющим в реальном времени измерять все характеристики ионосферного канала во всем диапазоне

частот прохождения КВ сигналов, является ЛЧМ ионозонд-радиопеленгатор, с помощью которого получены новые научные результаты в области физики ионосферы и распространения радиоволн [1-3].

В докладе представлены результаты использования ЛЧМ ионозонда–радиопеленгатора применительно к позиционированию областей ионосферы, ответственных за аномальные (рассеянные) сигналы на трассах Кипр – Ростов-на-Дону и Алис Спрингс (Австралия) – Ростов-на-Дону.

2. Результаты наблюдений

Трасса Кипр – Ростов-на-Дону

В качестве передатчика ЛЧМ сигналов используется широкополосный ЛЧМ передатчик, расположенный на Кипре, который работает в диапазоне частот 8 – 30 МГц, скорость перестройки частоты составляет 100 кГц/с, излучение осуществляется каждые пять минут. В качестве приемного устройства ЛЧМ сигналов используется ЛЧМ ионозонд-радиопеленгатор, расположенный в окрестности г. Ростов-на-Дону, созданный на основе 16-ти канального радиоприемника и антенной решетки в виде 16 активных антенных элементов высотой 2,5м, размещенных на площадке размерами 100х100 $м^2$. Временная синхронизация работы ЛЧМ ионозонда-радиопеленгатора с мировым временем обеспечивается с помощью сигналов GPS.

Здесь представлены результаты позиционирования областей среднеширотной ионосферы, ответственных за аномальные сигналы, по данным наблюдений, проведенных в январе 2012 г.

На рис.1 показан характерный для вечернего и ночного периода наблюдений с 17:30 UT 04.01.2012 г. до 02:00 UT 05.01.2012 г. пример многопараметрической ионограммы для 01:04 UT 05.01.2012 г., когда кроме прямого сигнала, отмеченного маркером ПС, принимались аномальные сигналы, отмеченные маркерами РС1 – РС3. Во время наблюдения была спокойная геомагнитная обстановка, магнитный индекс Кр = 1-2.

Особый интерес представляет сильно диффузный сигнал РС1, который наблюдался на частотах превышающих максимально наблюдаемую частоту (МНЧ) прямого сигнала, равную 12,8 МГц. Согласно измерениям характеристик рассеянного сигнала РС1, в среднем, он имел следующие параметры: диапазон задержек ~7-11,5мс, диапазон частот ~14-19 МГц, интервал вертикальных углов прихода ~20-50°, интервал азимутальных углов прихода ~310-50°, амплитуда сигнала РС1 была на 60-70 дБ меньше амплитуды прямого сигнала. Азимут угла прихода прямого сигнала составляет 203°. Как видно из рис.1, наряду с сигналом РС1, на ионограммах регистрировался сигнал типа возвратно-наклонного зондирования (ВНЗ), отмеченный маркером РС2 для которого характерен рост задержки с ростом частоты и диффузный сигнал РС3. Высокая частота сигнала РС1, превышающая МНЧ прямого сигнала, его малая амплитуда, большие вертикальные углы прихода и прием сигнала с направления практически обратного направлению прихода прямого сигнала указывают, что сигнал РС1 обусловлен обратным рассеянием радиоволн от мелкомасштабных неоднородностей *F*-области

среднеширотной ионосферы. О наличии естественных мелкомасштабных анизотропных неоднородностей в *F*-слое среднеширотной ионосферы свидетельствуют результаты радарных измерений при вертикальном зондировании на частотах 5,8 – 9,3 МГц с использованием мощного передатчика стенда СУРА [4]. По данным [4] степень вытянутости таких неоднородностей $l_{\parallel}/l_{\perp} \leq 10$.

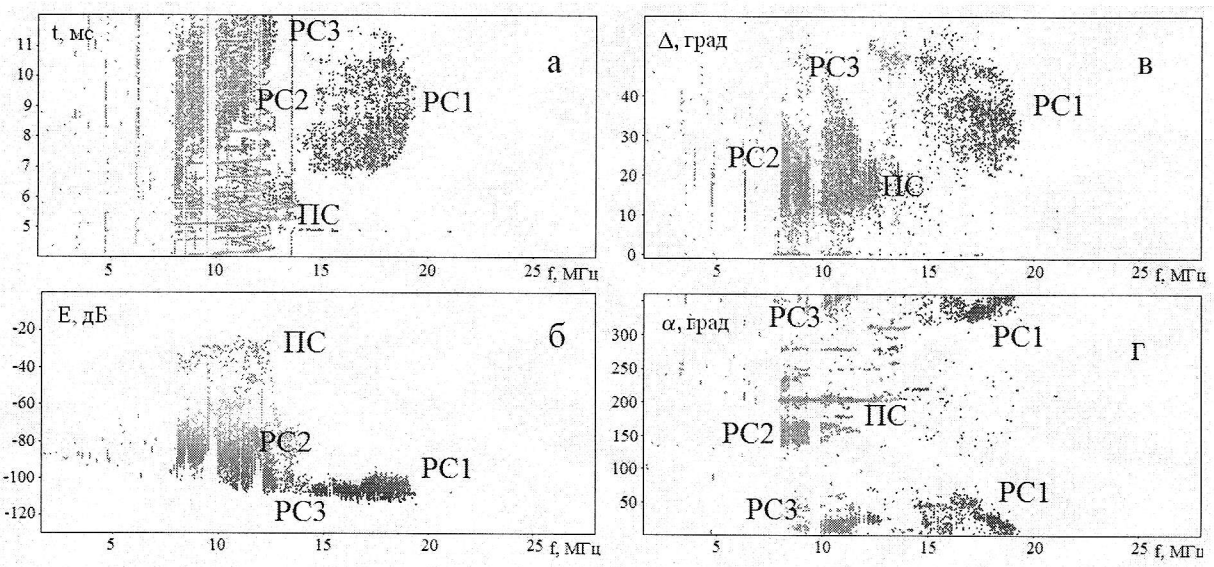


Рис.1. Многопараметрическая ионограмма на трассе Кипр – Ростов-на-Дону. 01:04 UT 05.01.2012 г. ДЧХ – (а), АЧХ – (б), УЧХ – угол места (в), азимут (г). ПС – прямой сигнал, РС1 – РС3 – рассеянные сигналы.

Для позиционирования областей ионосферы/земной поверхности, ответственных за аномальные сигналы проводилось моделирование прямого ПС и аномальных сигналов с использованием результатов измерений ДЧХ и УЧХ, полученных с помощью ЛЧМ ионозонда – радиопеленгатора.

Моделирование распространения и рассеяния радиоволн на трассе Кипр – область рассеяния – Ростов-на-Дону проводилось, предполагая ракурсный характер рассеяния на естественных среднеширотных мелкомасштабных магнитно-ориентированных неоднородностях. В расчетах пространственное распределение ионизации задавалось моделью IRI-2012 [5]. Модель ионосферы изменением индекса солнечной активности корректировалась в глобальном масштабе так, чтобы обеспечить одновременно наилучшее совпадение измеренных и модельных дистанционно-частотных характеристик и угловых-частотных характеристик прямого сигнала на трассе зондирования Кипр–Ростов-на-Дону. Степень совпадения оценивалась нормированным среднеквадратичным отклонением измеренных и модельных частотных характеристик. Для полученной таким образом адаптированной модели ионосферы выполнялось моделирование рассеянных сигналов. Первичными данными для этого являются результаты измерений задержки и углов прихода (азимута и угла места) рассеянных сигналов. Геомагнитное поле при моделировании процесса распространения радиоволн всегда задавалось глобальной моделью, приближающей реальное магнитное поле Земли [6].

Отметим, что инструментальная точность измерения задержки не превышает 15 мкс, угла пеленга в азимутальной плоскости – не более 0,3°, угла места – не более 1°.

Процесс имитационного моделирования для пространственного позиционирования источников рассеянных сигналов состоял из следующих этапов. Из пункта приема с измеренными значениями азимута и угла места рассчитываются лучевые траектории в направлении области с ионосферными неоднородностями, ответственными за рассеяние. Высота расположения неоднородностей изменялась от 200 до 450 км с шагом 5 км. Для каждой точки лучевой траектории, проходящей через область ионосферы с неоднородностями, по каждому шагу интегрирования рассчитывается луч, приходящий в пункт расположения передатчика на участке трассы область рассеяния - передатчик. Учитываются только те траектории, для которых ракурсные условия в точке рассеяния на магнитно-ориентированных неоднородностях отличаются не более, чем на 1°. Затем, определяется суммарная задержка на трассе передатчик – область рассеяния – приемник. Как только эта задержка становится равной экспериментально измеренной, эта область рассеяния считается позиционированной. Такая процедура выполняется для всего массива измеренных данных по параметрам принятого рассеянного сигнала (частота – задержка – азимут – угол места) и по ним определяется пространственное месторасположение ионосферных неоднородностей, т.е. находят высоту h и географические координаты (φ, λ) проекции области рассеяния на поверхность Земли.

На основе результатов измерений и моделирования ДЧХ и УЧХ рассеянного сигнала PC1, распространяющегося на частотах выше МНЧ прямого сигнала установлено, что сигнал PC1 обусловлен обратным рассеянием радиоволн, распространяющихся без отражения от Земли, от мелкомасштабных неоднородностей электронной концентрации с поперечными размерами $l_{\perp}$~ 8-10м, расположенных в протяженной области среднеширотной ионосферы в интервале широт ~51-55°N и долгот ~33-47°E на высотах ~250-450 км как ниже, так и выше максимума F-слоя. По данным станции вертикального зондирования DPS в ИЗМИРАНе (55,28°N, 37,22°E) находящейся в зоне возмущения и где регистрировался F-spread, для данного времени наблюдений высота максимума слоя F_2 составляла ~350 км [7].

Понятно, что конечная инструментальная погрешность измерения углов прихода, неточность задания пространственного распределения электронной концентрации (отличие модели IRI-2012 от реального распределения), а также трудно контролируемое воздействие среднемасштабных возмущений типа перемещающихся ионосферных возмущений, приводит к ошибкам оценки пространственных координат рассеивающих центров. Эти погрешности по высоте составляют около 5 км, а по географическим координатам ~1^{o}. Однако достигнутые точности пространственного позиционирования не изменяют сделанные выше выводы.

Что касается аномального сигнала PC2, то он связан с рассеянием радиоволн от Кавказа и Иранского нагорья. По результатам измерений и моделирования установлено, что слабый диффузный сигнал PC3, наблюдаемый на частотах ~11-12 МГц, которые меньше МНЧ прямого сигнала, обусловлен рассеянием радиоволн на ионосферных

неоднородностях 1,5 скачковой моды, распространяющейся от передатчика до области рассеяния с промежуточным отражением от Земли.

На рис.2а и 2б приведены примеры лучевых траекторий для рассеянных сигналов PC3 (на частоте f =11 МГц, меньшей МНЧ прямого сигнала) и PC1 (на частоте f =17 МГц, большей МНЧ прямого сигнала), соответственно.

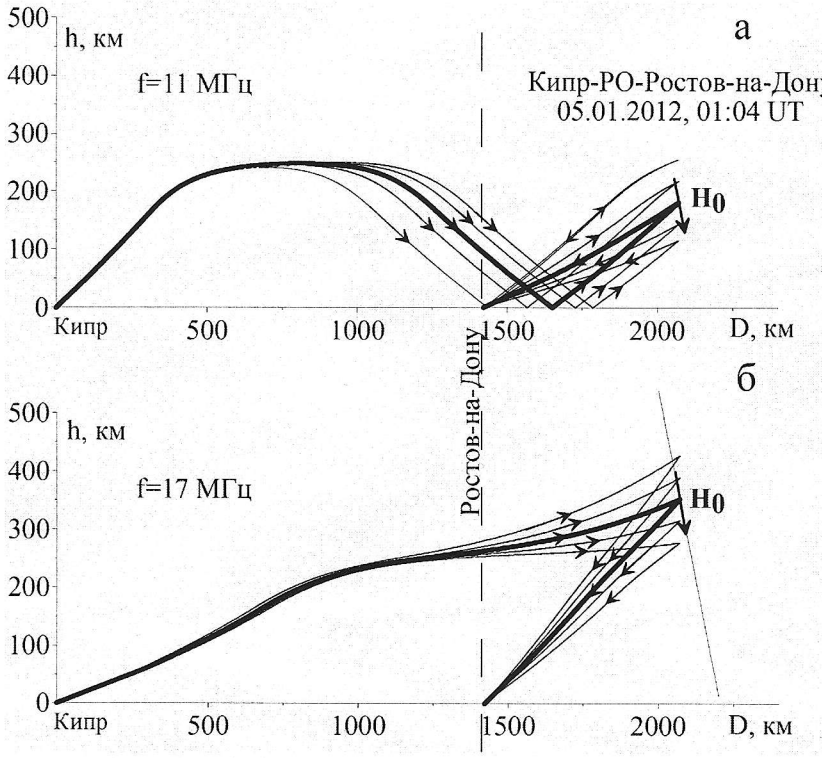


Рис.2. Лучевые траектории рассеянных сигналов PC2 (а) и PC1 (б) на трассе Кипр – область возмущения – Ростов-на-Дону.

Трасса Алис Спрингс (Австралия) – Ростов-на-Дону

Возможности загоризонтного ЛЧМ КВ радара бистатической конфигурации по лоцированию ионосферных неоднородностей были наглядно продемонстрированы на протяженной трансэкваториальной трассе Лейвертон (28,6°S, 122,4°E, Австралия) – Ростов-на-Дону в серии экспериментов, проводившихся в 2010-2013 гг. [1,3].

В данной работе приведены результаты наблюдений, полученные в марте 2014 г. на трансэкваториальной трассе Алис Спрингс (Австралия) – Ростов-на-Дону. ЛЧМ передатчик в Алис Спрингс (22,97°S, 134,43°E) работал в диапазоне частот 5–30 МГц, скорость перестройки частоты составляла 125 кГц/с, зондирование осуществлялось каждые 4 минуты. Прием ЛЧМ сигналов осуществлялся в Ростове-на-Дону с помощью ЛЧМ ионозонда-радиопеленгатора, временная синхронизация приемной аппаратуры с мировым временем обеспечивалась с помощью сигналов GPS. По данным [8] в период наблюдений была спокойная геомагнитная обстановка, магнитный индекс K_p =1-2. Во время наблюдений на ионограммах наклонного зондирования, кроме прямых сигналов различной кратности, регистрировались аномальные сигналы с различной задержкой относительно прямого сигнала. Примеры ионограмм с аномальными сигналами

показаны на рис.3-5. Маркерами РС1 и РС2 (рассеянный сигнал) мы выделили аномальные диффузные сигналы с большими абсолютными задержками ~52-58 мс (10-16 мс относительно задержки прямого сигнала), приходящие с азимутов ~10-25°, анализу которых будет уделено в дальнейшем основное внимание. Азимут угла прихода прямого сигнала, распространяющегося по дуге большого круга между приемником и передатчиком, составляет 107°, длина трассы составляет 12170 км.

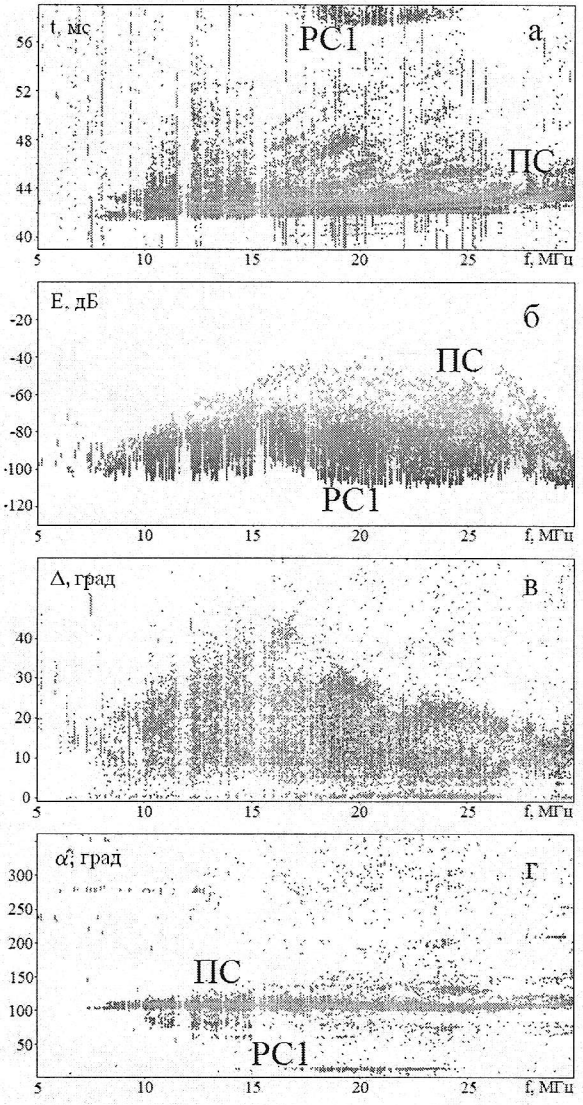


Рис. 3. Многопараметрическая ионограмма на трассе Алис Спрингс – Ростов-на-Дону. 11:37 UT 06.03.2014 г. ДЧХ (а), АЧХ (б), УЧХ (в), азимут (г). ПС – прямой сигнал, РС1 – рассеянный сигнал.

