



RLNC*2022

27 - 29 сентября 2022 г.

Сборник трудов
XXVIII Международной научно-технической конференции
«Радиолокация, навигация, связь»,
посвященной памяти Б. Я. Осипова

Том 1

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

Физический факультет

АО «КОНЦЕРН “СОЗВЕЗДИЕ”»

РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ

*Сборник трудов
XXVIII Международной научно-технической конференции,
посвященной памяти Б. Я. Осипова
(г. Воронеж, 27–29 сентября 2022 г.)*

Т о м 1

Воронеж
Издательский дом ВГУ
2022

УДК 621.37
ББК 32
P15

Радиолокация, навигация, связь : сборник трудов XXVIII Меж-
P15 **дународной научно-технической конференции, посвященной памяти**
Б. Я. Осипова (г. Воронеж, 27–29 сентября 2022 г.) : в 6 т. / Воронеж-
ский государственный университет ; АО «Концерн “Созвездие”». – Во-
ронезж : Издательский дом ВГУ, 2022.

ISBN 978-5-9273-3519-0

Т. 1. – 2022. – 406 с.
ISBN 978-5-9273-3520-6

В сборник вошли материалы XXVIII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2022), прошедшие рецензирование членами программного комитета конференции. Основной целью конференции является организация взаимодействия научных и научно-технических коллективов для обмена опытом и новыми творческими успехами в области передачи и обработки информации, радиолокации, навигации, современных электронных систем и др. Достижение этой цели способствует внедрению перспективных разработок, имеющих практическое значение для дальнейшего развития промышленности, экономики и научно-технического потенциала России, а также развитию творческого потенциала талантливой молодежи, привлечению ее к решению наиболее актуальных производственных, технических и научных задач.

УДК 621.37
ББК 32

ISBN 978-5-9273-3520-6 (т. 1)
ISBN 978-5-9273-3519-0

© Воронежский государственный университет, 2022
© АО «Концерн “Созвездие”», 2022
© Оформление. Издательский дом ВГУ, 2022

СОДЕРЖАНИЕ

Том 1

Пленарные доклады

СИСТЕМА ОБМЕНА ДАННЫМИ КАК ФАКТОР СТРАТЕГИЧЕСКОЙ СТАБИЛЬНОСТИ А. А. Зацаринный.....	1

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

АЛГОРИТМ ОЦЕНИВАНИЯ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ ОДНОВРЕМЕННО И НЕЗАВИСИМО ФУНКЦИОНИРУЮЩИХ ГЕНЕРАТОРОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЭКСПЕРТНЫХ СИСТЕМ Ю. И. Найденова, И. А. Алферова, О. А. Сафарьян	12

АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ОБЫЧНОГО И АДАПТИВНОГО ФОРМИРОВАТЕЛЯ ЛУЧА И МОДЕЛИРОВАНИЕ В СРЕДЕ MATLAB SIMULINK И. Б. Бирюков.....	19

АНАЛИЗ МЕТОДОВ АВТОМАТИЧЕСКОГО РАСПОЗНАВАНИЯ РЕЧИ, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ РАДИОМОНИТОРИНГА С. В. Кузьминский, А. П. Павлов, И. Г. Софронович	25

АНАЛИЗ МОДЕЛЕЙ ДИСКРЕТНОГО КАНАЛА ПРИЕМА СИГНАЛОВ НИЗКОСКОРОСТНЫХ КОДЕРОВ РЕЧИ В. А. Аладинский, С. В. Кузьминский	35

АНАЛИЗ ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ ОБЪЕКТА КОНТРОЛЯ ПРИ КОМПЛЕКСНОЙ ОБРАБОТКЕ ИНФОРМАЦИИ, ПОСТУПАЮЩЕЙ ОТ СРЕДСТВ МОНИТОРИНГА В. В. Кузьмин	47

АНАЛИЗ ПОВЕДЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПРИЁМНИКА В УСЛОВИЯХ МНОГОЛУЧЕВОГО КАНАЛА С ЗАМИРАНИЕМ И ЗАТЕНЕНИЕМ К. С. Артёмов, А. С. Гвоздарёв.....	57

АНАЛИЗ ТРЕБОВАНИЙ К ТРАКТУ ФОРМИРОВАНИЯ И УСИЛЕНИЯ РАДИОСИГНАЛА НА ОСНОВЕ МЕТОДА ДЕФАЗИРОВАНИЯ С. И. Бабусенко, А. В. Журавлев.....	67

АНАЛИТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ РЕЗОНАНСА ФАНО В ПОЛОСОВОМ ФИЛЬТРЕ М. И. Балакин, В. А. Киркица, В. В. Комаров.....	74

АНАЛОГИИ В ЗАДАЧАХ КЛАССИЧЕСКОГО ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ И ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЯХ В. И. Парфенов.....	77
ВЕРОЯТНОСТНАЯ МОДЕЛЬ КОЭФФИЦИЕНТА ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СИСТЕМЫ M M 1 А. В. Зюльков, Ю. А. Кутоянц.....	86
ИЗМЕРЕНИЕ ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СИГНАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОДНОБИТНОГО АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО СТОХАСТИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ В. Н. Якимов	92
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ФРЕЙМВОРКОВ РАСПАРАЛЛЕЛИВАНИЯ ДЛЯ УВЕЛИЧЕНИЯ СКОРОСТИ РАСЧЁТА АЛГОРИТМОВ ПЕЛЕНГАЦИИ А. Ю. Савинков, С. И. Тюленев.....	99
ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАЩИТЫ РЕЧЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ С ПОМОЩЬЮ РЕЧЕПОДОБНОЙ ПОМЕХИ С. А. Иванушкин.....	105
ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОТОКОЛА ВИРТУАЛИЗАЦИИ ОТКРЫТОГО СЕТЕВОГО МНОГООКЛЮЧЕВОГО СОГЛАСОВАНИЯ А. Д. Синюк, А. А. Тарасов.....	111
К ВОПРОСУ ВЫБОРА СТРУКТУРЫ ПРИЕМНОГО ТРАКТА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ФАЗЫ ПРИ ОТНОШЕНИЯХ СИГНАЛ-ПОМЕХА ЗНАЧИТЕЛЬНО МЕНЬШИХ ЕДИНИЦЫ И. А. Курчанов, А. Е. Лысенко, В. В. Севидов.....	122
МЕТОДИКА ПО ОЦЕНКЕ ИНФОРМИРОВАННОСТИ ИСТОЧНИКОВ ДЕСТРУКТИВНЫХ ПРОГРАММНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ О СТРУКТУРЕ КОРПОРАТИВНОЙ СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ И. Ю. Смирнов, Ю. И. Стародубцев	129
МЕТОДИКА ПОВЫШЕНИЯ ДОСТОВЕРНОСТИ ПРИЕМА ВИДЕОСИГНАЛА СИНХРОНИЗАЦИИ ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ, ПЕРЕДАВАЕМОЙ ПРИ ПРОВЕДЕНИИ ИСПЫТАНИЙ С. С. Кукушкин, Д. А. Рубан, С. С. Ушаков.....	135
МОДЕЛИРОВАНИЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ ШУМА НА ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ КАНАЛЫ СВЯЗИ В ОБЛАСТИ БЕРЕГОВОГО КЛИНА А. С. Авдюшин	141
МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ В РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕХНОЛОГИЙ УПРАВЛЕНИЯ И. Я. Львович, Я. Е. Львович, Ю. П. Преображенский, А. П. Преображенский.....	148

III

НЕКОТОРЫЕ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ А. А. Зацаринный, Ю. С. Ионенков	156
О РАЗЛОЖЕНИИ ОЦИФРОВАННЫХ СИГНАЛОВ В СКОЛЬЗЯЩИЙ РЯД ФУРЬЕ С ПОМОЩЬЮ БАЗИСНЫХ СПЛАЙНОВ Л. А. Минин	166
ОБНАРУЖЕНИЕ И РАЗЛИЧЕНИЕ ЧАСТИЧНО КОГЕРЕНТНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ В ШУМАХ А. В. Гудков, Ю. С. Радченко	170
ОПТИМИЗАЦИЯ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ДЛЯ LDPC ДЕКОДИРОВАНИЯ В ПОЛЕ ГАЛУА В КАНАЛАХ С ИМПУЛЬСНЫМ ШУМОМ М. В. Хорошайлова	179
ОСОБЕННОСТИ ОРГАНИЗАЦИИ И ВЫПОЛНЕНИЯ ЗАДАЧ КОМПЛЕКСНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ НА СОВРЕМЕННОМ ЭТАПЕ И. А. Сидоренко	185
ОЦЕНКА ИНТЕНСИВНОСТИ ВХОДНОГО ПОТОКА В СИСТЕМЕ МАССОВОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ - ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ, МОДЕЛИРОВАНИЕ И RL-ОБУЧЕНИЕ А. В. Зюльков	195
ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ШУМОПОДОБНОГО СИГНАЛА В МНОГОКАНАЛЬНОМ ПРИЕМНОМ УСТРОЙСТВЕ С ПРИНЯТИЕМ РЕШЕНИЯ В КАЖДОМ КАНАЛЕ С УЧЕТОМ МАЖОРИТАРНОГО АЛГОРИТМА КОНТРОЛЬНЫХ ПРОВЕРОК А. И. Мордовин, Ю. В. Сидоров, В. И. Шестопапов	202
ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ИТЕРАЦИОННОГО АЛГОРИТМА СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА НА ОСНОВЕ РЕГУЛЯРИЗАЦИИ НОРМОЙ ПЕРВОГО ПОРЯДКА Е. А. Маврычев, А. П. Пехтерев	213
РЕАЛИЗАЦИЯ БИТОВОГО СОРТИРОВЩИКА ДЛЯ SCL ДЕКОДЕРА НА БАЗЕ FPGA XILINX ARTIX-7 А. О. Горюнов, Е. К. Карпухина, Н. Ю. Чилихин	225
РЕГУЛЯРНЫЙ ПОИСК ВЫРОЖДЕННЫХ РЕШЕНИЙ В СИСТЕМЕ ПЕРЕСТАНОВОЧНОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ С. В. Шахтанов	232
РОЕВОЕ ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ В РАСПРЕДЕЛЕННЫХ СЕТЯХ А. З. Пономарев, В. В. Самойлов	240

СИСТЕМА ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ ЕДИНОГО ИНФОРМАЦИОННОГО ПРОСТРАНСТВА НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИИ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ РЕЕСТРОВ (БЛОКЧЕЙН)

С. А. Вызулин, О. В. Годовых, А. В. Ивкин 251

СЛЕЖЕНИЕ ЗА ЗАДЕРЖКОЙ ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА С УЧЁТОМ ОСОБЕННОСТЕЙ ЕГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ

В. Ю. Дорошенко, И. М. Кириллов, Р. В. Титов 259

СЛЕЖЕНИЕ ЗА СОСТОЯНИЕМ ДЕКАМЕТРОВОГО КАНАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПИЛОТНОГО OFDM СИГНАЛА И КАНАЛА ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

В. Ю. Дорошенко, И. М. Кириллов, Р. В. Титов 269

СЛОЖНАЯ ДИНАМИКА ГЕНЕРАТОРА ВАН ДЕР ПОЛЯ С ДОПОЛНИТЕЛЬНЫМ КОЛЕБАТЕЛЬНЫМ КОНТУРОМ

В. Б. Байбурин, М. И. Балакин, А. А. Тучин 277

СПОСОБ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО РАЗМЕЩЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ РЕТРАНСЛЯТОРОВ ПОЛЕЗНЫХ СООБЩЕНИЙ НА ОСНОВЕ СТОХАСТИЧЕСКИХ АЛГОРИТМОВ

И. Л. Жбанов, В. В. Севидов.....280

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ И ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ НИЗКОЧАСТОТНОГО ШУМА

Г. П. Мазаев, А. Ю. Паршин, В. А. Телешинин 292

Секция 2. Распознавание и обработка изображений.

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА ВИЗУАЛЬНОГО КОНТРОЛЯ ПОВЕРХНОСТНЫХ ДЕФЕКТОВ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ

Д. В. Васильченко, Д. А. Пухов, М. А. Ромащенко 298

АЛГОРИТМ ОПТИМАЛЬНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ КОНТУРОВ ОБЪЕКТОВ НА ГИПЕРСПЕКТРАЛЬНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ

М. Ф. Волобуев, В. В. Шипко 304

АЛГОРИТМ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ РАСПОЗНАВАНИЯ ДЛЯ ОХРАНЫ И ОБОРОНЫ ОБЪЕКТОВ КРИТИЧЕСКОЙ ИНФРАСТРУКТУРЫ

А. А. Кузьмин, Р. И. Куницын.....313

МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОРИЕНТАЦИИ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ ОТНОСИТЕЛЬНО ПАССИВНОГО ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННОГО УСТРОЙСТВА

А. С. Иванов, А. И. Стучилин.....319

НЕКОТОРЫЕ МОДЕЛИ МНОГОАГЕНТНОЙ МАРШРУТИЗАЦИИ

М. С. Германчук, М. Г. Козлова, В. А. Лукьяненко, Л. И. Руденко 330

ОБНАРУЖЕНИЕ КОМПАКТНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ЗАШУМЛЕННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ В СИСТЕМАХ НАБЛЮДЕНИЯ

В. Ю. Волков 336

ОБНАРУЖЕНИЕ ПЛАСТИКОВЫХ ОБЪЕКТОВ В УКРЫВАЮЩИХ СРЕДАХ МЕТОДОМ ПОДПОВЕРХНОСТНОГО РАДИОЛОКАЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

Е. Л. Шошин 344

ОБНАРУЖЕНИЕ СИНТЕЗИРОВАННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ И ВИДЕОРОЛИКОВ

А. С. Русакович 352

ОЦЕНКА ВЕЛИЧИНЫ ОТКЛОНЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПОЛИНОМИАЛЬНЫХ СПЛАЙНОВ ПРИ ОПИСАНИИ ПОЛИГОНОВ РАСПОЗНАВАЕМОГО ОБРАЗА

О. А. Андреева, А. В. Лубенцов 361

ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМОВ ФРАКТАЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ ДЛЯ ВЫДЕЛЕНИЯ ОБЛАСТЕЙ С МАЛОКОНТРАСТНЫМИ ОБЪЕКТАМИ

Н. С. Береснев, В. Н. Поветко, К. В. Пядухова 367

Том 2

Секция 2. Распознавание и обработка изображений.

РАСПОЗНАВАНИЕ ОБЪЕКТОВ СВЕРТОЧНЫМИ НЕЙРОННЫМИ ДЕТЕКТОРАМИ

А. А. Васильченко, И. В. Керимов, М. Э. Магарамов, А. С. Мельников 1

ТРАНСФЕРНОЕ ОБУЧЕНИЕ В ЗАДАЧЕ РАСПОЗНАВАНИЯ РЕНТГЕНОВСКИХ СНИМКОВ БАГАЖА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АУГМЕНТАЦИИ

Д. А. Андриянов, Н. А. Андриянов 8

ЭФФЕКТИВНОЕ КОДИРОВАНИЕ В РАСПОЗНАВАНИИ ОБРАЗОВ

В. В. Квашенников, О. О. Козеева 14

Секция 3. Системы связи и передачи дискретных сообщений. Мобильная связь.

Спутниковые системы связи и передачи информации.

АЛГОРИТМ ВРЕМЕННОЙ синхронизации СИГНАЛОВ С OFDM МОДУЛЯЦИЕЙ НА ОСНОВЕ ГЛУБОКОГО ОБУЧЕНИЯ

Л. И. Аверина, Н. Е. Гутерман 25

АЛГОРИТМ ОПТИМАЛЬНОГО ЧАСТОТНОГО ПЛАНИРОВАНИЯ АБОНЕНТСКИХ СЕТЕЙ ОСНОД Д. А. Конищев, А. А. Мухопадов, А. М. Танвель	32
АЛГОРИТМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ПАКЕТНЫХ АДАПТИВНЫХ РАДИОСЕТЕЙ КВ ДИАПАЗОНА Д. В. Аксенов, В. А. Долгих, Р. В. Семенов.....	40
АНАЛИЗ ИЗБЫТОЧНОСТИ СТАНДАРТНЫХ ЗАГОЛОВКОВ ТСР В УСЛОВИЯХ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ А. А. Левун.....	54
АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ОБСТАНОВКИ, СОЗДАВАЕМОЙ ТЕХНИЧЕСКИМИ СРЕДСТВАМИ, ОБОРУДОВАННЫМИ SMART-АНТЕННАМИ М. А. Лунин, С. В. Ситникова	63
АППРОКСИМАЦИЯ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРОЦЕССА ОБСЛУЖИВАНИЯ МУЛЬТИМЕДИЙНОГО ТРАФИКА НА ОСНОВЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ВЕЙБУЛЛА С. М. Одоевский, М. И. Рафальская.....	66
АРХИТЕКТУРНЫЕ РЕШЕНИЯ АВТОМАТИЧЕСКОЙ КОМПЕНСАЦИИ ФАЗОВЫХ ИСКАЖЕНИЙ ГИБРИДНОГО СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТ Д. Ю. Коротков, А. В. Леньшин, Д. Д. Репин	75
ВЕРОЯТНОСТНО-ВРЕМЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АТАК ТИПА «ADVANCED PERSISTENT THREAT» Д. А. Иванов, О. И. Свиридов, В. Б. Сычужников, А. С. Фроленков	84
ИМИТАТОР ПОТОКА ОШИБОК В КАНАЛЕ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ПРИ ПРИЁМЕ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ С ВОСЬМИПОЗИЦИОННОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ В. Е. Дидрих, М. А. Шелковников	89
ИССЛЕДОВАНИЕ ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ С НИЗКИМ УРОВНЕМ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ АВТОКОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ В ПОДСИСТЕМЕ КАДРОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ С ВРЕМЕННЫМ МНОГОСТАНЦИОННЫМ ДОСТУПОМ А. А. Парфентьев, В. А. Цимбал	96
ИССЛЕДОВАНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ КВАЗИРАДИОСИГНАЛОВ В. В. Кондаурова, В. А. Степкин, Н. Д. Титов	104

ЛИНЕЙНОЕ КОДИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ В КОГНИТИВНОЙ СИСТЕМЕ MASSIVE MIMO С ПРОСТРАНСТВЕННЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ ПОЛЬЗОВАТЕЛЕЙ

Е. А. Маврычев 115

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО РАДИОКАНАЛА ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА С КОДОВЫМ УПЛОТНЕНИЕМ ОРТОГОНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ СИСТЕМЫ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

М. С. Черноусов.....128

МЕТОДИКА МОДЕЛИРОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ С ШИРОКОДИАПАЗОННЫМИ РАДИОСТАНЦИЯМИ

А. Н. Кончаков, М. Ю. Кончаков, П. С. Ференец 136

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ СЕТИ СВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

А. В. Писной 142

МЕТОДИЧЕСКИЕ ПОДХОДЫ К ОБОСНОВАНИЮ СПОСОБОВ ИНФОРМАЦИОННОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ НА СЕТЕЦЕНТРИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

О. А. Кудрявцев 152

МЕТОДОЛОГИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ПРОЦЕССУ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ УСТОЙЧИВОСТИ КРИТИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИОННОЙ ИНФРАСТРУКТУРЫ И КРИТИЧЕСКИ ВАЖНЫХ ОБЪЕКТОВ

О. М. Лепешкин, О. А. Остроумов, А. Г. Петухов.....166

МНОГОУРОВНЕВАЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ КОМПЛЕКСАМИ АППАРАТУРЫ СВЯЗИ

В. В. Кулаков, О. М. Лепешкин, М. В. Митрофанов, О. А. Остроумов, А. Г. Петухов.....173

МОДЕЛЬ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩЕЙ СИСТЕМЫ С СИСТЕМОЙ ДЕСТАБИЛИЗИРУЮЩИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ В ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

О. А. Кудрявцев 180

МОДЕЛЬ ИНТЕНСИВНОСТИ ТРАФИКА КАНАЛА УПРАВЛЕНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНЫМ АППАРАТОМ

М. С. Иванов 190

МОДЕЛЬ КРИПТОСТОЙКОГО КАНАЛА СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ АЛГОРИТМА ШИФРОВАНИЯ AES

Э. В. Аведян, Д. А. Иванов, А. С. Фроленков, А. В. Цыганко 198

VIII

МОДЕЛЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СВЯЗИ В УСЛОВИЯХ ИНФОРМАЦИОННОГО ПРОТИВОБОРСТВА

А. А. Кузьмич, О. М. Лепешкин, А. С. Пермяков 203

ОБНАРУЖЕНИЕ АНОМАЛЬНОГО ПОВЕДЕНИЯ В ПРОЦЕССЕ УПРАВЛЕНИЯ РОБОТЕХНИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕЙРОННОЙ СЕТИ

Д. А. Иванов, В. Б. Сычужников, А. С. Фроленков, К. В. Яцук 211

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ МАЛОШУМЯЩИХ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ ДЛЯ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ УКВ ДИАПАЗОНА

А. В. Леньшин, В. Н. Тихомиров, Н. М. Тихомиров, Е. В. Шаталов 216

ОСОБЕННОСТИ ФИЗИЧЕСКОГО УРОВНЯ СТАНДАРТА IEEE 802.15.4-2020

Ю. Э. Корчагин, Ю. Г. Петров, К. Д. Титов 224

ОЦЕНКА АМПЛИТУДЫ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ КВАЗИРАДИОСИГНАЛОВ

У. Н. Завалишина, Ю. Э. Корчагин, Н. Д. Титов 234

ОЦЕНКА ИНФОРМАЦИОННОЙ УСТОЙЧИВОСТИ ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ В УСЛОВИЯХ ИНФОРМАЦИОННОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ ПРОТИВНИКА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ДИНАМИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ИУС С СИСТЕМОЙ ДЕСТАБИЛИЗИРУЮЩИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ В СООТВЕТСТВИИ С МОДЕЛЬЮ OSI

О. А. Кудрявцев 243

РАЗРАБОТКА ГРУППЫ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ С РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ПОЛЕЗНОЙ НАГРУЗКОЙ

С. В. Анохин, В. П. Васильев, Л. И. Лазарева, П. Б. Масленников,
Д. В. Родионов 250

СОЗДАНИЕ РЕТРАНСЛЯТОРА НА БПЛА

М. Е. Бояров, А. Б. Давыдов, Д. А. Деревянкин, А. Ю. Дыбля, А. Ю. Замятин 256

СПОСОБ ОРГАНИЗАЦИИ ОДНОРОДНОЙ РАСПРЕДЕЛЁННОЙ СЕТИ РАДИОСВЯЗИ НА БАЗЕ СТАНЦИЙ ТРОПОСФЕРНОЙ СВЯЗИ

И. С. Дудин, В. В. Изотов, С. Е. Потапов, К. А. Хвостова 265

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ КАДРОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ В СОВРЕМЕННЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

С. Н. Жарков 272

УМЕНЬШЕНИЕ ВЛИЯНИЯ НЕЛИНЕЙНОСТИ ДЕТЕКТОРА НА ЧИСТОТУ СПЕКТРА СИГНАЛА В СИСТЕМЕ ФАПЧ С ДРОБНЫМ ДЕЛЕНИЕМ И ДВУМЯ ВЕТВЯМИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

А. В. Леньшин, В. Н. Тихомиров, Е. В. Шаталов.....283

УЧЁТ ВЛИЯНИЯ СТРУКТУРЫ ИОНОСФЕРЫ НА РАБОТУ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ЛИНИЙ СВЯЗИ

Д. В. Пужкин, А. С. Щеголевых 299

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ МОДЕЛИ И АРХИТЕКТУРЫ КАНАЛОВ КОМПЕНСАЦИИ ПАРАЗИТНОЙ УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИИ ЦИФРОВЫХ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ

В. Т. Буславский, В. В. Лебедев, А. Д. Мушин 307

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

ВЕРОЯТНОСТНАЯ МОДЕЛЬ ПРОЦЕССА ПРОСТРАНСТВЕННОГО ПОИСКА БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА С РЕТРОПРОЕКТОМ ЛАЗЕРНЫМ СРЕДСТВОМ УПРАВЛЕНИЯ СРЕДИ ЛОЖНЫХ ЦЕЛЕЙ

В. С. Калинин, А. А. Козирацкий.....319

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ВОЗМОЖНОСТИ РЕГИСТРАЦИИ ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ФОТОПРИЕМНЫМ УСТРОЙСТВОМ НА ФОНЕ РАССЕЯННОГО ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ С УЧЁТОМ ДИФРАКЦИИ ВОЛНЫ

А. Ю. Козирацкий, А. А. Козирацкий, А. Г. Петухов.....327

РАСЧЁТ ИНТЕНСИВНОСТИ ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ В АТМОСФЕРЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ РАСПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ ИЗЛУЧЕНИЯ НА ИНТЕНСИВНОСТЬ

А. А. Березин, Р. А. Горелов, А. А. Жидков, А. С. Мешков 341

ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫЙ СПОСОБ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА МАЛОГО КЛАССА ПО ОПТИЧЕСКОМУ КАНАЛУ НА ОСНОВЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ РЕТРООТРАЖЕННОГО ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

А. А. Козирацкий, О. В. Кусакин, А. Г. Петухов 349

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

АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ ТРАЕКТОРИЙ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В МНОГОПОЗИЦИОННЫХ ПАСИВНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ КОМПЛЕКСАХ

Р. С. Куликов, А. П. Малышев, В. Б. Пудловский, А. А. Чугунов 361

АЛГОРИТМЫ АНАЛИЗА ЛИНЕЙНО-ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОГО АНАЛИЗА

Х. Н. Чан, А. С. Подстригаев, Ч. Н. Нгуен 371

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

АНАЛИЗ LVD АЛГОРИТМА ПОСТРОЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ ДВИЖУЩЕЙСЯ ЦЕЛИ А. А. Монаков	1
ВЕРОЯТНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА С УЧЕТОМ ИСКАЖЕНИЙ ВО ВХОДНОЙ ЦЕПИ ПРИЕМНИКА Г. А. Бакаева	18
ВЛИЯНИЕ ЭФФЕКТИВНОЙ ПОВЕРХНОСТИ РАССЕЯНИЯ ЦЕЛИ И ХАРАКТЕРИСТИК РЛС НА ДАЛЬНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ ЦЕЛИ, И СПОСОБЫ УМЕНЬШЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ И ИНФРАКРАСНЫХ СИГНАТУР С. А. Вызулин, М. Г. Гуйдалаев, П. А. Строгий	28
ДАЛЬНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ КОМПЛЕКСОВ АКТИВНО- ПАССИВНЫМИ СИСТЕМАМИ РАДИОЛОКАЦИИ А. В. Богословский, С. Н. Разиньков, О. Э. Разинькова	33
ДИАГРАММА НАПРАВЛЕННОСТИ ПО МОЩНОСТИ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С ЛОКАЛЬНО ПЛОСКИМИ ИСКАЖЕНИЯМИ ГЕОМЕТРИИ ИЗЛУЧАЮЩЕГО РАСКРЫВА Д. Д. Габриэльян, Д. С. Федоров, В. Н. Шацкий	48
ИСКЛЮЧЕНИЕ БОКОВЫХ ПИКОВ АВТОКОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ ЭХО-СИГНАЛА НЕЛИНЕЙНОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ Д. А. Литвинов, М. О. Лихоманов, М. В. Ноздрюхин, А. Р. Рюмшин	54
ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ СВОЙСТВ АНТЕННЫ ПРИ РАБОТЕ В ЗОНЕ ФРЕНЕЛЯ Ю. В. Бакшеева, Е. В. Силяков	61
К ВОПРОСУ О ФОРМИРОВАНИИ ОДНОРОДНОГО ДИНАМИЧЕСКОГО МАССИВА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ДАННЫХ Д. А. Пальгуев	70
КЛАССИФИКАЦИЯ РАДИОПОГЛОЩАЮЩИХ МАТЕРИАЛОВ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ В КАНАЛАХ ВОЗДУХОЗАБОРНЫХ УСТРОЙСТВ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ ВОЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ В. А. Кузнецов, Н. А. Меньших	79