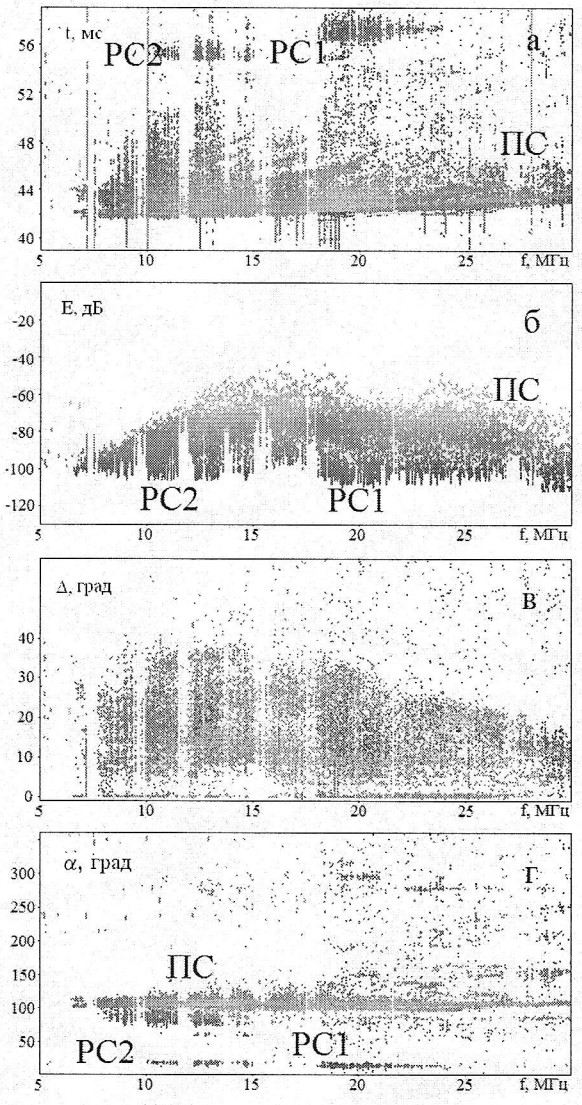


Рис. 4. То же, что на рис. 3 для 12:10 UT 06.03.2014 г., РС1 и РС2 – рассеянные сигналы.

Из рисунков 3-5 видна эволюция рассеянных сигналов РС1 и РС2 с течением времени. Вначале сигнал РС1 наблюдался в диапазоне частот ~17,7÷24,6МГц в виде диффузного трека в интервале групповых задержек $\Delta t_{гр}$ ~ 57,4-59,1мс в сравнительно узком секторе азимутальных углов прихода $\Delta\alpha$ ~ 12-13° (см. рис.3). В дальнейшем аномальный сигнал наблюдался в виде двух отдельных треков: на низких частотах

~10÷14 МГц с задержкой $\Delta t_{гр}$ ~55-56 мс и азимутами $\Delta\alpha$ ~10-20° (РС2) и на частотах ~18÷25 МГц с задержкой $\Delta t_{гр}$ ~57-58 мс и азимутами $\Delta\alpha$ ~13-15° (РС1) (см. рис.4). После 13:00 UT имело место слияние аномальных сигналов РС1 и РС2. В этот период времени нижняя граница группового запаздывания АС уменьшилась до значений $\Delta t_{гр}$ ~51 мс. В это время заметно увеличилась диффузность треков до ~2-3 мс и расширился сектор азимутальных углов прихода АС до значений $\Delta\alpha$ ~14-26°, причем особенно заметно для более низких частот ~10÷15 МГц (см. рис.5).

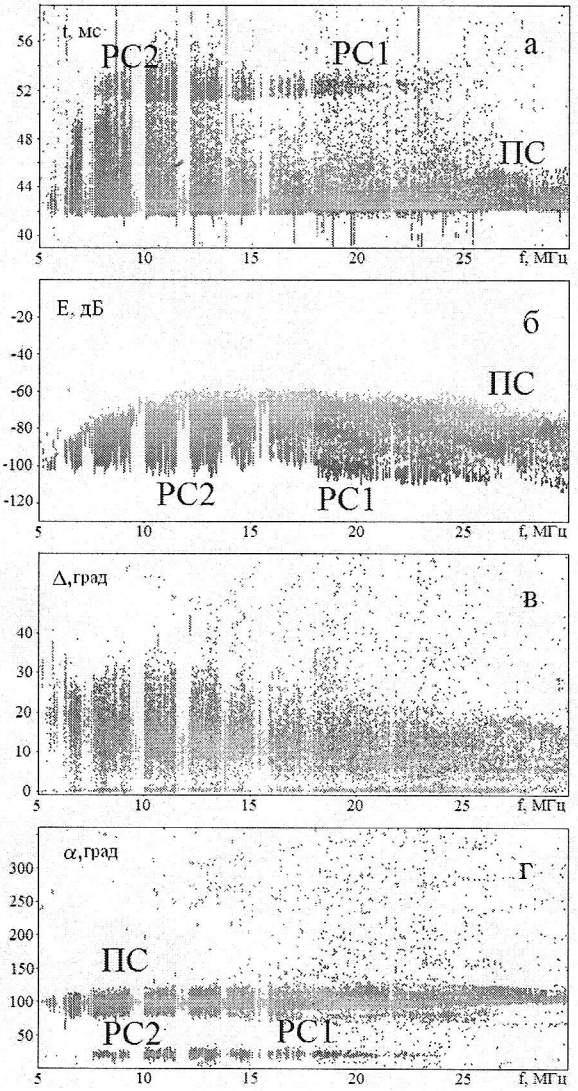


Рис. 5. То же, что на рис. 4 для 13:33UT 06.03.2014 г.

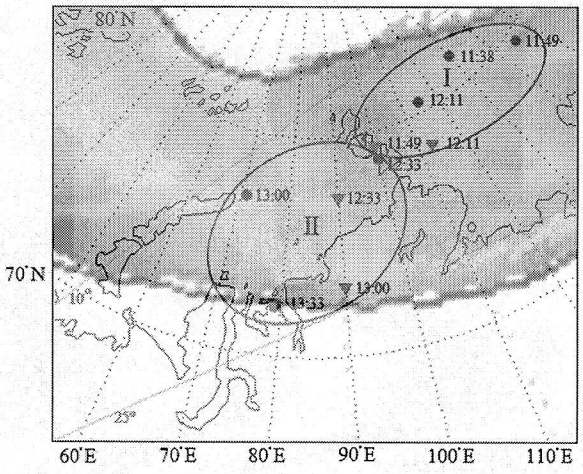


Рис.6. Месторасположение областей (I и II) с ионосферными неоднородностями, ответственными за сигналы РС1(•) и РС2 (▼) на трассе Алис Спрингс – Ростов-на-Дону, в проекции на поверхность Земли. Около рассеивающих центров указано время UT. Показан интервал азимутальных углов приема рассеянных сигналов РС1 и РС2 (10°÷25°). Положение аврорального овала по данным спутника DMSP для 12:30 UT 06.03.2014 г. показано темным фоном.

Полагая, что сигналы РС1 и РС2 обусловлены рассеянием радиоволн на ионосферных неоднородностях, для их позиционирования мы провели моделирование распространения и ракурсного рассеяния радиоволн с учетом измерений ДЧХ и УЧХ по методике, изложенной в [9], используя модель ионосферы IRI-2012.

В расчетах рассеянных сигналов область ионосферы с рассеивающими мелкомасштабными неоднородностями задавалась в виде диска радиусом 50 км на высотах *F* области от ~200 км до высоты максимума *F*-слоя (~325÷345 км для

различных рассеивающих центров). Положение диска с неоднородностями варьировалось в пределах азимутального сектора приема рассеянных сигналов до совпадения расчетной и экспериментальной ионограмм по диапазону задержек рассеянных сигналов.

Согласно расчетам наилучшие условия ракурсного рассеяния имеют место для расположения ионосферных неоднородностей на высотах ~290÷310 км.

Результаты позиционирования рассеивающих неоднородностей нанесены на физическую карту в виде точек для сигнала PC1 и треугольников для сигнала PC2, там же указано время наблюдения (см. рис.6). Здесь же на рисунке показаны линии азимутов углов прихода, ограничивающие зону приема сигналов PC1 и PC2. С учетом приема рассеянных сигналов во всем интервале азимутальных углов $\Delta\alpha$ и групповых задержек Δt, области с неоднородностями в проекции на поверхность Земли схематически представлены в виде двух овалов, соответствующих временным интервалам 11:38 – 12:10UT (I) и 12:33 – 13:33UT (II). Из рис.6 видно, что сектор расположения области, откуда принимаются аномальные сигналы, приходится на высокоширотный район.

Как видно из рис.6 во время наблюдений неоднородности, ответственные за аномальные (рассеянные) сигналы, позиционируются в вечерней *F*-области ионосферы (~19-21 час. местного времени), занимая интервал широт ~70÷80°N и долгот ~70÷140°E. Для данного периода наблюдений такое положение неоднородностей близко соответствует положению южной границы аврорального овала, характеризуемого развитой ионосферной турбулентностью [10]. Это видно из сопоставления положения рассеивающих областей в виде овала (II) с положением аврорального овала для 12:30UT 06.03.2014г. по данным спутника DMSP [8] (см. рис.6).

Заметим, что с течением времени область с рассеивающими неоднородностями смещалась в западном направлении из положения I в положение II. На наш взгляд, это отражает как суточную зависимость появляемости интенсивных рассеивающих неоднородностей, так и изменение ионосферных условий распространения и ракурсного рассеяния, необходимых для приема рассеянных сигналов для данной геометрии расположения передатчика и приемника ЛЧМ-сигналов на протяженной трассе. Различные диапазоны частот сигналов PC1 и PC2 и соответствующие им различные области с рассеивающими неоднородностями свидетельствуют о существенном влиянии рефракции на ракурсные условия рассеяния, когда при засветке широкополосным ЛЧМ-сигналом обширной области с неоднородностями имеет место "вырезание" частотно-дальностных участков, удовлетворяющих условиям распространения и рассеяния радиоволн.

3. Заключение

В работе представлены результаты исследований особенностей ионосферного распространения радиоволн на трассах Кипр – Ростов-на-Дону и Алис Спрингс (Австралия) – Ростов-на-Дону с помощью нового инструмента – ЛЧМ ионозонда-радиопеленгатора. Показано, что использование этого инструмента, способного измерять ключевые характеристики ионосферного канала (ДЧХ, АЧХ и УЧХ) всех мод

распространения позволяет определять месторасположение рассеивающих ионосферных неоднородностей, ответственных за аномальные сигналы на трассах наклонного зондирования.

Установлено, что наблюдаемые на трассе Кипр – Ростов-на-Дону в вечернее и ночное время на частотах выше максимальной наблюдаемой частоты (МНЧ) прямого сигнала диффузные сигналы малой амплитуды, приходящие с азимутов ~310-50° обусловлены обратным рассеянием на мелкомасштабных неоднородностях F-слоя среднеширотной ионосферы.

Установлено, что наблюдаемые на трассе Алис Спрингс (Австралия) – Ростов-на-Дону аномальные сигналы, приходящие с азимутов ~10-25° с задержками, превышающими на 10-16 мс задержку прямого сигнала, обусловлены рассеянием радиоволн на неоднородностях F-слоя высокоширотной ионосферы, локализованных в вечернем секторе аврорального овала на широтах ~70-80□N.

В заключение заметим, что результаты проведенных исследований свидетельствуют о перспективности использования ЛЧМ ионозонда-радиопеленгатора в качестве загоризонтного КВ радара бистатической конфигурации для позиционирования рассеивающих ионосферных неоднородностей на трассах различной протяженности и ориентации.

4. Благодарности

Работа В.П. Урядова и Ф.И. Выборнова выполнена при финансовой поддержке базовой части Госзадания Минобрнауки РФ (шифр 3.7939.2017/8.9).

Литература

1. Вертоградов Г.Г., Урядов В.П., Вертоградова Е.Г., Понятов А.А. Сверхдальнее зондирование ионосферного канала с помощью ионозонда/пеленгатора с линейной частотной модуляцией сигнала // Изв. Вузов. Радиофизика, 2010, Т.53, No 3. – С.176-187.
2. Урядов В.П., Вертоградов Г.Г., Вертоградова Е.Г. Влияние неоднородной структуры высокоширотной ионосферы на дальнее распространение коротких радиоволн // Изв. Вузов. Радиофизика, 2012, Т.55, No 4. – С.255-265.
3. Uryadov V.P., Vertogradov G.G., Vertogradova E.G., Vertogradov V.G. A New Tool for Investigating Complex Ionospheric Structures: Over-the-Horizon HF Sounding of Ionospheric Irregularities by Chirp Ionosonde - Direction Finder // IEEE Trans. Antennas and Propagation Magazine, 2017, vol. 59, issue 6. –Pp. 62-76.
4. Алимов В.А., Зиничев В.А., Митяков Н.А., Митяков С.Н. Мелкомасштабная турбулентность в верхней ионосфере // Изв. Вузов. Радиофизика, 2011, Т. 54, No 10. – С. 741-745.
5. Bilitza D. The International Reference Ionosphere 2012 - a model of international collaboration/ Bilitza D., Altadill D., Zhang Y., Mertens C., Truhlik V., Richards P., McKinnell L.-A., Reinisch B. // J. Space Weather Space Clim., 2014, 4, A07. – Pp.1-12. doi:10.1051/swsc/2014004.
6. Chulliat A. The US/UK World Magnetic Model for 2015-2020/ Chulliat A., Macmillan S., Alken P., Beggan C., Nair M., Hamilton B., Woods A., Ridley V., Maus S., Thomson A.

//Technical Report, NOAA National Geophysical Data Center, Boulder, CO, 2015. doi: 10.7289/V5TB14V7.
7. http://www.izmiran.ru
8. http://www.sec.noaa.gov
9. Урядов В.П. О структуре и динамике области ионосферы с искусственными мелкомасштабными неоднородностями по данным комплексных измерений характеристик рассеянных радиосигналов/ Урядов В.П., Вертоградов Г.Г., Понятов А.А., Вертоградов В.Г., Кубатко С.В., Черкашин Ю.Н., Крашенинников И.В., Комраков Г.П., Валов В.А. // Изв. Вузов. Радиофизика, 2008, Т.51, No12. – С.1011-1025.
10. Tsunoda R.T. High-latitude F region irregularities: A review and synthesis // Rev. Geophys., 1988, vol. 26, no. 4. – Pp.719-760.

References

1. Vertogradov G.G., Uryadov V.P., Vertogradova E.G., Ponyatov A. A. Ultralong-range sounding of the ionospheric HF channel using an ionosonde/direction finder with chirp modulation of the signal // Radiophysics and Quantum Electronics, 2010, vol. 53, No. 3. – Pp.161-170 (Engl. Transl.).
2. Uryadov V.P., Vertogradov G.G., Vertogradova E.G. Influence of an inhomogeneous structure of the high-latitude ionosphere on the long-distance propagation of high-frequency radio waves // Radiophysics and Quantum Electronics, 2012, vol. 55, No. 4. – Pp. 232-240 (Engl. Transl.).
3. Uryadov V.P., Vertogradov G.G., Vertogradova E.G., Vertogradov V.G. A New Tool for Investigating Complex Ionospheric Structures: Over-the-Horizon HF Sounding of Ionospheric Irregularities by Chirp Ionosonde - Direction Finder// IEEE Trans. Antennas and Propagation Magazine, 2017, vol. 59, issue 6. – Pp. 62-76.
4. Alimov V.A., Zinichev V.A., Mityakov N.A., Mityakov S.N. Small-scale turbulence in high ionospheree// Izvestiya vuzov. Radiofizika, 2011, vol. 54, No. 10. – Pp. 741-745 (in Russian).
5. Bilitza D. The International Reference Ionosphere 2012 - a model of international collaboration/ Bilitza D., Altadill D., Zhang Y., Mertens C., Truhlik V., Richards P., McKinnell L.-A., Reinisch B. // J. Space Weather Space Clim., 2014, 4, A07. – Pp.1-12. doi:10.1051/swsc/2014004.
6. Chulliat A. The US/UK World Magnetic Model for 2015-2020/ Chulliat A., Macmillan S., Alken P., Beggan C., Nair M., Hamilton B., Woods A., Ridley V., Maus S., Thomson A. //Technical Report, NOAA National Geophysical Data Center, Boulder, CO, 2015. doi: 10.7289/V5TB14V7.
7. http://www.izmiran.ru
8. http://www.sec.noaa.gov
9. Uryadov V.P. Structure and dynamics of the ionospheric region with artificial small-scale irregularities according to complex measurements of the scattered radio-signal characteristics/ Uryadov V.P., Vertogradov G. G., Ponyatov A. A., Vertogradov V. G., Kubatko S.V., Cherkashin Yu.N., Krasheninnikov I.V., Komrakov G.P., Valov V.A. // Radiophysics and Quantum Electronics, 2008, vol. 51, No. 12. – Pp. 910-922 (Engl. Transl.).
10. Tsunoda R.T. High-latitude F region irregularities: A review and synthesis // Rev. Geophys., 1988, vol. 26, No. 4. – Pp.719-760.

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИАГРАММ РАССЕЯНИЯ ЦЕЛЕЙ МЕТОДОМ НАТУРНОГО ФУНКЦИОНАЛЬНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

А.В. Володько, И.С. Киреев
E-mail: zavlabvgtu@rambler.ru
E-mail: vanchez_kireev@mail.ru

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования
«Воронежский государственный технический университет»
(ФГБОУ ВПО «ВГТУ»), г. Воронеж, Россия

Аннотация. В работе рассматриваются результаты экспериментов по исследованию диаграмм рассеяния локационных целей, полученные на ультразвуковой установке функционального моделирования радиолокационной станции.

Ключевые слова: Радиолокация; эффективная площадь рассеяния; диаграммы рассеяния, ультразвук, функциональное моделирование.

INVESTIGATION OF TARGET SCATTERING DIAGRAMS BY THE METHOD OF FULL-SALE FUNCTIONAL MODELING

A.V. Volodko, I.S. Kireev

Federal State Budget Educational Institution of Higher Education
«Voronezh State Technical University»
(FGBOU HPE «VSTU»), Voronezh, Russia

Abstract. In this paper, we consider the results of experiments on the study of scattering diagrams for locational purposes, obtained by an ultrasonic device for the functional modeling of a radar

Keywords:: Radiolocation; effective scattering area; scattering diagrams, ultrasound, functional modeling..

1. Введение

Актуальной проблемой современного высшего образования является отсутствие современного лабораторного оборудования. На протяжении нескольких поколений студентов, в рамках дипломного проектирования, ведется работа по разработке нового лабораторного оборудования. В качестве основного метода моделирования радиолокационной станции был выбран метод натурного функционального моделирования, основанный на облучении цели акустическими импульсами ультразвукового диапазона и измерении диаграмм акустического рассеяния. Кол

Коллективом студентов разработана и изготовлена лабораторная установка, обдающая высокой наглядностью, малыми габаритами и низкой стоимостью комплектующих. В качестве акустических излучателей и приемников были выбраны акустические пьезоэлектрические сенсоры парковочных локаторов автомобилей, работающие на частоте 44 кГц. Они обладают высокой эффективностью излучения, достаточно узкой диаграммой направленности и разрешены для применения в бытовой технике. При распространении в воздухе акустические колебания с частотой 44 кГц будут иметь длину волны порядка 0,7 см. Столь малая длина волны позволяет снизить

требуемые размеры локационных целей и выполнить конструкцию лабораторной установки в настольном исполнении.

В качестве таких локационных объектов исследовались следующие цели: прямоугольная пластина, уголковый отражатель, а также две модели самолета (Nighthawk и СУ-24).

2. Описание лабораторной установки

Структурная схема измерительной установки представлена на рис. 1.

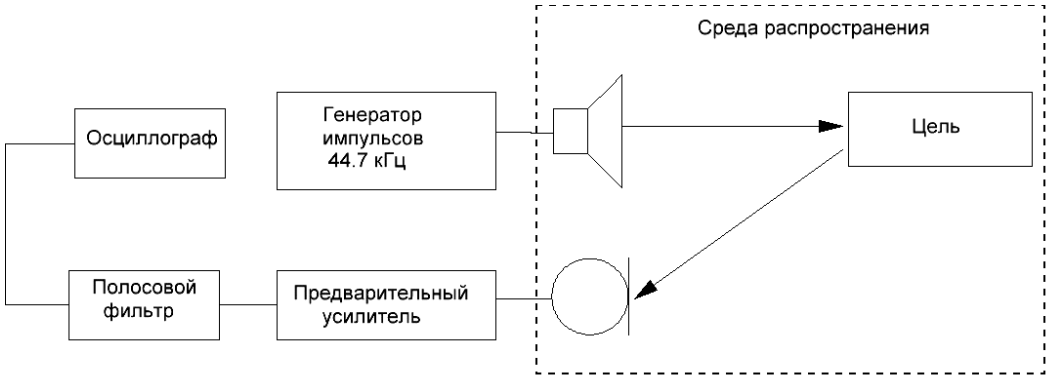


Рис. 1. – Структурная схема измерительной установки.

Генератор ультразвукового излучения формирует пачку радиоимпульсов с частотой заполнения 44 кГц, который передается узконаправленным акустическим излучателем в среду распространения и облучает объект, зафиксированный в поворотном устройстве. Часть сигнала отражается и фиксируется чувствительным микрофоном, после чего поступает на предварительный усилитель и далее в полосовой фильтр. Уровень сигнала фиксируется на экране осциллографа.

3. Лабораторные исследования

Рассмотрим адекватность полученных экспериментальных данных на основе сравнения теоретической диаграммы рассеяния электромагнитной волны прямоугольной пластиной и экспериментальными данными диаграммы акустического рассеяния. В качестве экспериментального образца выбрана квадратная (10 см на 10 см) плоская пластина из твердой пластмассы. Пластина закреплена на двух тонких спицах в поворотном устройстве (рис. 2.). Экспериментальная диаграмма приведена на рис. 3.

Рис. 2. Экспериментальный образец пластины.

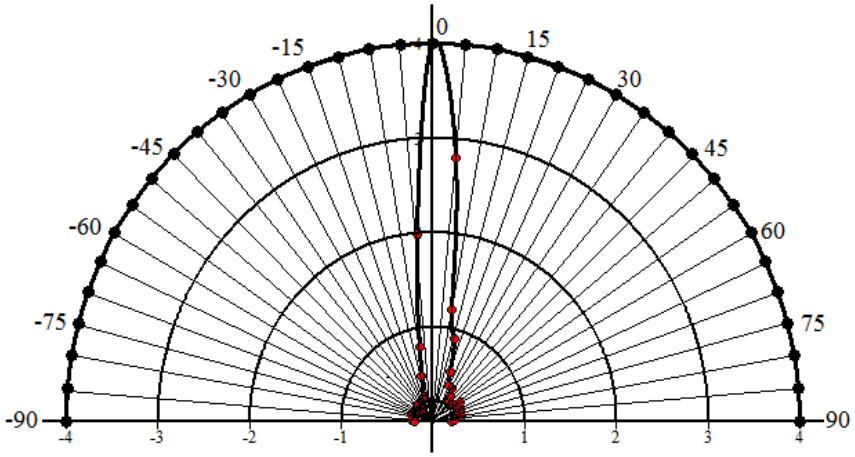


Рис. 3. Экспериментальная диаграмма обратного рассеяния пластины.

Теоретически эффективную диаграмму обратного рассеяния плоской пластины можно рассчитать согласно следующему выражению [1]:

$$\sigma(\alpha) = \frac{4\pi(a \cdot b)^2}{\lambda^2} \left(\frac{\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} \cdot a \cdot \sin\alpha\right)}{\frac{2\pi}{\lambda} \cdot a \cdot \sin\alpha} \right) \cdot \left(\frac{\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} \cdot b \cdot \sin\beta\right)}{\frac{2\pi}{\lambda} \cdot b \cdot \sin\beta} \right)^2, \qquad (1)$$

где a – ширина пластины (0,1 м);

b – высота пластины (0,1м);

λ – длина волны (0,074м).

Теоретическая модель диаграммы рассеяния пластины представлена на рис 4.

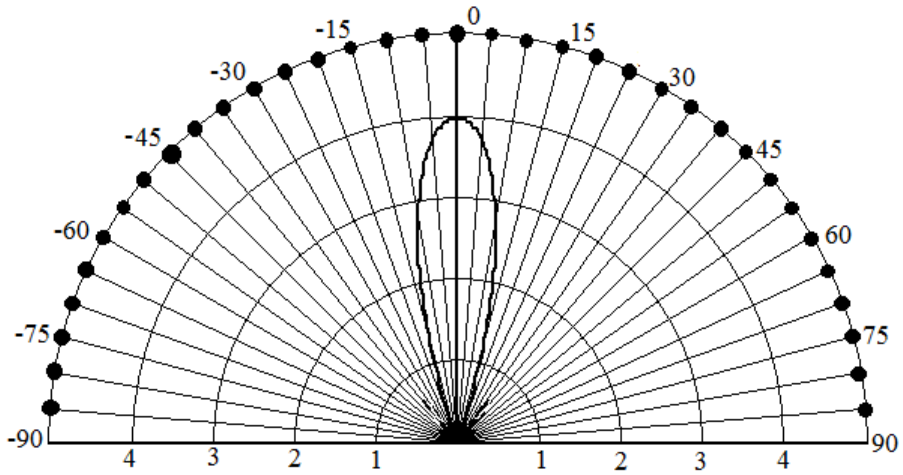


Рис. 4. Теоретическая диаграмма обратного рассеяния плоской пластины.

Сравнивая экспериментальную (рис. 3) и теоретическую (рис. 4) диаграммы рассеяния можно отметить, что диаграммы имеют примерно одинаковую форму (только экспериментальная диаграмма обладает более узким главным лепестком), кроме того у обеих диаграмм наблюдаются небольшие интерференционные лепестки (у основания), вызванные, вероятно, тем, что размеры пластины значительно больше длины волны. Таким образом, в силу схожести полученных экспериментальных

результатов с теоретическими, можно сделать вывод об адекватности выбранного метода функционального моделирования.

Ниже приведены результаты исследования диаграмм рассеяния уголкового отражателя (рис. 5,6), а также моделей самолетов (рис. 7-10)..

Рис. 5. Модель уголкового отражателя.

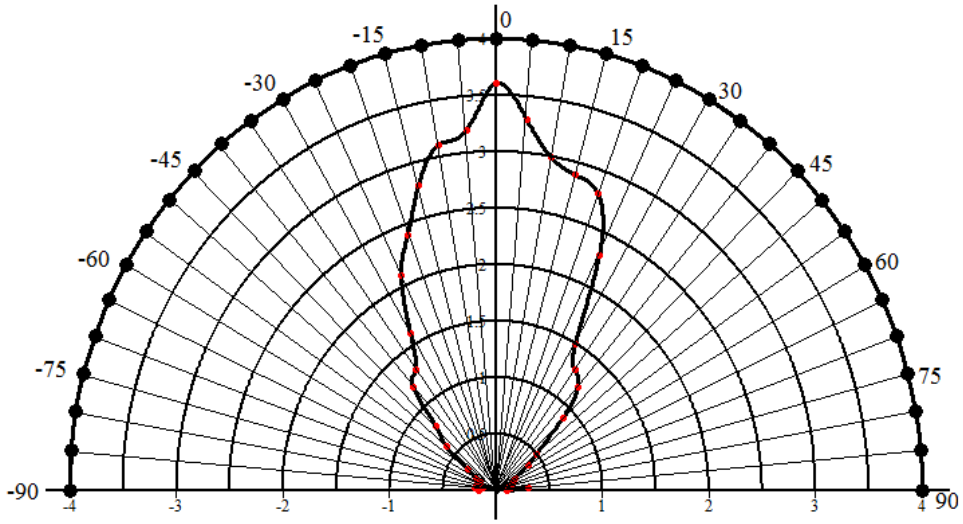


Рис. 6. – Экспериментальная диаграмма обратного рассеяния уголкового отражателя.

Рис. 7. – Модель самолета Nighthawk.

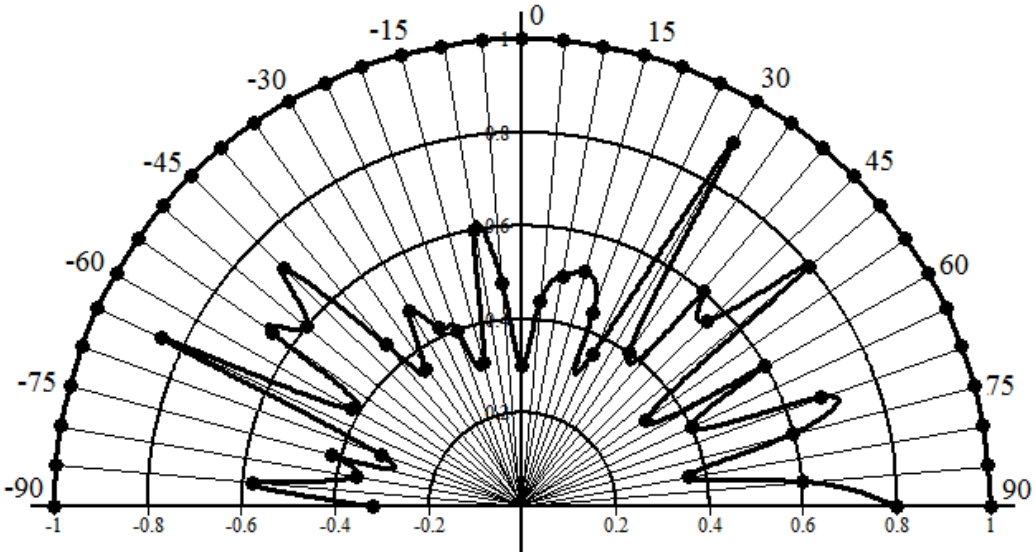


Рис. 8. – Экспериментальная диаграмма обратного рассеяния модели самолета Nighthawk.

Рис. 9. – Модель самолета СУ-24.

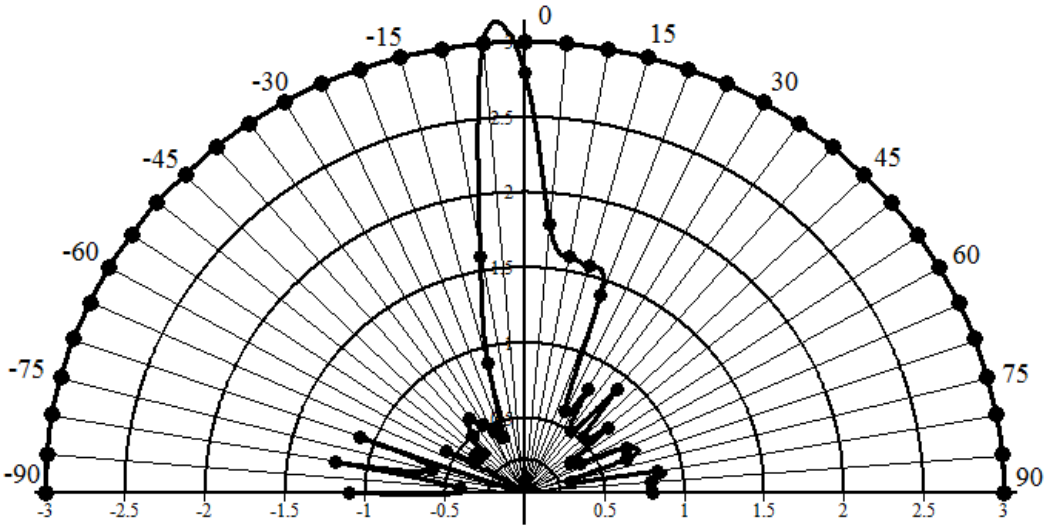


Рис. 10. – Экспериментальная Диаграмма обратного рассеяния модели самолета СУ-24.

Анализируя полученные в ходе исследования результаты, можно отметить, диаграммы рассеяния сильно зависит от геометрии локационной цели. Так, для пластинчатого отражателя наблюдается достаточно узкая диаграмма обратного рассеяния, основной лепесток которой направлен по нормали к поверхности пластины. Диаграмма рассеяния уголкового отражателя обладает достаточно широким лепестком диаграммы обратного рассеяния, направленного в сторону источника излучения.

Исследование диаграмм рассеяния моделей самолетов проводилось при одинаковой мощности излучателя. Так, диаграмма рассеяния самолета Nighthawk имеет весьма малую интенсивность, что объясняется его «клиновидной» формой фюзеляжа. Модель самолета СУ-24 интенсивно отражает с сбоку самолета, тогда как отражение с «хвостового» и «носового» направления минимальны.