КОГЕРЕНТНОСТЬ АКТИВНЫХ ШУМОВЫХ ПОМЕХ В РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ С АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ О. Е. Кудряшова, Е. В. Леговцова, В. В. Насонов, Е. С. Фитасов	89
МЕТОДИКА ОБОСНОВАНИЯ МЕРОПРИЯТИЙ РАЗВИТИЯ СИСТЕМЫ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ РАЗВЕДКИ ВОЗДУШНОГО ПРОСТРАНСТВА В. Ю. Пальчик	98
МЕТОДИКА ПОСТРОЕНИЯ ЛИНИЙ РАВНЫХ ДОПЛЕРОВСКИХ ЧАСТОТ ДВУХПОЗИЦИОННОЙ РСА С. А. Воронцова, М. Н. Пиганов	108
ОБНАРУЖЕНИЕ ДВИЖУЩИХСЯ ОБЪЕКТОВ ПАССИВНОЙ СИСТЕМОЙ РАДИОПРИЕМНИКОВ СОВМЕСТНО С РАДИОМЕТРОМ С. М. Гудков, В. К. Ключко, А. Г. Охрименко	119
ОПТИМИЗАЦИЯ УРОВНЯ АВТОНОМНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ КОМПЛЕКСА С БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ ПРИ НЕОДНОРОДНОСТИ ВЫПОЛНЯЕМЫХ ОПЕРАЦИЙ С. А. Мочалов	127
ОПТИМИЗАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК И ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАДИОЛОКАТОРА С СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ КОСМИЧЕСКОГО БАЗИРОВАНИЯ В РЕЖИМЕ ОДНОПРОХОДНОЙ ИНТЕРФЕРОМЕТРИИ И. Н. Давыденко, С. В. Козлов, К. В. Ле, М. А. Лобан	134
ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ С ДОПОЛНИТЕЛЬНЫМ КАНАЛОМ МНОГООБЗОРНОГО НАБЛЮДЕНИЯ Н. А. Белавин, А. В. Голубев, Ж. С. Олим, А. Б. Силантьев, К. А. Фернанду	142
ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ БОРЬБЫ ВОЙСК ПВО С МАЛОРАЗМЕРНЫМИ БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ И. М. Косачев, Н. Н. Чугай	150
ПОЛНЫЙ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫЙ АНАЛИЗ - ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛА ПРИ НАЛИЧИИ НЕСТАЦИОНАРНЫХ, КОРРЕЛИРОВАННЫХ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ Н. В. Верденская, И. А. Иванова, Д. Д. Ступин	157
ПРИМЕНЕНИЕ СПОСОБА СИНТЕЗИРОВАНИЯ АПЕРТУРЫ В НАЗЕМНОЙ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ И. Д. Исаев, А. Н. Савельев, А. Н. Семенов	167
ПРОБЛЕМЫ БОРЬБЫ ВОЙСК ПВО С МАЛОРАЗМЕРНЫМИ БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ И. М. Косачев, К. Н. Чугай	177

ПРОЕКТИРОВАНИЕ СХЕМЫ ДЕЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ С ОТНОШЕНИЕМ 10:1 НА ЧАСТОТЕ 9.4 ГГц Н. М. Жанг, Л. К. Т. Нам, Ч. Д. Лонг, Ч. Т. Тай, Н. Д. Винь	183
ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В РЛС С ПОДСВЕТКОЙ ПРОСТРАНСТВА А. Ф. Крячко, Я. Я. Левин, М. Е. Невейкин, Г. М. Ревунов	190
РАЗДЕЛЕНИЕ КЛАСТЕРА В АЛГОРИТМЕ МНОГОГИПОТЕЗНОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ В. А. Белокуров	197
РАЗРАБОТКА ПРОГРАММЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ ИОНОСФЕРНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ЗАГОРИЗОНТНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ НА ЯЗЫКЕ C# К. В. Авдеев, С. В. Литвинов, Г. А. Милорадов, А. И. Миронов	201
РАСЧЕТ МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ В БИСТАТИЧЕСКОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ А. В. Толмачёв	212
СОВМЕСТНОЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОМПЛЕКСНОГО ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ И МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ ДЛЯ РАЗРАБОТКИ И ОТЛАДКИ АЛГОРИТМОВ АДАПТАЦИИ ЗАГОРИЗОНТНЫХ РЛС ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА К ИОНОСФЕРНЫМ УСЛОВИЯМ А. О. Щирый	221
СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ И ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ ПОСАДКИ П. В. Павлов, Ю. Е. Павлова, Е. С. Перевозов	235
СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ ДВИЖУЩИХСЯ ОБЪЕКТОВ ПЯТИКАНАЛЬНЫМ РАДИОПРИЕМНИКОМ В. К. Ключко, Ву Ба Хунг	241
СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ОДНОКАНАЛЬНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ И ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛА РАДИОЛОКАТОРОМ С ПОЛНЫМ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ И ПРИЕМОМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МОДЕЛИ ОТРАЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ОТ ОБЪЕКТА СЛОЖНОЙ ФОРМЫ Н. В. Верденская, И. А. Иванова, Д. Д. Ступин	247
СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ТОЧНОСТИ СЛЕДЯЩИХ РАДИОВЫСОТОМЕРОВ А. А. Монаков, А. А. Тарасенков	258

ТЕОРЕТИКО-МНОЖЕСТВЕННОЕ ОБОСНОВАНИЕ КОМБИНИРОВАННОГО МЕТОДА БОРЬБЫ С НЕОДНОЗНАЧНОСТЬЮ ИЗМЕРЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ.

К. А. Андрей, В. С. Марюхненко 266

ТРАССОВОЕ СОПРОВОЖДЕНИЕ И ИДЕНТИФИКАЦИЯ ОБЪЕКТОВ В СТРУКТУРНО-ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ АКТИВНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ

С. Н. Разиньков, А. В. Тимошенко 273

ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ПРИЕМНИКУ СИСТЕМЫ ПОДПОВЕРХНОСТНОЙ ЛОКАЦИИ НА ОСНОВЕ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

О. А. Топольский, Д. А. Черепанов, В. Р. Юршин.....286

УПРАВЛЕНИЕ ОБЗОРОМ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ДЛЯ НАБЛЮДЕНИЯ ВЫСОКООРБИТАЛЬНЫХ КОСМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

Ю. В. Бабкин, Н. А. Белавин, В. И. Ким, А. Б. Силантьев, А. В. Тимошенко 292

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ПРОЕКЦИОННОГО МЕТОДА ДОПЛЕРОВСКОЙ ФИЛЬТРАЦИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ ПРИ ОБНАРУЖЕНИИ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ С МАЛЫМИ РАДИАЛЬНЫМИ СКОРОСТЯМИ

Д. А. Васильев, С. А. Козлов, Е. В. Леговцова, Е. С. Фитасов.....304

ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ ЭФФЕКТИВНОСТЬ И РАСПРЕДЕЛЕНИЕ РЕСУРСОВ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ ЦЕЛЕЙ В НЕКООПЕРАТИВНОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СЕТИ

А. В. Кричигин, Е. А. Маврычев 312

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

АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВЕКТОРОВ СКОРОСТЕЙ ДВУХ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЧЕТЫРЕХ ЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ И ИЗЛУЧАЮЩЕЙ ОПОРНОЙ РЕПЕРНОЙ СТАНЦИИ

А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов 323

АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ДВУХ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЧЕТЫРЕХ ЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ И ИЗЛУЧАЮЩЕЙ ОПОРНОЙ РЕПЕРНОЙ СТАНЦИИ

А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов 333

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ДЕТЕРМИНИРОВАННЫХ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ СОСЕДНИХ УЗЛОВ В СЕТЯХ С НАПРАВЛЕННЫМИ АНТЕННАМИ (НЕПРЕРЫВНОЕ ВРЕМЯ)

С. Ю. Алехин, Е. В. Григорьев, А. Е. Лимарев, В. Е. Прохоров, Д. Ю. Чаркин.....341

XIV

ВОЗМОЖНОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ СТРУКТУРЫ ПРИЕМНИКА ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ В АППАРАТУРЕ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

И. А. Курчанов, В. В. Севидов.....359

ДАЛЬНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ МАЛОШУМНОГО ИСТОЧНИКА ПО ШУМОВОМУ ПОЛЮ

Е. С. Казначеева, В. М. Кузькин, Ю. В. Матвиенко, С. А. Переселков, П. В. Рыбняц, С. А. Ткаченко, Ю. А. Хворостов.....365

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ГОРИЗОНТАЛЬНОЙ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННЫ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ГОЛОГРАММЫ В ОКЕАНИЧЕСКОМ ВОЛНОВОДЕ

И. В. Казначеев, В. М. Кузькин, С. А. Переселков, Д. Ю. Просовецкий, П. В. Рыбняц, С. А. Ткаченко.....372

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЛОКАЛЬНОЙ НАВИГАЦИИ ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ СИТУАЦИОННОЙ ОСВЕДОМЛЕННОСТИ ГРУППЫ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ

С. И. Бабусенко, А. В. Журавлев, В. В. Кирюшкин, И. В. Шуваев 382

Том 4

Секция 6. Навигация. Позиционирование. Морская локация и навигация.

Гидроакустика. Системы наведения.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СИСТЕМЫ ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА ДЛЯ АВТОНОМНОЙ ЕГО ПОСАДКИ

В. П. Васильев, Л. И. Лазарева, Д. В. Родионов.....1

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА ПОИСКА ПУТИ ДЛЯ ГРУППЫ МОБИЛЬНЫХ РОБОТОВ

С. П. Андикаев, Д. А. Кошелев, А. А. Ромашов.....7

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ С ОПТИМАЛЬНЫМИ КОРРЕЛЯЦИОННЫМИ СВОЙСТВАМИ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В ЗАДАЧАХ ГИДРОАКУСТИКИ

А. Ю. Глухов, А. В. Исаев, С. А. Петров, А. С. Щербаков 12

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ФОРМИРОВАТЕЛЯ СИГНАЛОВ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ

Д. А. Кисилев, П. Д. Коратаев, В. В. Неровный, А. В. Сальников, В. В. Филоненко 20

КАЛИБРОВКА АНТЕННЫХ ЗАДЕРЖЕК В СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ЛОКАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

Т. А. Бровко, Р. С. Куликов, В. Д. Семенов, Д. В. Царегородцев.....27

КАЛИБРОВКА ТРАКТОВ ПРИЁМА ГИДРОАКУСТИЧЕСКОГО ФАЗОВОГО ПЕЛЕНГАТОРА

В. Г. Арсентьев, Г. И. Криволапов 33

КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ ЛАГ С РЕЖИМОМ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ТЕЧЕНИЙ В. Ю. Волощенко, Е. В. Волощенко.....	44
МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ СИГНАЛОВ С ПОНИЖЕННЫМ УРОВНЕМ ВНЕПОЛОСНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ДЛЯ ЛОКАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ С. И. Бабусенко, А. В. Журавлев, П. Д. Коратаев, В. В. Неровный, А. В. Смолин, Т. Ю. Урывская.....	57
МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ НАВИГАЦИОННОГО СИГНАЛА С ДВОЙНОЙ МЕАНДРОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ А. В. Журавлев, П. Д. Коратаев, Н. А. Неровная, В. В. Неровный, В. В. Филоненко.....	65
МЕТОДОЛОГИЯ ФОРМИРОВАНИЯ ТРЕБОВАНИЙ К СИСТЕМЕ НАВИГАЦИОННОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПОЛЕТОВ АВИАЦИИ ВОЗДУШНО-КОСМИЧЕСКИХ СИЛ. ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ А. В. Коровин.....	72
МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛА, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ПРОФИЛОГРАФОМ ТЕЧЕНИЙ В. В. Поляков	79
О ВЛИЯНИИ НАКЛОНА ОТРАЖАЮЩЕГО СЛОЯ ИОНОСФЕРЫ НА ТОЧНОСТЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ А. Д. Виноградов, Л. А. Минин, Е. Ю. Морозов, С. Н. Ушаков	85
О ПРИМЕНЕНИИ МОБИЛЬНЫХ СРЕДСТВ НАВИГАЦИИ ПРИ РЕАЛИЗАЦИИ СИСТЕМЫ ARNT Аль-Рубой Мудар, Е. А. Рубцов	91
ОБОСНОВАНИЕ РАЗМЕРА БАЗЫ В УГЛОМЕРНЫХ СИСТЕМАХ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ И. Ю. Еремеев, И. В. Житков, В. В. Печурин, С. С. Семенюк.....	100
ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ФУНКЦИИ КИНЕМАТИЧЕСКОЙ СВЯЗИ МЕЖДУ УСКОРЕНИЯМИ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА И ЕГО РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНОЙ ИНФОРМАЦИЕЙ В. В. Легкоступ	107
ОЦЕНИВАНИЕ ЧАСТОТНОГО СДВИГА АДДИТИВНЫХ КОМПОНЕНТНЫХ СИГНАЛОВ С СОВМЕЩЕНИЕМ НЕСУЩИХ ЧАСТОТ НА ОСНОВЕ АПРИОРНЫХ СВЕДЕНИЙ О СИНХРОКОМБИНАЦИИ КАНАЛЬНОГО УРОВНЯ А. Г. Крылов, Р. Р. Саниев, Н. В. Семенов, С. С. Семенюк	118
ОЦЕНКА МГНОВЕННОЙ ФАЗЫ ВНУТРИСИСТЕМНЫХ ПОМЕХ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ А. В. Коровин, Ю. С. Левицкая	132

ОЦЕНКА СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОЙ ОШИБКИ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ С ИНФОРМАЦИОННОЙ ИЗБЫТОЧНОСТЬЮ

М. В. Авдеев, С. Н. Богомолов, Н. В. Дубинин.....138

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМА АБСОЛЮТНОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ И НАЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ ПРИ ОСУЩЕСТВЛЕНИИ ДЕЙСТВИЙ В СОСТАВЕ БОЕВЫХ ПОРЯДКОВ

А. А. Воробьёв, Д. А. Михейкин, Д. И. Савин 144

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМА КОНТРОЛЯ ЦЕЛОСТНОСТИ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ

Д. И. Савин, В. С. Сергеев, Д. С. Сорокин 150

ПОДАВЛЕНИЕ ПОМЕХИ СУДОХОДСТВА ПРИ ГИДРОАКУСТИЧЕСКОМ ПОИСКЕ ПОДВОДНОГО ОБЪЕКТА

В. Г. Арсентьев, Г. И. Криволапов 154

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ СТРУКТУРНО-ВРЕМЕННОГО КОМПЕНСАТОРА СИГНАЛОПОДОБНЫХ ПОМЕХ ДЛЯ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ

С. И. Бабусенко, А. В. Журавлев, В. В. Кирюшкин.....162

СИНТЕЗ УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ ПО МЕТОДУ ЛЁТОВА-КАЛМАНА ДЛЯ НАВЕДЕНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА ВДОЛЬ ГИПЕРБОЛЫ ПОЛОЖЕНИЯ

В. В. Легкоступ 172

СИСТЕМА НАВИГАЦИИ ВНУТРИ ПОМЕЩЕНИЙ НА БАЗЕ МАЯКА С ПРОСТРАНСТВЕННО-РАСПРЕДЕЛЕННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ

Т. А. Бровко, Р. С. Куликов, Н. И. Петухов, С. А. Серов 181

СОСТОЯНИЕ И НАПРАВЛЕНИЕ РАЗВИТИЯ ПОДСИСТЕМ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО ДОПОЛНЕНИЯ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ.

М. В. Авдеев, С. Н. Богомолов, Д. В. Шатов.....188

СПОСОБ МОНИТОРИНГА ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОГО СОСТОЯНИЯ ГРУППЫ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ ПРИ ЛОКАЛЬНОЙ НАВИГАЦИИ

И. В. Шуваев 197

СПОСОБ НАЧАЛЬНОЙ ВЫСТАВКИ БИНС ПО ПАРАМЕТРАМ ОРИЕНТАЦИИ ПО СИГНАЛАМ ТРЁХ НАЗЕМНЫХ РАДИОИЗЛУЧАТЕЛЕЙ И ОДНОЙ ПРИЁМНОЙ АНТЕННЫ

О. С. Балабаев, А. В. Прохорцов 202

СПОСОБ ОБРАБОТКИ МНОГОЛУЧЕВЫХ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

С. В. Ляпичев, А. А. Степанов, А. Н. Филиппов.....210

ФОРМИРОВАНИЕ ГОЛОГРАФИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЫ НА СТАЦИОНАРНОЙ АКУСТИЧЕСКОЙ ТРАССЕ ПРИ ПРОДОЛЬНОМ РАСПРОСТРАНЕНИИ ВНУТРЕННИХ ВОЛН

Е. С. Казначеева, В. М. Кузькин, С. А. Переселков, Д. Ю. Просовецкий, П. В. Рыбняц, С. А. Ткаченко.....217

Секция 7. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы. Теория фракталов.

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МЕТАПОВЕРХНОСТИ В ФОТОННЫХ ТОПОЛОГИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВАХ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ И ПОЛЕЙ

А. А. Потапов.....230

ИНТЕРВАЛЬНО-ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ХАОТИЧЕСКИХ РАДИОИМПУЛЬСОВ

В. В. Ицков, Л. В. Кузьмин, В. С. Минкин.....260

ИССЛЕДОВАНИЯ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТНЫХ ПАРАМЕТРОВ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

Н. Н. Ахмад, П. А. Трифонов 274

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМ ПРЯМОХАОТИЧЕСКОЙ СВЯЗИ

А. М. Бобрешов, А. С. Величина, А. А. Караваев.....291

ОЦЕНКА СТЕПЕНИ ВЛИЯНИЯ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ С НЕИЗВЕСТНЫМИ МОМЕНТАМИ ПОЯВЛЕНИЯ И ИСЧЕЗНОВЕНИЯ ПРИНИМАЕМЫХ НА ФОНЕ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ И ГАУССОВСКОГО БЕЛОГО ШУМА

Т. Т. Доан, П. А. Трифонов.....297

РАСПРОСТРАНЕНИЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА НАД ПОВЕРХНОСТЬЮ ЗЕМЛИ

Ю. В. Андреев, М. М. Петросян.....308

РАСШИРЕНИЕ ЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА СУММАТОРА УИЛКИНСОНА ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ

А. С. Величина, А. Е. Елфимов, К. В. Смусева, Г. Н. Усков.....315

ХАОТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА АСТАХОВА-АНИЩЕНКО

А. М. Бобрешов, А. Е. Ерёмченко, А. А. Караваев.....323

Секция 8. Электродинамика, распространение радиоволн, антенны.

Цифровые антенные решетки и технология ММО.

АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ РЕЗУЛЬТАТОВ АМПЛИФАЗОМЕТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

В. Н. Атрохов, А. В. Литвинов, С. Е. Мищенко, В. В. Шацкий.....331

XVIII

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ДИНАМИЧЕСКОЙ И СТАТИЧЕСКОЙ НАГРУЗОК ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ БАШНИ Т. Д. Ижокина, А. В. Турецкий.....	342
АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ПАКЕТА ПРИКЛАДНЫХ ПРОГРАММ MATLAB ПО ИССЛЕДОВАНИЮ ТИПОВЫХ РЕШЕНИЙ ТЕХНОЛОГИИ ММО Д. В. Мокринский, В. Е. Тоискин, В. А. Цимбал	349
АНАЛИЗ ИМПУЛЬСНОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ АПЕРТУРЫ А. М. Бобрешов, Е. А. Серегина, К. В. Смусева, Г. Н. Усков	356
АНАЛИЗ МАТРИЦЫ РАССЕЯНИЯ ЧЕТЫРЕХЩЕЛЕВОГО ВОЛНОВОДНОГО НАПРАВЛЕННОГО ОТВЕТВИТЕЛЯ А. А. Пропастин, Ю. С. Русов	364

Том 5

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

АНАЛИЗ ПЕРСПЕКТИВНЫХ МЕТОДОВ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОГО АНАЛИЗА ПРИЗЕМНЫХ И ПОДЗЕМНЫХ АНТЕНН В. И. Николаев, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, С. М. Федоров	1
АНАЛИЗ СХЕМОТЕХНИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ ПРИЕМНО-ПЕРЕДАЮЩИХ ТРАКТОВ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ ДИСТАНЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЕМ МОБИЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ А. Д. Кононов, А. А. Кононов, В. К. Маршаков	15
АНТЕННАЯ СИСТЕМА С РЕГУЛИРУЕМЫМ УГЛОМ ПЛОСКОСТИ ПОЛЯРИЗАЦИИ Н. Н. Горбатенко, В. В. Задорожный, А. Ю. Ларин, Н. И. Чиков.....	25
ВИБРАТОРНАЯ АНТЕННА УКВ ДИАПАЗОНА С ПЛЕЧАМИ В ВИДЕ ПЛОСКИХ НЕРЕГУЛЯРНЫХ СПИРАЛЕЙ В. И. Николаев, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, С. М. Федоров	30
ВЛИЯНИЕ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ НА ПОЛЕВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕМЕНТАРНОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ С. В. Кривальцевич, А. С. Яценко.....	38
ВЛИЯНИЕ ОПТИЧЕСКОЙ ГЛУБИНЫ ТРАССЫ НА ОГИБАЮЩУЮ ГАУССОВСКОГО РАДИОИМПУЛЬСА В РЕЗОНАНСНО-ПОГЛОЩАЮЩЕЙ ГАЗОВОЙ СРЕДЕ Г. М. Стрелков, Ю. С. Худышев.....	44

ВЛИЯНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ СТРУКТУРЫ МИМО СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ
ИНФОРМАЦИИ НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ НЕПРЕРЫВНОГО ГАУССОВСКОГО И
ДИСКРЕТНОГО ДВОИЧНОГО КАНАЛОВ

В. Н. Т. Нгуен, Ю. Н. Паршин 54

ВОЗМОЖНОСТЬ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ИМПЕДАНСНЫХ УСЛОВИЙ НА ГРАНИЦЕ РАЗДЕЛА
СВОБОДНОГО ПРОСТРАНСТВА И ИСКУССТВЕННОГО МАТЕРИАЛА

В. В. Ахияров 63

ВЫБОР ФОРМЫ ОГИБАЮЩЕЙ ИМПУЛЬСА ИЗЛУЧЕНИЯ МОЩНОГО
СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНОГО ГЕНЕРАТОРА

А. А. Волков 71

ГИБРИДНОЕ ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЕ ДЛЯ СИСТЕМ СВЯЗИ С ТЕХНОЛОГИЕЙ
MASSIVE MIMO

Л. И. Аверина, П. А. Токарев 81

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА ЭКВИВАЛЕНТНЫХ ДИСКРЕТНЫХ ИСТОЧНИКОВ ДЛЯ
АППРОКСИМАЦИИ ПРОСТРАНСТВЕННОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО
ПОЛЯ В НЕОДНОРОДНОЙ СРЕДЕ С АПРИОРИ НЕИЗВЕСТНЫМИ МАТЕРИАЛЬНЫМИ
ПАРАМЕТРАМИ В ОБЛАСТИ РАСПОЛОЖЕНИЯ ПОДЗЕМНОЙ АНТЕННЫ УКВ
ДИАПАЗОНА

В. И. Николаев, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, С. М. Федоров 90

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ВЫЯВЛЕНИЯ ОПУХОЛЕЙ ПУТЕМ ИЗЛУЧЕНИЯ
МИЛЛИМЕТРОВЫХ ВОЛН

Е. А. Ищенко, С. М. Фёдоров 98

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОДЗЕМНОЙ АНТЕННЫ УКВ ДИАПАЗОНА, ПОСТРОЕННОЙ НА
ОСНОВЕ КРУГЛОГО ПАТЧ-ИЗЛУЧАТЕЛЯ, ВОЗБУЖДАЕМОГО С ПОМОЩЬЮ
ЦИЛИНДРИЧЕСКОГО РЕЗОНАТОРА

В. И. Николаев, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, С. М. Федоров 105

К ВОПРОСУ ОБ ИЗМЕРЕНИИ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕНН В МЕТРОВОМ И
ДЕЦИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНАХ ЧАСТОТ

Д. П. Кондратьев, С. Е. Нескородов 112

КОМПАКТНЫЙ СВЕРНУТЫЙ ДВОЙНОЙ ВОЛНОВОДНЫЙ ТРОЙНИК ДЛЯ СУММАРНО-
РАЗНОСТНЫХ УЗЛОВ

Ю. С. Русов, Д. Р. Руссо 118

МАЛОГАБАРИТНАЯ ШИРОКОПОЛОСНАЯ ПОДЗЕМНАЯ АНТЕННА НА ОСНОВЕ
ДВУХЗАХОДНОЙ СПИРАЛИ АРХИМЕДА

А. В. Володько, В. И. Николаев, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин,
С. М. Федоров 124

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПРОЦЕССА НАКОПЛЕНИЯ ВОДЫ В РЕФЛЕКТОРЕ ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН М. Ю. Звездина, А. М. Шапошникова, Ю. А. Шокова	131
МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВИБРАТОРА, УЧИТЫВАЮЩАЯ ЕГО КОНЕЧНУЮ ПРОВОДИМОСТЬ Д. С. Ключев, А. М. Нещерет, Ю. В. Соколова.....	145
МЕТОД СИНТЕЗА АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С ПЕРЕСТРАИВАЕМЫМ КОМПЕНСАЦИОННЫМ КАНАЛОМ НА ОСНОВЕ МЕТОДОВ ПАРЦИАЛЬНЫХ ДИАГРАММ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ОПТИМИЗАЦИИ А. В. Литвинов, С. Е. Мищенко, А. С. Помысов, А. К. Цымбалистова, В. В. Шацкий.....	149
МЕТОД СОБСТВЕННЫХ ФУНКЦИЙ В ЗАДАЧАХ ИЗЛУЧЕНИЯ И ДИФРАКЦИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН А. Г. Майоров, С. В. Морозов, Д. П. Табаков	159
МИНИМИЗАЦИЯ НИЖНЕЙ ГРАНИЦЫ КРАМЕРА-РАО ДЛЯ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК С НАПРАВЛЕННЫМИ ИЗЛУЧАТЕЛЯМИ ДЛЯ ОЦЕНКИ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ РАДИОСИГНАЛОВ И. В. Пешков	168
МОДЕЛИРОВАНИЕ ФЛУКТУАЦИЙ ПОКАЗАТЕЛЯ ПРЕЛОМЛЕНИЯ АТМОСФЕРЫ ДЛЯ ПРОГНОЗА НАПРЯЖЕННОСТИ ПОЛЯ ВБЛИЗИ ЗЕМЛИ В. В. Ахияров	174
ОБНАРУЖЕНИЕ С ПОМОЩЬЮ ЛЧМ ЗОНДА-РАДИОПЕЛЕНГАТОРА ДВИЖУЩИХСЯ В АТМОСФЕРЕ ЗЕМЛИ ОБЪЕКТОВ Г. Г. Вертоградов.....	180
ОБЩИЙ АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ В СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНОМ ДИАПАЗОНЕ МЕТОДОМ МИНИМИЗАЦИИ НОРМЫ НЕВЯЗКИ А. М. Бобрешов, А. А. Кононов, К. В. Смусева, Г. Н. Усков.....	193
ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ВЗАИМНОЙ СВЯЗИ ЦЕЛЕВЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ МНОГОДИАПАЗОННЫХ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ РЕШЕТОК О. А. Лаврентьев, С. В. Рудый, В. В. Харченко	200
ОТРАЖАТЕЛЬНЫЙ ВОЛНОВОДНЫЙ ФАЗОВРАЩАТЕЛЬ НА ОСНОВЕ АКТИВНОГО МЕТАМАТЕРИАЛА Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, С. М. Фёдоров	206