Заключение

Результатом работы была установлена возможность исследования диаграмм рассеяния целей методом ультразвукового функционального моделирования. Располагая данными диаграмм можно оценивать эффективную площадь рассеяния объектов, что является весьма важной задачей при проектировании летательных аппаратов с низкой радиолокационной заметностью. Разработанная лабораторная установка позволяет в лабораторных условиях исследовать диаграммы рассеяния различных целей.

Литература

1 Е. Н. Майзельс, В.А. Торгованов. Измерение характеристик рассеяния радиолокационных целей. Под редакцией М.А. Колосова. Издательство «Советское радио» Москва – 1972..

References

1. E. N. Mayzels. V.A. Torgonravov. Measurement of scattering characteristics of radar targets. Under the editorship M. A. Kolosova. Publishing «Sovet radio» Miscow – 1972..

ЛАБОРАТОРНАЯ УСТАНОВКА ИССЛЕДОВАНИЯ ЭФФЕКТИВНОЙ ПОВЕРХНОСТИ РАССЯНИЯ ЦЕЛЕЙ

А.В. Володько, М.А. Сиваш

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования
«Воронежский государственный технический университет»
(ФГБОУ ВПО «ВГТУ»), г. Воронеж, Россия

Аннотация. Описана учебная лабораторная установка измерения эффективной поверхности рассеяния и исследования характеристик рассеяния локационных целей. Установка работает в ультразвуковом акустическом диапазоне частот, что позволило создать компактную настольную конструкцию лабораторного стенда. Метод исследования базируется на аналогии между звуковыми и электромагнитными волнами и позволяет осуществить качественную оценку характеристик рассеяния целей. Установка отличается низкой стоимостью комплектующих и оборудования. Опыт эксплуатации установки студентами во время проведения лабораторных занятий показал ее высокую учебную эффективность и наглядность экспериментов.

Ключевые слова: учебное оборудование, радиолокация, функциональное моделирование, ультразвук, эффективная поверхность рассеяния целей.

LABORATORY INSTALLATION FOR INVESTIGATION OF EFFECTIVE SURFACE OF DISTRIBUTION OF OBJECTIVES

A.V. Volodko, M.A. Sivash

Federal State Budget Educational Institution of Higher Education
«Voronezh State Technical University»
(FGBOU HPE «VSTU»), Voronezh, Russia

Abstract. A training laboratory facility for measuring the effective scattering surface and investigating the static characteristics of scattering of target targets is described. The device operates in the ultrasonic acoustic frequency range, which made it possible to realize the compact desktop design of the laboratory bench. The method of investigation is based on the analogy between sound and electromagnetic waves and makes it possible to carry out a qualitative evaluation of the characteristics of target scattering. The installation is characterized by low cost of components and equipment. Experience in operating the facility by students during the laboratory sessions showed its high educational effectiveness and visibility of the experiment.

Keywords: educational equipment, radar, functional modeling, ultrasound, effective target scattering surface

1. Постановка задачи

В настоящее время остро стоит проблема комплектацией современным лабораторным оборудованием ВУЗов. Лабораторные работы проводятся, как правило, в виде численного моделирования на компьютерах, что не обеспечивает достаточную наглядность полученных результатов. Приобретение нового экспериментального радиолокационного оборудования затруднительна в первую очередь из-за его высокой стоимости. Таким образом, разработка нового лабораторного оборудования,

обладающего высокой учебной ценностью и низкой себестоимостью, является важной и актуальной задачей.

Лабораторная установка основана на методе функционального моделирования радиолокационной станции с помощью ультразвукового локатора. В силу известных свойств взаимности волновых процессов [1], электромагнитные и акустические волны имеют качественно-подобные эффекты рассеяния и отражения волновых фронтов, что позволяет произвести качественную оценку характеристик рассеяния и обратного рассеяния электромагнитных волн на примере акустических волн ультразвукового диапазона. Безусловно, в силу различной природы электромагнитных и акустических колебаний, далеко не все эффекты можно смоделировать таким образом (например, эффекты, связанные с поляризацией электромагнитной волны). Однако несомненным преимуществом такого подхода является высокая наглядность и компактность экспериментального оборудования.

Действительно, скорость распространения акустической волны (звука), при нормальных условиях (t=20°C) составляет порядка 330 м/с, тогда как скорость распространения плоской электромагнитной волны (в бесконечной среде без дисперсии) равна скорости света и составляет $3 \cdot 10^8$ м/с. Следовательно, скорость звука почти в $10^{\cdot 6}$ раз меньше скорости света. Длина акустической волны с частотой 40 кГц составит $\lambda_{АВ}$ = 0,83 см. Столь малая длина волны позволяет использовать вместо реальных радиолокационных целей их уменьшенные модели. Так, например, при облучении модели самолета длинной 25 см (эквивалентная длина 30 $\lambda_{АВ}$), диаграмма рассеяния должна быть эквивалентна рассеянию электромагнитной волны $\lambda_{ЭМВ}$ = 0,8 м (частота около 360 МГц) на самолете с длинной фюзеляжа 25 м. Таким образом, лабораторная установка, занимая не более 2 м^2 площади лаборатории, позволяет моделировать работу наземного полноразмерного радиолокатора обнаружения цели.

В свою очередь, малые расстояния до цели позволяют использовать малую акустическую мощность (не более 0,1 Вт). Применение акустических конических «рупоров» передающих и приемных узлов формирует необходимую диаграмму направленности, а также согласует волновые сопротивления пьезоэлектрических мембран с сопротивлением среды (воздуха).

2. Описание конструкции лабораторной установки

Внешний вид конструкции лабораторной установки представлен на рис. 1. Структурно установка состоит из Приемо-передающего электронного блока (1 рис. 1) и Механической части.

Механическая часть лабораторной установки состоит из неподвижного штатива (2 рис. 1), и подвижной рамки (4 рис. 1) измерительной секции. На площадке штатива (3 рис. 1) установлены ультразвуковые акустические излучатель и приемник-микрофон, оснащенные устройствами рупорной конструкции оптимизирующего их работу. Фиксированные на площадке штатива излучатель и приемник (3 рис. 1) предназначены для измерения диаграммы обратного рассеяния исследуемой локационной цели.

Кольцевая рама (4 рис. 1) подвижно закреплена в верхней и нижней части штатива и имеет возможность поворота в горизонтальной плоскости. Подвижная измерительная секция, оборудована приемником-микрофоном и рупором (6 рис. 1) и предназначена для измерения диаграммы рассеяния исследуемой локационной цели.

Подвижная измерительная секция с помощью фиксатора закреплена на кольцевой раме и имеет возможность перемещаться в двух плоскостях – по вертикали по кольцевой раме (Угол места - β^o) и горизонтали вместе с кольцевой рамой (Азимут - α^o). Текущее значение угла места β^o подвижной измерительной секции определяется по рискам шкалы, нанесенной на кольцевую раму, а значение азимута α^o - по шкале угла поворота кольцевой рамы (5 рис. 1).

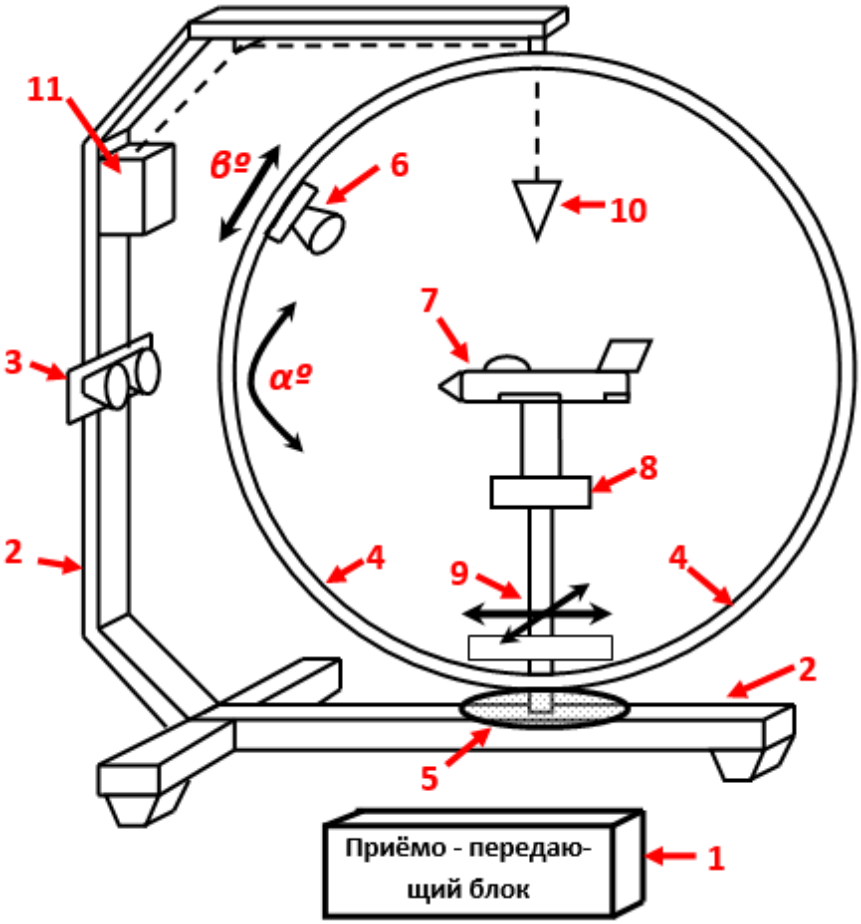


Рис. 1. Конструкция лабораторной установки

Исследуемая локационная цель (7 рис. 1) устанавливается в точке геометрического центра кольцевой рамы, соответствующего максимуму диаграммы направленности излучателя и максимальной угловой чувствительности приемников-микрофонов. Цель фиксируется в пространстве механической системой из двух спиц. Поперечные линейные размеры спиц выбраны значительно меньше длины волны зондирующего акустического излучения, что обеспечивает эффективное

дифракционное «огибание» фронта волны препятствия в виде тонкой спицы с минимальным уровнем обратного рассеяния.

Исследуемая цель закрепляется на подвижном шарнире (8 рис. 1) с тремя степенями свободы, обеспечивающий варьирование углового положения цели по углу курса θ^o, тангажа γ^o и крена δ^o. Изменение угла тангажа γ^o и крена δ^o приводит к смещению цели из центра кольцевой рамки, что может вызвать погрешность измерения рассеяния цели. Для центровки положения цели лабораторная установка оборудована центральным отвесом (10 рис. 1) с устройством регулировки высоты отвеса (11 рис. 1), а также устройством центровки (9 рис. 1) обеспечивающее двухмерное позиционирование подвижного шарнира (8 рис. 1) локационной цели. Подвижный шарнир оборудован жидкостными индикаторами уровня для контроля продольного и поперечного уровня горизонта.

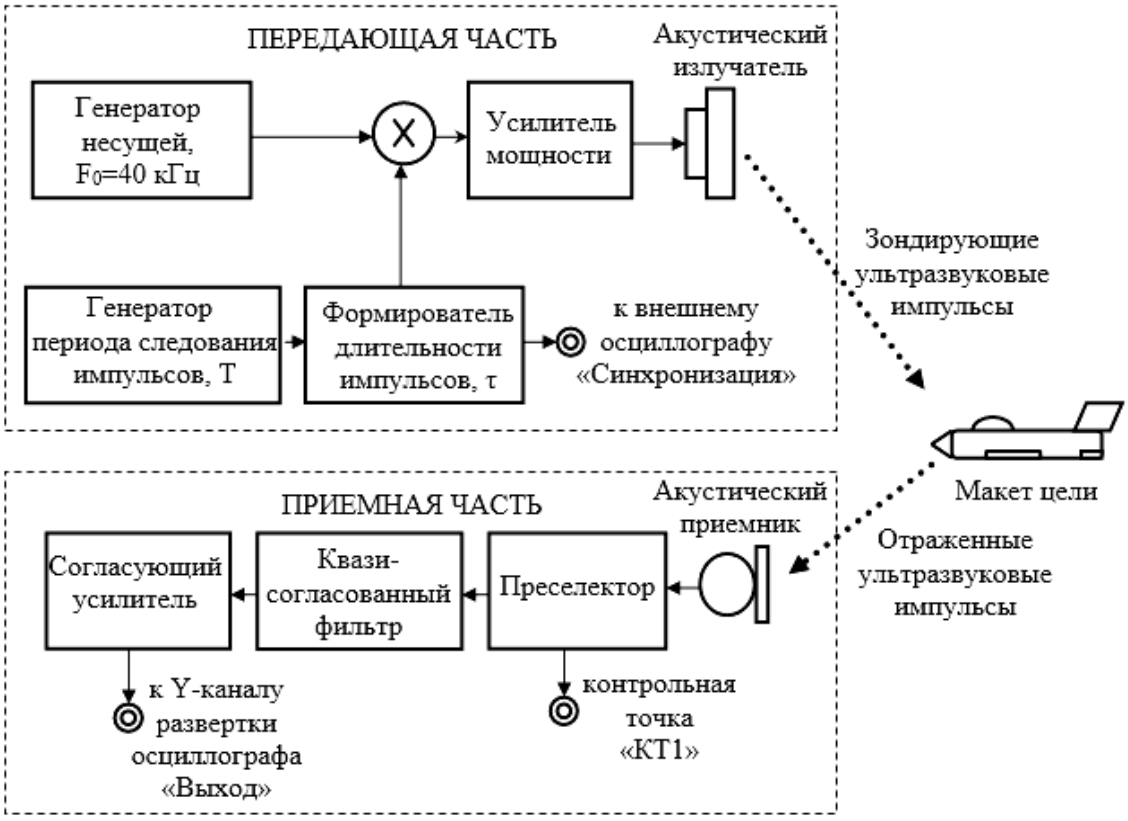


Рис. 2 Структурная функциональная схема лабораторной установки

Структурная функциональная схема представлена на рис. 2. Функционально установка состоит из двух частей: приемной и передающей.

Передающая часть состоит из:

1. Генератора несущей частоты F_0 , представляющего высокостабильный релаксационный генератор прямоугольных колебаний с частотой около 40 кГц. Предусмотрена ручная регулировка- юстировка несущей частоты «F_0».

2. Генератор периода следования импульсов, представляющий собой низкочастотный генератор прямоугольных колебаний, западающих частоту следования зондирующих импульсов. Предусмотрена плавная регулировка периода следования импульсов «T».

3. Формирователь длительности импульсов представляет собой ждущий генератор- одновибратор, работающий под управлением генератора периода следования импульсов и формирующий короткие импульсы (длительность $\tau \leq 0{,}5$ мс) положительной полярности. Дополнительно формируются импульсы внешней синхронизации осциллографа. Предусмотрена плавная регулировка длительности зондирующих импульсов «τ».

4. Перемножитель, выполняющий функции модуляции импульсов несущей частоты и формирующий на выходе последовательность радиоимпульсов с несущей частотой «F_0», периодом следования «Т» и длительностью импульса «τ».

5. Усилитель мощности представляет собой мощный двухтактный ключевой каскад и предназначен для возбуждения акустического ультразвукового излучателя.

6. Акустический излучатель пьезоэлектрического типа генерирует ультразвуковые акустические колебания. Акустическая антенная система в виде конического рупора формирует необходимую диаграмму направленности и обеспечивает условие оптимальной работы излучателя.

7. Макет цели установлен на площадке подвижного шарнира с возможностью изменения угла курса, крена и тангажа локационной цели.

8. Акустический приемник. Лабораторная установка оборудована двумя приемниками ультразвуковых сигналов. Один из них установлен в блоке измерительной секции и предназначен для исследования ***характеристик рассеяния*** целей, второй приемник смонтирован рядом с излучателем на неподвижном штативе и предназначен для исследования ***характеристик обратного рассеяния***. Акустические приемники оборудованы согласующими устройствами рупорной конструкции оптимизирующего работу ультразвукового акустического приемника.

9. Преселектор выполняет функции согласования сопротивления, частичной селекции и усиления входного сигнала для последующей обработки квазисогласованным фильтром. Преселектор имеет дополнительный выход на контрольную точку «КТ1», который предназначен для начальной юстировки (точной настройки) несущей частоты «F_0» пачки радиоимпульсов по максимальному коэффициенту передачи сквозного акустического канала.