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ СПЕКТРА СИГНАЛА НА ЭНЕРГЕТИЧЕСКУЮ ДИАГРАММУ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

А. А. Волков, П. А. Трифонов 211

ПРЕДЕЛЫ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИЗЕМНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИ МАЛЫХ АНТЕНН КВ-ДИАПАЗОНА В СИСТЕМЕ "АНТЕННА - СОГЛАСУЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО" С ОБЩИМИ ПОТЕРЯМИ

Н. Е. Агарков.....219

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИИ ВИРТУАЛЬНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК ДЛЯ МИНИМИЗАЦИИ ВЛИЯНИЯ ПОЧВ НА ТОЧНОСТЬ ПЕЛЕНГАЦИИ

Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, С. М. Фёдоров 234

ПРОГРАММНО-МЕТОДИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС ЭТАПА СИНТЕЗА АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ ПЛАНАРНОГО ТИПА НА ОСНОВЕ ЛИНЗЫ РОТМАНА

Д. С. Алиев, С. Р. Войтенко, А. В. Иванов, М. А. Облогин, В. А. Пендюрин 239

РАСЧЕТ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ В РАСКРЫВЕ АНТЕННЫ ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ С НЕРАВНОМЕРНЫМ ПРОФИЛЕМ

Д. Ю. Крюков, А. В. Останков 245

СИНТЕЗ ШИРОКОПОЛОСНОЙ ПЕЧАТНОЙ АНТЕННЫ С ЦЕНТРАЛЬНО-КОНЦЕВЫМ ПИТАНИЕМ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ ДИПОЛЬНОГО ВИДА

А. А. Колесников 264

СРАВНЕНИЕ МЕТОДОВ РАСЧЁТА РАССЕЯНИЯ РАДИОВОЛН НА МОДЕЛИ ЭЛЕМЕНТОВ РАСТИТЕЛЬНОСТИ

К. С. Артёмов, А. А. Афонин.....269

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АНТЕННЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ДКМВ ДИАПАЗОНА РАЗЛИЧНЫХ ТИПОВ

И. Ю. Хлопушин, А. А. Цветнов 277

УПРАВЛЯЕМЫЙ ПАССИВНЫЙ ЭЛЕМЕНТ ДЛЯ АНТЕННЫХ УСТРОЙСТВ С ПЕРЕКЛЮЧАЕМОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ

Р. А. Асташов, А. С. Ряховский, Н. А. Сеницын 283

ФОРМИРОВАНИЕ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОПРОЗРАЧНОСТИ МЕТАПОВЕРХНОСТИ В СВЧ ДИАПАЗОНЕ

Н. А. Болдырев, А. С. Мазин, А. А. Нудьга, В. В. Старостенко, И. Ш. Фитаев, И. В. Юрась 291

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СВЕРХШИРОПОЛОСНЫХ ИМПУЛЬСОВ НАД ПРОВОДЯЩЕЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ

О. В. Бажанова, В. А. Степкин, Г. Н. Усков 300

ЭЛЕКТРИЧЕСКИ МАЛЫЙ ВИБРАТОР ПИСТОЛЬКОРСА, РЕАЛИЗОВАННЫЙ НА ОСНОВЕ ТРЕХЗАХОДНОЙ СПИРАЛИ

В. И. Николаев, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, С. М. Федоров 306

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ИЗЛУЧЕНИЯ И РАССЕЯНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ РЕШЕТКАМИ ВИБРАТОРОВ ДЛЯ МОБИЛЬНЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ КОМПЛЕКСОВ

А. В. Богословский, А. В. Евсеев, С. Н. Разиньков, О. Э. Разинькова, Ю. В. Сторожук 315

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

СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УЗКОПОЛОСНОЙ ПОМЕХИ В АНТЕННОЙ РЕШЕТКЕ С ФАЗОВОЙ АДАПТАЦИЕЙ

К. В. Буй, Ю. Н. Паршин.....326

АНАЛИЗ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА ОЦЕНИВАНИЯ ПЕЛЕНГА НА ИСТОЧНИК ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН НА ОСНОВЕ ИЗМЕРЕНИЯ РАЗНОСТИ ФАЗ МЕТОДОМ ФУРЬЕ-АНАЛИЗА

А. С. Тормосов, А. В. Тургумбаев.....333

ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПОМЕХ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ АДАПТИВНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

В. А. Павлов, М. Ф. Пашук 338

МЕТОДИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ПОДДЕРЖКИ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ ПО ЧАСТОТНОМУ ПЛАНИРОВАНИЮ В УСЛОВИЯХ ЛОКАЛЬНЫХ ВОЕННЫХ КОНФЛИКТОВ

С. Н. Яньшин.....348

ОПТИМИЗАЦИЯ ЦИКЛОГРАММЫ ПРЕРЫВИСТОЙ ШУМОВОЙ ПОМЕХИ РАДИОЛОКАЦИОННЫМ СРЕДСТВАМ С КВАЗИНЕПРЕРЫВНЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ

С. К. Турбин 355

ОЦЕНИВАНИЕ ДАЛЬНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ В ОСВЕЩЕННОЙ ЗОНЕ И ЗОНЕ ПРИБЛИЖЕНИЯ ПЛОСКОЙ ЗЕМЛИ

А. Д. Торхов, А. В. Тургумбаев 359

ПЕРЕДАТЧИК ФАЗОКОДОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ

Б. Г. Карась 364

ПРОЦЕДУРА АНАЛИЗА ПАРАМЕТРОВ ОБЪЕКТА ПРИ ТЕСТИРОВАНИИ НА ВОЗДЕЙСТВИЕ ЭМП

Д. В. Васильченко, Д. А. Пухов, М. А. Ромащенко 368

СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АКУСТОЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ ПРИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОМ ОБЛУЧЕНИИ ПРОВОДА, ВИБРИРУЮЩЕГО ПОД ДЕЙСТВИЕМ АКУСТИЧЕСКОЙ РЕЧЕВОЙ ВОЛНЫ

В. Б. Авдеев, Д. В. Богданова, А. Н. Катруша, С. А. Катруша.....373

ШУМЫ И ПУТИ ИХ ФИЛЬТРАЦИИ ПРИ АКУСТИКО-ЭМИССИОННОЙ ДИАГНОСТИКЕ СИЛОВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ПЛАНЁРА ВОЗДУШНОГО СУДНА

В. Н. Самойленко, А. О. Самуйлов, И. С. Черепанов 380

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

АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЦЕССОВ КОНТРОЛЯ И ИЗМЕРЕНИЙ ПРИЁМО-ПЕРЕДАЮЩИХ МОДУЛЕЙ НА ПРОИЗВОДСТВЕ

А. В. Куликов 384

Том 6

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

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МОДУЛЯТОРОВ С ЗАДАННЫМ КОЛИЧЕСТВОМ ОДИНАКОВЫХ КАСКАДОВ ТИПА «РЕЗИСТИВНЫЙ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИК НЕЛИНЕЙНАЯ ЧАСТЬ»

А. А. Головков 1

АЛГОРИТМЫ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МОДУЛЯТОРОВ С ЗАДАННЫМ КОЛИЧЕСТВОМ ОДИНАКОВЫХ КАСКАДОВ ТИПА «ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИК–НЕЛИНЕЙНАЯ ЧАСТЬ»

А. А. Головков 9

АНАЛИЗ РАБОТЫ СВЧ УСТАНОВКИ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭФФЕКТА РАДИОЗВУКА

И. Л. Железняк, С. Ю. Федосеев 17

АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ПО ВЫПОЛНЕНИЮ ДИСТАНЦИОННЫХ ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ

Е. В. Богатиков, М. Ю. Кудинова, С. С. Рогов, А. Н. Шебанов.....22

ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ ФАЗОВОГО ШУМА

А. В. Чадин 28

ДВУХКАНАЛЬНЫЙ СВЧ КОМПЛЕКС ДИСТАНЦИОННОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ АТМОСФЕРЫ

М. И. Агафонов, И. Т. Бубукин, А. Л. Панкратов, И. В. Ракуть, А. А. Яблоков 34

К ВОПРОСУ О ДОСТИЖИМЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИКАХ ПРОГРАММНО-ОПРЕДЕЛЯЕМЫХ РАДИОСРЕДСТВ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ОТЕЧЕСТВЕННОЙ ЭЛЕКТРОННОЙ КОМПОНЕНТНОЙ БАЗЫ

А. В. Гречишкин, С. А. Ермаков, А. А. Чиликин 41

КОНСТРУКТИВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ КВАДРАТНОЙ КОАКСИАЛЬНОЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

С. А. Подлиннов, С. И. Разгуляев, И. А. Резаев, Д. В. Шерстюк 49

КОНЦЕПТУАЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ И ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ ПОДСИСТЕМ СОСТАВНЫХ ЧАСТЕЙ БПЛА МИНОМЁТНОГО СТАРТА

И. А. Байгутлина, А. Ю. Замятин, П. А. Замятин 56

КОРРЕКЦИЯ МЕЖСТРОЧНЫХ ПРОМЕЖУТКОВ КАДРОВОЙ РАЗВЕРТКИ ТРЕХМЕРНОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ ПРИ ВОЗВРАТНО-ПОСТУПАТЕЛЬНОМ ДВИЖЕНИИ СВЕТОДИОДНЫХ МАТРИЦ

А. М. Бобрешов, А. Г. Кошелев, Е. В. Лаптиёв 66

МЕТОДИКА ОПТИМИЗАЦИИ ПАРАМЕТРОВ МНОГОКАСКАДНЫХ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МАНИПУЛЯТОРОВ ДЛЯ СОЗДАНИЯ МЕРЦАЮЩИХ ПОМЕХ С ВАРИАНТОМ ВКЛЮЧЕНИЯ РЕАКТИВНОГО ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКА МЕЖДУ ИСТОЧНИКОМ СИГНАЛА И НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТЬЮ

А. В. Фомин 76

МЕТОДИКА ОПТИМИЗАЦИИ ПАРАМЕТРОВ МНОГОКАСКАДНЫХ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МАНИПУЛЯТОРОВ ДЛЯ СОЗДАНИЯ МЕРЦАЮЩИХ ПОМЕХ С ВАРИАНТОМ ВКЛЮЧЕНИЯ РЕАКТИВНОГО ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКА МЕЖДУ НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТЬЮ И НАГРУЗКОЙ

А. В. Фомин 83

МЕТОДЫ НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ В ЗАДАЧЕ КЛАССИФИКАЦИИ ЗАГЛУБЛЕННЫХ ОБЪЕКТОВ

К. Н. Чугай 91

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ПОТЕРЬ В МАГНИТНЫХ КОМПОНЕНТАХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕЙРОСЕТЕВЫХ АЛГОРИТМОВ

Н. Ю. Веретенников, А. А. Моисеенко 96

ОБНАРУЖЕНИЕ И АНАЛИЗ СЕТЕЙ ZIGBEE А. Б. Токарев, И. С. Фаустов.....	106
ОБОСНОВАНИЕ ЭКВИВАЛЕНТНОСТИ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МНОГОКАСКАДНЫХ И ОДНОКАСКАДНЫХ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МАНИПУЛЯТОРОВ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО СИГНАЛА ДЛЯ СОЗДАНИЯ МЕРЦАЮЩИХ ПОМЕХ А. А. Головков, В. А. Головков, А. В. Фомин	115
ОПЕРАЦИОННЫЙ ПОДХОД К ОЦЕНКЕ КВАНТОВОГО ПРЕВОСХОДСТВА НА ПРИМЕРЕ ГЕНЕРАТОРА ПСП В. В. Никулина, И. А. Сафонов	124
ОЦЕНИВАНИЕ ТОЧНОСТИ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ОПТИЧЕСКИМИ ИЗМЕРИТЕЛЯМИ А. А. Васильченко, И. В. Керимов, Е. А. Межаков.....	129
ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МОДУЛЯТОРОВ С ЗАДАННЫМ КОЛИЧЕСТВОМ ОДИНАКОВЫХ КАСКАДОВ ТИПА «СМЕШАННЫЙ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИК–НЕЛИНЕЙНАЯ ЧАСТЬ» А. А. Головков	137
ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ МОДУЛЯТОРОВ С ЗАДАННЫМ КОЛИЧЕСТВОМ ОДИНАКОВЫХ КАСКАДОВ ТИПА «РЕАКТИВНЫЙ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИК–НЕЛИНЕЙНАЯ ЧАСТЬ» А. А. Головков	147
ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ СТРОБОСКОПИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ ПРИ ДЕЙСТВИИ АСИНХРОННЫХ ПОМЕХ В. Д. Захарченко, О. В. Пак.....	155
ПРИМЕНЕНИЕ НМПЛ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ТВЕРДЫХ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ Т. М. Ишкаев, А. Р. Насыбуллин, Р. Р. Фаттахов.....	162
ПРИМЕНЕНИЕ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ВОЛНОВОДОВ С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ СЛОЕМ В КАЧЕСТВЕ БАЗОВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ЭЛЕКТРОТЕРМИЧЕСКИХ СВЧ-УСТРОЙСТВ НА СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ А. А. Скворцов.....	167
ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС МОНИТОРИНГА ДОСТУПА В ПОМЕЩЕНИЕ В РАМКАХ ИДЕОЛОГИИ INTERNET OF THINGS В. В. Верховых, Р. В. Кузьменко, И. А. Сафонов, А. И. Сукачев	175

ПРОЦЕДУРА ОПТИМАЛЬНОГО ПОИСКА И УСТРАНЕНИЯ НЕИСПРАВНОСТЕЙ В МАЛОМОЩНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ DC-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ	
А. В. Гудков, М. А. Ромащенко	181

РАЗРАБОТКА ВОЛНОВОДНЫХ КОМПЛЕКТОВ КАЛИБРОВОЧНЫХ МЕР И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ОСНАСТКИ ДЛЯ ВЕКТОРНЫХ АНАЛИЗАТОРОВ ЦЕПЕЙ	
В. П. Мещанов, К. А. Саяпин	188

СПОСОБЫ ОРГАНИЗАЦИИ ПРОЦЕССА ИДЕНТИФИКАЦИИ СИГНАЛОВ ПРИ ПАНОРАМНОМ РАДИОКОНТРОЛЕ	
А. Г. Студеникин, А. Б. Токарев.....	196

УПРАВЛЕНИЕ ТАММОВСКИМИ РЕЗОНАНСАМИ В ОДНОМЕРНЫХ СВЧ ФОТОННЫХ КРИСТАЛЛАХ	
А. А. Комаров, Д. В. Пономарев, А. В. Скрипаль, В. Е. Шаронов	207

Секция 11. Радиотехнический мониторинг Земли.

РАДИОЛОКАТОР С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ УКВ ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ ДЛЯ МОНИТОРИНГА УКРЫТЫХ И ЗАМАСКИРОВАННЫХ ЦЕЛЕЙ НА БАЗЕ КВАДРОКОПТЕРА	
А. В. Борисенков, О. В. Горячкин, Н. А. Гусев, А. С. Лифанов.....	214

СИНТЕЗ АПЕРТУРЫ АНТЕННЫ ГЕОРАДАРА, РАСПОЛОЖЕННОГО НА БЕСПИЛОТНОМ ЛЕТАТЕЛЬНОМ АППАРАТЕ	
А. И. Баскаков, А. А. Комаров, Б. Одсурэн, Г. Тувдындорж	221

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ГЕОРАДАРА ДЛЯ ПОИСКА ВОДОНОСНОГО СЛОЯ В ЗАСУШЛИВЫХ РАЙОНАХ	
А. И. Баскаков, М. С. Михайлов, Б. Одсурэн, Г. Тувдындорж	225

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

АЛГОРИТМ ВЫБОРА ОПТИМАЛЬНОЙ ПРЕДНАМЕРЕННОЙ ПОМЕХИ ПЕРСПЕКТИВНОЙ СИСТЕМЕ СВЯЗИ ДЖЕЙТРС	
Д. А. Воронкин, Н. В. Никульшин, М. В. Павловский, Р. В. Шарифуллин.....	238

АЛГОРИТМ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ СЕТЬЮ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ	
А. В. Мефедов.....	253

АЛГОРИТМ КОМПЬЮТЕРНОЙ ПРОГРАММЫ РАСЧЕТА ПОКАЗАТЕЛЯ ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКОЙ ЦЕЛЕСООБРАЗНОСТИ СПЕЦИАЛЬНЫХ СИСТЕМ ВООРУЖЕНИЯ И ИХ ЭЛЕМЕНТОВ	
С. С. Воронежский, А. А. Гусев, К. В. Никульшин, М. В. Павловский	259

АППРОКСИМАЦИЯ УНИМОДАЛЬНЫХ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ С «ТЯЖЕЛЫМИ» ХВОСТАМИ М. А. Буранова, В. Г. Карташевский.....	277
ВОПРОСЫ БЕЗОПАСНОСТИ СЕТЕВЫХ ПОДСИСТЕМ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЕДИНЫМ ВРЕМЕНЕМ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ СВЯЗЬЮ В. С. Артамонов, А. Н. Буренин	288
МЕТОДИЧЕСКИЕ ПОДХОДЫ К ОПТИМИЗАЦИИ СОВМЕСТНОГО УПРАВЛЕНИЯ ТРАФИКОМ И ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТЬЮ ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМОЙ ИНФОКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ ВОЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ Д. С. Яговитов.....	300
О МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ С ЭЛЕМЕНТАМИ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА И ЭНТРОПИЙНОМ ПОДХОДЕ А. Н. Голубинский, М. С. Данилов, М. Н. Данильченко, Н. М. Рябков.....	313
О СИНТЕЗЕ ЭФФЕКТИВНЫХ СПЕКТРОЗОНАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ МНОГОКАНАЛЬНОГО ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПРИЕМНИКА ДЛЯ РАДИОМОНИТОРИНГА Е. А. Бокова, В. Н. Поветко, В. Ю. Полев	319
ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ ИНТЕГРАЦИИ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ НА ПРОЦЕССНОЙ ОСНОВЕ РЕАЛИЗАЦИИ СЕТЕЦЕНТРИЧЕСКИХ ПРИНЦИПОВ С. В. Козлов.....	325
ПРИМЕНИМОСТЬ АППАРАТА СВЕРТОЧНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ И МНОГОСЛОЙНОГО ПЕРСЕПТРОНА ДЛЯ ЗАДАЧИ КЛАССИФИКАЦИИ ДВИГАТЕЛЬНОЙ АКТИВНОСТИ ПО СИГНАЛАМ ЭЛЕКТРОЭНЦЕФАЛОГРАММ А. Н. Голубинский, М. С. Данилов, М. Н. Данильченко, Н. М. Рябков.....	336
ПРОЕКТИРОВАНИЕ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНОГО СТЕНДА ДЛЯ ОТРАБОТКИ ПЕРСПЕКТИВНЫХ РЕШЕНИЙ ПРИ СОЗДАНИИ НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ ВЫСОКОЭФФЕКТИВНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ, РАДИОМОНИТОРИНГА И РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЫ И. А. Байгутлина, А. Ю. Замятин, П. А. Замятин	343
ПРОЦЕДУРЫ ИДЕНТИФИКАЦИИ НАРУШЕНИЙ ПОЛИТИКИ БЕЗОПАСНОСТИ В СЕТЕВЫХ ПОДСИСТЕМАХ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЕДИНОГО ВРЕМЕНИ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ СВЯЗЬЮ В. С. Артамонов, А. Н. Буренин	353
РАЗРАБОТКА НАУЧНО-МЕТОДИЧЕСКОГО АППАРАТА ЧАСТОТНО- ТЕРРИТОРИАЛЬНОГО ПЛАНИРОВАНИЯ СЕТЕЙ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ Е. Н. Зуев.....	362

СИСТЕМА ОБМЕНА ДАННЫМИ КАК ФАКТОР СТРАТЕГИЧЕСКОЙ СТАБИЛЬНОСТИ

А.А. Зацаринный¹

¹ Федеральный исследовательский центр «Информатика и управление» Российской академии наук (ФИЦ ИУ РАН), Москва, Россия, Uionenkov@ipiran.ru

Аннотация. Настоящая статья посвящена научно-историческим аспектам создания и развития первой отечественной системы обмена данными с пакетной коммутацией в интересах АСУ Вооруженных Сил. Рассмотрены системотехнические и организационные предпосылки построения СОД на основе центров коммутации сообщений. Отмечено, что создание СОД явилось результатом совместных усилий заказывающих органов Министерства обороны СССР, ведущих предприятий промышленности, а также военных научных организаций, прежде всего 16 ЦНИИИ связи. посвящена вопросам оценки качества информационных систем. Показан опыт создания сети с пакетной коммутацией АРПАНЕТ. Сформулированы актуальные выводы для современной цифровой трансформации с учетом опыта создания СОД.

Ключевые слова: автоматизированная система управления, система обмена данными, центр коммутации сообщений, метод коммутации пакетов, комплекс средств передачи данных, протоколы информационного обмена

DATA EXCHANGE AS A FACTOR OF STRATEGIC STABILITY

A.A. Zatsarinnyy¹

¹Federal Research Center «Computer and Control» of the Russian Academy of Sciences (FRC CSC RAS), Moscow, Russian Federation, Uionenkov@ipiran.ru

Abstract. This article is devoted to the scientific and historical aspects of the creation and development of the first domestic data exchange system with packet switching in the interests of the ACS of the Armed Forces. The system-technical and organizational prerequisites for the construction of SOD based on message switching centers are considered. It is noted that the creation of the SOD was the result of the joint efforts of the ordering bodies of the USSR Ministry of Defense, leading industrial enterprises, as well as military scientific organizations, primarily 16 Central Research Institute of Communications. devoted to the issues of assessing the quality of information systems. The experience of creating a network with packet switching ARPANET is shown. Actual conclusions for modern digital transformation are formulated, taking into account the experience of creating SOD.

Keywords: automated control system, data exchange system, message switching center, packet switching method, complex of data transmission facilities, information exchange protocols quality.

1. ВВЕДЕНИЕ

Острая необходимость обеспечения стратегической стабильности страны в условиях развернувшейся «холодной» войны привела к ускоренному созданию систем стратегического сдерживания, которые включали создание трех компонентов: ядерного и термоядерного оружия (в 1945-1949 гг. - академики И.В. Курчатов, Ю.Б. Харитон, Ю.Д. Сахаров и др.), носителей этого оружия - баллистических ракет дальнего действия (в 1956 г. - академик С.П. Королев, Б.Е. Черток, В.П. Мишин, А.М. Исаев, Л.А. Воскресенский), а также автоматизированных систем управления (АСУ) этим оружием,

включая систему обмена данными (СОД) [1]. Наиболее остро проблема необходимости создания такой АСУ проявилась сразу после образования в 1959 году нового вида Вооруженных сил — Ракетных войск стратегического назначения (РВСН). Только назначенный начальник связи РВСН генерал-майор А.И. Белов обратил внимание на необходимость скорейшего создания АСУ для этого вида Вооруженных Сил [2]. В результате сравнительно быстро, в течение 60-х гг. прошлого столетия, была разработана, испытана и поставлена на вооружение АСБУ РВ СН (1969). Главный конструктор этой системы профессор Т.Н. Соколов был удостоен высокого звания Герой Социалистического труда. Это отдельная очень интересная история [3]. Однако, не умаляя важности и актуальности этой первой АСУ, отметим, что она не решала весь комплекс задач по обеспечению автоматизированного управления войсками, силами и оружием, включая стратегическое ядерное оружие ВВС и ВМФ. Это обусловило постановку в середине 60-х гг. прошлого столетия крупной государственной задачи по созданию межвидовой многофункциональной АСУ ВС [1].

Генеральным заказчиком такой системы выступило 5 Главное управление Минобороны СССР (5 ГУМО). Разработку возглавил директор НИИ автоматической аппаратуры В.С. Семенихин, будущий академик АН СССР, и руководил ими почти четверть века (1967-1990) [4,10]. О роли системы управления и непосредственно В.С. Семенихина ярко сказал маршал войск связи А.И. Белов: «...без соответствующей системы управления ядерное оружие не в состоянии быть ни щитом, ни мечом, ни еще чем-нибудь полезным. И возглавлявший работы по созданию систем управления академик Семенихин достоин быть в одном ряду с Курчатовым, Королевым, Туполевым и другими гигантами «оборонки» [5].

Важнейшим, наиболее наукоемким, компонентом АСУ ВС стала система обмена данными, которая должна была информационно связать сотни комплексов автоматизации на объектах, распределенных по территории страны. Для ее создания потребовалось формирование при создании СОД уникальной организационной схемы, включавшей организации заказчика, кооперации организаций-соисполнителей и военные научно-исследовательские институты. Функции заказчика в широком смысле, как Генерального заказчика, включали обоснование концептуальных взглядов на СОД, ее роль и место в составе системы управления, общий организационно-технический замысел, базовые оперативные требования, программу работ, а также контроль их выполнения в заданные сроки.

2. ОРГАНИЗАЦИЯ РАЗРАБОТКИ СОД

Важнейшим фактором успешного выполнения комплекса работ по созданию, внедрению и развитию системы обмена данными явилась организация эффективного взаимодействия заказчика в лице Управления начальника связи, головного предприятия — НИИ автоматической аппаратуры во главе с Генеральным конструктором АСУ ВС академиком Семенихиным В.С. и ведущими военными НИИ в лице 16 и 27 ЦНИИ. Такое взаимодействие предполагало распределение функций между этими субъектами разработки.

Генеральный заказчик выполнял задачи по обеспечению применения СОД по назначению в составе создаваемых автоматизированных систем, по сопровождению процессов разработки, испытаний и ввода СОД в эксплуатацию, а также ее эксплуатации на объектах заказчика [6,7]. Указанные функции Генерального заказчика выполняло Управление начальника связи (УНС), которое в течение 17 лет (1970-1987) возглавлял маршал войск связи А.И. Белов [7]. При этом Генеральный заказчик взаимодействовал с органами государственной власти и органами военного управления, включая Военно-промышленную комиссию при Совете Министров СССР (заметим, что ВПК в 70-80-е гг. имел огромный «вес»), Министерство радиопромышленности (МРП СССР), Министерство промышленности средств связи (МПСС СССР), Министерство связи (Минсвязи СССР) и, конечно же, Минобороны СССР и Генеральный штаб Вооруженных Сил СССР. Важно подчеркнуть, что Управление начальника связи, как Генеральный заказчик АСУ ВС, обладало всей полнотой прав и обязанностей по обоснованию функциональных оперативных задач, постановке всех видов работ (НИР, ОКР, серийное изготовление, поддержание), а также по координации работ по АСУ, создаваемым по заказам главных и центральных управлений Минобороны СССР, видов Вооруженных сил и родов войск.

Непосредственно функции заказчика АСУ стратегического звена, включая СОД, выполняло 6 управление УНС ВС под руководством заместителя начальника связи по АСУ генерал-лейтенанта Трофимова К.Н. Кирилл Николаевич являлся одним из идеологов создания АСУ, много лет руководил заказывающими органами по АСУ в 5 ГУ МО, затем в составе УНС ВС. За заслуги в создании КСБУ и СОД в январе 1981 года Трофимов К.Н. был удостоен высокого звания Герой Социалистического Труда.

Руководитель головного предприятия НИИ АА академик Семенихин В.С. как Генеральный конструктор АСУ ВС РФ обладал административными возможностями по эффективному управлению всеми ресурсами промышленности: организационными, научными, производственными, финансовыми, кадровыми, а также имел реальные механизмы влияния на предприятия кооперации. При этом активно использовался механизм коллегиальных органов: Советы Главных конструкторов по АСУ ВС и по СОД, научно-технические совещания и семинары с обсуждением как текущих проблем разработки, так и научных проблем перспективного развития АСУ и СОД [1,4].

Особо следует отметить роль военно-научного сопровождения работ по созданию СОД, которое на протяжении многих лет выполнял коллектив 16 ЦНИИИ МО, определенный головным институтом, ответственным за сопровождение разработки СОД. Старейший военный институт (образован в апреле 1923 г. по инициативе будущего академика АН СССР Минца А.Л.), на протяжении многих лет выполнял исследования военно-технических вопросов создания и развития систем и комплексов обмена данными, включая анализ тенденций развития систем передачи данных за рубежом, военно-научное обеспечение работ в промышленности по разработке, внедрению и эксплуатации СОД и ее комплексов, включая оценку соответствия ТТХ системы требованиям ТЗ на основе математического и имитационного моделирования, а также координацию научных исследований в других военных НИУ в части СОД. Кроме

того, институт выполнял разработку научно-методической базы для проведения всех видов испытаний СОД и ее комплексов на стенде Главного конструктора и объектах заказчика [6,8,9,13].

Начальниками института в период создания АСУ (СОД) были: генерал-майор Ермаков В.П. (1962-1971), генерал-майор Федоров В.И. (1971-1977), генерал-лейтенант Нечаев Н.Т. (1977-1986), генерал-майор Якунин В.М. (1977-1992), генерал-майор Азаров Г.И. (1992-2006) [9]. У истоков замысла создания СОД были выдающиеся военные ученые-связисты Гливинский В.Ю., Супрун Б.А., Рыков В.И., Иванов В.Н., Богатырев В.А. и др. [6,8,9]. В последующем в составе подразделений, осуществлявших исследования проблем создания СОД, активно работали Гришанов В.В., Игнатенков В.Г., Поляков А.А., Межогских М.М., Махорин Е.Г., Зацаринный А.А., Коротаев В.Б., Гаранин А.И. и др.

3. СОД КАК ОБРАЗЕЦ СИСТЕМНОГО ПОДХОДА К СОЗДАНИЮ БОЛЬШИХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Реальное воплощение концептуальных замыслов и общих оперативных требований заказчика в конкретные проектные и технические средства, их серийное производство, подготовку и оснащение объектов заказчика осуществлялось предприятиями промышленности. На протяжении нескольких десятилетий головным предприятием по созданию комплексов системы обмена данными являлся НИИ автоматической аппаратуры (ныне он носит имя академика В.С. Семенихина). Научно-производственными коллективами института разрабатывались конкретные технические решения, рабочая, конструкторская и программная документация, создавались опытные образцы и проверки этих решений на стенде.

Руководил НИИАА в течение многих лет академик Семенихин Владимир Сергеевич, который проявил себя выдающимся организатором работ по созданию АСУ Вооруженных Сил, ее структурных и функциональных подсистем [1,4]. Отметим, что в части СОД Семенихин В.С. как Генеральный конструктор АСУ ВС принял три организационных решения, имевших судьбоносный характер для АСУ ВС в целом [10].

Первое из них состояло в том, что он назначил Главным конструктором СОД в 1967 году молодого, но уже опытного военного инженера Мизина И. А., выпускника Военно-Воздушной академии им. Н.Е. Жуковского [10-13]. Игорь Александрович в полной мере оправдал оказанное доверие. За заслуги в создании СОД ему было присвоено воинское звание «генерал-майор», он стал Лауреатом Ленинской премии (1980 г.). А в 1997 году он Указом Президента РФ был назначен Генеральным конструктором АСУ ВС РФ. В целом следует отметить, что И.А. Мизин (1935–1999) оставил яркий след в области вычислительной техники, информационных и телекоммуникационных технологий, он обогатил науку трудами первостепенного научного значения. Академику И.А. Мизину принадлежит около двухсот научных работ, в том числе тринадцать монографий и двенадцать авторских свидетельств [11-16].

Второе решение состояло в поддержке решения о выборе метода коммутации пакетов как основы построения СОД (1970 г.). Это сегодня построение систем передачи данных на принципах пакетной коммутации представляется естественным и очевидным. Однако тогда, в 60-е гг., к таким решениям, особенно применительно к АСУ военного назначения, относились крайне настороженно. Тем более в 1969 году была успешно испытана и принята в эксплуатацию АСБУ РВСН (головное предприятие — ОКБ «Импульс», Главный конструктор Т.Н. Соколов), разработанная на принципах прямых каналов со структурой, соответствующей системе управления. Учитывая опыт участия в разработке АСУ РВСН, Мизин И.А. также предполагал строить СОД на аналогичных решениях. Однако предварительные обследования объектов заказчика показали невозможность реализации такого подхода с учетом ограничений по размещению на объектах высшего звена управления оборудования и соответствующих систем жизнеобеспечения. И тогда, в качестве выхода из создавшегося положения, И.А. Мизиным, совместно с Л.С. Уринсоном и Г.К. Храмешиным, был предложен совершенно новый для отечественной практики метод реализации информационного обмена между объектами АСУ, состоящий в использовании сетевой структуры с автоматическими центрами коммутации сообщений (ЦКС). Директор НИИ АА Семенихин В.С. после ряда совещаний и консультаций по этому вопросу поддержал новые подходы и подготовил доклад Заказчику об использовании в качестве основного системотехнического решения для построения СОД распределенной системы с коммутацией сообщений. Это было, можно сказать, судьбоносное решение для дальнейшего развития СОД [4,6,12]. Более того, это решение явилось огромным стимулом для углубленных научных исследований как в коллективе разработчика, так и в военных НИИ.

И, наконец, третье решение Владимира Сергеевича заключалось в повышении статуса СОД в составе АСУ ВС. Если на первом этапе СОД разрабатывалась в составе командной системы управления, то уже в начале 80-х гг. она получила статус самостоятельного компонента АСУ ВС РФ как базовая СОД, призванная информационно увязать множество комплексов средств автоматизации различных автоматизированных подсистем и звеньев АСУ ВС на основе единой системы протоколов информационного обмена.

После назначения на должность Главного конструктора СОД Мизин И.А. сформировал коллектив молодых амбициозных специалистов. Среди них: Храмешин Г.К., Уринсон Л.С., Муравьев С.К., Ермоленко А.В., Петров В.И., Полянский Л.А., Медведев М.Е. и др. [1,6].

Отметим, что в начале 70-х гг. коллектив Мизина И.А. пополнили профессионалы-разработчики высочайшего уровня Матюхин Н.Я. и Березин В.Н. Они возглавили два важнейших направления разработки СОД.

Так, доктор технических наук Николай Яковлевич Матюхин (в 1978 году избран член-корреспондентом АН СССР), ученик Брука И.С., стал Главным конструктором центра коммутации сообщений, а Владимир Николаевич Березин руководил разработкой сложнейшего комплекса функционального математического обеспечения

ЦКС и СОД в целом. При этом основные системотехнические решения по построению системы обмена данными формировались системными подразделениями под руководством Храмешина Г.К., Голоскера А.И., Егорова Н.А., Щукина Л.Б., Верещагина Э.А. и др. Эти люди находились постоянно в створе решения практических вопросов с заказчиком и институтом: согласование ТТЗ, методик испытаний, состава опытных участков, имитаторов и др.

Необходимо особо отметить вклад Березина В.Н., как активного участника всех этапов разработки, включая многочисленные стендовые и объектовые, предварительные и государственные, испытания СОД и ее отдельных комплексов. При его активном участии был выполнен комплекс организационно-технических мероприятий по переводу СОД в новый режим функционирования (1990 г.), что позволило существенно улучшить ее функциональные и системотехнические возможности и значительно увеличить сроки эксплуатации. Именно Березин В.Н. стал преемником Мизина И.А. после его ухода в Институт проблем информатики РАН и в самые тяжелые 90-е годы в течение более десяти лет достойно выполнял обязанности руководителя НТЦ СПД.

В целом Мизин И.А. со своим коллективом внес существенный вклад в теорию и практику создания больших территориально распределенных телекоммуникационных систем. Так, были исследованы, разработаны, испытаны и внедрены: методы коммутации пакетов (кодограмм); алгоритмы приоритетной обработки и передачи кодограмм; процедуры управления входной нагрузкой на сеть; методы выбора пути; методы передачи информации в многоканальном звене; методы защиты информации от ошибок в каналах связи различной физической природы; методы управления и контроля состояния элементов СОД; методы комплексной защиты информации (шифрование, имитозащита, защита от несанкционированного доступа, комплекс мер по противодействию иностранным техническим разведкам [13-16]. И это далеко не полный перечень важнейших теоретических результатов в области передачи данных.

Важно, что основные теоретические результаты были успешно реализованы в ходе практической реализации работ по созданию СОД. Так, были разработаны комплексные системные решения по созданию территориально распределенной СОД в интересах АСУ ВС, единая система протоколов информационного обмена на всех уровнях, комплексы технических средств, реализующие эти протоколы (центры коммутации сообщений, комплексы средств передачи данных, комплексы повышения достоверности, комплексы контроля и управления, комплексы оконечных средств СОД для объектов), функциональное математическое обеспечение ЦКС, комплекс организационно-технических мероприятий по защите информации, выполнены работы по инженерной подготовке десятков территориально распределенных объектов заказчика, а также организовано обучение специалистов для применения и эксплуатации комплексов СОД на объектах (на стенде Главного конструктора и на базовой кафедре ЛВВИУС).

Отметим большой вклад в создание СОД и кооперации предприятий-соисполнителей. Среди них: Ульяновский НПО «Марс» (Алексейчик В.В., Кидалов В.И.), НПО «Красная Заря» (Главный конструктор Ветчинкин М.И., затем —

Мирошников В.И.), Ереванский НИИ математических машин (Главный конструктор — Атоян Р.В.), Кишиневский КБ завода «Сигнал» (Петяшин И.Б.), НИИССУ (Научно-исследовательский институт систем связи и управления — директор Соколов В.А.), МНИИРС (Московский научно-исследовательский институт радиосвязи — директор Биленко А.П.), НИИ автоматики (Москва — директор Алексеев А.Ф.), Пензенский научно-исследовательский электротехнический институт (ПНИЭИ — директор Старовойтов А.В.), Горьковский НИИ радиосвязи (директор — Белоусов Е.Л.), Электромеханический завод в Свердловске, Завод «Тамбоваппарат», Рязанский завод «Красное знамя» и другие [1,6].

4. ОБ ОПЫТЕ СОЗДАНИЯ ЗАРУБЕЖНЫХ СИСТЕМ С ПАКЕТНОЙ КОММУТАЦИЕЙ

Вместе с тем, основные системотехнические решения по построению СОД на принципах коммутации сообщений (пакетов) были разработаны коллективом НИИ АА с учетом результатов исследований за рубежом в области сетей с коммутацией пакетов, в частности, создания в США в 60-е гг. экспериментальной сети передачи данных ARPANET [17,18].

У истоков этих работ стоял один из учеников Норберта Винера д-р Джозеф Ликлайдер [17]. Психолог, ученый и инженер, автор монографии «Симбиоз компьютера и человека» (1960), Дж. Ликлайдер создал и возглавил в ARPA Офис методов обработки информации, в котором сформулировал базовую концепцию сети как средства коммуникации людей посредством передачи информации. Организовал сотрудничество с ведущими учеными страны: Ларри Робертс, Роберт Тэйлор, Пол Бэран, Леонард Клейнрок, Винт Серф, Роберт Кан и др. Каждый из них внес значимый вклад в теорию и практику сетей с пакетной коммутацией. Так, Полом Бэраном были разработаны решения по обеспечению структурной надежности сети с учетом своих работ по заказу Минобороны США еще в конце 50-х годов, которые он обобщил в книге «Введение в распределенную систему коммутаций» (август 1964) [20].

ARPANET представляла собой сеть, объединившую ЭВМ ряда университетов, институтов и фирм, работавших по контрактам с ARPA. Первая очередь была введена в эксплуатацию в декабре 1969 году в составе 4 узлов, расположенных в Калифорнийских университетах в Лос-Анджелесе (UCLA) и в Санта-Барбаре (UCSB), в Исследовательском институте Стэнфорда (SRI, Stanford Research Institute) и университете штата Юта. Проведение комплекса экспериментальных исследований функционирования сети, включая уникальные измерения множества ее параметров, осуществлялось фирмой BBN под руководством Л. Клейнрока, который выполнил глубокий теоретический анализ и системное обобщение испытаний [19].

Л. Робертс явился инициатором крупной Международной конференции в октябре 1972 по компьютерной связи, на которой убедительно показал компьютерной общественности необходимость единых стандартов информационного взаимодействия, а Роберт Кан (фирма BBN) организовал общественную демонстрацию сети ARPANET. В качестве крупной системной проблемы выявилась непригодность протоколов сети ARPANET для работы с объединенными сетями [17,18].

В результате дополнительных исследований под руководством В. Серфа и Р. Кана в 1974 году были разработаны протоколы TCP/IP, которые на долгие годы стали технологической основой взаимодействия сетей передачи данных, подключаемых к ARPANET. Сеть быстро росла и вскоре в течение 2-3 лет охватила практически всю территорию США [21].

Однако исследования в области пакетной коммутации одновременно велись и в Европе, в частности, в Англии. Так, на симпозиуме в Геттингбурге, штат Теннесси, еще в конце 1967 года был представлен доклад Д. Дэвиса из Национальной физической лаборатории (NPL) о создании в Англии сети с пакетной коммутацией [22]. Дональд Дэвис (1924-2000) получил высшее образование в Имперском Колледже в Лондоне, затем работал в национальной физической лаборатории (National Physical Laboratory — NPL) под руководством Алана Тьюринга (1912 — 1954), создателя первого в Англии компьютера под названием ACE. Д. Дэвис по праву считается пионером британской информатики, одним из изобретателей пакетной коммутации, свои разработки в Англии вел параллельно с ARPA, разработал концепцию сети с пакетной коммутацией, автор известных монографий. Именно ему принадлежит термин «пакет» для обозначения фрагментов файлов, пересылаемых отдельно.

Естественно, возникают вопросы о сравнительной оценке системотехнических решений сети ARPANET и реализованных в СОД. Конечно же, однозначной оценки не существует вследствие прежде всего закрытости работ по СОД. Вместе с тем, можно привести следующие общие соображения.

Особенностью разработки СОД являлась необходимость очень высоких требований по оперативности, надежности и достоверности передачи информации, особенно командной информации. Реализация этих требований ограничивалась возможностями аппаратно-программных средств передачи данных и вычислительной техники, а также существовавшей тогда сети аналоговых каналов связи тональной частоты. Эти обстоятельства привели к необходимости разработки крайне сложных уникальных алгоритмических решений. Так, в частности, следует отметить протоколы передачи кодограмм по многоканальным направлениям связи, протоколы повышения достоверности передачи данных (в том числе по каналам связи пониженного качества), алгоритмы обработки и передачи кодограмм с учетом приоритетности, алгоритмы выбора пути и другие. Кроме того, ряд системотехнических решений основывались на многократном дублировании и резервировании наиболее «узких» мест, как в системе, так и в ее отдельных комплексах. Такие уникальные подходы позволили обеспечить беспрецедентно высокие вероятностно-временные характеристики доведения информации между объектами командной системы управления, а также других подсистем АСУ ВС, а также показатели достоверности передачи информации по каналам связи, близкие к единице.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ ИЛИ КЛЮЧЕВЫЕ ПРОБЛЕМЫ СОЗДАНИЯ СОВРЕМЕННЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ

В заключение отметим, что система обмена данными является ярким примером успешной отечественной разработки в области информационных систем. Результаты комплекса научно-исследовательских, опытно-конструкторских и внедренческих работ по созданию СОД в составе АСУ Вооруженных Сил, — это огромное достижение отечественного военно-промышленного комплекса и военной науки в области информатики, вычислительной техники и информационных технологий, которое по праву войдет в историю.

Вместе с тем, опыт создания СОД содержит много полезного и актуального с позиций организационных и системных принципов, апробированных в ходе ее создания. Достаточно назвать организационные подходы к созданию СОД, основанные на конструктивном взаимодействии Заказчика, Главного конструктора и военных институтов, а также принципы системного подхода, состоящие в декомпозиции оперативно-технических требований к компонентам СОД.

Вне всяких сомнений, система обмена данными, успешно созданная в 80-е годы прошлого столетия, на много лет обеспечила стратегическую стабильность СССР, а затем и России в условиях глобального противостояния с США и другими странами Запада.

ЛИТЕРАТУРА

1. Автоматизация управления. Наш путь. К 50-летию НИИ автоматической аппаратуры им. акад. В.С. Семенихина. — М.: НИИАА, 2006.
2. История войск связи, 2 серия - 22.10.19.
<https://tvzvezda.ru/schedule/filmonline/content/201910221838-AbbMk.html>
3. К истории становления «ядерной кнопки» России. — СПб.: Изд-во СПб ГПУ, Санкт-Петербург, 2003.
4. Система жизни академика В. С. Семенихина. К 100-летию со дня рождения. — М.: АО «НИИАА», 2018.
5. Белов А. И. Воспоминания маршала войск связи / А. И. Белов. — М.: ЗАО «Издания Максимова», 2000.
6. Зацаринный А. А. Система обмена данными: люди, события, факты. — М.: ТОРУС ПРЕСС, 2021. — 516 с.
7. Главное управление Связи Вооруженных Сил Российской Федерации (1919-2019) / В. С. Хохлов и др. — М.: Авиация и спорт, 2019.
8. Зацаринный А. А. О роли и вкладе института в создание и развитие системы обмена данными АСУ ВС / А. А. Зацаринный // Институт военной связи. История и современность 1923-2008 гг. — Мытищи: 16 ЦНИИ МО РФ, 2008. — С. 230-237.
9. Институт военной связи: история и современность / Е. В. Львов // Военная мысль. — 2008. — № 3. — С. 3-4. — <https://elibrary.ru/item.asp?id=10336068> (дата обращения: 16.10.2020).
10. Зацаринный А. А. Академик В.С. Семенихин — выдающийся руководитель работ по созданию АСУ Вооруженных Сил // Стратегические приоритеты. — 2018. — № 1(17). — С. 78-93.
11. Соколов И.А. У истоков российской информатики / И. А. Соколов, А. А. Зацаринный, В. Н. Захаров // Системы и средства информатики. — 2020. — Т. 30, № 2. — С. 195-202.
12. И.А. Мизин — ученый, конструктор, человек / Под ред. акад. И. А. Соколова. — М.: ИПИ РАН, 2010.

13. Зацаринный А. А. Академик Мизин И.А. — военная наука и практика. // И.А. Мизин — ученый, конструктор, человек / Под ред. акад. И. А. Соколова. — М.: ИПИ РАН, 2010. — С. 96-128.
14. Мизин, И. А. Передача информации в сетях с коммутацией сообщений / И. А. Мизин, Л. С. Уринсон, Г. К. Храмушин. — М.: Связь, 1977.
15. Мизин, И. А. Сети коммутации пакетов / И. А. Мизин, В. А. Богатырев, А. П. Кулешов. — М.: Изд. Радио и связь, 1986.
16. Протоколы информационно-вычислительных сетей. Справочник / [С. А. Аничкин и др.]; Под ред. И. А. Мизина, А. П. Кулешова. — М.: Радио и связь, 1990.
17. Russell, A. L. Ideological and Policy Origins of the Internet, 1957-1969 / A. L. Russell // Proceedings of the 29th TPRC. arXiv:cs/0109056. — Alexandria, Virginia, 2001. — Pp. 1-20. — URL: <https://arxiv.org/abs/cs/0109056> (дата обращения: 16.10.2020).
18. Сети ЭВМ / Под ред. В. М. Глушкова. — М.: Связь, 1977.
19. Kleinrock, L. Queueing Systems. Vol. II: Computer Applications. — Wiley Interscience, New York; 1976.
20. Baran, P. On Distributed Communications Networks / - P. Baran. — DOI 10.1109/TCOM.1964.1088883 // IEEE Transactions on Communications Systems. — 1964. — Vol.12, issue 1. — Pp. 1-9. — <https://ieeexplore.ieee.org/document/1088883> (дата обращения: 16.10.2020).
21. Cerf, V. A Protocol for Packet Network Intercommunication / V. Cerf, R. Kahn. — DOI 10.1109/TCOM.1974.1092259 //IEEE Transactions on Communications. — 1974. — Vol. 22, issue 5. — Pp. 637-648. — <https://ieeexplore.ieee.org/document/1092259> (дата обращения: 16.10.2020).
22. Davies, D. W. Communication Networks for Computers / D. W. Davies, D.L. Barber. — John Wiley & Sons, 1973.

REFERENCES

1. Automation of management. Our way. To the 50th Anniversary of the Research Institute of Automatic Equipment of acad. V. S. Semenikhin. 2006. RIAE, Moscow.
2. History of the Signal Troops, 2 series. Available at: <https://tvzvezda.ru/schedule/filmonline/content/201910221838-AbbMk.html>. (accessed Oktober 22, 2019).
3. On the History of the formation of the “Nuclear button” of Russia. 2003. SPb PU Publ., Saint-Petersburg.
4. The system of life of Academician V. S. Semenikhin. To the 100th anniversary of the birth. JSC NIIAA. 2018., Moscow.
5. Belov, A.I. Memoirs of the Marshal of the signal Troops. 2000. Maksimov Publ., Moscow.
6. Zatsarinny, A.A. 2021. Data exchange system: people, events, facts. Moscow: TORUS PRESS. 516 p.
7. Khokhlov, V.S. et al. 2019. Main Directorate of Communications of the Armed Forces of the Russian Federation (1919-2019). Aviation and Sport, Moscow.
8. Zatsarinny, A.A. 2008. Regarding the Institute role and contribution in the creation and development of a data exchange system of Armed Forces ACS. In: Proceedings of the Institute of Military Communications. History and modernity 1923-2008. 16th CSRI of Ministry of Defense, Mytishchi. p. 230-237.
9. Lvov, E.V. 2008. Institute of Military Communications. History and modernity. Military Thought. (3):3-4. Available at: <https://elibrary.ru/item.asp?id=10336068> (accessed 16.10.2020).
10. Zatsarinny, A.A. 2018. Academician V. S. Semenikhin — the outstanding head of works on creation of ASU of Armed Forces of the Russian Federation. Strategic Priorities. 1:78-93. Available at: <https://elibrary.ru/item.asp?id=32779123> (accessed 16.10.2020).
11. Sokolov, I.A., A.A. Zatsarinny, and V.N. Zakharov. 2020. At the origins of Russian informatics. Systems and Means of Informatics. 30(2):195-202. Available at: <https://elibrary.ru/item.asp?id=43155954> (accessed 16.10.2020).

12. Sokolov, I.A. 2010. I.A. Mizin, a scientist, a designer, a person; ed. by I. A. Sokolov. IPI RAS, Moscow.
13. Zatsarinny, A.A. 2010. Academician Mizin I. A. - military science and practice. In: Sokolov I.A. (ed.) I.A. Mizin, a scientist, a designer, a person. IPI RAS, Moscow. p. 96-128.
14. Mizin, I.A., L.S. Urinson, and G.K. Khrameshin. 1977. Transmission of information in message-switched networks. Second ed. Svyaz' Publ., Moscow.
15. Mizin, I.A., V.A. Bogatyrev, and A.P. Kuleshov. 1986. Packet switching networks. Radio i svyaz' Publ., Moscow.
16. Anichkin, S.A., S.A. Belov, and A.V. Bernshteyn. 1990. Protocols of information and computer networks. Reference book; ed. by I. A. Mizin, A. P. Kuleshov. Radio i svyaz' Publ., Moscow.
17. Russell, A. L. 2001. Ideological and Policy Origins of the Internet, 1957-1969 / A. L. Russell // Proceedings of the 29th TPRC. arXiv:cs/0109056. — Alexandria, Virginia, — Pp. 1-20. — Available at: <https://arxiv.org/abs/cs/0109056> (accessed 16.10.2020).
18. Computer Networks; ed. by V. M. Glushkov. 1977. Svyaz' Publ., Moscow.
19. Kleinrock, L. 1976. Queueing Systems. Vol. II: Computer Applications. — Wiley Interscience, New York.
20. Baran, P. 1964. On Distributed Communications Networks / - P. Baran. — DOI 10.1109/TCOM.1964.1088883 // IEEE Transactions on Communications Systems. — Vol.12, issue 1. — Pp. 1-9. — Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1088883> (accessed 16.10.2020).
21. Cerf, V. 1974. A Protocol for Packet Network Intercommunication / V. Cerf, R. Kahn. — DOI 10.1109/TCOM.1974.1092259 //IEEE Transactions on Communications.— Vol. 22, issue 5. — Pp. 637-648. — Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1092259> (accessed 16.10.2020).
22. Davies, D. W. 1973. Communication Networks for Computers / D. W. Davies, D.L. Barber. — John Wiley & Sons.

АЛГОРИТМ ОЦЕНИВАНИЯ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ ОДНОВРЕМЕННО И НЕЗАВИСИМО ФУНКЦИОНИРУЮЩИХ ГЕНЕРАТОРОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЭКСПЕРТНЫХ СИСТЕМ

О. А. Сафарьян¹, И. А. Алферова¹, Ю. И. Найденова¹

¹Донской государственный технический университет (ДГТУ), Ростов-на-Дону, Россия

Аннотация. Рассмотрены вопросы оценивания характеристик сигналов при отсутствии данных о законах распределения частотно-временных параметров сигналов. Предложено использование совокупности многомерных функций распределения, каждая из которых соответствует определенному закону распределения, параметры которого уточняются по результатам одновременного измерения фаз сигналов в течение некоторого измерительного интервала. С использованием измеренных и предполагаемых. Оценки частотно-временных параметров определяются с использованием функции правдоподобия, максимальное значение которой является наибольшим из всего множества рассматриваемых функций распределения. Для реализации операций, выполняемых при оценивании частотно-временных параметров сигналов, предложена экспертная система и рассмотрен алгоритм ее функционирования.

Ключевые слова: частотно-временные параметры сигнала; функция правдоподобия; случайная величина; закон распределения.

ALGORITHM FOR ESTIMATING THE TIME-FREQUENCY PARAMETERS OF SIGNALS OF SIMULTANEOUSLY AND INDEPENDENTLY FUNCTIONING GENERATORS USING EXPERT SYSTEMS

O. A. Safaryan¹, I. A. Alferova¹, J. I. Naydenova¹

¹Don State Technical University, Rostov-on-Don, Russia

Abstract. The issues of evaluating the characteristics of signals in the absence of data on the laws of distribution of frequency-time parameters of signals are considered. It is proposed to use a set of multidimensional distribution functions, each of which corresponds to a certain distribution law, the parameters of which are specified by the results of simultaneous measurement of signal phases during a certain measuring interval. Using the measured and assumed estimates of the time-frequency parameters are determined using the likelihood function, the maximum value of which is the largest of the entire set of distribution functions under consideration. To implement the operations performed when evaluating the time-frequency parameters of signals, an expert system is proposed and the algorithm of its functioning is considered.

Keywords: time-frequency parameters; likelihood function; random value; the law of distribution.

1. ВВЕДЕНИЕ

Возрастание интенсивности обмена информацией наряду с дальнейшим повышением требований к скорости и безопасности передачи данных обуславливают необходимость использования сложных сигналов с фазовой, амплитудно-фазовой манипуляцией, OFDM-сигналов. Применение таких сигналов, в свою очередь,

обуславливает необходимость формирования несущих колебаний, частотно-временные параметры которых, в первую очередь, частота и длительность с высокой точностью соответствуют требуемым значениям. Кроме того, требуется обеспечение низкого уровня фазового шума, наличие которого приводит к увеличению вероятности ошибок демодуляции и соответственно искажений передаваемых данных при использовании цифровых методов передачи.