10. Квазисогласованный фильтр представляет собой активный полосовой фильтр Бесселя высокого порядка. Известно, что при прохождении прямоугольного радиоимпульса через полосовой фильтр с АЧХ, близкой к прямоугольной форме с полосой пропускания равной $\boldsymbol{П=1{,}37/T}$ (где T – длительность радиоимпульса), теоретически достигается отношение сигнал/шум $\boldsymbol{h^2=0.82(2E/N_0)}$, тогда как отношение сигнал/шум на выходе идеального согласованного с прямоугольным радиоимпульсом фильтра составляет $\boldsymbol{h^2=2E/N_0}$ (здесь Е – энергия сигнала, N_0 –спектральная плотность мощности белого шума). Таким образом, эффективность квазиоптимальной фильтрации всего лишь на 18% ниже оптимальной. При этом квазисогласованные фильтры не критичны полосе пропускания. Так, при изменении полосы в 1,5 раза, $\boldsymbol{h^2}$ изменяется в 1.25 раза.

Квазисогласованный фильтр оснащен юстировочными элементами для точной настройки частотной характеристики.

11. Согласующий усилитель выполняет функции оконечного усилителя и согласования сопротивления устройства квазиоптимальной обработки со входом вертикальной развертки внешнего осциллографа.

Пример экспериментальных осциллограмм сигналов представлены на рис. 3. и рис. 4.

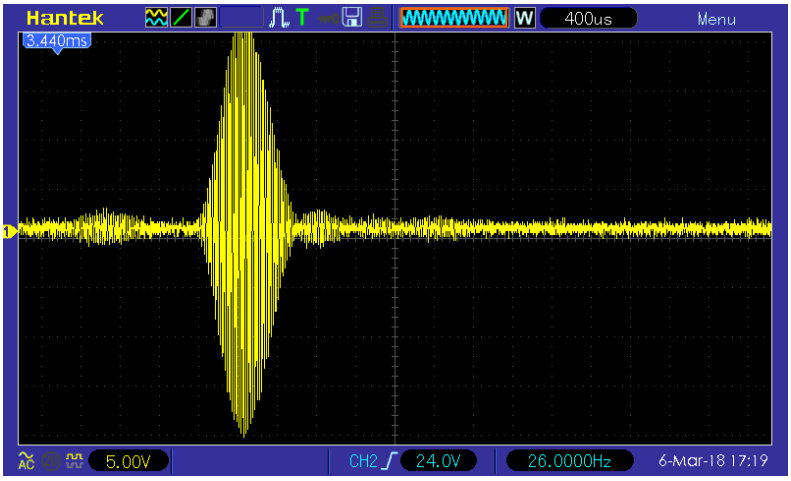


Рис. 3. Экран осциллографа при приближении точечного объекта к излучателю.

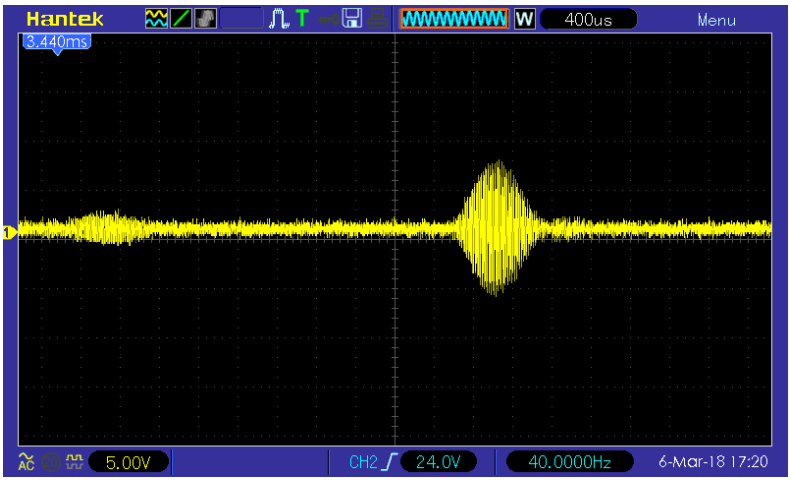


Рис. 4. Экран осциллографа при удалении точечного объекта от излучателя

Лабораторная установка позволяет исследовать диаграммы рассеяния следующих целей:

– Плоская прямоугольная пластина
– Четырехгранная призма
– Уголковый отражатель
– Шар
– Двухточечная цель (для оценки разрешающей способности локатора).
– Сложная цель (макет самолета).

3. Заключение

Представленная лабораторная установка была внедрена в лабораторный практикум дисциплины «Основы теории радиолокационных систем и комплексов» и показала высокую учебную ценность. Лабораторные занятия проводятся бригадой из трех студентов: первый устанавливает требуемее угловое положение локационной цели, второй измеряет по экрану осциллографа амплитуду отраженного сигнала и третий фиксирует в таблице экспериментальные данные.

Результаты экспериментальных исследований диаграмм рассеяния целей обсуждаются в отдельном докладе настоящей конференции.

Литература

1. Майзельс Е. Н.,. Торгованов В.А. Измерение характеристик рассеяния радиолокационных целей. Под ред. М.А. Колосова. М.: Советское радио, 1972- . 232с.

References

1. Mayzels E.N.,. Torgovanov V.A. Measurement of the characteristics of scattering of radar targets. Ed. M.A. Kolosova. Moscow: Soviet Radio, 1972-. 232s.

ЛАБОРАТОРНАЯ УСТАНОВКА МОДЕЛИРОВАНИЯ ЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ПОИСКА И СОПРОВОЖДЕНИЯ ЦЕЛИ

А.В. Володько, В.А. Мальцев

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования
«Воронежский государственный технический университет»
(ФГБОУ ВПО «ВГТУ»), г. Воронеж, Россия

Аннотация. Разработана учебная лабораторная установка изучения радиолокационных методов обзора, обнаружения и сопровождения цели. Установка основана на принципе функционального моделирования и представляет собой ультразвуковой акустический моноимпульсный локатор. Конструктивно учебная установка выполнена в виде независимого блока с автономным питанием и дистанционным управлением по Bluetooth – каналу связи с удаленного компьютера. Разработана программа дистанционного управления станцией, визуализации осциллограмм локационных сигналов суммарного и разностного канала, отображения данных на градиентном индикаторе кругового обзора с последующей статистической обработкой.

Ключевые слова: учебное оборудование, функциональное моделирование, метод обзора пространства, индикатор кругового обзора, обработка радиолокационных сигналов, визуализация данных.

LABORATORY INSTALLATION OF SIMULATION OF THE LOCATION STATION SEARCH AND SUPPORT OBJECTIVES

A.V. Volodko, V.A. Maltsev

Federal State Budget Educational Institution of Higher Education
«Voronezh State Technical University»
(FGBOU HPE «VSTU»), Voronezh, Russia

Annotation. A training laboratory installation for the study of radar methods for the survey, detection and tracking of the target has been developed. The installation is based on the principle of functional modeling and is an ultrasonic acoustic monopulse locator. Structurally, the training unit is designed as an independent unit with autonomous power and remote control via Bluetooth - a communication channel from a remote computer. A program for remote control of the station, for visualization of oscillograms of the location signals of the total and difference channel, for displaying data on a gradient circular survey indicator with subsequent statistical processing was developed.

Keywords: educational equipment, functional modeling, space review method, round-robin indicator, radar signal processing, data visualization.

1. Введение

Одной из актуальных проблем современного высшего образования является отсутствие доступного по стоимости современного лабораторного оборудования. Еще острее обстоит ситуация при изучении специальных технических дисциплин, где требуется узкоспециализированное учебное оборудование. Так, в рамках изучения дисциплины «Основы теории радиолокационных систем и комплексов» предусмотрен лабораторный практикум, посвященный исследованию принципов работы

радиолокационных станций. К сожалению, бюджет кафедры не позволяет приобрести желаемый комплект радиолокационных станций и содержать лабораторный полигон. Выходом из положения является разработка собственного лабораторного оборудования, основанного, в том числе, и на методе функционального моделирования [1]. В данной работе описана лабораторная установка обзора пространства, поиска и сопровождения цели, построенная на базе моноимпульсного [2] акустического локатора ультразвукового диапазона.

2. Описание конструкции лабораторной установки

Конструктивно лабораторная установка выполнена в виде двух автономных частей: модуля ультразвуковой локационной станции и удаленного компьютера, двусторонняя связь между которыми осуществляется по каналу Bluetooth. Выбор такой конструкции обусловлен требованием отсутствия проводных соединений, что позволяет модулю локационной станции свободно вращаться, осуществляя многократный обзор пространства без «скручивания» кабеля связи. Структурная схема лабораторной установки представлена на рис. 1.

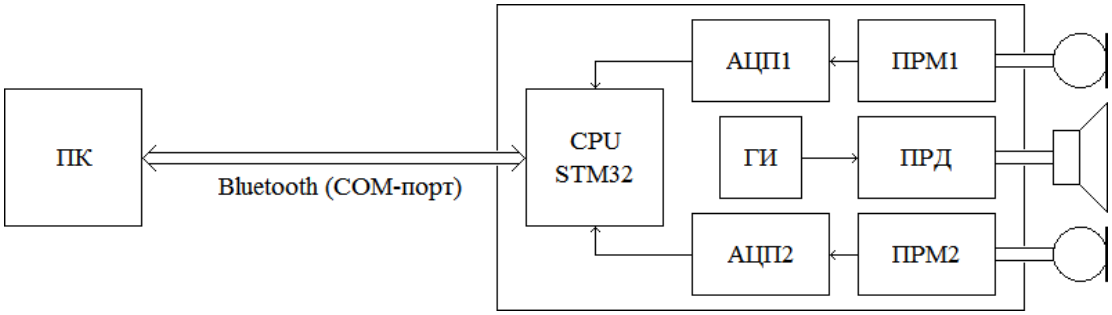


Рис. 1. Структурная схема лабораторной установки.

Модуль локационной станции выполнен на базе микрокомпьютера STM32F407-Discovery, который выполняет все первичные функции управления, предварительной обработки и передачи локационных сигналов по беспроводному каналу связи на удаленный персональный компьютер (ПК).

Внешний вид конструкции модуля локационной станции представлен на рис. 2. Платы модуля расположены по принципу «этажерки», где на верхней плате реализован передающий узел с ультразвуковым излучателем (в центре), а также усилители двух приемных каналов (левого и правого) с ультразвуковыми микрофонами. Под верхней платой расположена плата микро ЭВМ STM32F407 с модулем беспроводной связи. Ниже находится плата источников питания, генерирующая все необходимые напряжения питания от аккумулятора 3,7 В с возможностью подзарядки от USB. Опорой конструкции является стальной диск с кинематическим механизмом шагового двигателя.

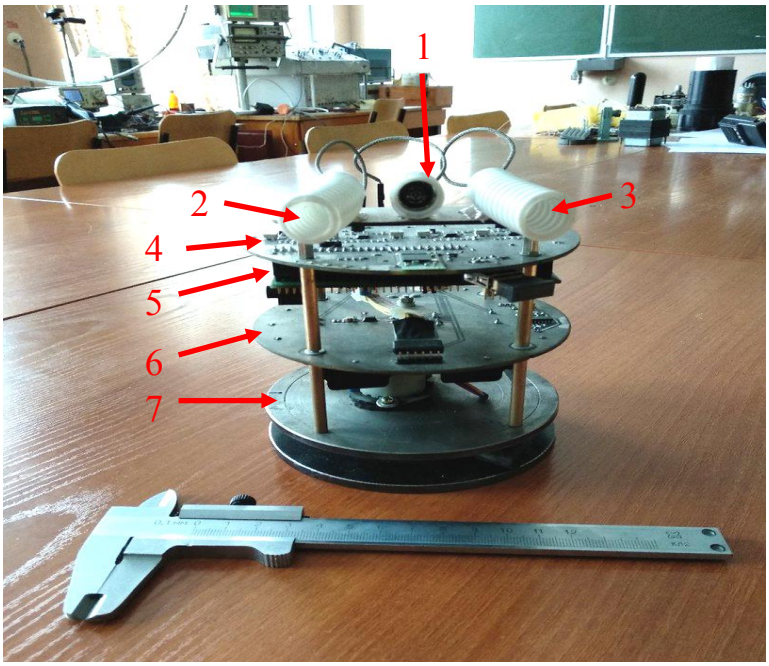


Рис. 2. Внешний вид модуля локационной станции (штангенциркуль – для масштаба). Здесь цифрами обозначены: 1. Ультразвуковой излучатель (передатчик); 2. Ультразвуковой микрофон (приемник) правого канала; 3. Ультразвуковой микрофон (приемник) левого канала; 4. Плата передатчика и усилителей приемников; 5. Плата микро ЭВМ STM32F407; 6. Плата блока питания с аккумулятором (внизу); 7. Плата кинематического привода шагового двигателя.

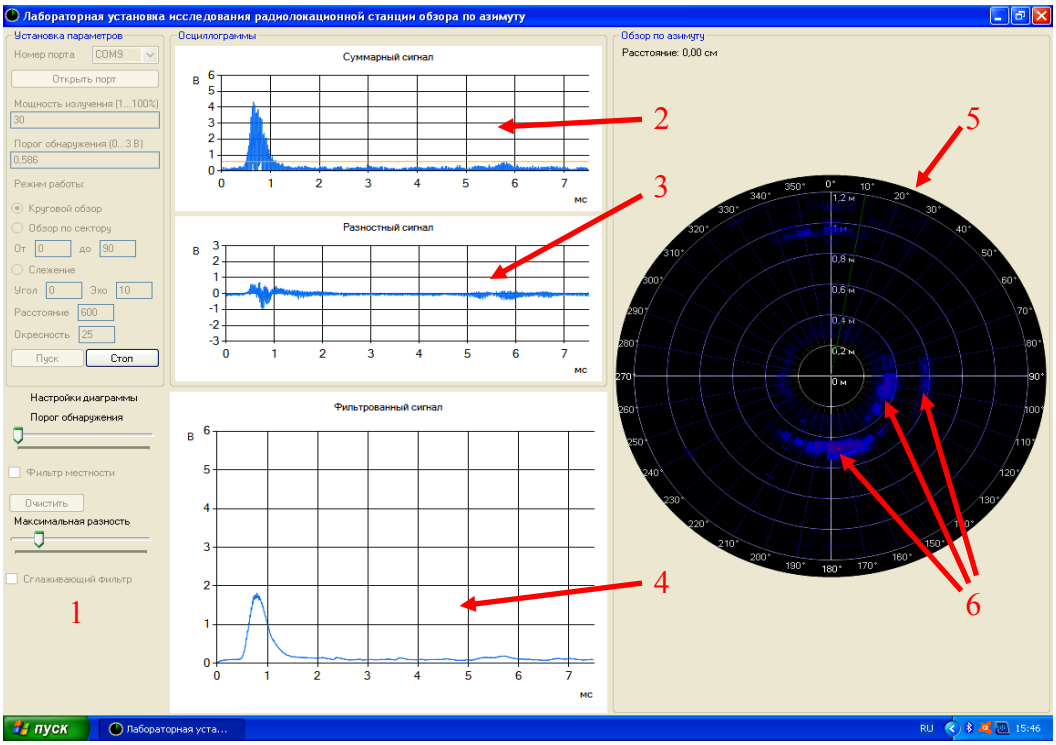


Рис. 3. Вид экрана управляющей программы удаленного компьютера. Здесь цифрами обозначены: 1. Панель управления локационным модулем: (выбор порта Bluetooth, установка мощности зондирующего импульса, режим работы (круговой обзор, секторный обзор, слежение за целью), установка порога обнаружения, управление фильтром местности и др.; 2. Визуализация в реальном масштабе времени осциллограммы суммарного сигнала левого и

правого приемных каналов; 3. Визуализация в реальном масштабе времени осциллограммы разностного сигнала левого и правого приемных каналов; 4. Визуализация в реальном масштабе времени осциллограммы сигнала на выходе цифрового фильтра; 5. Индикатор кругового обзора с градиентным отображением уровня отраженных сигналов: от ярко-красного (сигнал высокой амплитуды) до бледно-синему (малая амплитуда сигнала); 6. Отметки от целей;

3. Заключение

На протяжении нескольких лет в рамках дипломного проектирования студентами специальности «Радиоэлектронные системы и комплексы» ведется научно-исследовательская и опытно-конструкторская работа, посвященная разработке нового лабораторного оборудования, результатом чего и является представленный лабораторный программно-аппаратный комплекс. Точность измерения расстояния до цели составляет порядка трех сантиметров, максимальная дальность - 1,5 м, разрешающая способность по углу - около 20 градусов, что волне достаточно для учебных целей. Следует отметить, что запас свободной памяти микро ЭВМ локационной станции составляет 60-65%, что позволит в будущем расширить функциональные возможности лабораторной установки.

Литература

1. Майзельс Е. Н.,. Торгованов В.А. Измерение характеристик рассеяния радиолокационных целей. Под ред. М.А. Колосова. М.: Советское радио, 1972- . 232с.
2. Леонов А.И,. Фомичев К.И. Моноимпульсная радиолокация. М.: Радио и связь. 1984. - 312с.

References

1. Mayzels E.N.,. Torgovanov V.A. Measurement of the characteristics of scattering of radar targets. Ed. M.A. Kolosova. Moscow: Soviet Radio, 1972-. 232s.
2. Leonov A.I., Fomichev K.I. Monopulse radar. M .: Radio and communication. 1984. -312 s.

МЕТОД ОДНОПОЗИЦИОННОЙ ПАССИВНОЙ ЛОКАЦИИ ДВИЖУЩЕГОСЯ ИСТОЧНИКА ИЗЛУЧЕНИЯ ПО ЭНЕРГЕТИЧЕСКИМ ИЗМЕРЕНИЯМ

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

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

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

[3]АО «Технодинамика», Москва, Россия

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

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

Аннотация. Для автономной стационарной измерительной системы, осуществляющей регистрацию мощности излучения движущегося источника (цели), развит альтернативный метод решения задачи дальнометрии с учетом имеющейся априорной информации. При этом модель изменения дальности принята в виде обобщенного полинома с неизвестными коэффициентами, а в качестве априорной информации используется одно выборочное значение дальности до цели (например, для начального или конечного момента времени из заданного интервала наблюдения).

Ключевые слова: движущийся источник излучения; обобщенная полиномиальная модель; мощностные измерения; автономная стационарная измерительная система.

METHOD OF SINGLE-POSITION PASSIVE LOCATION OF A MOVING RADIATION SOURCE BY ENERGY MEASUREMENTS

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

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

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

[3]JSC «Technodynamics», Moscow, Russia

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

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

Abstract. For an autonomous stationary measuring system that registers the radiation power of a moving source (target), an alternative method for solving the problem of the range-finding technique is developed, taking into account the available a priori information. In this case, the range variation model is adopted in the form of a generalized polynomial with unknown coefficients, and as a priori information one selective value of the range to the target is used (for example, for the initial or final point in time from a specified observation interval).

Keywords: a moving radiation source; generalized polynomial model; normalized model; power measurements; autonomous stationary measuring system.

1. Введение

В [1-17] рассмотрены альтернативные методы решения задач дальнометрии и координатометрии целей на базе автономной стационарной измерительной системы

(АСИС) локации или навигации. Они разработаны для воздушных излучающих целей с частично известными характеристиками движения, при этом в качестве измеряемых параметров используются мощности (амплитуды) входных сигналов (представляющих собой уровни излучения цели, регистрируемые на входе приемной антенны, т.е. Received Signal Strength Indicator (RSSI)), углы места и азимута, либо псевдоизмерения (речь идет о косвенных измерениях [4-8]). Данные методы ориентированы как на оптимальные, так и на квазиоптимальные подходы с учетом различных моделей и ограничений на условия наблюдения, а также имеющейся априорной информации (в качестве такой информации могут выступать данные о времени и точке старта, конечной точке маршрута, скорости и ускорении, курсовом угле и т.д.). В [1-17] показано, что приемлемое для практики качество оценивания параметров движения излучающих целей при наличии априорной информации может быть зачастую получено именно на основе квазиоптимальных подходов, не прибегая к тонким и достаточно сложным процедурам линейной и нелинейной фильтрации.

Главным недостатком указанных методов, а также их различных модификаций является требование высокоточной пеленгации цели (порядка нескольких угловых минут и даже секунд), что сопряжено с необходимостью использования громоздких и дорогостоящих антенных систем, формирующих диаграммы направленности с узкими и стабильными лучами во всем рабочем диапазоне частот. Кроме того, данные методы ориентированы на цели, совершающие прямолинейное равномерное движение с известной величиной скорости.

В [18] разработан метод однопозиционной дальнометрии на базе стационарной приемной позиции при наличии одного энергетического измерительного канала. При этом параметры радиолинии, характеризуемые некоторым обобщенным энергетическим коэффициентом из уравнения пассивной радиолокации, полагаются постоянными на всем интервале наблюдения, а используемая антенна может быть ненаправленной или слабонаправленной, что позволяет устранить указанный главный недостаток известных методов [1-17]. Однако предложенный в [18] алгоритм определения дальности имеет ограниченную область применения, поскольку он также ориентирован на цель, движущуюся равномерно и прямолинейно с известной скоростью.

Таки образом представляется актуальной разработка альтернативного энергетического метода однопозиционной локации, который устраняет отмеченные недостатки известных методов и позволяет решать задачу дальнометрии на базе энергетических измерений без привлечения пеленгов излучающей цели.

2. Постановка задачи

Пусть имеется АСИС, регистрирующая уровень $p = p(t)$ мощности излучения (RSSI) движущейся цели на интервале наблюдения $[0,T]$. Для принятого интервала наблюдения и заданной на нем временной сетки $\{t_s\}_{s=0}^{S}$ сформируем вектор измеряемых параметров $\Xi = \left[p_s, s = \overline{0,S} \right]^{\mathrm{T}}$ (здесь $p_s = p(t_s)$, $s = \overline{0,S}$, $t_0 = 0$, $t_S = T$), при этом

используется аддитивная модель измерений $\hat{\boldsymbol{\Xi}} = \boldsymbol{\Xi} + \Delta\boldsymbol{\Xi}$, где $\hat{\boldsymbol{\Xi}} = \left[\hat{p}_s = p_s + \Delta p_s, s = \overline{0,S} \right]^{\mathrm{T}}$, $\Delta\boldsymbol{\Xi} = \left[\Delta p_s, s = \overline{0,S} \right]^{\mathrm{T}}$ – вектор ошибок мощностных измерений, распределенных по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием и корреляционной матрицей $\mathbf{K}_{\Delta\Xi} = \mathrm{M}\left[\langle \Delta\boldsymbol{\Xi}, \Delta\boldsymbol{\Xi} \rangle \right]$ (где $\mathrm{M}[\cdot]$ – символ математического ожидания, $\langle \cdot, \cdot \rangle$ – символ скалярного произведения двух векторов).

Основу развиваемого метода составляет известное приближенное уравнение пассивного стационарного измерительного канала [20, 21]:

$$p = \mu D^{-\gamma} = \mu \left[x^2 + y^2 + z^2 \right]^{-\gamma/2}, \; D = D(t) \neq 0, \tag{1}$$

где μ – обобщенный энергетический коэффициент (считаем его неизвестным и постоянным для выбранного интервала наблюдения – стационарный случай [11, 12]), характеризующий условия радиоконтакта; D – наклонная дальность до цели; x, y, z – декартовы координаты цели; $\gamma \in \mathbb{Q}$ ($\mathbb{Q} = \left\{ \gamma \middle| \gamma = a/b, a \in \mathbb{Z}^+, b \in \mathbb{Z}^+, b \neq 0 \right\}$) – известный показатель степени, называемый также показателем потерь на трассе [19]. Экспериментально доказано [22-24], что $\gamma \in [2,6]$, а в частных случаях $\gamma = 2$ (если излучение распространяется в свободном пространстве) и $\gamma = 4$ (если учитывается зеркальное отражение излучения от подстилающей поверхности и соответствующий интерференционный множитель [1, 20, 21]). Однако для различных частот и характера местности характерны эффекты, приводящие к существенному отклонению фактического значения показателя степени γ от приведенных значений.

Рассматриваемый нами стационарный случай является достаточно распространенным на практике при небольших интервалах наблюдения, особенно для слабонаправленных и ненаправленных антенн [11, 17]. Однако полученные результаты несложно обобщить и на нестационарный случай, для чего достаточно воспользоваться подходом, разработанным в [18]. Не теряя общности, ограничимся рассмотрением приближенного уравнения пассивного стационарного измерительного канала.

Воспользуемся обобщенной полиномиальной моделью, широко используемой на практике,

$$D^{\gamma} = D^{\gamma}(t) = \langle \mathbf{A}, \boldsymbol{\Psi} \rangle, \quad t \in [0,T], \tag{2}$$

где $\mathbf{A} = \left[a_m, m = \overline{0,M} \right]^{\mathrm{T}}$ – вектор неизвестных коэффициентов, для которых $D^{\gamma} \geq 0$ $\forall t \in [0,T]$; $\boldsymbol{\Psi} = \left[\psi_m, m = \overline{0,M} \right]^{\mathrm{T}}$ – вектор заданных базисных функций $\psi_m = \psi_m(t), m = \overline{0,M}$.

Аппроксимация не самой дальности D, а ее степени D^{γ} выбрана из условия упрощения последующих выкладок и вычислений. Поскольку $D \geq 0$ $\forall t \in [0,T]$, то вернуться от D^{γ} к D не представляет никаких затруднений.

У с л о в и е: полагаем, что нам априорно известно одно значение дальности $\hat{D}_* = \hat{D}(t_*) = D_* + \Delta D_*$, *где* $t_* \in [0,T]$, *при этом* t_* *не обязательно должно принадлежать сетке* $\{t_s\}_{s=0}^{S}$. *Ошибку* ΔD_* *задания величины* D_* *будем считать случайной, распределенной по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием и дисперсией* $\sigma^2_{\Delta D_*}$, *при этом величины* ΔD_* *и* Δp_s *полагаются независимыми.*

Требуется с учетом принятых моделей и ограничений разработать метод однопозиционного определения дальности до излучающей цели по энергетическим измерениям, привести рекомендации по его практическому использованию.

3. Основные соотношения

Используя уравнение (1), вместо (2) воспользуемся нормированной моделью

$$D^{\gamma} D_0^{-\gamma} = \langle \mathbf{C}, \mathbf{\Psi} \rangle = p_0 p^{-1},\ D_0 \neq 0, \tag{3}$$

где $\mathbf{C} = \left[c_m, m = \overline{0,M} \right]^{\mathrm{T}}$ – вектор неизвестных нормированных коэффициентов $c_m = a_m / D_0^{\gamma}$.

Из (3) следует, что отношение $D^{\gamma} D_0^{-\gamma}$ не зависит от коэффициента $\mu\ \forall t \in [0,T]$, т.е. достигается свойство инвариантности, о котором упоминается в [11, 12].

Вводя обозначение $Q_s = Q(t_s) = p_0 p_s^{-1}$, составим систему линейных алгебраических уравнений относительно нормированных коэффициентов

$$\langle \mathbf{C}, \mathbf{\Psi}_s \rangle = Q_s, \quad s = \overline{0,S}. \tag{4}$$

В матричной форме система (4) выглядит так

$$\mathbf{\Psi}_S \mathbf{C} = \mathbf{Q}_S, \tag{5}$$

где $\mathbf{\Psi}_S = \left[\psi_{ms}, s = \overline{0,S}, m = \overline{0,M} \right]$ и $\mathbf{Q}_S = \left[Q_s, s = \overline{0,S} \right]^{\mathrm{T}}$ – матрица отсчетов базисных функций и вектор относительных мощностных измерений, соответствующие временной сетке $\{t_s\}_0^S$.

По аналогии с [16], можно воспользоваться моделью косвенных измерений

$$\hat{\mathbf{Q}}_S = \mathbf{Q}_S + \Delta \mathbf{Q}_S = \mathbf{\Psi}_S \hat{\mathbf{Q}}_S + \Delta \mathbf{Q}_S, \tag{6}$$

где $\Delta \mathbf{Q}_S$ – вектор ошибок измерений, характеризующийся нулевым математическим ожиданием и корреляционной матрицей $\mathbf{K}_{\Delta \mathbf{Q}_S}$. С учетом известной функциональной зависимости между векторами $\mathbf{\Xi}$ и $\mathbf{Q}_S$ элементы данной матрицы рассчитываются стандартным способом (с использованием известного принципа линеаризации [25]):

$$\mathbf{K}_{\Delta \mathbf{Q}_S} = \mathbf{F}_S \mathbf{K}_{\Delta \mathbf{\Xi}} \mathbf{F}_S^{\mathrm{T}}, \tag{7}$$

где $\mathbf{F}_S = \left[\partial Q_s / \partial p_l, s = \overline{0,S}, l = \overline{0,S} \right]$ – матрица частных производных, которая имеет вид

$$\mathbf{F}_S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0.....0 \\ p_1^{-1} & -p_0 p_1^{-2} & 0 & 0.....0 \\ p_2^{-1} & 0 & -p_0 p_2^{-2} & 0..... 0 \\ ..... & & & \\ p_S^{-1} & 0 & 0 & 0.....-p_0 p_S^{-2} \end{bmatrix}.$$

С учетом (5) и (7) имеем следующую квазиоптимальную оценку вектора $\mathbf{C}$ по методу наименьших квадратов

$$\hat{\mathbf{C}} = \left[\mathbf{\Psi}_S^{\mathrm{T}} \mathbf{W}_S \mathbf{\Psi}_S \right]^{-1} \left[\mathbf{\Psi}_S^{\mathrm{T}} \mathbf{W}_S \hat{\mathbf{Q}}_S \right], \tag{8}$$

а также ее корреляционную матрицу

$$\mathbf{K}_{\Delta \mathbf{C}} = \mathbf{G}_S \, \mathbf{K}_{\Delta \mathbf{Q}_S} \mathbf{G}_S^{\mathrm{T}} = \mathbf{G}_S \left(\mathbf{F}_S \mathbf{K}_{\Delta \Xi} \mathbf{F}_S^{\mathrm{T}} \right) \mathbf{G}_S^{\mathrm{T}}. \tag{9}$$

В выражениях (8) и (9) принято $\mathbf{W}_S = \mathbf{K}_{\Delta \mathbf{Q}_S}^{-1}$ – весовая матрица,

$$\mathbf{G}_S = \left(\mathbf{\Psi}_S^{\mathrm{T}} \mathbf{W}_S \mathbf{\Psi}_S \right)^{-1} \mathbf{\Psi}_S^{\mathrm{T}} \mathbf{W}_S. \tag{10}$$

Как показывают результаты исследований, построение оценки (8) целесообразно осуществлять на сглаженных измерениях. Практика показывает, что применение сглаженных косвенных измерений (например, псевдоизмерений в задачах оценивания и фильтрации [4-10, 16]) позволяет получить линейный вариант решения этих задач в существенно нелинейных условиях наблюдения, и, как следствие, значительно упростить алгоритм вычислений при незначительном снижении качества результирующих оценок.

Нахождением вектора нормированных коэффициентов заканчивается первый этап развиваемого метода. Далее формируется выражение для нахождения искомой дальности.

С учетом (3) запишем

$$D = D_0 \left(\langle \mathbf{C}, \mathbf{\Psi} \rangle \right)^{1/\gamma} = D_0 \left(p_0 p^{-1} \right)^{1/\gamma}. \tag{11}$$

Так как для момента времени t_* нам известна оценка $\hat{D}_*$ дальности D_*, то аналогичную оценку $\hat{D}_0$ величины D_0 в формуле (11) можно найти так

$$\hat{D}_0 = \hat{D}_* \left\langle \hat{\mathbf{C}}, \mathbf{\Psi}_* \right\rangle^{-1/\gamma}, \tag{12}$$

где $\mathbf{\Psi}_* = \mathbf{\Psi}(t_*) = \left[\psi_m(t_*), m = \overline{0, M} \right]^{\mathrm{T}}$.

Теперь с учетом (8), (11) и (12) получаем текущую оценку $\hat{D}_s$ наклонной дальности D_s до излучающей цели в момент времени t_s:

$$\hat{D}_s = \hat{D}_* \left\langle \hat{\mathbf{C}}, \mathbf{\Psi}_* \right\rangle^{-1/\gamma} \left\langle \hat{\mathbf{C}}, \mathbf{\Psi}_s \right\rangle^{1/\gamma}, \; s = \overline{0, S}, \tag{13}$$

где $\hat{D}_*\left\langle \hat{\mathbf{C}}, \boldsymbol{\Psi}_* \right\rangle^{-1/\gamma} = \hat{D}_0$ – оценка дальности до цели в момент времени $t = 0$; $\hat{\mathbf{C}} = \left[\hat{c}_m, m = \overline{0, M} \right]^{\mathrm{T}}$ – оценка метода наименьших квадратов для вектора нормированных коэффициентов $\mathbf{C} = \left[c_m, m = \overline{0, M} \right]^{\mathrm{T}}$.

Из (8)–(13) следует, что для наблюдаемости задачи энергетической дальнометрии в рамках развиваемого метода необходимо и достаточно выполнение условий: $D(t) \neq 0$ $\forall t \in [0, T]$ и $\det\left\{ \boldsymbol{\Psi}_S^{\mathrm{T}} \mathbf{W}_S \boldsymbol{\Psi}_S \right\} \neq 0$. Выражения (3)–(13) составляют математическую основу метода однопозиционной пассивной локации движущегося источника излучения по энергетическим измерениям с учетом априорной информации о дальности до излучающей цели в некоторый фиксированный момент времени.