В настоящее время для стабилизации частоты наиболее широко применяются методы и способы, в основе которых лежит метод фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Однако использование такого метода связано с наличием высокостабильных генераторов, применение которых ограничивается сложностью эксплуатации и высокой стоимостью. В то же время большое число инфокоммуникационных, измерительных радиосистем включает большое число одновременно и независимо функционирующих генераторов [1-3]. Указанное обстоятельство, как показано в работах [4-7], может быть использовано для повышения стабильности генераторов путем оценивания текущих значений характеристик каждого из генераторов на основе результатов одновременного измерения фаз формируемых сигналов и их последующей обработки. Однако прямое применение указанного метода ограничивается необходимостью данных о законе распределения отклонений частоты сигнала. В то же время широко используемый нормальный закон распределения и рассматриваемый в работах [4-7] не всегда является корректным при описании процессов отклонения частоты. Последнее определяет необходимость обобщения полученных ранее результатов на случай

С учетом этого целью доклада является разработка алгоритма, позволяющего получать оценки частоты и относительной нестабильности генераторов при отсутствии априорных данных о параметрах их распределения.

2. АЛГОРИТМ ОЦЕНИВАНИЯ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ

Обобщенное представление сигналов, используемых в качестве несущей, может быть представлено в виде

$$u_n(t) = U_n(t) \cos(2\pi \cdot \Psi_n(t)), \quad (n = 1, \dots, N), \quad (1)$$

где $U_n(t)$ и $\Psi_n(t)$ - соответственно амплитуда и фаза n -го сигнала. Для каждого из этих сигналов в течение каждого общего измерительного интервала $t_k^{(0)}$ ($k = 1, \dots, K$) проводится измерение фазы $\Psi_{n,k} = \omega_n \cdot t_k$. В то же время для каждого сигнала с учетом предполагаемых значений частоты и длительности может быть получено предполагаемое значение фазы n -го сигнала $\Psi_{n,k}^{(0)} = \omega_n^{(0)} \cdot t_k^{(0)}$, соответствующее предполагаемым значениям частотно-временных параметров формируемых сигналов.

а. Основные соотношения

На основе полученных данных об измеренных и предполагаемых значениях фаз сигналов формируется функция правдоподобия $L(\Delta t, \Delta \omega, \Delta \sigma)$, аргументами которой являются:

- вектор $\Delta \mathbf{t}$ - множество значений отклонений длительности формируемого интервала, в течение которого измеряются фазы сигналов от предполагаемого значения $\Delta \mathbf{t} = \{\Delta t_1, \Delta t_2, \dots, \Delta t_K\}$, $\Delta t_k = t_k - t_k^{(0)}$;

- вектор $\Delta \omega$ - множество значений отклонений частоты формируемого сигнала от предполагаемого значения $\Delta \omega = \{\Delta \omega_1, \Delta \omega_2, \dots, \Delta \omega_N\}$, $\Delta \omega_n = \omega_n - \omega_n^{(0)}$;

- вектор $\Delta \sigma$ - множество значений отклонений относительной нестабильности частоты формируемого сигнала от предполагаемого значения $\Delta \sigma = \{\Delta \sigma_1, \Delta \sigma_2, \dots, \Delta \sigma_N\}$, $\Delta \sigma_n = \sigma_n - \sigma_n^{(0)}$.

Указанная функция правдоподобия может быть представлена в виде

$$L(\Delta \mathbf{t}, \Delta \omega, \Delta \sigma) = \sum_{n=1}^N \ln p_n(\Delta \mathbf{t}, \Delta \omega, \Delta \sigma), \quad (2)$$

где $p_n(\Delta \mathbf{t}, \Delta \omega, \Delta \sigma)$ - плотности вероятности соответственно амплитуда и фаза n -го сигнала.

Предельными случаями законов распределения $p_n(\Delta \mathbf{t}, \Delta \omega, \Delta \sigma)$ могут являться нормальный и равномерный законы распределения, промежуточными случаями – логарифмически-нормальный закон распределения и закон распределения χ^2 .

В первом случае функция правдоподобия имеет вид

$$L_1(\Delta \mathbf{t}, \Delta \omega, \Delta \sigma) = \sum_{n=1}^N \frac{(\Psi_{n,k} - \Psi_{n,k}^{(0)} - \Delta \omega_n \cdot t_k^{(0)} - \omega_n^{(0)} \cdot \Delta t_k)^2}{2\sigma_n^2}, \quad (3)$$

в случае равномерного закона распределения

$$L_2(\Delta \mathbf{t}, \Delta \omega, \Delta \sigma) = \sum_{n=1}^N \ln(\Psi_{n,k} - \Psi_{n,k}^{(0)} - \Delta \omega_n \cdot t_k^{(0)} - \omega_n^{(0)} \cdot \Delta t_k). \quad (4)$$

6. Анализ функций правдоподобия

На рис. 1 для случая совокупности 100 сигналов с частотой $\omega_n^{(0)} = 2\pi \cdot 10^6$ рад/с и относительной нестабильностью $\sigma_n = 10^{-6}$ ($n = 1 \dots 100$) приведены зависимости $L_1(\Delta \mathbf{t}, \Delta \omega, \Delta \sigma)$ и $L_2(\Delta \mathbf{t}, \Delta \omega, \Delta \sigma)$ от ошибок оценивания частотно-временных параметров (отклонения частоты сигнала $\Delta \omega_n$ и длительности измерительного интервала Δt_k). Искомые оценки частотно-временных параметров определяются из следующего условия ($i = 1, 2$)

$$\begin{cases} \frac{\partial L_i(\Delta \mathbf{t}, \Delta \omega, \Delta \sigma)}{\partial \Delta \mathbf{t}} = 0, \\ \frac{\partial L_i(\Delta \mathbf{t}, \Delta \omega, \Delta \sigma)}{\partial \Delta \omega} = 0, \\ \frac{\partial L_i(\Delta \mathbf{t}, \Delta \omega, \Delta \sigma)}{\partial \Delta \sigma} = 0. \end{cases} \quad (5)$$

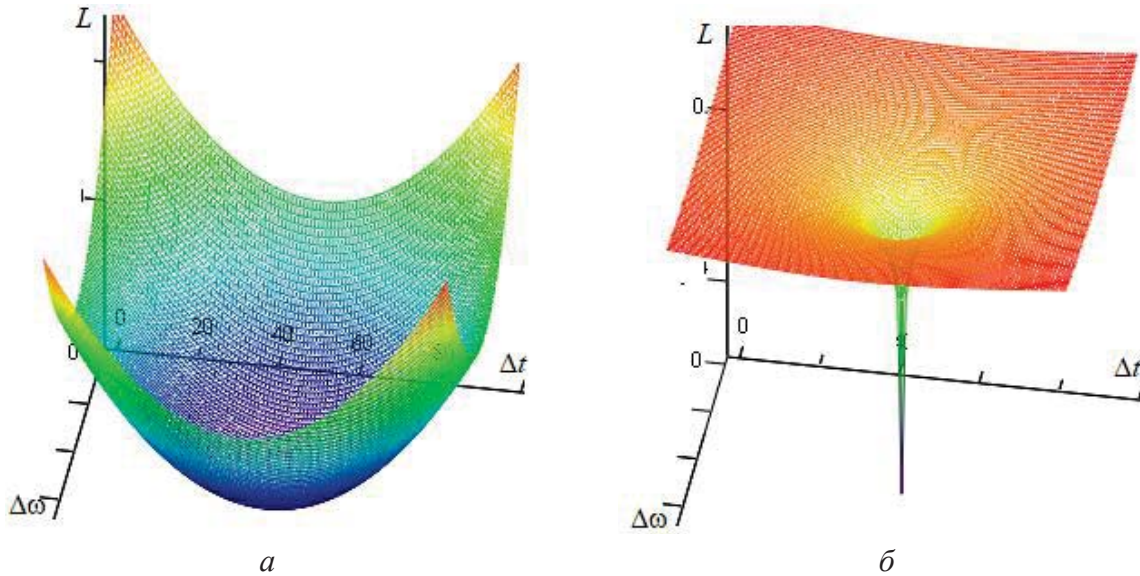


Рис. 1. Двумерные зависимости функции правдоподобия:
 а – нормальный закон распределения; б – равномерный закон распределения

Приведенные графические интерпретации функций правдоподобия отражают два крайних случая законов распределения частотно-временных параметров и определяют возможность построения процедур поиска экстремума соответствующей функции правдоподобия.

3. ЭКСПЕРТНАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ОЦЕНКИ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ

Одним из возможных направлений получения оценок Δt , $\Delta \omega$, $\Delta \sigma$ при априорно неизвестном их законе распределения является, как отмечено выше, использование ЭС.

а. Структура экспертной системы

Структура экспертной системы приведена на рисунке 1.

В состав ЭС должны входить следующие подсистемы:

- экспертная подсистема (эксперт), обеспечивающая полноту введения в базу знаний всей исходной информации (число сигналов N и значения предполагаемых частотно-временных параметров);
- подсистема базы знаний, выполняющая функции хранения и обновления по результатам применения ЭС данных о предполагаемых законах распределения частотно-временных параметров сигналов;
- рабочая память, в которой хранятся значения текущих значений измеренных значений фаз сигналов и полученных на их основе текущих значений частотно-временных параметров сигналов;

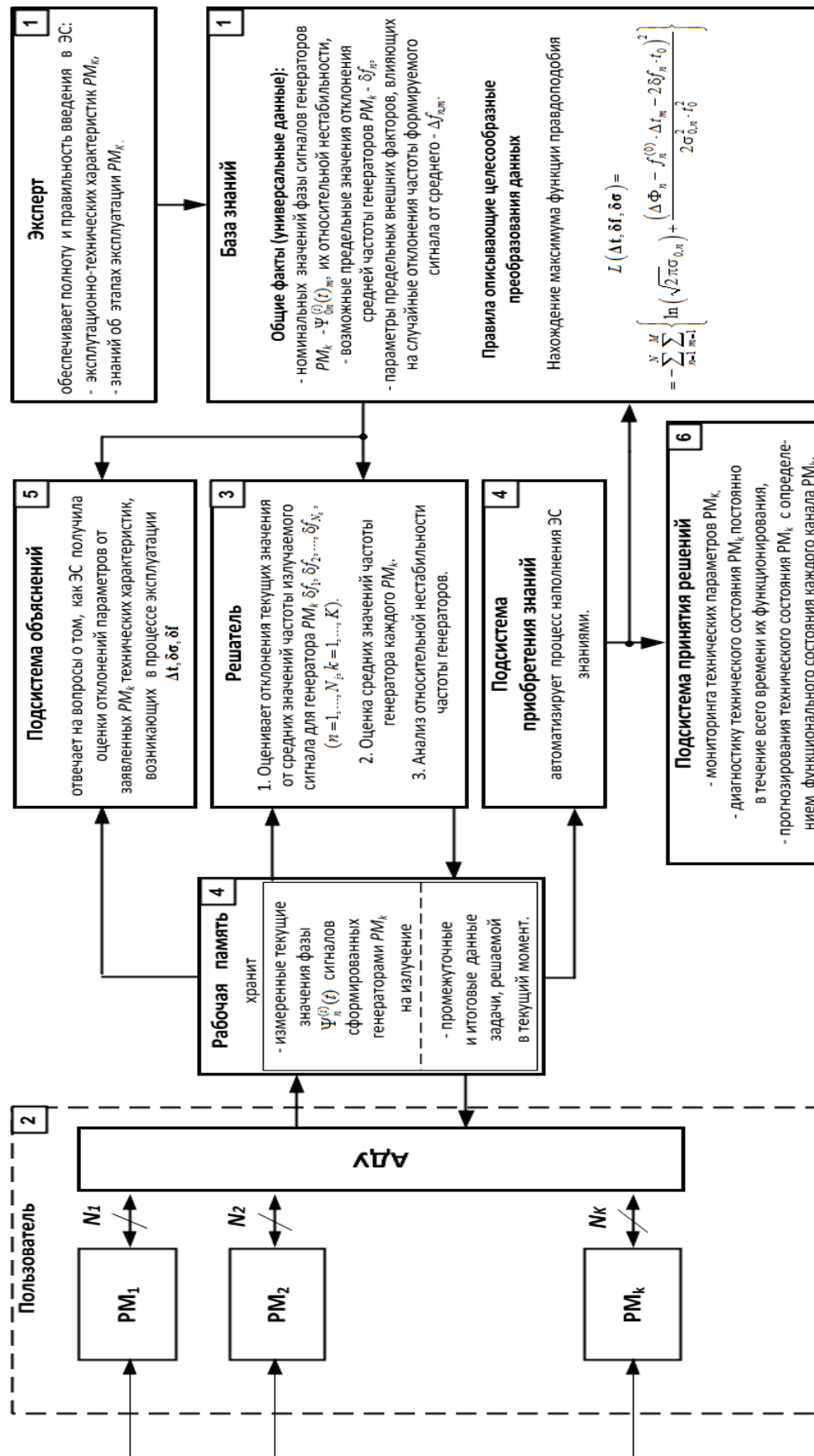


Рис. 2. Структура ЭС для оценивания частотно-временных параметров сигналов

- подсистема решений (решатель), выполняющая непосредственно операции по вычислению текущих значений частотно-временных параметров сигналов;
- подсистема приобретения, автоматизирующая процесс наполнения ЭС знаниями, полученными в процесс функционирования;
- подсистема объяснений, выполняющая функции пояснения об используемых алгоритмах получения оценок частотно-временных параметров в процессе применения ЭС;
- подсистема принятия решений, выполняющая функции формирования прогноза изменения частотно-временных параметров сигналов.

б. Алгоритм функционирования экспертной системы

Алгоритм функционирования ЭС включает следующие группы операций:

- группа операций, связанная с введением, контролем полноты и правильности введения в базу знаний частотно-временных параметров сигналов;
- группа операций, включающая проведение измерений текущих значений фазы каждого сигнала с дальнейшей передачей данных на обработку и хранение;
- группа операций, связанная с вычислением оценок частотно-временных параметров сигналов;
- группа операций, формирующая объяснения, как и на основе каких данных получены оценки частотно-временных параметров сигналов.

Возможность уточнения собственно закона распределения и его параметров обеспечивает повышение точности оценивания частотно-временных параметров сигналов и тем самым повышает качество функционирования инфокоммуникационных систем.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Актуальность проведенных исследований определяется особенностями требований, предъявляемых к современным и перспективным инфокоммуникационным системам, в том числе к системам, которые будут обеспечивать функционирование сетей 5G. Одной из таких особенностей является требование к высокой стабильности частоты несущих, используемых для формирования сигналов. Сложность технической реализации указанного требования на основе способов ФАПЧ связана как с высокой стоимостью, так и стоимостью обеспечения условий функционирования задающего генератора. Возможной альтернативой является формирование высокостабильного источника колебаний путем оценки частотно-временных параметров сигналов, формируемых генераторами в составе инфокоммуникационной системы. Однако прямое применение разработанного ранее метода ограничивается отсутствием данных о законах распределения значений характеристик генераторов, определяющих частотно-временные параметры сигналов. Устранение данного ограничения достигается использованием ЭС, которые позволяют по результатам одновременных измерений фаз сигналов на нескольких временных интервалах определить законы распределения частотно-временных параметров сигналов. Основой определения законов распределения является использование нескольких функций правдоподобия, соответствующих

различным законам распределения или их комбинациям. Выбор закона распределения и его параметров, наиболее точно описывающих частотно-временные параметры сигналов, проводится условием максимума среди наибольших значений рассматриваемых функций.

ЛИТЕРАТУРА

1. Яшин А.И., Будко П.А., Винограденко А.М., Педан А.В. Имитационное моделирование автоматизированной системы контроля технического состояния элементов распределенных радиочастотных центров // Морская радиоэлектроника. 2018. № 1 (63). С. 32-37.
2. Светличный Ю.А., Дегтярев П.А. Синхронизация и передача данных в радиотехнических системах с территориально распределенными сегментами // Доклады ТУСУР, Томск, Россия. Октябрь 20-21. 2019. № 3. Том 22 С. 7-12.
3. Винограденко А.М., Будко Н.П. Адаптивный контроль технического состояния сложных технических объектов на основе интеллектуальных технологий // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт, 2020. Т. 14, № 1. С. 25-36.
4. Габриэлян Д.Д., Костенко П.И., Сафарьян О.А. Особенности использования статистического метода стабилизации частоты генераторов в распределенных информационно-измерительных системах // Научный Вестник МГТУ ГА. 2019. Т. 22, № 06. С. 75-86. DOI: 10.26467/2079-0619-2019-22-6-75-85.
5. Габриэлян Д.Д., Костенко П.И., Сафарьян О.А. Повышение стабильности частоты ВЧ-сигналов в передающем устройстве курсового радиомаяка на основе статистического оценивания фаз // Научный Вестник МГТУ ГА. 2020. Т. 23, № 05. С. 19-28. DOI: 10.26467/2079-0619-2020-23-5-19-28.

REFERENCES

1. Yashin, A.I., Budko, P.A., Vinogradenko, A.M., and Pedan, A.V. (2018) Imitacionnoe modelirovanie avtomatizirovannoj sistemy kontrolya tekhnicheskogo sostoyaniya elementov raspredelennykh radiocentrov [Simulation modeling of an automated system for monitoring the technical condition of elements of distributed radio centers]. Marine radioelectronics, №1 (63). pp. 32-37. (in Russian).
2. Svetlichny Yu. A., and Degtyarev P. A. (2019) *Sinhronizatsiya i peredacha dannykh v radiotekhnicheskikh sistemah s territorial'no raspredelennymi segmentami* [Synchronization and data transmission in radio engineering systems with geographically distributed segments]. *Reports of TUSUR [Doklady TUSUR]*. Tomsk, № 3. Volume 22, pp. 7-12. (in Russian)
3. Vinogradenko, A.M., Budko, N.P. (2020) Adaptivnyj kontrol' tekhnicheskogo sostoyaniya slozhnykh tekhnicheskikh ob"ektov na osnove intellektual'nykh tekhnologij [Adaptive control of the technical condition of complex technical objects based on intelligent technologies]. T-Comm, vol. 14, no. 1, pp. 25-36. (in Russian).
4. Gabrielyan, D.D., Kostenko, P.I. and Safaryan, O.A. (2019). Osobennosti ispolzovaniya statisticheskogo metoda stabilizatsii chastoty generatorov v raspredelennykh informatsionno-izmeritelnykh sistemakh [Features of the use of the statistical method of frequency stabilization of generators in distributed information-measuring systems]. Civil Aviation High Technologies, vol. 22, no. 6, pp. 75-86. DOI: 10.26467/2079-0619-2019-22-6-75-85. (in Russian).
5. Gabrielyan, D.D., Kostenko, P.I. and Safaryan, O.A. (2020). Povysheniye stabilnosti chastoty VCh-signalov v peredayushchem ustroystve kursovogo radiomayaka na osnove statisticheskogo otsenivaniya faz [Increasing the stability of the frequency of RF signals in the transmitting device of a course radio beacon based on statistical phase estimation eng]. Civil Aviation High Technologies, vol. 23, no. 05, pp. 19-28. DOI: 10.26467/2079-0619-2020-23-5-19-28.

АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ОБЫЧНОГО И АДАПТИВНОГО ФОРМИРОВАТЕЛЯ ЛУЧА И МОДЕЛИРОВАНИЕ В СРЕДЕ MATLAB SIMULINK

И. Б. Бирюков

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. Работа посвящена изучению современных методов пеленгации объектов, особенностям и возможностям применения методов MVDR, LCMV в среде Matlab Simulink. Изучение построенной модели обычного и адаптивного формирователя луча с использованием линейных антенных решеток.

Ключевые слова: формирователь луча, LCMV, MVDR, линейная антенная решетка, ОСШ.

ANALYSIS OF ALGORITHMS OF A CONVENTIONAL AND ADAPTIVE BEAMFORMER AND SIMULATION IN THE MATLAB SIMULINK ENVIRONMENT.

I. B. Biryukov

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

Abstract. The work is devoted to the study of modern methods of object direction finding, features and possibilities of using the MVDR, LCMV methods in the Matlab Simulink environment. Study of the constructed model of a conventional and adaptive beamformer using linear antenna arrays.

Keywords: beamformer, LCMV, MVDR, linear antenna array, SNR.

1. ВВЕДЕНИЕ

В данной статье представлены модели обычного и адаптивного формирователя луча к узкополосному сигналу, совместно с использованием антенных решеток в среде Matlab Simulink. В модели возможно использовать различные типы формирователя луча: формирователь луча с фазовым сдвигом, формирователь с минимальной дисперсией без искажений (MVDR) [3] и формирователь луча с линейно ограниченной минимальной дисперсией (LCMV) [4].

Фазовый формирователь луча можно рассматривать как пространственный фильтр, который подавляет все сигналы, со всех направлений, кроме желаемых. В обычных системах формирователь луча выполняет задержку принятого сигнала на каждой антенне, так сигналы поступают на все антенны одновременно. В случае использования узкополосных сигналов, это эквивалентно умножению сигнала, принимаемого антеннами, на фазовый коэффициент.

Формирователь MVDR решает проблемы фазового формирователя луча, а именно интерференцию. При этом суть, в общем случае, одинаковая – сохранение сигнала в желаемом направлении и подавление сигнала от помех с других направлений. При этом алгоритм сам рассчитывает веса, используя данные сигнала от цели. Но если цели сместилась, формирователь MVDR частично подавит сигнал от цели, так как алгоритм

обрабатывает все сигналы, кроме целевого. Данный эффект называется «самообнулением сигнала» [5]

Формирователь LCMV разработан для предотвращения «самообнуления». В алгоритме накладывается несколько ограничений вдоль целевого направления, это снижает вероятность подавления сигнала от цели.

2. ИССЛЕДУЕМАЯ МОДЕЛЬ

Первая модель осуществляет прием прямоугольного импульса на линейной антенной решетке, состоящей из 10 элементов. Цель расположена со смещением по азимуту относительно системы на 25 градусов. К сигналу на каждый элемент антенны воздействует шум $P_{ш} = 0,5$ Вт (-3 dBW). Модель выполняет несколько действий: моделирование сигнала принятого антенной решеткой и обработку полученных результатов. В каждое действие добавляется элементы, которые увеличивают достоверность модели в целом. Схема модели показана на рис. 1.

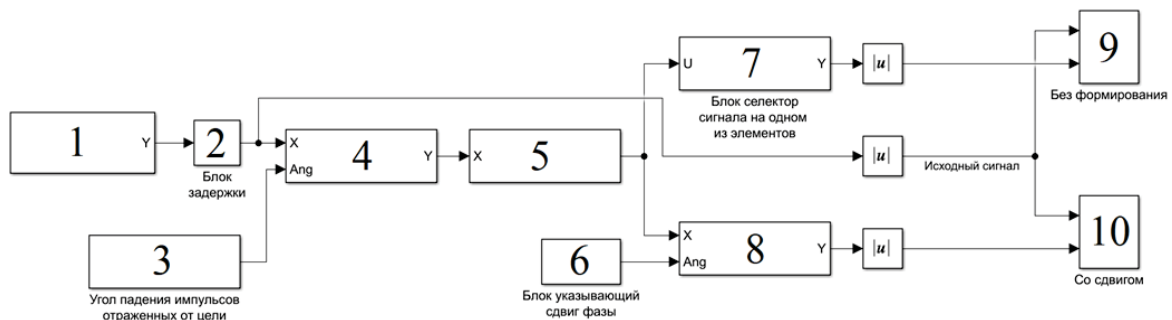


Рис. 1. Модель формирователя луча с фазовым сдвигом.

Элементы и назначение схемы:

1 – Rectangular Waveform. Блок генерирует прямоугольный импульсный сигнал с шириной импульса и частотой повторения. Выводит целое число импульсов или пачек.

2 – Delay. Блок задержки. Выполняет задержку сигнала на требуемую величину отсчетов (используется для наглядного вывода сигнала).

3 – Constant. Ввод константы. В данном случае требуется для функционирования элемента 4.

4 – Narrow band Receive Array. Блок формирования сигнала с элементов антенны. В настройках данного элемента вводятся параметры антенны. Модуль отвечает только за формирование сигнала.

5 – Receiver Preamplifier. Блок реализует моделирование предусилителя приемника и внесение теплового шума. Требуется для увеличения точности моделирования.

6 – Constant. Ввод константы. В данном случае требуется для функционирования элемента.

7 – Selector. Блок, на выходе которого возможно получить сигнал с выбранного элемента антенной решетки.

8 – Phase Shift Beamformer. Выполняет формирование диаграммы направленности с задержкой и суммированием.

9 – TimeScore. Блок отображения сигналов во временной области. Сигнал от селектора.

10 – TimeScope. Блок отображения сигналов во временной области. Сигнал от формирователя луча.

а. Сигнал на входе фазированной антенны, без алгоритмов

На рис. 2 продемонстрирован выходной сигнал отдельного элемента фазированной решетки, по сравнению с эталонным импульсом. Так на рис. 2, а показана работа одного элемента решетки. ОСШ в данном случае слишком мал для однозначного принятия решения. На рис. 2, б показана работа полной антенной решетки из 10 элементов, ОСШ увеличивается примерно в 10 раз, что позволяет различать сигнал на уровне шума.

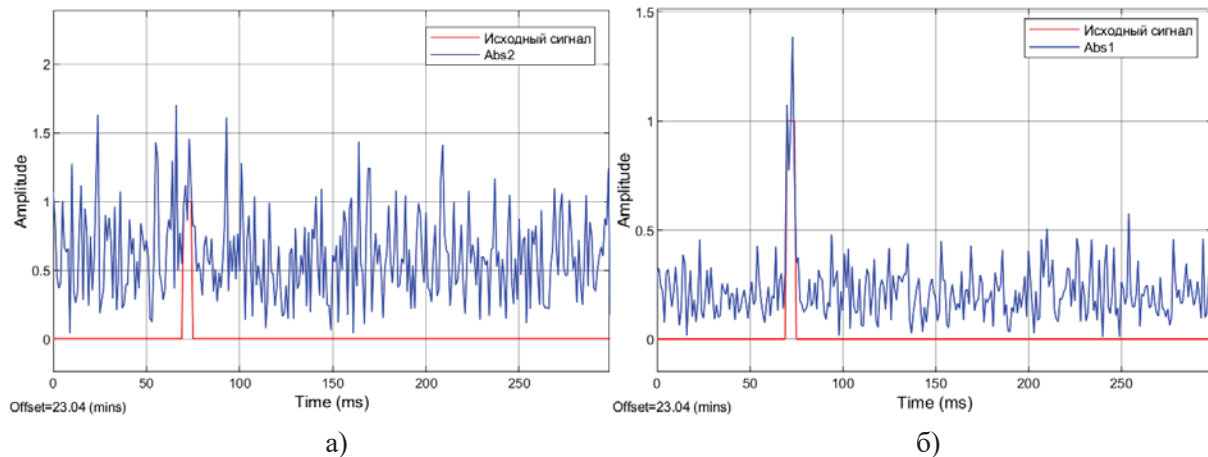


Рис. 2. Результаты моделирования: а) Моделирование сигнала с 1 элемента решетки; б) Моделирование сигнала со всех элементов решетки.

б. Сравнение формирователя луча с адаптивным формирователем луча

Для адаптивного формирователя луча следует изменить модель, добавить несколько источников шума, чтобы сравнение было более полным. Количество и направления сигналов от цели можно редактировать в модели. Для наглядности увеличивается мощность помех до 60 дБВт. Для сравнения в модель также вносится модуль MVDR (формирователь луча без искажений с минимальной дисперсией) и LCMV (формирователь луча с линейно ограниченной минимальной дисперсией). На рис. 3 показана схема модели, серым выделены блоки, которые соответствуют блокам на рис. 2, их порядковые номера сохранены.

На рис. 3 показаны следующие новые элементы:

9 – MVDR Beamformer . Блок выполняет формирование ДНА, при этом сохраняя мощность сигнала в заданном направлении и подавляя при этом помехи и шум.

11 – LCMV Beamformer. Блок формирования ДНА с учетом возможного изменения положения цели в небольших пределах (в данной модели 4 градуса).

12 – TimeScope. Блок отображения сигналов во временной области. Сигнал от формирователя MVDR.

13 – TimeScope. Блок отображения сигналов во временной области. Сигнал от формирователя LCMV.