4. Заключение

Таким образом, в статье развит новый метод однопозиционной пассивной локации, позволяющий по энергетическим измерениям уровня входного сигнала (RSSI) оценивать текущую наклонную дальность до движущейся излучающей цели. В отличие от известных методов, работоспособных лишь для случая прямолинейного равномерного движения, предлагаемый метод ориентирован на воздушные цели с криволинейным движением, дальность до которых может быть аппроксимирована обобщенной полиномиальной моделью с обоснованным числом степеней свободы. Для реализации разработанного метода необходимо использовать известное значение дальности для одного произвольного момента времени, принадлежащего интервалу наблюдения. Этот момент может быть связан со стартом ракеты, взлетом или посадкой воздушного объекта, моментом падения баллистической или космической цели и т.д.

Особенностью метода является его ориентация на АСИС, снабженные только каналом измерения уровня RSSI. При этом для создания информационной избыточности и, как следствие, повышения качественных характеристик формируемых оценок текущей дальности, а также для определения полного вектора состояния излучающей цели предложенный метод может быть внедрен в многопозиционную измерительную систему любого типа (триангуляционную, разностно-дальномерную, дальномерно-дальномерную, комбинированную и др.). Поскольку в методе не фигурируют пеленги (азимут и угол места), то его реализация не требует использования дорогостоящих громоздких антенных систем с высокий разрешающей способностью по угловым координатам. Совокупность малогабаритных энергетических измерителей с недорогими и слабонаправленными антеннами, в которых предполагается реализовать разработанный метод, позволит не только обеспечить требуемый энергетический потенциал, но и заданные точностные характеристики (за счет избыточных оценок дальности).

Известные современные подходы к достоверной регистрации уровня входного сигнала позволяют надеяться на то, что развитый метод найдет как самостоятельное применение, так и в виде дополнения к традиционным методам пассивной локации и

навигации в некорректных условиях (например, при появлении цели в триангуляционно-некорректной области двухпозиционной угломерной системы [18]). Для стробирования мощностных измерений (с целью исключения аномальных ошибок) можно воспользоваться хорошо разработанным гипотезным подходом, который позволяет учесть возможные виды радиоконтакта «цель-АСИС» и ориентироваться на прогнозируемое (расчетное) приращение или убывание мощности за время между двумя радиоконтактами. С учетом сказанного, для селекции мощностных измерений могут быть использованы известные методы кластеризации [26, 27].

Наиболее эффективной реализации предложенного метода следует ожидать в условиях квазистационарности обобщенного энергетического коэффициента, когда уровень измеряемой мощности меняется плавно (не скачком). В противном случае необходимо проводить предварительную обработку измерений, например, путем реализации предложенного гипотезно-кластерного подхода или выбирать временной интервал наблюдения такого размера, чтобы на нем выполнялось условие квазистационарности требуемых параметров радиолинии. Ввиду того, что метод оперирует не абсолютными, а относительными уровнями RSSI, пропорциональное изменение уровня RSSI не нарушает работоспособности метода. Это обстоятельство могло бы стать основой для развития способа алгоритмической компенсации априорно неизвестного приращения мощности сигнала, вызванного случайными факторами (например, с компонентой мощности, обусловленной доплеровским эффектом [19]) и приводящего к пропорциональному изменению уровня входного сигнала на интервале наблюдения.

Литература

1. Мельников, Ю. П. Радиотехническая разведка. Методы оценки эффективности местоопределения источников излучения / Ю. П. Мельников, С. В. Попов. — М. : Радиотехника, 2008. — 189 с.
2. Скворцов, М. Основы маневрирования кораблей / М. Скворцов. — М. : Воениздат, 1966. — 219 с.
3. Хвощ, В. А. Тактика подводных лодок / В. А. Хвощ. — М. : Воениздат, 1989. — 312 с.
4. Lin, X. Comparison of EKF, Pseudomeasurement and Particle Filters for a Bearing-only Target Tracking Problem / X. Lin, T. Kirubarajan, Y. Bar-Shalom, S. Maskell. // Proc. SPIE-Int. Soc. Optic. Eng. — 2002. — Vol. 4728. — pp. 240–250.
5. Miller, B. M. Optimal filter selection for UAV trajectory control problems / B. M. Miller, K. V. Stepanyan, A. B. Miller, K. V. Andreev, S. N. Khoroshenkikh. // Proceedings of the 37-th Conference on Information Technology and Systems — 2013. — Conference for Young Scientists and Engineers. IITP RAS. — 2013. — pp. 327–333.
6. Aidala, V. J. Biased Estimation Properties of the Pseudolinear Tracking Filter // V. J. Aidala, S. C. Nardone. // IEEE Transactions on Aerospase Electronic systems. — Vol. 18, Vol. 4. — 1982. — pp. 432–441.
7. Amelin, K. S. An Algorithm for Refinement of the Position of a Light UAV on the Basis of Kalman Filtering of Bearing Measurements / K. S. Amelin, A. B. Miller. // Journal of Communications Technology and Electronics. — Vol. 59, № 6. — 2014. — pp. 622–631.
8. Miller, A. Stochastic control of light UAV at landing with the aid of bearing-only observations / A. Miller, B. Miller // Proceedings SPIE. Eight International Conference on Machine Vision (ICMV 2015). — 2015, Vol. 9875. 987529. — pp. 1–10.

9. Karpenko, S. UAV Control on the Basis of 3D Landmark Bearing-Only Observations / S. Karpenko, I. Konovalenko, A. Miller, B. Miller, D. Nikolaev. // Sensors 2015 [Special Issue]. — Vol. 15(12), pp. 29802–29820.
10. Karpenko, S. Visual navigation of the UAVs on the basis of 3D natural / S. Karpenko, I. Konovalenko, A. Miller, B. Miller, D. Nikolaev. // Proceedings SPIE. Eight International Conference on Machine Vision (ICMV 2015). — 2015, Vol. 9875. 98751I. — pp. 1–10.
11. Сытенький, В. Д. Пассивная локация на основе амплитудных измерений / В. Д. Сытенький // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. — 2011. — № 1. — С. 69–75.
12. Булычев, Ю. Г. Оценивание параметров движения объекта на базе стационарного квазиавтономного пеленгатора / Ю. Г. Булычев, В. Ю. Булычев, С. С. Ивакина, А. А. Мозоль // Изв. РАН. ТиСУ. — 2013. — № 5, С. 92–99.
13. Булычев, Ю. Г. Амплитудно-угломерная пассивная локация излучающей цели для нестационарного радиоканала / Ю. Г. Булычев, В. Ю. Булычев, С. С. Ивакина // РЭ. — 2016. — Т. 61, № 3. — С. 236–243.
14. Булычев, Ю. Г. Модифицированный угломерно-энергетический метод однопозиционной локации в условиях априорной неопределенности / Ю. Г. Булычев, А. А. Мозоль // Успехи современной радиоэлектроники. — 2017, № 4. — С. 58–67.
15. Булычев, Ю. Г. Угломерно-энергетический метод нестационарной пассивной локации на базе однопозиционной системы / Ю. Г. Булычев, В. Ю. Булычев, С. С. Ивакина, И. Г. Насенков // Изв. РАН. ТиСУ. — 2015, № 5. — С. 122–129.
16. Булычев, Ю. Г. Пассивная локация группы движущихся целей одним стационарным пеленгатором с учетом априорной информации / Ю. Г. Булычев, В. Ю. Булычев, С. С. Ивакина, И. Г. Насенков // АиТ. — 2017. —№1. —С. 152–166.
17. Булычев, Ю. Г. Метод пассивно-энергетической локации и навигации в стационарной и нестационарной постановках / Ю. Г. Булычев, С. С. Ивакина, И. Г. Насенков // Радиотехника. — 2015. —№ 6. — С. 107–115.
18. Булычев, Ю. Г. Обоснование возможности комбинированного применения угломерного и угломерно-мощностного методов пассивной локации / Ю. Г. Булычев, С. С. Ивакина, И. Г. Насенков // Радиотехника. — 2015, № 3. — С. 128–136.
19. Goldsmith, A. Wireless Communications / A. Goldsmith. — Электронный ресурс: http://fa.ee.sut.ac.ir/Downloads/AcademicStaff/1/Courses/7/Andrea%20Goldsmith-Wireless%20Communications-Cambridge%20University%20Press%20(2005).pdf
20. Ширман, Я. Д. Теоретические основы радиолокации / Я. Д. Ширман. — М. : Сов. Радио, 1970. — 561 с.
21. Коростелев, А. А. Теоретические основы радиолокации / А. А. Коростелев, Н. Ф. Клюев, Ю. А. Мельник и др. — М. : Сов. Радио, 1978. — 608 с.
22. Berg, J.-E. Path loss and fading models for microcells at 900 MHz / J.-E. Berg, R. Bownds, F. Lotse // Proc. IEEE Veh. Tech. Conf. — May 1992. — pp. 666–671.
23. Whitteker, J. H. Measurements of path loss at 910 MHz for proposed microcell urban mobile systems / J. H. Whitteker // IEEE Trans. Veh. Technol. — 1988, Vol. 37. — pp. 125–129.
24. Börjeson, H. Outdoor microcell measurements at 1700 MHz / H. Börjeson, C. Bergljung, L. G. Olsson // Proc. IEEE Veh. Tech. Conf. — 1992. — pp. 927–931.
25. Вентцель, Е. С. Теория вероятностей / Е. С. Вентцель. — М. : Высшая школа, 1999. — 576 с.
26. Мандель, И. Д. Кластерный анализ / И. Д. Мандель. — М. : Финансы и Статистика, 1988. — 182 с.
27. Уиллиамс, У. Т. Методы иерархической классификации. Статистические методы для ЭВМ / У. Т. Уиллиамс, Д. Н. Ланс. — М. : Наука, 1986. — 216 с.

REFERENCES

1. Melnikov Yu.P., Popov S.V. Radiotechnical exploration. Methods for assessing the efficiency of the location of radiation sources. [Melnikov Yu.P., Popov S.V. Radiotehnicheskaia razvedka. Metodyi ocenki effektivnosti mestoopredelenia istochnikov izluchemia]. Moscow: Radiotehnika, 2008, 189 p.

2. Skvortsov M. Fundamentals of ship maneuvering. [Skvortsov M. Osnovyi manevrirovania korablei]. Moscow: Voenizdat, 1966, 219 p.
3. Khvoshch V.A. The tactics of submarines. [Khvoshch V.A. Taktika podvodnyih lodok]. Moscow: Voenizdat, 1989, 312 p.
4. Lin X., Kirubarajan T., Bar-Shalom Y., Maskell S. Comparison of EKF, Pseudomeasurement and Particle Filters for a Bearing-only Target Tracking Problem. Proc. SPIE-Int. Soc. Optic. Eng, 2002, Vol. 4728, pp. 240–250.
5. Miller B. M., Stepanyan K.V., Miller A.B., Andreev K.V., Khoroshenkikh S.N. Optimal filter selection for UAV trajectory control problems. Proceedings of the 37th Conference on Information Technology and Systems, 2013, Conference for Young Scientists and Engineers, IITP RAS, 2013, pp. 327–333.
6. Aidala V.J., Nardone S.C. Biased Estimation Properties of the Pseudolinear Tracking Filter. IEEE Transactions on Aerospase Electronic systems, Vol. 18, Vol. 4, 1982, pp. 432–441.
7. Amelin K.S., Miller A.B. An Algorithm for Refinement of the Position of a Light. UAV on the Basis of Kalman. Filtering of Bearing Measurements. Journal of Communications Technology and Electronics, Vol. 59, no. 6, 2014, pp. 622–631.
8. Miller A., Miller B. Stochastic control of light UAV at a landing with the aid of bearing-only observations. Proceedings SPIE. Eight International Conference on Machine Vision (ICMV 2015), 2015, Vol. 9875. 987529, pp. 1–10.
9. Karpenko S., Konovalenko I., Miller A., Miller B., Nikolaev D. UAV Control on the Basis of the 3D Landmark Bearing-Only Observations. Sensors 2015 [Special Issue], Vol. 15 (12), pp. 29802–29820.
10. Karpenko S., Konovalenko I., Miller A., Miller B., Nikolaev D. Visual navigation of the UAVs on the basis of 3D natural. Proceedings SPIE. Eight International Conference on Machine Vision (ICMV 2015), 2015, Vol. 9875. 98751I, pp. 1–10.
11. Sytenky V.D. Passive location on the basis of amplitude measurements. [Sytenky V.D. Passivnaia lokacia na osnove amplitudnyih izmerenii]. Izv. universities of Russia. Radioelectronics — Izvestiya vusov Rossii. Radioelektronika, 2011, no. 1, pp. 69–75.
12. Bulychev Yu.G., Bulychev V.Yu., Ivakina S.S., Mozol' A.A. Estimation of the motion parameters of an object on the basis of a stationary quasi-autonomous direction finder. [Bulychev Yu.G., Bulychev V.Yu., Ivakina S.S., Mozol' A.A. Ocenivanie parametrov dvigenia ob'ekta na base stacionarnogo kvaziavtonomnogo pelengatora]. Izv. RAS. TSIS. — Izvestiya RAN. TISU, 2013, no. 5, pp. 92–99.
13. Bulychev Yu.G., Bulychev V.Yu., Ivakina S.S. Amplitude-goniometer passive location of the radiating target for a non-stationary radio channel [Bulychev Yu.G., Bulychev V.Yu., Ivakina S.S. Amplitudno-uglomernaia passivnaia lokacia izluchaiushei celi dlia nestacionarnogo radiokanala]. RE — Radiotehnika i elektronika, 2016, Vol. 61, no. 3, pp. 236–243.
14. Bulychev Yu.G., Mozol' A.A. Modified angular-energy method of single-position location under conditions of a priori uncertainty. [Bulychev Yu.G., Mozol' A.A. Modificirovannyi uglomerno-energeticheskii metod odnopozicionnoi lokacii v usloviah apriornoi neopredelennosti]. Successes of modern radio electronics — Uspehi sovremennoi radioelektroniki, 2017, no. 4, pp. 58–67.
15. Bulychev Yu.G., Bulychev V.Yu., Nasenkov I.G., Ivakina S.S. Angular-energy method of nonstationary passive location on the basis of a single-position system. [Bulychev Yu.G., Bulychev V.Yu., Nasenkov I.G., Ivakina S.S. Uglomerno-energeticheskii metod nestacionarnoi passivnoi lokacii na base odnopozicionnoi sistemyi]. Izv. RAS. TSIS — Izvestiya RAN. TISU, 2015, no. 5, pp. 122–129.
16. Bulychev Yu.G., Bulychev V.Yu., Nasenkov I.G., Ivakina S.S. Passive location of a group of moving targets by one stationary direction finder taking into account a priori information. [Bulychev Yu.G., Bulychev V.Yu., Nasenkov I.G., Ivakina S.S. Passivnaia lokacia gruppyi dviguschihsia celei odnim stacionarnyim pelengatorom s uchetom apriornio infomacii]. A & T — Avtomatika i Telemehanika, 2017, no. 1, pp. 152–166.
17. Bulychev Yu.G., Nasenkov I.G., Ivakina S.S. Method of passive-energy location and navigation in stationary and nonstationary statements. [Bulychev Yu.G., Nasenkov I.G.,

Ivakina S.S. Metod passivno-energeticheskoi lokacii i navigacii v stacionarnoi i nestacionarnoi postanovkah]. Radiotekhnika — Radiotehnika, 2015, no. 6, pp. 107–115.
18. Bulychev Yu.G., Nasenkov I.G., Ivakina S.S. Substantiation of the possibility of combined use of the angular and angular-power methods of passive location. [Bulychev Yu.G., Nasenkov I.G., Ivakina S.S. Obosnovanie vozmognosti kombinirovannogo primenenia uglomernogo i uglomerno-moshnostnogo metodov passivnoi lokacii]. Radiotehnika — Radiotehnika, 2015, no. 3, pp. 128–136.
19. Goldsmith A. Wireless Communications. [Goldsmith A. Besprovodnyi kommunikacii]. Electronic resource: http://fa.ee.sut.ac.ir/Downloads/AcademicStaff/1/Courses/7/Andrea%20Goldsmith-Wireless%20Communications-Cambridge%20University%20Press%20(2005).pdf
20. Shirman Ya.D. Theoretical basis of radar. [Shirman Ya.D. Teoreticheskie osnovyi radiolokacii]. Moscow: Sov. Radio, 1970, 561 p.
21. Korostelev A.A., Klyuev N.F., Melnik Yu.A. Theoretical foundations of radiolocation. [Korostelev A.A., Klyuev N.F., Melnik Yu.A. Teoreticheskie osnovyi radiolokacii]. Moscow: Sov. Radio, 1978, 608 p.
22. Berg J.-E., Bownds R., Lotse F. Path loss and fading models for 900 MHz. Proc. IEEE Veh. Tech. Conf, May 1992, pp. 666–671.
23. Whitteker J.H. Measurements of path loss at 910 MHz for proposed microcell urban mobile systems. IEEE Trans. Veh. Technol, 1988, Vol. 37, pp. 125–129.
24. Börjeson H., Bergljung C., Olsson L.G. Outdoor microcell measurements at 1700 MHz. Proc. IEEE Veh. Tech. Conf, 1992, pp. 927–931.
25. Venttsel' E.S. Theory of Probability. [Venttsel' E.S. Teoria veroiatnostei]. Moskow: High School — Vischaia schkola, 1999, 576 p.
26. Mandel I.D. Cluster analysis. [Mandel I.D. Klasternyi analis]. Moskow: Finance and Statistics — Finansyi i statistika, 1988, 182 p.
27. Williams W.T., Lance D.N. Methods of hierarchical classification. Statistical methods for computers. [Williams W.T., Lance D.N. Metodyi ierarhicheskoi klassifikacii]. Moscow: Science — Nauka, 1986, 216 p.

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ РАДИОЛОКАЦИОННОГО КОМПЛЕКСА, ПО АНАЛИЗУ ПОЛУЧЕННОЙ РАДИОГОЛОГРАММЫ.

Женгуров Б.Г., Журавлев А.А., Ерков И.О., Маслов И.В.

АО «РКЦ «Прогресс», Самара, Россия

Аннотация. Оценка качества радиолокационной информации, полученной с радиолокатора с синтезированной апертурой (РСА) является важной задачей для подтверждения заданных параметров системы. В докладе приводится методика анализа радиоголограмм до проведения процедуры обработки данных для получения радиолокационного изображения (РЛИ).

Ключевые слова: Радиолокатор с синтезированной апертурой, радиоголограмма.

ANALISE OF RAW DATA FOR IMAGE QUALITY ASSESMENT

Zhengurov B.G., Zyravlev A.A., Erkov I.O., Maslov I.V.

Samara space center “JRS”Progress” , Samara, Russia

Abstract. The analysis of radar data from synthetic aperture radar (SAR) is important part of image processing. In paper the method of raw data analysis are presented.

Key words: Synthetic aperture radar (SAR), Raw data.

1. Введение

На сегодняшний день РСА является одним из основных средств наблюдения земной поверхности. Данные системы позволяют получать изображения с высоким разрешением при любых метеоусловиях. Это позволило РСА найти широкое применение в задачах экологического мониторинга, исследование изменения климата, контроль течения океанских вод, гляциологии, геологии и прочее.

Важным этапом при обработке радиолокационной информации полученной с радиолокационного комплекса является анализ её качества. Данную процедуру можно разделить на два этапа: предпроцессорная обработка (анализ радиоголограммы) и после процессорная обработка (анализ РЛИ).

При анализе РЛИ производится оценка основных параметров системы: разрешение, полоса захвата, радиометрическое разрешение и т.д. Данная процедура позволяет подтвердить заданные технические требования к комплексу. Однако перед построением РЛИ необходимо провести анализ радиоголограммы.

Формирования любого информационного продукта в РСА начинается с получения радиоголограммы. Она представляет собой массив комплексных значений описывающих амплитуду отраженного от земной поверхности сигнала и записанного бортовой аппаратурой приема. При проведении предпроцессорного анализа можно

проверить корректность работы аппаратной части системы радиолокационного комплекса, а также предварительно оценить пространственное разрешение.

2. Основные этапы оценки радиоголограмм

Первым этапом оценки радиолокационных изображений является проверка качества радиоголограммы или как еще её называют сырые данные (в английской литературе RAW Data).

Модель радиоголограммы можно представить как:

$$\dot{s}_1(t) = G(t)\dot{u}(t-\tau_1(t))\zeta(x,y)e^{j\omega_0(t-\tau_1(t))} + n_1(t), \quad (1)$$

где $n_1(t)$ – комплексный гауссовский шум; $G(t)$ – вещественная весовая функция, учитывающая влияние диаграмм направленности; $\dot{u}(t-\tau_1(t))$ – амплитуда излученного сигнала и пришедшего через время $\tau_1(t)$; $\zeta(x,y)$ – коэффициент отражения от местности с координатами (x,y).

Из оценки радиоголограммы можно получить информацию о корректности работы аппаратуры, длительности времени съемки, а также оценить возможное разрешение РЛИ.

Этапы оценки голограммы включают в себя следующие исследования:

1) Оценка ортогональности реальной и мнимой части голограммы;

2) Оценка математического ожидания и дисперсии для каждого режима съемки;

3) Оценку дисбаланс отношения СКО;

4) Распределение фазы сигнала (должна быть в пределах от $-\pi$ до π);

5) Тест на негауссовское распределение (критерий хи-квадрат);

6) Определение спектра по каналу дальности и азимуту;

7) Определение параметров опорного сигнала.

В ходе этапов 1–4 проверяется статистическая корректность голограммы на предмет отсутствия аномальных значений. При корректных значениях математического ожидания, дисперсии отношений действительной и мнимой частей можно судить о корректности работу канала формирования сигнала.

Так как радиоголограмма содержит большую сумму сигналов от независимых источников отражения, соответственно она должна иметь гауссовское распределение.

На этапе 6 необходимо определить спектры радиоголограммы по каналу дальности и азимута. По ширине спектра ΔF можно рассчитать планируемое разрешение по дальности, как:

$$\Delta x = \frac{c}{2\Delta F} \quad (2)$$

Далее в докладе представлена процедура оценки радиоголограммы на примере данных со спутника Sentinel-1.

3. Оценка радиоголограмм спутника SENTINEL-1

Космический аппарат Sentinel-1 (Рисунок 1) это первый аппарат из программы «Coperniceus» Европейского Космического Агентства (ESA). Целевой аппаратурой данного аппарата является радиолокационный комплекс С-диапазона частот. Данный комплекс позволяет получать РЛИ во всех режимах работы (прожекторный, маршрутный и обзорный) в любых погодных условиях.

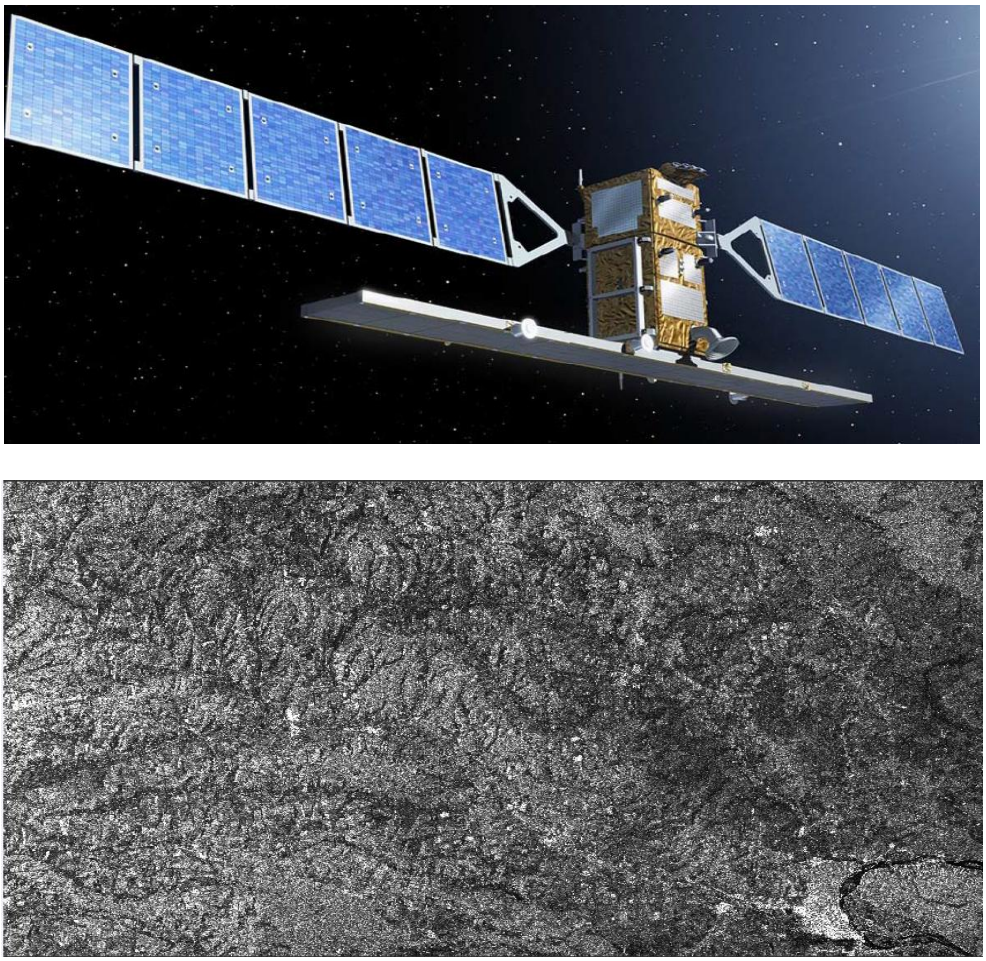


Рис. 1. «сверху» Внешний вид КА «Sentinel–1» «снизу» РЛИ КА«Sentinel–1 .

Для проведения анализа радиоголограммы была реализована программа в среде Mathlab. В программе реализован модуль чтения и расшифровки радиоголограммы. Также реализованы процедура считывания телеметрической информации содержащейся в радиоголограмме. Для анализа использовалась радиоголограмма, полученная со спутника Sentinel-1 в маршрутном режиме.

На рисунке 2 представлены радиоголограмма и данные сжатые по дальности.

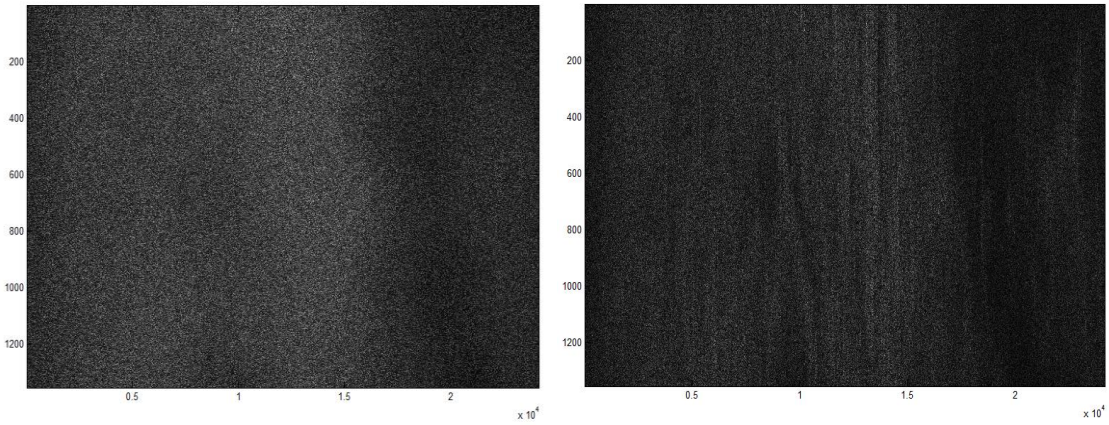


Рис. 2. Радиоголограмма и данные сжатые по дальности.

На рисунке 3 представлен спектр данных по каналу дальности. По полученному спектру можно оценить разрешение системы, которое равно 5 метрам.

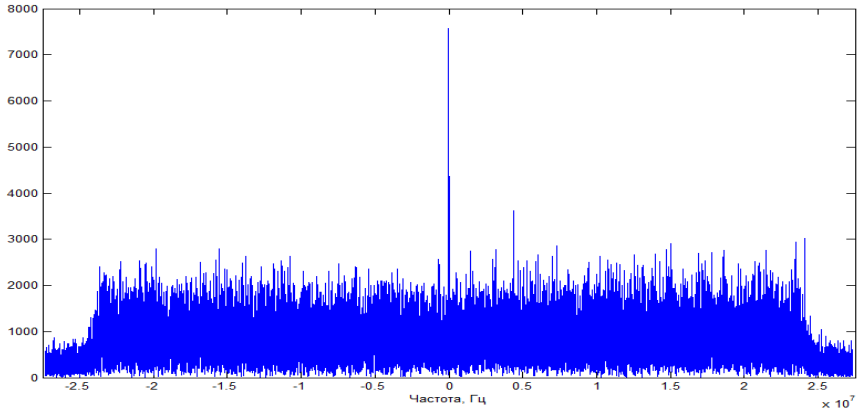


Рис. 3. Спектр по каналу дальности.

В таблице 1 представлены результаты статистического анализа радиоголограммы для различных кадров. Также в таблице приведен анализ некорректно расшифрованных данных.

Таблица 1. Статистические данные

	Кадр1	Кадр 2	Кадр 3	Кадр 4	Кадр 5	Имеются искажения
СКО I	4,2043	4,5294	4,087	3,8318	4,0396	5,3
СКО Q	4,0559	4,3642	3,9188	3,6835	3,8876	5,18
Дисбаланс отношения СКО I/Q	1,0366	1,0379	1,0429	1,0403	1,0391	1,022
Мат. ожидание I	0,1882	0,1719	0,1809	0,1865	0,1460	1,1887
Мат. ожидание Q	0,2366	0,2206	0,2286	0,2359	0,1847	0,2337
Коэффициент корреляции I/Q	0,0001	0,0010	0,0012	0,0002	0,0010	0,048
Минимальное значение I	-16,5566	-19,8573	-13,2294	-14,893	-18,1937	-649,3
Максимальное значение I	16,5566	19,8573	13,2294	14,893	18,1937	649,3
Минимальное	-16,5566	-19,8573	-13,2294	-14,893	-18,1937	592,3

	Кадр1	Кадр 2	Кадр 3	Кадр 4	Кадр 5	Имеются искажения
значение Q						
Максимальное значение Q	16,5566	19,8573	13,2294	14,893	18,1937	649,3
Тип распределения I по критерию Хи-квадрат	Гауссовское					
Тип распределения Q по критерию Хи-квадрат	Гауссовское					
Тип распределения фазы по критерию Хи-квадрат	Равномерное					

4. Заключение

В докладе рассмотрены методика оценки радиолокационных данных по полученной радиоголорамме. В качестве примера приведен анализ данных с космического аппарата Sentinel 1. По представленной методике можно сделать вывод о корректности работы радиолокационного комплекса. Также по анализу спектра можно предварительно оценить ожидаемое разрешение комплекса.

Литература

1. Верба В.С, Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования. М.: Радио, 2010.-676 с.
2. Горячкин О. В. Методы слепой обработки сигналов и их приложения в системах радиотехники и связи. М.: Радио и связь, 2003. - 230 с.
3. Schättler, B. ASAR level 0 Product analysis for image, wide-swath and wave mode.//Conference: ENVISAT calibration Review, ESTEC, Noordwijk, 2002.
4. Subrata Kumar Das. Syntetic Aperture Radar Image Quality Measurements/ Master thesis
5. Mirko Panozzo Zenere. SAR image quality assessment/ Seminar final report
6. Sentinel-1 User Handbook, 2013. www.sentinel.esa.int
7. SAR space packet protocol data unit, 2014. www.sentinel.esa.int

References

1. Verba, V.S, Neronsky, L.B., Osipov, I.G., Tyryk, V.E. Space-borne Earth Surveillance Radar Systems. M.: Radiotechnica, 2010.-676 pp.
2. Goriachkin O. V. Blind methods of signal processing and they application in radio and communication systems.: Radio and communication, 2003. - 230 pp.
3. Schättler, B. ASAR level 0 Product analysis for image, wide-swath and wave mode. //Conference: ENVISAT calibration Review, ESTEC, Noordwijk, 2002.
4. Subrata Kumar Das. Syntetic Aperture Radar Image Quality Measurements/ Master thesis
5. Mirko Panozzo Zenere. SAR image quality assessment/ seminar final report
6. Sentinel-1 User Handbook, 2013. www.sentinel.esa.int
7. SAR space packet protocol data unit, 2014. www.sentinel.esa.int

ISBN 978-5-9500319-3-9
ISBN 978-5-9500319-5-3

Сборник трудов

XXIV Международной научно-технической конференции
«РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ»

Том 2

Издательство «Научно-исследовательские публикации»
(ООО «ВЭЛБОРН»)

Юридический адрес: 394068, г. Воронеж, Московский пр-т, 98.

Адрес для направления корреспонденции: 394066, г. Воронеж, ж/м Задонье, квартал 9, д.14, ООО «ВЭЛБОРН»

Тел. +7 (930) 403-54-18

Контакты для справок по работе конференции:

Всю необходимую информацию
Вы можете найти на сайте конференции:
http://rlnc.ru

e-mail конференции:
info@rlnc.ru

ISBN 978-5-9500319-3-9

ISBN 978-5-9500319-5-3