14 – RandomSource. Блок генератора случайного сигнала в заданной полосе пропускания. Случайные величины получены по выбранному распределению.

15 – RandomSource. Тот же самый блок, с другим случайным сигналом.

16 – Vector Concatenate, Matrix Concatenate. Блок сумматора сигналов от разных источников с учетом их векторов.

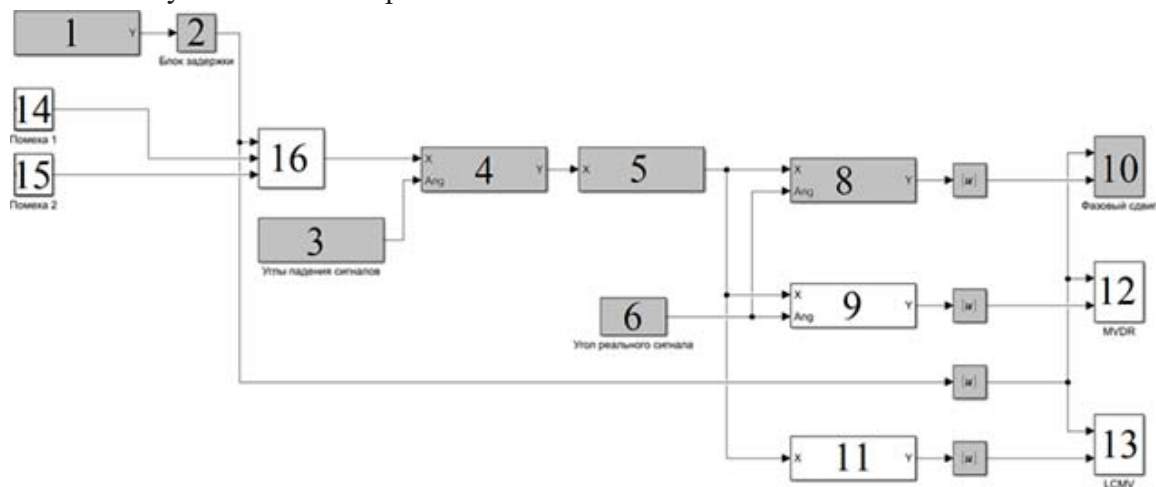


Рис. 3. Схема модели. Фазовый сдвиг, MVDR, LCMV.

Рассмотрим результаты работы модели. На рис. 4 и 5, представлены результаты моделирования

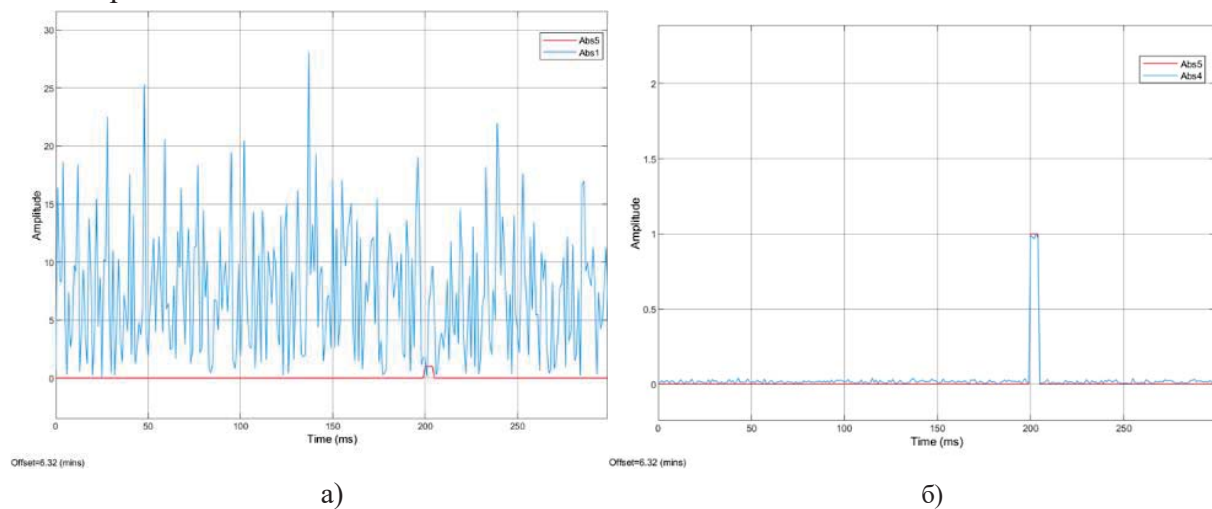


Рис. 4. Результаты работы модели и сравнение сигналов на выходе различных алгоритмов: а) Формирователь луча; б) Алгоритм MVDR

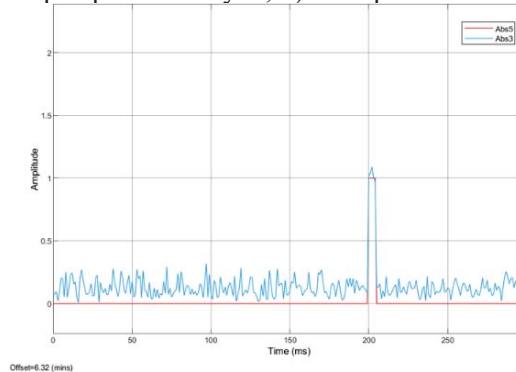


Рис. 5.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По результатам на рис. 4, б, и рис. 5 видно, что фильтрация алгоритма LCMV хуже, чем MVDR. Но следует учесть, что целевой сигнал приходит с точно заданного

угла, что в реальной системе может измениться. В случае сдвига цели на один градус результат двух этих алгоритмов показан на рис. 6.

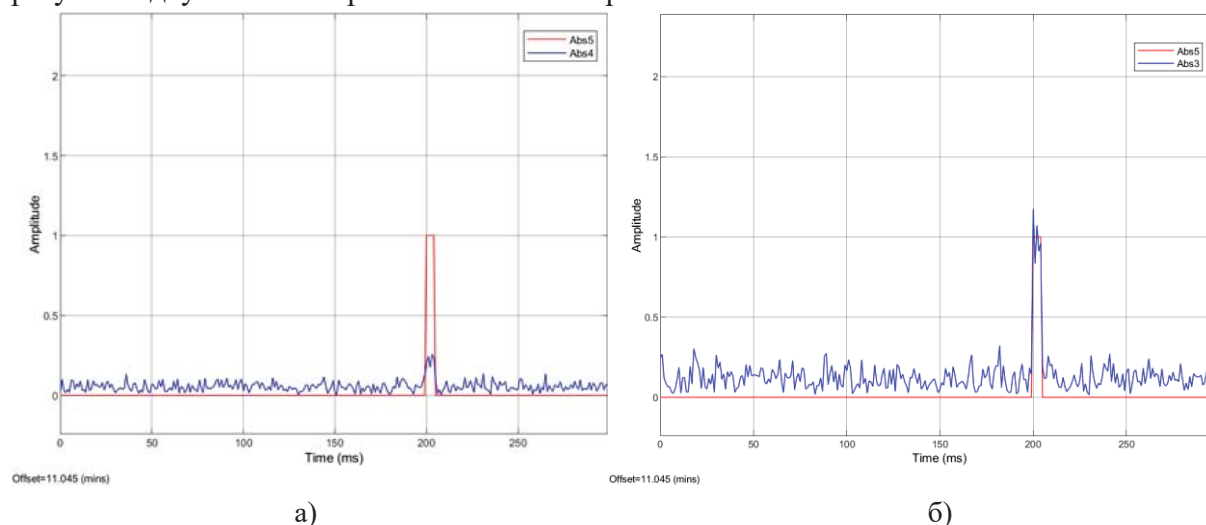


Рис. 6. Смещение цели на 1 градус относительно заданной установки для алгоритмов: а) MVDR; б) LCMV

Как видно из рис. 6, а) алгоритм MVDR отфильтровал около 60% мощности сигнала, при дальнейшем изменении угла полезный сигнал пропадет. При этом алгоритм LCMV показал себя так же хорошо.

Результаты, показанные на рис. 5, соответствуют теоретическим сведениям, в которых говорится что для точной работы алгоритма MVDR нужно знать угол прихода сигнала от цели с достаточной точностью. На рис. 4, б), и рис. 5 заметно, что алгоритм MVDR практически полностью убирает шум, при этом алгоритм LCMV пропускает шум, но ОСШ позволяет однозначно разрешить цель.

ЛИТЕРАТУРА

1. Fulton C., Salazar J. L., Zhang Y. et al. Cylindrical Polarimetric Phased Array Radar: Beamforming and Calibration for Weather Applications // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2017. Vol. 55. No. 5. Pp. 2827–2841.
2. Conventional and Adaptive Beamformers. <https://www.mathworks.com/help/phased/ug/conventional-and-adaptive-beamformers-1.html>, 13.09.2021.
3. Narrowband minimum-variance distortionless-response beamformer. <https://www.mathworks.com/help/phased/ref/phased.mvdrbeamformer-system-object.html>, 10.09.2021.
4. Narrowband LCMV beamformer. <https://www.mathworks.com/help/phased/ref/phased.lcmvbeamformer-system-object.html>, 10.09.2021.
5. Minimum Variance Distortionless Response Beamformer with Enhanced Nulling Level Control via Dynamic Mutated Artificial Immune System. <https://www.hindawi.com/journals/tswj/2014/164053>, 10.09.2021.
6. Song N., Yang T., Sun H. Overlapped subarray base hybrid beamforming for millimeter wave multiuser massive MIMO // IEEE Signal processing Letters. 2017. Vol. 24. No. 5. Pp. 550–554.
7. Wu C., Guo Y., Na Y., Wang X., Fu Q., Yan Y. Robust beamforming using beam-to-reference weighting diagonal loading and Bayesian framework // IEEE Electronics Letters/ 2020. Vol. 51. No. 22. Pp. 1772–1774.
8. Direction of Arrival Estimation with Beamscan, MVDR, and MUSIC. <https://www.mathworks.com/help/phased/ug/direction-of-arrival-estimation-with-beamscan-mvdr-and-music.html>, 10.09.2021.

REFERENCES

1. Fulton C., Salazar J. L., Zhang Y. et al. Cylindrical Polarimetric Phased Array Radar: Beamforming and Calibration for Weather Applications // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2017 Vol. 55. No. 5.Pp. 2827–2841.
2. Conventional and Adaptive Beamformers. <https://www.mathworks.com/help/phased/ug/conventional-and-adaptive-beamformers-1.html>, 09.13.2021.
3. Narrowband minimum-variance distortionless-response beamformer. <https://www.mathworks.com/help /phased/ref/phased.mvdrbeamformer- system-object. html>, 09.10.2021.
4. Narrowband LCMV beamformer. <https://www.mathworks.com /help/phased/ref/phased.lcmvbeamformer - system-object.html>, 09.10.2021.
5. Minimum Variance Distortionless Response Beamformer with Enhanced Nulling Level Control via Dynamic Mutated Artificial Immune System. <https://www.hindawi.com/journals/tswj/2014/164053/>, 09.10.2021.
6. Song N., Yang T., Sun H. Overlapped subarray base hybrid beamforming for millimeter wave multiuser massive MIMO // IEEE Signal processing Letters. 2017 Vol. 24. No. 5.Pp. 550–554.
7. Wu C., Guo Y., Na Y., Wang X., Fu Q., Yan Y. Robust beamforming using beam-to-reference weighting diagonal loading and Bayesian framework // IEEE Electronics Letters/ 2020. Vol. 51. No. 22.Pp. 1772–1774
8. Direction of Arrival Estimation with Beamspace, MVDR, and MUSIC. <https://www.mathworks.com/help/phased/ug/direction-of-arrival-estimation-with-beamspace-mvdr-and-music.html>, 09.10.2021.

АНАЛИЗ МЕТОДОВ АВТОМАТИЧЕСКОГО РАСПОЗНАВАНИЯ РЕЧИ, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ РАДИОМОНИТОРИНГА

С.В. Кузьминский, А.П. Павлов, И.Г. Софронович

ФГУП «18 ЦНИИ МО РФ», г. Москва, Российская Федерация

Аннотация. Средства автоматического распознавания речи (АРР) используются для решения задач общественной безопасности, в том числе при ведении радиомониторинга (РМ). В современных телекоммуникационных системах для передачи речевых сообщений применяют низкоскоростные кодеки речи (НКР) с линейным предсказанием. На передающей стороне НКР с помощью низкоскоростных кодеров обеспечивается сжатие исходных речевых сигналов с импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ), а на приемной стороне с помощью соответствующих декодеров осуществляется синтез речевых сигналов с ИКМ, подобных исходным. В ходе РМ речевые сигналы с ИКМ формируются в результате обработки принятых радиосигналов телекоммуникационных систем (ТКС) и поступают на вход средств АРР.

Применение НКР вызывает снижение качества синтезированных речевых сигналов с ИКМ по сравнению с исходными речевыми сигналами, что приводит к уменьшению эффективности средств АРР. Кроме того, снижение качества синтезированных речевых сигналов с ИКМ вызвано влиянием помех, возникающих в каналах ТКС, также ведет к увеличению ошибок АРР. Повышение эффективности АРР в условиях РМ возможно при реализации методов АРР на основе обработки цифровых сигналов, формируемых НКР.

Рассмотрены возможности, достоинства и недостатки существующих методов АРР на основе анализа сигналов с ИКМ и методов АРР по цифровым сигналам НКР. Определены направления совершенствования методов АРР, реализуемых в средствах обработки речевых сигналов переданных по цифровым каналам ТКС с использованием НКР. Полученные результаты позволяют выявить пути повышения эффективности средств АРР, применяемых для решения задач РМ.

Ключевые слова: автоматическое распознавание речи, низкоскоростные кодеки речи, телекоммуникационные системы.

ANALYSIS OF AUTOMATIC SPEECH RECOGNITION METHODS USED TO SOLVE RADIO MONITORING TASKS

S.V. Kuzminsky, A.P. Pavlov, I.G. Sofronovich

FSUE «18 CSRI MD RF», Moscow, Russia

Abstract. Automatic speech recognition (ASR) tools are used to solve public safety problems, including when conducting radio monitoring (RM). In modern telecommunication systems, low-speed voice codecs (LVC) with linear prediction are used to transmit speech messages. On the transmitting side of the LVC, with the help of low-speed encoders, compression of the original speech signals with pulse-code modulation (PCM) is provided, and on the receiving side, with the help of appropriate decoders, the synthesis of speech signals with PCM, similar to the original ones, is carried out. During the RM, speech signals from the PCM are formed as a result of processing received radio signals from telecommunication systems (TCS) and are received at the input of the ASR tools.

The use of LVC causes a decrease in the quality of synthesized speech signals with PCM in comparison with the original speech signals, which leads to a decrease in the effectiveness

of ASR tools. In addition, a decrease in the quality of synthesized speech signals with PCM is caused by the influence of interference occurring in the TCS channels, which also leads to an increase in ASR errors. An increase in the efficiency of ASR in RM conditions is possible with the implementation of ASR methods based on the processing of digital signals generated by the LVC.

The possibilities, advantages and disadvantages of existing ASR methods based on the analysis of signals from PCM and ASR methods based on digital signals of the LVC are considered. The directions of improvement of the ASR methods implemented in the means of processing speech signals transmitted via digital channels of the TCS using the LVC are determined. The results obtained allow us to identify ways to improve the efficiency of the ASR tools used to solve RM problems.

Keywords: automatic speech recognition, low-speed voice codecs, telecommunication systems.

1. ВВЕДЕНИЕ

Решение задач контртеррористической деятельности на основе радиомониторинга (РМ), осуществляется с использованием средств автоматического распознавания речи (АРР) [1], в которых реализуется какой-либо метод АРР (далее – метод θ_{app}) по сигналам S_p с импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ). Методы и средства АРР характеризуются совокупностями Y_{app} показателей эффективности (ПЭ), требований $Y_{app\_T} \subset Y_{app}$ к ним и соответствующими критериями $\Omega_{эа}$ эффективности. Основным показателем эффективности АРР считается вероятность P_{wrr} правильного распознавания слов WRR (англ. – *word recognition rate*) [2]. Требуемое значение вероятности P_{wrr_T} устанавливается заказчиком, критерий эффективности по основному показателю описывается выражением $P_{wrr} \geq P_{wrr\_T}$.

При передаче речевого сообщения $\hat{x}_c$ по радиоканалам телекоммуникационных систем (ТКС) диктором формируется акустический сигнал длительностью t_c , который с помощью микрофона преобразуется в первичный электрический сигнал (ПЭС). В низкоскоростном кодере осуществляется аналого-цифровое преобразование ПЭС в исходный речевой сигнал $\hat{s}_p \in \hat{S}_p$ с ИКМ, представленный последовательностью $\hat{s}_p = \{\hat{s}_c(1), \hat{s}_c(2), \dots, \hat{s}_c(n_{ca}), \dots, \hat{s}_c(N_{ca})\}$, где $\hat{s}_c(n_{ca})$ – выделенный сегмент с номером n_{ca} длительностью $20 \leq t_{ca} \leq 30$ мс, $N_{ca} = t_c / t_{ca}$ – количество выделяемых сегментов [3]. По каждому сегменту $\hat{s}_c$ вычисляют значения N_b параметров, представляемых блоком $\hat{s}_b$ двоичных символов. В результате сжатия кодером речевого сигнала s_p формируется исходный цифровой сигнал $\hat{s}$, который поблочно передается по радиоканалам ТКС [3, 4]. В тракте приема и обработки средства РМ на основе полученного цифрового сигнала $s = \{s_b(1), s_b(2), \dots, s_b(n_b), \dots, s_b(N_b)\}$, где $s_b(n_b)$ – блок двоичных символов с номером n_b , N_b – количество выделяемых блоков, содержащих, в отличие от сигнала $\hat{s}$, битовые ошибки, синтезируется речевой сигнал s_p с ИКМ, подобный исходному [3].

Качество речевых сигналов определяется по пятибалльной шкале значением q_{mos} средней субъективной оценки MOS (англ. – *mean opinion score*) с шагом 0,1 балла согласно рекомендации ITU-T P.830 [5]. Требования к качеству речевых сигналов S_p ,

переданных с использованием НКР, установлены в ГОСТ Р 51061-97. Потеря разборчивости речевых сигналов S_p наступает при значениях $q_{mos\_min} < 1,7$. Удовлетворительная разборчивость возможна при $1,7 \leq q_{mos} < 3,9$. При $q_{mos} \geq 3,9$ разборчивость считается высокой [6]. Качество синтезированных речевых сигналов S_p с ИКМ для разных НКР находится в диапазоне $2,4 \leq q_{mos} \leq 4,3$ при отсутствии искажений, возникающих в радиоканалах и проявляющихся в виде битовых ошибок с вероятностью $P_{бо}$ [3]. Максимальным считается значение вероятности битовой ошибки $P_{бо\_max}$ [7], при котором восстановить содержание речевого сообщения невозможно, т.е. $q_{mos}(P_{бо\_max}) < q_{mos\_min}$.

Современные средства АРР обеспечивают достижение вероятности $P_{wrr} \geq P_{wrr\_т}$ в условиях высокого качества входных реализаций $4,0 \leq q_{mos} \leq 5,0$. Например, комплекс «Цезарь-Р», разработанный в Центре речевых технологий (Санкт-Петербург), осуществляет распознавание с вероятностью $P_{wrr} \leq 0,86$ для диктуемой речи и $P_{wrr} \leq 0,77$ для спонтанной речи на основе искусственных нейронных сетей (ИНС) [8]. При ведении РМ качество синтезированных речевых сигналов S_p с ИКМ, поступающих на вход средств АРР, зачастую не соответствует требованиям из-за влияния НКР и появления битовых ошибок. Это вызывает противоречие, заключающееся в невыполнении требования к эффективности при снижении вероятности P_{wrr} до значения, меньше чем $P_{wrr\_т}$. Таким образом, на основе анализа возможностей существующих методов АРР необходимо выявить пути их совершенствования в условиях РМ.

2. МЕТОДЫ АРР, ПРИМЕНЯЕМЫЕ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ РМ

В средствах АРР, используемых при ведении РМ, в рамках первого подхода реализованы методы АРР по речевым сигналам S_p с ИКМ. Поэтому АРР осуществляется после декодирования цифрового сигнала s и синтеза речевого сигнала s_p с ИКМ, подобного исходному. Метод θ_{app} рассматривается как взаимосвязанная совокупность Ψ_{app} процессов (функций), обеспечивающих извлечение сообщений X_c при обработке речевых сигналов S_p . Формирование метода θ_{app} осуществляется с использованием упорядоченной пары (S_{pk}, X_{pk}) , называемой речевым корпусом Λ_{pk} , в котором каждому речевому сигналу $s_p \in S_{pk}$ поставлено в соответствие речевое сообщение $x_c \in X_{pk}$ в текстовой форме с учетом временных связей. Тогда формальное описание метода θ_{app} представляется упорядоченным кортежем вида:

$$\theta_{app} : \langle \Psi_{app}, \Lambda_{pk}, Y_{app}, \Omega_{за} \rangle. \quad (1)$$

Порождающий процесс Ψ_{app} является сложным, при его декомпозиции выделяют процесс $\Psi_{ип}$ извлечения признаков, процесс $\Psi_{фр}$ фонетического распознавания и процесс $\Psi_{лр}$ лингвистического распознавания. Известно, что сигнал s_p содержит $N_{и}$ интервалов речевой активности диктора (РАД) длительностью $0,1 \leq t_{и} \leq 5,2$ с. Поэтому при АРР представляют $s_p = \{s_{pa}(1), s_{pa}(2), \dots, s_{pa}(n_{и}), \dots, s_{pa}(N_{и})\}$, в котором интервал s_{pa} с порядковым номером $n_{и} = 1, 2, \dots, N_{и}$, разбивается на сегменты $s_{pa} = \{s_c(1), s_c(2), \dots, s_c(n_{ca}), \dots, s_c(N_{ca})\}$ длительностью t_{ca} . Процесс $\Psi_{ип}$ на интервале t_{ca} заключается в формировании набора признаков распознавания $z = \{z(1), z(2), \dots, z(n_p), \dots, z(N_p)\}$, где z –

признак с номером $n_{\text{п}} = 1, 2, \dots, N_{\text{п}}$. Набор $\mathbf{z}$ размерностью $N_{\text{п}}$ включает значения параметров, оцениваемых по сегменту $s_{\text{сa}}$. чаще всего используют $\mathbf{z}_{\text{mfcc}}$ – логарифмически масштабированные кепстральные коэффициенты *MFCC* (англ. – *mel-frequency cepstral coefficients*). В результате реализации процесса $\Psi_{\text{ип}}$ на интервале $t_{\text{и}}$ формируется последовательность $\mathbf{z}_{\text{пр}} = \{\mathbf{z}(1), \mathbf{z}(2), \dots, \mathbf{z}(n_{\text{сa}}), \dots, \mathbf{z}(N_{\text{сa}})\}$, а на интервале $t_{\text{с}}$ – совокупность $\check{\mathbf{z}}_{\text{пр}} = \{\mathbf{z}_{\text{пр}}(1), \mathbf{z}_{\text{пр}}(2), \dots, \mathbf{z}_{\text{пр}}(n_{\text{и}}), \dots, \mathbf{z}_{\text{пр}}(N_{\text{и}})\}$, тогда

$$\Psi_{\text{ип}} : \mathbf{s}_{\text{р}} \rightarrow \check{\mathbf{z}}_{\text{пр}} \mid t = t_{\text{с}}. \quad (2)$$

В основе процесса $\Psi_{\text{фр}}$ на интервале $t_{\text{сa}}$ лежит вычисление меры близости $r_{\text{ф}}$ между образом входной реализации, который представлен набором $\mathbf{z}$, и эталонным образом $\mathbf{z}(n_{\text{эф}})$ фонемы x с номером $n_{\text{эф}} = 1, 2, \dots, N_{\text{эф}}$ из словаря $\mathbf{X}_{\text{эф}}$ объемом $N_{\text{эф}}$ фонем. Широко используются меры близости $r_{\text{ф}}$ на основе скрытых моделей Маркова (СММ) и моделей гауссовых смесей [1, 2]. В результате вычисления для каждого эталонного образа $\mathbf{z}(n_{\text{эф}})$ значения $r_{\text{ф}}$ формируется вектор $\mathbf{r}_{\text{ф}} = \{r_{\text{ф}}(1), r_{\text{ф}}(2), \dots, r_{\text{ф}}(n_{\text{эф}}), \dots, r_{\text{ф}}(N_{\text{эф}})\}$. Правило принятия решения о соответствии исследуемого образа $\mathbf{z}$ и эталонного образа $\mathbf{z}(n_{\text{эф}})$ фонемы x с номером $n_{\text{эф}}$ представлено выражением вида [2]:

$$n_{\text{эф}} | \mathbf{z} = \arg \max [r_{\text{ф}}(n_{\text{эф}}) > r_{\text{ф\_пор}}]; 1 \leq n_{\text{эф}} \leq N_{\text{эф}}, \quad (3)$$

где $\arg \max [\cdot]$ – функция, определяющая значение аргумента $n_{\text{эф}}$, при котором значение $r_{\text{ф}}(n_{\text{эф}})$ меры близости образов $\mathbf{z}$ и $\mathbf{z}(n_{\text{эф}})$ максимально; $r_{\text{ф\_пор}}$ – пороговая величина, задаваемая на этапе обучения.

На интервале $t_{\text{и}}$ процесс $\Psi_{\text{фр}}$ обеспечивает преобразование последовательности $\mathbf{z}_{\text{пр}}$ в последовательность фонем $\mathbf{x}_{\text{ф}} = \{x(1), x(2), \dots, x(n_{\text{ф}}), \dots, x(N_{\text{ф}})\}$, где $n_{\text{ф}} = 1, 2, \dots, N_{\text{ф}}$ – порядковый номер, $N_{\text{ф}}$ – количество фонем. В результате распознавания совокупности $\check{\mathbf{z}}_{\text{пр}}$ на интервале $t_{\text{с}}$ формируется совокупность фонетических символов $\mathbf{x}_{\text{т}} = \{\mathbf{x}_{\text{ф}}(1), \mathbf{x}_{\text{ф}}(2), \dots, \mathbf{x}_{\text{ф}}(n_{\text{и}}), \dots, \mathbf{x}_{\text{ф}}(N_{\text{и}})\}$, тогда

$$\Psi_{\text{фр}} : \check{\mathbf{z}}_{\text{пр}} \rightarrow \mathbf{x}_{\text{т}} \mid t = t_{\text{с}}. \quad (4)$$

В основе процесса $\Psi_{\text{лр}}$ на интервале $t_{\text{и}}$ лежит вычисление меры близости $r_{\text{с}}$ между последовательностью фонем $\mathbf{x}_{\text{ф}}$ и эталонным образом $\mathbf{x}_{\text{ф}}(n_{\text{эс}})$ слова $\mathbf{x}_{\text{сл}}$ с номером $n_{\text{эс}}$ из словаря $\mathbf{X}_{\text{с}}$ эталонных описаний слов объемом $N_{\text{эс}}$. Эталонный образ (фонетическое описание) $\mathbf{x}_{\text{ф}}(n_{\text{эс}})$ слова часто представляют последовательностями фонем фиксированной длины – дифонами ($N_{\text{пф}} = 2$) либо трифонами ($N_{\text{пф}} = 3$). Для распознавания слов используются меры на основе статистических моделей, СММ и ИНС [2]. Правило принятия решения о соответствии образов $\mathbf{x}_{\text{ф}}$ и $\mathbf{x}_{\text{ф}}(n_{\text{эс}})$ представлено выражением:

$$n_{\text{эс}} | \mathbf{x}_{\text{ф}} = \arg \max [r_{\text{с}}(n_{\text{эс}}) > r_{\text{с\_пор}}]; 1 \leq n_{\text{эс}} \leq N_{\text{эс}}, \quad (5)$$

где $\arg \max [\cdot]$ – функция, определяющая значение аргумента $n_{\text{эс}}$, при котором значение $r_{\text{с}}(n_{\text{эс}})$ меры близости образов $\mathbf{x}_{\text{ф}}$ и $\mathbf{x}_{\text{ф}}(n_{\text{эс}})$ максимально; $r_{\text{с\_пор}}$ – пороговая величина, задаваемая на этапе обучения.

На интервале $t_{\text{с}}$ процесс $\Psi_{\text{лр}}$ обеспечивает формирование речевого сообщения $\mathbf{x}_{\text{с}} = \{\mathbf{x}_{\text{сл}}(1), \mathbf{x}_{\text{сл}}(2), \dots, \mathbf{x}_{\text{сл}}(n_{\text{с}}), \dots, \mathbf{x}_{\text{сл}}(N_{\text{с}})\}$, состоящего из последовательности слов

$$\Psi_{\text{лр}} : \mathbf{x}_{\text{т}} \rightarrow \mathbf{x}_{\text{с}} \mid t = t_{\text{с}}. \quad (6)$$

Для обучения и оценки эффективности АРР используется упорядоченная пара совокупностей речевых сигналов $\mathbf{S}_{\text{рк}}$ и соответствующих им речевых сообщений $\mathbf{X}_{\text{рк}}$,

которая составляет речевой корпус $\Lambda_{\text{рк}}$. По обучающей выборке $(S_{\text{ов}}, X_{\text{ов}}) \subset (S_{\text{рк}}, X_{\text{рк}})$ устанавливают содержание словарей $X_{\text{ф}}$, $X_{\text{с}}$ и определяют пороговые величины $r_{\text{ф\_пор}}$, $r_{\text{с\_пор}}$. Контрольная выборка $(S_{\text{кв}}, X_{\text{кв}}) = (S_{\text{рк}}, X_{\text{рк}}) \setminus (S_{\text{ов}}, X_{\text{ов}})$ служит для оценки эффективности методов и средств АРР.

К средствам АРР, применяемым в различных областях деятельности, предъявляются разные требования. Например, для средств АРР, которые используются в сфере управления воздушным движением, требуемое значение вероятности $P_{\text{wrr\_т}} = 0,95 - 0,99$ [10]. В то же время, для понимания смысла речевого сообщения необходимо иметь 70 - 80 % правильно распознанных слов. Поэтому при ведении РМ критерий эффективности АРР определяется выражением

$$P_{\text{wrr}} \geq P_{\text{wrr\_т}} = 0,7. \quad (7)$$

На этапе оценки эффективности метода $\theta_{\text{арр}}$ по контрольной выборке $(S_{\text{кв}}, X_{\text{кв}}) = (S_{\text{рк}}, X_{\text{рк}}) \setminus (S_{\text{ов}}, X_{\text{ов}})$ определяется значение вероятности P_{wrr} правильного распознавания совокупности слов, определяется в соответствии с выражением [11]:

$$P_{\text{wrr}} = 1 - P_{\text{wer}}, \quad (8)$$

где

$$P_{\text{wer}} = (N_{\text{зс}} + N_{\text{ус}} + N_{\text{вс}}) / N_{\text{сл}} - \quad (9)$$

вероятность ошибки распознавания слов WER (англ. – *word error rate*), $N_{\text{зс}}$ – количество операций замены слов; $N_{\text{ус}}$ – количество операций удаления слов; $N_{\text{вс}}$ – количество операций вставки слов; $N_{\text{сл}}$ – общее количество слов в $X_{\text{кв}}$.

В качестве частного показателя эффективности на этапе фонетического распознавания рассматривается вероятность $P_{\text{ф}}$ правильного распознавания фонем.

$$P_{\text{ф}} = N_{\text{рф}} / N_{\text{ф}}, \quad (10)$$

где $N_{\text{рф}}$ – количество правильно распознанных фонем; $N_{\text{ф}}$ – общее количество фонем, использованных для передачи сообщений, содержащихся в контрольной выборке $(S_{\text{кв}}, X_{\text{кв}})$.

Частным показателем эффективности средств АРР является скорость $B_{\text{ар}}$, значение которой определяется отношением длительности $t_{\text{с}}$ анализируемого речевого сигнала $s_{\text{р}}$ и времени t_0 , затраченного на его обработку [9]:

$$B_{\text{ар}} = t_0 / t_{\text{с}}. \quad (11)$$

Обозначим методы АРР условными номерами $n_{\text{мр}} = 1, 2, \dots, N_{\text{мр}}$, где $N_{\text{мр}}$ – количество рассмотренных методов. В методе $\theta_{\text{арр}}(1)$ [12] исследованы возможности АРР по синтезированным сигналам с ИКМ при использовании НКР *RPE-LTP-13000 (FR GSM 06.10)* и *VSELP-5600 (HR GSM 06.20)*, в методе $\theta_{\text{арр}}(2)$ [13] – *QCELP 8/13 (TAIS 96)*, $\theta_{\text{арр}}(3)$ [341] – *LPC-10e-2400 (FED-STD 1052)*, $\theta_{\text{арр}}(4)$ [14] – *MELP-2400 (MIL-STD 3005)*. Обучающая и контрольная выборки для методов $\theta_{\text{арр}}(1)$, $\theta_{\text{арр}}(2)$ сформированы на основе речевого корпуса *Timit*, для обучения и анализа метода $\theta_{\text{арр}}(4)$ применялся речевой корпус *Tidigits* [13, 15]. Разработка и исследование метода $\theta_{\text{арр}}(3)$ были выполнены с использованием речевых сообщений, содержащих наборы цифр [14]. В рассмотренных методах АРР были выбраны признаки распознавания x_{mfcc} , а процесс $\Psi_{\text{арр}}$ основан на

СММ. Описания методов $\theta_{\text{app}}(1)$ - $\theta_{\text{app}}(4)$ по синтезированным речевым сигналам S_p с ИКМ представлены в таблице 1.

При отсутствии влияния радиоканала ($P_{\text{бo}} = 0$) эффективность методов АРР соответствует требованию (7). Увеличение значений $P_{\text{бo}}$ приводит к снижению значений P_{wrr} . Требование (7) не выполняется при значениях $P_{\text{бo}} = 5 \cdot 10^{-3}$ для кодека *RPE-LTP-13000* (*FR GSM 06.10*) и $P_{\text{бo}} = 5 \cdot 10^{-2}$ для кодека *VSELP-5600* (*HR GSM 06.20*). Некоторое увеличение P_{wrr} в условиях РМ возможно за счет совершенствования трактов приема и обработки радиосигналов. Основные факторы, обуславливающие снижение эффективности методов АРР по синтезированным речевым сигналам S_p с ИКМ, к которым относятся потери информации при сжатии и декомпрессии речевых сигналов в НКР, а также искажения, возникающие при передаче информации в радиоканалах ТКС, не могут быть устранены. Это определяет необходимость поиска других подходов совершенствования методов и средств АРР.

Повышение эффективности АРР при использовании каналов ТКС для передачи информации достигается при извлечении признаков распознавания из исходного речевого сигнала $\hat{s}_p$ с ИКМ и последующей передачей значений признаков по радиоканалам ТКС на средства АРР, реализующие процессы фонетического и лингвистического распознавания [4]. Однако данный подход не может использоваться при ведении РМ из-за необходимости организации процесса извлечения информации на передающей стороне.

Другой подход, обеспечивающий увеличение P_{wrr} и реализуемый в условиях РМ, заключается в извлечении набора признаков непосредственно из цифрового сигнала s , следовательно

$$\Psi_{\text{ип}} : s \rightarrow \check{z}_{\text{пр}} \mid t = t_c. \quad (12)$$

В этом случае используется информация о спектре речевого сигнала, содержащаяся в каждом блоке s_b двоичных символов на интервалах РАД. Например, в методе $\theta_{\text{app}}(5)$ выделяется набор z_{lar} значений десятичного логарифма площадей отражения *LAR* (англ. – *log area ratio*) [12], в методе $\theta_{\text{app}}(6)$ – набор z_{rc} значений коэффициентов отражения *RC* (англ. – *reflection coefficients*) [12], в методе $\theta_{\text{app}}(7)$ – набор z_{lsp} значений линейных спектральных частот *LSF* (англ. – *line spectral frequencies*) [13]. Затем выделенные значения преобразуются в набор z_{mfcc} (см. табл. 1)

Сравнение значений P_{wrr} при отсутствии влияния помех ($P_{\text{бo}} = 0$) позволяет утверждать о сопоставимой эффективности, например, $\theta_{\text{app}}(1)$ и $\theta_{\text{app}}(5)$, либо об увеличении эффективности методов АРР – см. $\theta_{\text{app}}(1)$ и $\theta_{\text{app}}(6)$. С увеличением значения $P_{\text{бo}}$ более высокими являются значения P_{wrr} методов АРР на основе анализа цифровых сигналов S при прочих равных условиях. Кроме того, в данных методах обеспечивается увеличение скорости $B_{\text{ар}}$ за счет устранения процесса декодирования цифровых сигналов НКР.

Таблица 1. Описание рассмотренных методов APP

n_m	Наименования используемых НКР	Элементы S_K	$\Psi_{\text{ип}}$ при $t = t_{ca}$	$\Lambda_{\text{рк}}$	$P_{\text{до}}$				
					0	10^{-3}	$5 \cdot 10^{-3}$	10^{-2}	$5 \cdot 10^{-2}$
					P_{wrr}				
1	<i>RPE-LTP-13000</i> (<i>FR-GSM 06.10</i>)	S_p	$s_{ca} \rightarrow z_{mfec}$	<i>Timit</i>	0,88	0,84	0,57	0,43	-
	<i>VSELP-5600</i> (<i>HR-GSM 06.20</i>)				0,85	0,86	0,84	0,83	0,58
2	<i>QCELP 8/13</i> (<i>TIA/EIA IS-96</i>)			-	0,75	-			
3	<i>LPC-10e-2400</i> (<i>FED-STD 1052</i>)			-	0,97				
4	<i>MELP-2400</i> (<i>MIL-STD 3005</i>)			<i>Tidigits</i>	0,84				
5	<i>RPE-LTP-13000</i> (<i>FR-GSM 06.10</i>)	S	$s_{\text{с}} \rightarrow z_{mfec}$	<i>Timit</i>	0,88	0,83	0,63	0,50	-
6	<i>VSELP-5600</i> (<i>HR-GSM 06.20</i>)		$s_{\text{с}} \rightarrow z_{mfec}$		0,88				0,73
7	<i>QCELP 8/13</i> (<i>TIA/EIA IS 96</i>)		$s_{\text{с}} \rightarrow z_{mfec}$		0,83	-			

Таким образом, выявлены два подхода, объединяющих различные методы APP и которые могут быть использованы в интересах РМ. Первый подход нацелен на обработку речевых сигналов с ИКМ. Поэтому при ведении РМ в условиях применения в ТКС различных НКР входными реализациями являются синтезированные речевые сигналы с ИКМ, качество которых меньше чем у исходных речевых сигналов. Отличия рассмотренных методов APP по речевым сигналам с ИКМ проявляются при сравнении признаков распознавания и мер, используемых для сравнения образов. В методах APP, разработанных на основе второго подхода, входные реализации представлены цифровыми сигналами S , сформированными в передающей части НКР.

Для методов APP по цифровым сигналам S характерно выделение набора значений информативных параметров z_{lar} , z_{lsp} , либо z_{rc} связанных линейными преобразованиями с учетом особенностей функционирования НКР, что обеспечивает повышение значений P_{wrr} в условиях помех. Следовательно, представляют интерес методы APP, обеспечивающие достижение требуемого значения вероятности P_{wrr_T} при обработке цифровых сигналов НКР, переданных по радиоканалам в реальных условиях.

Тем не менее, актуальным является совершенствование методов θ_{app} по цифровым сигналам НКР в условиях РМ. Их развитие заключается в использовании, помимо информации о спектре речевого сигнала, других информативных элементов, также содержащихся в каждом блоке s_b , например, значений оценок амплитуды речевого сигнала и основного тона речи. Данная информация может быть использована на этапе обучения для настройки на диктора и формирования уточненных эталонных описаний фоном.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При ведении РМ, используются средства APP, реализующие какой-либо метод θ_{app} . Известные методы APP по речевым сигналам $\hat{S}_p$ с ИКМ при отсутствии искажений обеспечивают достижение значения основного ПЭ, близкого к максимальному. Использование для APP синтезированных сигналов S_p с ИКМ, сформированных в приемной части НКР, приводит к существенному снижению значения P_{wrr} , и в ситуации, когда $P_{wrr} < P_{wrr\_т}$, возникает противоречие.

Разрешение противоречия возможно путем повышения эффективности средств APP, применяемых для решения задач РМ. Одним из путей увеличения значения P_{wrr} является разработка и реализация методов APP на основе анализа цифровых сигналов S , принятых из радиоканалов ТКС. Известные методы $\theta_{app}(5)$, $\theta_{app}(6)$ и $\theta_{app}(7)$ на основе анализа цифровых сигналов НКР позволяют уменьшить влияние НКР и радиоканала на эффективность APP. Возможными направлениями совершенствования данных методов являются настройка системы APP за счёт предварительной классификации голосов дикторов, формирование и использование более точного описания эталонов, используемых на этапе фонетического распознавания, что как следствие, приводит к дополнительному увеличению значения вероятности P_{wrr} .

ЛИТЕРАТУРА

1. Rao K.S., Vuppala A.K. Speech processing in mobile environments. – New York: Springer, 2014. – 121 p. – ISBN 978-3-319-03115-6.
2. Furui S. Digital speech processing. – New York: Marcel Dekker, 2000. – 452 p. – ISBN 0-8247-0452-5.
3. Chu W.C. Speech coding algorithms: Foundation and evolution of standardized coders. – New Jersey: Wiley-Interscience, 2003. – 558 p. – ISBN 0-471-37312-5.
4. Peinado A., Segura J.C. Speech recognition over digital channels: robustness and standards. – Chichester: John Wiley, 2006. – 257 p. – ISBN 978-0-470-02400-3.
5. Recommendation ITU-T P.830 Subjective performance assessment of telephone-band and wideband digital codecs, 1996. [Электронный ресурс]: [файл]. URL: https://www.itu.int/rec/dologin_pub.asp?lang=e&id=T-REC-P.830-199602-I!!PDF-E&type=items – Загл. с экрана.
6. ГОСТ Р 51061-97 Системы низкоскоростной передачи речи по цифровым каналам. Параметры качества речи и методы измерений. – М.: Госстандарт России, 1997. – 24 с.
7. Бабкин В.В. Защита от ошибок и интерполяция потерь пакетов в низкоскоростных речевых кодеках. // Электросвязь. – 2009. – № 11. – С. 47 – 49.
8. Комплекс «Цезарь-Р». Руководство пользователя ЦБАУ.00640-01 91 [Электронный ресурс]: [файл]. URL: https://www.speechpro.ru/upload/productspecificationdocument/file/%D0%A6%D0%B%D0%B7%D0%B0%D1%80%D1%8C-%D0%A0_UserGuide_ru.pdf. – Загл. с экрана.
9. Тампель И.Б., Карпов А.А., Автоматическое распознавание речи. Учебное пособие. – СПб: Университет ИТМО, 2016. – 138 с.

10. Pearson G. Speech recognition: defining system requirements, 2019. [Электронный ресурс]: [файл]. URL: <http://manualzz.com/doc/35383143/speech-recognition>. – Загл. с экрана.
11. Карпов А.А., Кипяткова И.С. Методология оценивания работы систем автоматического распознавания речи // Приборостроение. – 2012. Т. 55 (№ 11). – С. 38 – 42.
12. Recognizing GSM digital speech / A. Gallardo-Antolin, C. Pelaez-Moreno, F. Diaz-de-Maria // Transactions on speech and audio processing. IEEE, November 2005. – Vol. 13. – Pp. 1186 – 1205.
13. Speech recognition using quantized LSP parameters and their transformations in digital communication / S.H. Choi, H.K. Kim, H.S. Lee // Speech Communication, 2000. – Vol. 30. – pp. 223 – 233.
14. Yu A.T., Wang H.C. A study on the recognition of low bit-rate encoded speech // 5-th international conference on spoken language processing (ICSLP 98), 4 December 1998. [Электронный ресурс]: [файл]. URL: https://www.isca-speech.org/archive_v0/archive_papers/icslp_1998/i98_0038.pdf. – Загл. с экрана.
15. Use of Model Transformations for Distributed Speech Recognition / Srinivasamurthy N., Narayanan S., Ortega A. // Integrated media systems center, dept of ee-systems university of southern California. . [Электронный ресурс]: [файл]. URL: <https://www.semanticscholar.org/paper/Use-of-Model-Transformations-for-Distributed-Speech-Srinivasamurthy-Narayanan/ce618a8e1791e9db57951850180a600650bc7e95>. – Загл. с экрана.
16. Шелухин О.И., Лукьянцев Н.Ф. Цифровая обработка и передача речи / Под ред. О.И. Шелухина. – М.: Радио и связь, 2000. – 456 с.

REFERENCES

1. Rao K.S., Vuppala A.K. Speech processing in mobile environments. – New York: Springer, 2014. – 121 p. – ISBN 978-3-319-03115-6.
2. Furui S. Digital speech processing. – New York: Marcel Dekker, 2000. – 452 p. – ISBN 0-8247-0452-5.
3. Chu W.C. Speech coding algorithms: Foundation and evolution of standardized coders. – New Jersey: Wiley-Interscience, 2003. – 558 p. – ISBN 0-471-37312-5.
4. Peinado A., Segura J.C. Speech recognition over digital channels: robustness and standards. – Chichester: John Wiley, 2006. – 257 p. – ISBN 978-0-470-02400-3.
5. Recommendation ITU-T P.830 Subjective performance assessment of telephone-band and wideband digital codecs, 1996. [Электронный ресурс]: [файл]. URL: https://www.itu.int/rec/dologin_pub.asp?lang=e&id=T-REC-P.830-199602-I!!PDF-E&type=items – Загл. с экрана.
6. GOST R 51061-97 Low-speed speech transmission systems via digital channels. Speech quality parameters and measurement methods. – М.: Gosstandart of Russia, 1997. – 24 p.
7. Babkin V.V. Error protection and packet loss interpolation in low-speed speech codecs. // Telecommunications. – 2009. – № 11. – P. 47 – 49.
8. Complex «Caesar-R». User manual CVAU.00640-01 91 [Electronic resource]: [file]. URL: https://www.speechpro.ru/upload/productspecificationdocument/file/%D0%A6%D0%B%D0%B7%D0%B0%D1%80%D1%8C-%D0%A0_UserGuide_ru.pdf. – Загл. с экрана.
9. Tampel I.B., Karpov A.A., Automatic speech recognition. Study guide. – St. Petersburg: ITMO University, 2016. – 138 p.
10. Pearson G. Speech recognition: defining system requirements, 2019. [Electronic resource]: [file]. URL: <http://manualzz.com/doc/35383143/speech-recognition>. – Загл. с экрана.
11. Karpov A.A., Kipyatkova I.S. Methodology for evaluating the operation of automatic speech recognition systems // Instrumentation. - 2012. Vol. 55 (No. 11). – p. 38 – 42.
12. Recognizing GSM digital speech / A. Gallardo-Antolin, C. Pelaez-Moreno, F. Diaz-de-Maria // Transactions on speech and audio processing. IEEE, November 2005. – Vol. 13. – Pp. 1186 – 1205.
13. Speech recognition using quantized LSP parameters and their transformations in digital communication / S.H. Choi, H.K. Kim, H.S. Lee // Speech Communication, 2000. – Vol. 30. – pp. 223 – 233.
14. Yu A.T., Wang H.C. A study on the recognition of low bit-rate encoded speech // 5-th international conference on spoken language processing (ICSLP 98), 4 december 1998. [Electronic resource]:

- [файл]. URL: https://www.isca-speech.org/archive_v0/archive_papers/icslp_1998/i98_0038.pdf. – Title from the screen.
15. Use of Model Transformations for Distributed Speech Recognition / Srinivasamurthy N., Narayanan S., Ortega A. // Integrated media systems center, dept of ee-systems university of southern California. . [Electronic resource]: [file]. URL: <https://www.semanticscholar.org/paper/Use-of-Model-Transformations-for-Distributed-Speech-Srinivasamurthy-Narayanan/ce618a8e1791e9db57951850180a600650bc7e95>. – Title from the screen.
16. Shelukhin O.I., Lukyantsev N.F. Digital processing and speech transmission / Ed. by O.I. Shelukhin. – M.: Radio and Communications, 2000. – 456 p.

АНАЛИЗ МОДЕЛЕЙ ДИСКРЕТНОГО КАНАЛА ПРИЕМА СИГНАЛОВ НИЗКОСКОРОСТНЫХ КОДЕРОВ РЕЧИ

В.А. Аладинский¹, С.В. Кузьминский²

¹ ООО «СТЦ», г. Санкт-Петербург, Российская Федерация

² ФГУП «18 ЦНИИ МО РФ», г. Москва, Российская Федерация

Аннотация. К факторам, оказывающим влияние на результаты ведения радиомониторинга (РМ), относят различные шумы и помехи в радиоканалах. Разработка физических моделей радиоканалов на базе трактов приема и обработки радиосигналов средств РМ считается не эффективной. Для описания явлений и процессов передачи и приема сигналов телекоммуникационных систем (ТКС) используются методы математического и имитационного моделирования, предназначенные для описания закономерностей, проявляющихся в данных каналах и исследования различных параметров и характеристик моделируемых объектов.

Низкоскоростные кодеки речи (НКР), используемые в ТКС, обеспечивают передачу речевых сообщений по радиоканалам с помощью цифровых сигналов со скоростью 16 – 0,6 кбит/с. Известны различные математические модели дискретного канала (ДК) приема сигналов, используемые для исследования НКР, характеризующиеся достаточно полными сведениями о параметрах принимаемых речевых сообщений. При этом рассматриваются сформированные заданным кодеком цифровые сигналы, в которых влияние ДК отображается в виде потока битовых ошибок. Влияние ДК оценивают по качеству синтезированных речевых сигналов с импульсно-кодовой модуляцией.

В отличие от ТКС, при описании процессов обработки сигналов НКР в приемных трактах средств РМ необходимо учитывать неопределенность характеристик ДК и свойств принимаемых сигналов. Для разработки математической модели ДК приема сигналов НКР и последующего построения имитационной модели ДК, необходимо описать закономерности возникновения битовых ошибок в цифровых сигналах НКР и выявить особенности проявления этих ошибок в условиях ведения РМ. В работе выявлены достоинства и недостатки существующих моделей ДК приема сигналов. Определены возможности практического применения рассмотренных моделей ДК при решении задач РМ. Полученные результаты могут быть использованы при разработке моделей ДК приема сигналов НКР средством РМ и для исследования элементов ТКС.

Ключевые слова: модель дискретного канала, цифровой сигнал, битовые ошибки, низкоскоростные кодеки речи.

ANALYSIS OF DISCRETE CHANNEL MODELS FOR RECEIVING SIGNALS OF LOW-SPEED VOICE CODECS

V.A. Aladinskiy¹, S.V. Kuzminskiy²

¹ LLC «STC», Saint-Petersburg, Russia

² FSUE «18 CSRI MD RF», Moscow, Russia

Abstract. The factors influencing the results of radio monitoring (RM) include various noises and interference in radio channels. The development of radio channels physical models based on the receiving and processing tracts of radio signals of RM means is considered not effective. To describe the phenomena and processes of transmission and reception of signals of telecommunication systems (TCS), mathematical and simulation modeling are used to describe

the patterns manifested in these channels and to study various parameters and characteristics of the simulated objects.

The low-speed voice codecs (LVC) used in the TCS ensure the transmission of speech messages over radio channels using digital signals at a speed of 16 – 0,6 kbit/s. There are various mathematical models of a discrete channel (DsC) of signal reception used for the study of LVC, characterized by sufficiently complete information about the parameters of received speech messages. At the same time, digital signals generated by a given codec are considered, in which the influence of DsC is displayed as a stream of bit errors. The influence of DsC is evaluated by the quality of synthesized speech signals with pulse-code modulation.

In contrast to the TCS, when describing the signals processing in the receiving tracts of the RM means, it is necessary to take into account the uncertainty of the DsC characteristics and the properties of the received signals. To develop a mathematical model of the DsC and the subsequent construction of a simulation model of the DsC, it is necessary to describe the patterns of occurrence of bit errors in digital signals of the LVC and identify the features of the manifestation of these errors in the conditions of RM. The paper reveals the advantages and disadvantages of existing DsC models of signal reception. The possibilities of practical application of the considered DsC models in solving RM problems are determined. The obtained results can be used in the development of DsC models for the reception of signals of the LVC by means of RM and for the study of elements of the TCS.

Keywords: discrete channel model, digital signal, bit errors, low-speed voice codecs.

1. ВВЕДЕНИЕ

Канал радиосвязи – это совокупность технических средств и среды распространения радиоволн (РРВ), обеспечивающих передачу сигналов от источника к получателю [1]. Математические модели радиоканалов отображают наиболее важные характеристики среды РРВ и используются для синтеза элементов передатчика и приемника [2]. Общими требованиями к моделям радиоканала являются адекватность, простота их использования и точность [3]. Выполнение требований простоты и точности при моделировании аналогового канала затруднительно, так как влияние среды РРВ и технических средств на результаты приема и обработки радиосигналов описывается разнообразными и сложными закономерностями. Поэтому для анализа свойств низкоскоростных кодеков речи (НКР), применяемых в телекоммуникационных системах (ТКС), разрабатывают модели дискретного канала (ДК), которые позволяют исследовать зависимости появления одиночных битовых ошибок и их групп (пакетов), возникающих при передаче дискретных радиосигналов [4, 5]. Требованиями к математической модели являются адекватность реальному объекту, точность и сложность. Основное требование – адекватность модели, зависит от цели моделирования и устанавливается проверкой соответствия закономерностей, описывающих реальные и моделируемые объекты. Рекомендуются выбирать модель минимальной сложности при заданной точности [6].

В условиях ведения радиомониторинга (РМ) сведения о процессах преобразования радиосигналов могут быть получены на основе их анализа для создания трактов приема и обработки (ТПО), адекватных приемным трактам ТКС и обеспечивающих извлечение требуемой информации. Эффективность процессов извлечения информации средствами РМ, в том числе селекции и распознавания применяемых протоколов НКР,

автоматического распознавания речи и идентификации личности диктора, зависит от результатов выполнения технических операций по приему и обработке радиосигналов, обратных операциям в передающих трактах ТКС, включая демодуляцию, дескремблирование, деперемежение, помехоустойчивое декодирование. Также на результаты РМ кроме условий РРВ оказывают влияние различия в свойствах ТПО средств РМ и приемных трактов, реализованных в ТКС [7], включая используемые декодеры.

Целью статьи является анализ существующих моделей ДК приема сигналов НКР и выявление их достоинств и недостатков на основе общих требований к моделям ДК, а также уточнение особенностей влияния ТПО средств РМ на сигналы НКР.

2. МОДЕЛИ ДИСКРЕТНОГО КАНАЛА ПРИЕМА СИГНАЛОВ ТКС

Описание систем и реализуемых ими процессов осуществляется с помощью различных методов моделирования [8]. При исследовании свойств телекоммуникационной системы $\Phi_{\text{ТКС}}$ осуществляется замена реальных сигналов и помех их математическими моделями [9], разрабатываемыми на основе теории сигналов [10, 11]. В системе $\Phi_{\text{ТКС}}$ выделяется ДК приема синтезированных сигналов S_p с ИКМ, в котором реализованы процессы низкоскоростного кодирования речевых сигналов $\hat{S}_p$, поступающих на вход заданного кодера $\phi_{\text{нк}}$. Совокупность $\Psi_{\text{прс}}$ процессов передачи речевых сигналов $\hat{S}_p$ с ИКМ, а также синтеза речевых сигналов S_p на приемной стороне системы $\Phi_{\text{ТКС}}$ с помощью соответствующего декодера $\phi_{\text{нд}}$, описывается отображением следующего вида [11]:

$$\Psi_{\text{прс}} : \hat{S}_p \rightarrow S_p. \quad (1)$$

Несмотря на разнообразные меры повышения достоверности передачи сообщений, на приемной стороне системы $\Phi_{\text{ТКС}}$ синтезированные речевые сигналы S_p с ИКМ содержат искажения, обусловленные наличием шумов и помех в радиоканалах. Как правило, искажения, вносимые в речевые сигналы $\hat{S}_p$ при передаче по радиоканалу и в процессе приема и обработки до момента формирования S_p , считаются случайными [5]. Однако, при непосредственном вводе искажений в сигналы $\hat{S}_p$ адекватность модели ДК приема сигналов с ИКМ не обеспечивается, так как в полной мере влияние НКР не учитывается. Поэтому для анализа системы $\Phi_{\text{ТКС}}$ используют модели ДК приема сигналов с ИКМ, а для адекватного ввода битовых ошибок – модели ДК приема сигналов НКР. В этом случае изменению подвергаются цифровые сигналы $\hat{S}$, сформированные заданным низкоскоростным кодером. Процесс передачи цифровых сигналов $\hat{S}$ по радиоканалам и получения в приемных трактах ТКС цифровых сигналов S описывается отображением вида

$$\Psi_{\text{нс}} : \hat{S} \rightarrow S, \quad (2)$$

Элементом рассматриваемых цифровых сигналов, сформированных кодером, является один двоичный символ (бит) s , значения которого $s(a_1) = 1$ и $s(a_2) = 0$ составляют алфавит A_c объемом $N_{ac} = 2$ символов:

$$A_c = \{a_1, a_2\}. \quad (3)$$

В этом случае возможен ввод битовых ошибок непосредственно в сигнал $\hat{s} \in \hat{S}$ в соответствии с выражением [12, 13]

$$\mathbf{s} = \hat{\mathbf{s}} \oplus \mathbf{s}_{60}, \quad (4)$$

где $\mathbf{s} = \{s(1), s(2), \dots, s(n_3), \dots, s(N_3)\}$ – принятый цифровой сигнал размерностью N_3 , $n_3 = 1, 2, \dots, N_3$ – порядковый номер элемента s ; $\mathbf{s}_{60} = (s(1), s(2), \dots, s(n_{60}), \dots, s(N_3))$ – последовательность битовых ошибок размерностью N_3 , называемая вектором либо потоком ошибок и формируемая генератором случайных чисел (ГСЧ) [5]; $s(n_{60})$ – элемент вектора $\mathbf{s}_{60}$ с порядковым номером n_{60} .

Случайная природа возникновения разнородных битовых ошибок предполагает формирование вероятностных моделей ДК приема сигналов НКР [5, 14]. Чаще всего исследуют закономерности появления одиночных и пакетных битовых ошибок в реализации $\mathbf{s} \in \mathbf{S}$, а также случайные (одиночные) потери блоков $\mathbf{s}_6 \in \mathbf{s}$ [5, 15]. Влияние одиночных битовых ошибок на сигналы $\hat{\mathbf{S}}$ в системе $\Phi_{\text{ТКС}}$ изучают с использованием модели дискретного симметричного канала без памяти (ДСК) [14, 16]. Модель ДСК описывает ситуацию, когда одиночные битовые ошибки в любом элементе s сигнала $\mathbf{s}$ со значениями $s(a_1)$ или $s(a_2)$ равновероятны и могут занимать в последовательности $\mathbf{s}$ любое положение ($n_3 = 1, 2, \dots, N_3$) при значении вероятности P_{60} появления ошибки в одном элементе s цифрового сигнала [2]. Появление N_{60} независимых битовых ошибок в последовательности $\mathbf{s}$ объемом N_3 элементов описывается биномиальным законом распределения (ЗР) вероятностей (ЗР Бернулли) [12]

$$P(N_{60}, N_3) = C_{N_3}^{N_{60}} P_{60}^{N_{60}} (1 - P_{60})^{N_3 - N_{60}}, \quad (5)$$

где

$$C_{N_3}^{N_{60}} = \frac{N_3!}{N_{60}! (N_3 - N_{60})!} - \quad (6)$$

биномиальный коэффициент, определяющий число комбинаций ошибочных элементов объемом N_{60} в последовательности $\mathbf{s}$ объемом N_3 .

Количество N_{60} битовых ошибок, вводимых в $\mathbf{s}$ согласно (4), определяется наличием в составе $\mathbf{s}_{60}$ элементов $s(n_{60})$, имеющих значение «1», в соответствии с выражением [17]:

$$N_{60} = \lfloor P_{60} \cdot N_3 \rfloor, \quad (7)$$

где $\lfloor \cdot \rfloor$ – операция округления значения до ближайшего целого в меньшую сторону.

Считается [16], что на разборчивость q_p речевых сигналов $\hat{\mathbf{S}}_p$, синтезированных НКР, оказывают влияние одиночные битовые ошибки в принятых цифровых сигналах $\hat{\mathbf{S}}$ при $P_{60} > 0,01$. Помехоустойчивость НКР характеризуется максимальным значением вероятности P_{60_max} появления битовой ошибки в $\hat{\mathbf{S}}$, при котором разборчивость q_p не больше предельного значения $q_{p\_min} = 1,7$, установленного ГОСТ Р 51061-97, и получатель не может восстановить содержание речевого сообщения [18]. При исследованиях свойств НКР выбирают различные значения P_{60_max} . Например, за рубежом для каналов радиосвязи диапазона ВЧ установлено $P_{60\_max} = 0,1$ [16],

отечественные специалисты проводят исследования возможностей НКР при $P_{\text{бо\_max}} = 0,15$ [19]. Поэтому примем значения $P_{\text{бо\_min}} = 0,01$ и $P_{\text{бо\_max}} = 0,15$ в качестве ограничений при формировании модели ДК приема сигналов $\mathbf{S}$. Тогда пределы изменения значений $P_{\text{бо}}$ определяются условием

$$0,01 \leq P_{\text{бо}} \leq 0,15. \quad (8)$$

Таким образом, для формирования модели ДСК достаточно знать свойства последовательности $\mathbf{s}_{\text{бо}}$, к которым относят размерность $|\mathbf{s}_{\text{бо}}|$ и значение вероятности $P_{\text{бо}}$ ошибки в элементе s . Модель ДСК используется при отсутствии группирования битовых ошибок в исследуемом канале либо при их устранении за счёт дополнительной перестановки бит (перемежения) [14]. Описание ЗР вероятности $P(N_{\text{бо}}, N_{\text{э}})$ возникновения $N_{\text{бо}}$ независимых битовых ошибок в последовательности $\mathbf{s}$ объемом $N_{\text{э}}$ элементов, формируемой в тракте приема и обработки средства РМ, определяется по формуле (5), а значения $P_{\text{бо}}$ соответствуют (8). Характерные условия, в которых модель ДСК является адекватной, отмечаются для каналов спутниковых ТКС с флуктуационными помехами [5]. Сложность модели ДСК определяется диапазоном ГСЧ, который используется для формирования вектора $\mathbf{s}_{\text{бо}}$. При меньшем значении $N_{\text{э}}$ требуется меньший диапазон ГСЧ, и, как следствие, ниже его сложность [20].

В противном случае применяется модель ДК с памятью (ДКП), которая описывает свойства пакетов битовых ошибок в последовательности $\mathbf{s}$, характерные для радиорелейной, тропосферной связи и радиосвязи диапазона высоких частот (ВЧ) [5, 12]. Модели ДКП, разработанные на основе цепей Маркова с состояниями $n_{\text{цм}} = 1, 2, \dots, N_{\text{цм}}$, где $N_{\text{цм}}$ – число состояний, обеспечивают поэлементное описание сигнала $\mathbf{s}$ [12]. Основной характеристикой ДКП является условная вероятность $P_{\text{по}}(n_{\text{цм}}|N_{\text{цм}})$ перехода из какого-либо состояния $n_{\text{цм}} \neq N_{\text{цм}}$ в состояние $N_{\text{цм}}$ достоверного появления пакета $\mathbf{s}_{\text{по}}$ битовых ошибок – кодовой комбинации объемом $N_{\text{по}}$, которая начинается и заканчивается искаженными элементами [5]. Модель ДКП приема сигналов НКР на основе цепи Маркова с $N_{\text{цм}} = 2$, называемая моделью Гильберта и представленная в [14], описывается вероятностями $P_{\text{бо}}(n_{\text{цм}})$. Состояние с номером $n_{\text{цм}} = 1$ соответствует модели ДСК и описывается формулой (5) при значении $P_{\text{бо}}(1) \leq P_{\text{бо\_min}}$. Состоянию $n_{\text{цм}} = 2$, которое возникает с вероятностью $P_{\text{по}}(n_{\text{цм}}|N_{\text{цм}})$, соответствует появление пакета $\mathbf{s}_{\text{по}}$. В этом случае значение $P_{\text{бо}}(2) \gg P_{\text{бо\_min}}$. Считается [13], что модель Гильберта имеет недостаточную точность отображения реальных закономерностей появления пакетов битовых ошибок, так как вероятность $P_{\text{по}}(n_{\text{цм}}|N_{\text{цм}})$ описывается равномерным ЗР.

Большой точностью обладают модели ДКП на основе цепей Маркова с $N_{\text{цм}} = 2 - 6$, описанные в [5, 13]. Например, в модели ДКП Фричмана-Свободы [5] цепь Маркова задается квадратной матрицей $\mathbf{P}_{\text{п}}$ условных вероятностей $P_{\text{по}}(n_{\text{цм}}|N_{\text{цм}})$ размеров $N_{\text{цм}}$, причем появление пакетов $\mathbf{s}_{\text{по}}$ возможно только в состоянии $N_{\text{цм}}$. Повышение точности в модели ДКП Фричмана-Свободы достигается за счет использования эмпирической функции $F(N_{\text{по}}, N_{\text{э}})$ распределения пакетов ошибок $\mathbf{s}_{\text{по}}$ размерности $N_{\text{по}}$ в последовательности $\mathbf{s}$ размерности $N_{\text{э}}$. Однако, для формирования матрицы $\mathbf{P}_{\text{п}}$ и описания функции $F(N_{\text{по}}, N_{\text{э}})$ необходимо иметь априорные (экспериментальные) данные, содержащие совокупности сигналов $\check{\mathbf{S}}$ и $\mathbf{S}$, полученных в условиях реальных

каналов. Математические модели ДКП на основе цепей Маркова считаются сложными для имитационного моделирования, а нахождение каждой реализации s требует значительных вычислительных затрат [5, 20, 21].

Известно [5, 22], что цифровые сигналы $\tilde{S}$, сформированные в передающей части НКР, и сигналы S , полученные в приемных трактах ТКС, состоят из последовательностей блоков. Количество N_6 блоков двоичных символов, содержащихся в сигнале s , определяется по следующей формуле [23]:

$$N_6 = N_3 / N_c. \quad (9)$$

Тогда сигнал $s \in S$ представляется в следующем виде:

$$s = \{s_6(1), s_6(2), \dots, s_6(n_6), \dots, s_6(N_6)\}, \quad (10)$$

где $s_6 = \{s(1), s(2), \dots, s(n_c), \dots, s(N_c)\}$ – блок двоичных символов, формируемый низкоскоростным кодером с номером n_6 ; $n_c = 1, 2, \dots, N_c$ – номер элемента s , входящего в состав любого блока s_6 ; N_c – количество элементов в одном блоке s_6 с номером n_6 , являющееся постоянной величиной и заданной в стандарте (протоколе) на этапе разработки низкоскоростного кодера.

Достаточным по точности считается частичное описание ДКП, позволяющее определить ЗР вероятности $P(N_{\text{по}}, N_c)$ появления не менее $N_{\text{по}}$ битовых ошибок подряд в блоке s_6 объемом N_c элементов [12]:

$$P(N_{\text{по}}, N_c) = (N_c / N_{\text{по}})^{1-k_{\text{го}}} P_{\text{бо}}, \quad (11)$$

где $k_{\text{го}}$ – эмпирический показатель (коэффициент) группирования битовых ошибок в s .

Значение $k_{\text{го}} = 0$ задается в ситуации, когда группирование ошибок в пакеты отсутствует и выражение (11) соответствует модели ДСК. При исследовании влияния групповых ошибок, проявляющихся в каналах радиорелейной связи, значение $k_{\text{го}}$ определяется условием [12]

$$0,3 \leq k_{\text{го}} \leq 0,5, \quad (12)$$

а в радиосвязи диапазона ВЧ –

$$0,3 \leq k_{\text{го}} \leq 0,4. \quad (13)$$

В данной модели ДКП вектор битовых ошибок имеет объем N_c , а выражение (4) принимает следующий вид:

$$s_6 = \hat{s}_6 \oplus s_{\text{бо}}. \quad (14)$$

Ввод ошибок в последовательность s осуществляется поблочно. Общим недостатком, который проявляется при программной реализации моделей ДК, является высокая сложность построения ГСЧ, используемого для формирования вектора $s_{\text{бо}}$, при больших значениях N_3 [20]. Зачастую $N_3 \gg N_c$, поэтому рассматриваемая частная модель ДКП в наибольшей степени соответствует общему требованию к сложности в сравнении с моделью ДСК и моделями ДКП на основе цепей Маркова.

Потери отдельных блоков s_6 , возникающие в системе $\Phi_{\text{ТКС}}$ с коммутацией пакетов и асинхронной доставкой пакетов, а также при ее перегрузке [14], проявляются также при ведении РМ. Описание ЗР вероятности $P(N_{\text{пб}}, N_6)$ потери $N_{\text{пб}}$ отдельных блоков от общего числа N_6 блоков, содержащихся в последовательности s , описывается ЗР

Бернулли при выполнении условия [14, 15]

$$0,01 \leq P_{\text{пб}} \leq 0,1. \quad (15)$$

Известно два подхода, обеспечивающих моделирование потерь блоков. Первый подход предполагает замену какого-либо блока $s_{\text{б}} \in s$ блоком $s_{\text{пб}}$, обозначающим потерю, который содержит элементы (биты) со значениями, заданными случайным образом [14]. В условиях ведения РМ значения всех принятых элементов сигнала s рассматриваются как случайные величины [24], что не позволяет отличить блок $s_{\text{пб}}$ от других принятых блоков из состава s , и он становится дополнительной структурной помехой [25]. Второй подход предполагает замену какого-либо блока $s_{\text{б}} \in s$ на блок $s_{\text{пб}}$, который включает только элементы $s(a_2)$ [5, 15], что обеспечивает однозначное определение фрагмента сигнала s , содержащего утраченную информацию. Поэтому предлагается использовать замену потерянных блоков $s_{\text{б}}$ на блоки вида $s_{\text{бп}}$. Значение $N_{\text{пб}}$ определяется по аналогии с (7):

$$N_{\text{пб}} = \lfloor P_{\text{пб}} \cdot N_{\text{б}} \rfloor. \quad (16)$$

Далее формируется вектор $s_{\text{пб}}$ блоковых потерь размерностью $N_{\text{б}}$, в составе которого положение любого элемента со значением 0, т. е. $s(n_{\text{пб}}, a_2)$, указывает на потерянный компонент $s_{\text{б}}$ с номером $n_{\text{б}} = n_{\text{пб}}$ в последовательности s . Замена потерянных блоков из состава s на блоки вида $s_{\text{пб}}$ выполняется при скалярном умножении каждого блока $\hat{s}_{\text{б}}$ исходного сигнала $\hat{s}$ на значения $s(n_{\text{пб}})$ при $n_{\text{б}} = n_{\text{пб}}$ в соответствии с выражением

$$s_{\text{б}}(n_{\text{б}}) = \hat{s}_{\text{б}}(n_{\text{б}}) \times s(n_{\text{пб}}) \mid n_{\text{б}} = n_{\text{пб}}. \quad (17)$$

При $s(n_{\text{пб}}) = 1$ элементы $\hat{s}_{\text{б}}$ остаются без изменений, если $s(n_{\text{пб}}) = 0$, тогда $\hat{s}_{\text{б}} = s_{\text{бп}}$.

Анализ возможностей ТКС осуществляют по зависимости значений $q_{\text{р}}$ качества речевых сигналов $S_{\text{р}}$ с ИКМ, синтезированных заданным декодером на приемной стороне ТКС, от значений вероятности $P_{\text{б0}}$ согласно (8) при сравнении сигналов $S_{\text{р}}$ с исходными речевыми сигналами $\hat{S}_{\text{р}}$ в соответствии с методикой, описанной в стандартах [18, 26]. В результате формируется характеристика $q_{\text{р}}(P_{\text{б0}})$ [14, 16], описываемая степенным многочленом порядка $N_{\text{см}}$ следующего вида [27]:

$$q_{\text{р}}(P_{\text{б0}}) = k_0 + \sum_{n_{\text{см}}=1}^{n_{\text{см}}=N_{\text{см}}-1} k(n_{\text{см}}) \cdot P_{\text{б0}}^{n_{\text{см}}}. \quad (18)$$

где $k(0)$ – свободный член; $k(n_{\text{см}})$ – коэффициент степенного многочлена с номером $n_{\text{см}} = 1, 2, \dots, N_{\text{см}}$.

Выполнение требований по адекватности и точности модели ДК проверяется при сравнении реальной закономерности $q_{\text{р}}(P_{\text{б0}})$ с закономерностью $q_{\text{р\_м}}(P_{\text{б0}})$, формируемой по модельным реализациям. Согласно [26] точность определяется разностью $\Delta q_{\text{р}}$ между значениями $q_{\text{р}}$ и $q_{\text{р\_м}}$ при $P_{\text{б0}} = \text{const}$ в соответствии с выражением

$$\Delta q_{\text{р}} = q_{\text{р}} - q_{\text{р\_м}}. \quad (19)$$

Допустимым считается значение $\Delta q_{\text{р}} = \pm 0,02$ балла, что составляет $\pm 5\%$ от максимального значения $q_{\text{р\_max}} = 5$ баллов по шкале средней субъективной оценки качества MOS (англ. – *mean opinion score*) на выборке объемом $N_{\text{р}} = 30000$ записей

речевых сигналов $\hat{S}_p$ с ИКМ [26]. Введение в выражение (19) переменной $P_{\text{бo}}$ с числом значений $N_{\text{см}}$ позволяет сопоставить закономерности $q_p(P_{\text{бo}})$ и $q_{p\_м}(P_{\text{бo}})$, сделать вывод об их соответствии друг другу и, как следствие, об адекватности и точности модели ДК. Поэтому в качестве критерия $\Omega_{\text{мк}}$ выполнения требований к модели ДК выступает выражение

$$q_p(P_{\text{бo}}) \equiv q_{p\_м}(P_{\text{бo}}). \quad (20)$$

Исследование возможностей ТКС, оценка адекватности и точности модели ДК осуществляется с использованием упорядоченной пары $(\hat{S}_p, S_p)$ совокупностей переданных и синтезированных сигналов с ИКМ, которые связаны процессами $\Psi_{\text{прс}}$ (1). Однако, ввод битовых ошибок согласно (4) выполняется путем формирования упорядоченной пары $(\hat{S}, S)$ совокупностей переданных и принятых цифровых сигналов НКР, связанных процессами $\Psi_{\text{пс}} \subset \Psi_{\text{прс}}$ (2). Закономерность появления в принятых цифровых сигналах одиночных и групповых битовых ошибок определяется выражением (11) с учетом параметров частной модели ДКП, которая выбрана в качестве прототипа. Появление случайных потерь блоков описывается ЗР Бернулли. Во всех случаях вектор $s_{\text{бo}}$ битовых ошибок формируется поблочно в соответствии с установленными закономерностями на основе функционирования ГСЧ. Параметры модели ДК, к которым относятся вероятности $P_{\text{бo}}$ и $P_{\text{пб}}$, значение $N_{\text{с}}$, устанавливаемое на этапе разработки кодека, и значение $N_{\text{б}}$, зависящее от длительности цифрового сигнала S_p , обозначим $Y_{\text{мк}}$. Тогда в формализованном виде модель ДК приема сигналов НКР в ТКС представляется упорядоченной совокупностью (кортежем):

$$\Lambda_{\text{дк}} = \langle (\hat{S}_p, S_p), (\hat{S}, S), \Psi_{\text{прс}}, Y_{\text{мк}}, \Omega_{\text{мк}} \rangle. \quad (21)$$

Сигналы S , принятые системой РМ $\Phi_{\text{рм}}$, помимо ошибок, вызванных наличием шумов и помех в радиоканалах, содержат битовые ошибки, обусловленные несовершенством (неоптимальностью) ТПО средства РМ, которые имеют случайную природу [9]. Совокупность процессов $\Psi_{\text{прс}}$ приема и обработки сигналов НКР в системе $\Phi_{\text{рм}}$ также описывается отображением вида (1). Но, в отличие от условий передачи сигналов НКР по каналам радиосвязи ТКС, при ведении РМ, как правило, неизвестно время $t_{\text{н}}$ начала передачи сообщения. При формировании в ТПО средства РМ сигнала s его блок $s_{\text{б}}$ с номером $n_{\text{б}} = 1$ составляется из первых $N_{\text{с}}$ полученных символов. Поэтому в начале принятого сигнала s отмечаются потери некоторого случайного количества $N_{\text{пс}} > 0$ элементов в сравнении с сигналом $\hat{s}$ на выходе низкоскоростного кодера. Также потери некоторого количества $N_{\text{пс}}$ элементов s в начале исходного сигнала $\hat{s}$ отмечаются при групповой потере блоков $s_{\text{б}}$. Вероятность $P_{\text{пс}}$ потери символов в начале сигнала s определяется выражением вида [28]

$$P_{\text{пс}} = 1 - (1/N_{\text{с}} - 1). \quad (22)$$

Таким образом, существуют различные модели ДК приема сигналов НКР, преимуществами которых являются адекватность, определяемая выбором ЗР вероятности появления различных видов ошибок, а также точность, зависящая от выбора параметров ЗР. Так как сложность модели ДК зависит от длины вектора $s_{\text{бo}}$ ошибок, то наиболее простой оказывается частная модель ДКП с поблочным вводом битовых ошибок в сигнал

s. В то же время, в известных моделях ДК выделяется ряд недостатков (применительно к РМ):

- при больших значениях N_b для формирования вектора s_{b0} требуются сложные ГСЧ;
- не учитываются групповые потери блоков из состава последовательности s;
- при оценивании адекватности и точности модели необходимо иметь исходные речевые сигналы $\hat{S}_p$ с ИКМ, которые сравнивают с синтезированными речевыми сигналами S_p с ИКМ, полученными в приемных трактах ТКС, что не всегда выполнимо при ведении РМ;

известны факты искажений в сигналах S , полученных в ТПО средств РМ, вызванные неопределенностью времени начала передачи сообщений и приводящие к потере символов в начале последовательности s, в том числе при групповой потере блоков из состава последовательности s.

Следовательно, опираясь на известные результаты формирования моделей ДК, используемых для исследования ТКС, возможно устранить выявленные недостатки и разработать модель Λ_{dk} приема сигналов НКР, учитывающую отличия, возникающие при ведении РМ. В качестве прототипа предлагается использовать частную модель ДКП, которая считается адекватной при различных видах ошибок и является достаточно точной и наименее сложной.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Математические модели ДК приема сигналов S требуются для исследования возможностей НКР в различных условиях функционирования. Влияние процессов передачи сигналов S по каналам ТКС отражается в виде одиночных и групповых битовых ошибок, случайных потерь одиночных блоков s_b из состава сигнала s. Адекватность и точность математической модели ДК приема сигналов НКР определяется степенью соответствия характеристик – реальной $q_p(P_{b0})$ и модельной $q_{p\_m}(P_{b0})$ значениями разборчивости речи. В формальном виде модель Λ_{dk} для исследования ТКС представляется совокупностями сигналов, процессов их преобразования, набором параметров и критериями, по которым она оценивается.

Известно большое количество различных моделей ДК приема сигналов НКР, используемых для исследования ТКС, которые отличаются точностью и сложностью. Рассмотренные модели, в том числе модель ДСК и модели ДКП, являются адекватными в конкретных условиях и обеспечивают возможность исследования процессов приема и обработки сигналов S . Однако они не в полной мере учитывают такие особенности ведения РМ в различных диапазонах частот, как неопределенность времени начала приема сигнала, потери блоков двоичных символов. Особенности приема и обработки радиосигналов в ТПО средств РМ также проявляются в фактах потери символов в начале принятой последовательности s. При разработке модели ДК сигналов НКР, получаемых в ТПО средств РМ, необходимо на основе выбранного прототипа устранить выявленные недостатки и учесть особенности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с. – ISBN 5-088070-112-3.
2. Прокис Дж. Цифровая связь: Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 1980. – 800 с. – ISBN 5-256-01434-X.
3. Модели источника ошибок в каналах передачи цифровой информации / Э.Л. Блох, О.В. Попов, В.Я. Турин. – М.: Связь, 1971. – 312 с.
4. Оптимизационная задача выбора речевого и канального кодирования / В.В. Бабкин, А.А. Ланнэ, В.С. Шаптала // 7-я Международная конференция DSPA-2005. – М.: Труды DSPA, 2005. – С. 123 – 127.
5. Шелухин О.И., Лукьянцев Н.Ф. Цифровая обработка и передача речи / Под ред. О.И. Шелухина. – М.: Радио и связь, 2000. – 456 с.
6. Рыжиков Ю.И. Работа над диссертацией по техническим наукам. Изд. 3-е., перераб. и доп. – СПб.: БХВ-Петербург, 2012. – 512 с. – ISBN 978-5-9775-0869-8.
7. Чельшев В.Д., Якимовец В.В. Зарубежные радиоэлектронные системы наземного и спутникового мобильного радиосервиса. – СПб.: ВАС, 2012. – 388 с.
8. Петухов Г.Б., Якунин В.И. Методологические основы внешнего проектирования целенаправленных процессов и целеустремленных систем. – М.: АСТ, 2006. – 504 с.
9. Радзиевский В.Г., Сирота А.А. Информационное обеспечение радиоэлектронных систем в условиях конфликта. – М.: ИПРЖР, 2001. – 456 с.
10. Борисов Ю.П., Цветнов В.В. Математическое моделирование радиотехнических систем и устройств. – М.: Радио и связь, 1985. – 176 с.
11. Френкс Л. Теория сигналов: Пер. с англ. / Под ред. Д.Е. Вакмана. – М.: Сов. радио, 1974. – 344 с.
12. Шварцман В.О., Емельянов Г.А. Теория передачи дискретной информации. – М.: Связь, 1979. – 424 с.
13. Varshney P.K. Channel models for the error injector unit: RADCTR-90-89 Final Technical Report. – Syracuse University, 1990. – 23 p.
14. Бабкин В.В. Защита от ошибок и интерполяция потерь пакетов в низкоскоростных речевых кодеках. // Электросвязь. – 2009. – № 11. – С. 47 – 49.
15. Neustein A., Patil H.A. Forensic speaker recognition: Law enforcement and counter-terrorism. – New York: Springer, 2012. – 546 p. – ISBN 978-1-4614-0262-6.
16. Recommendation ITU-R F.1112-1 Digitized speech transmissions for systems operating below about 30 MHz. – Radiocommunication Study Group 8. Question ITU-R 164/9, 1995. – 15 p.
17. Деев В.В. Методы модуляции и кодирования в современных системах связи. – СПб.: Наука, 2007. – 267 с.
18. ГОСТ Р 51061-97 Системы низкоскоростной передачи речи по цифровым каналам. Параметры качества речи и методы измерений. – М.: ИПК, 1997. – 24 с.
19. Бабкин В.В. Проблемы построения современных систем цифровой речевой связи. / Цифровая обработка сигналов и ее применение: материалы 9-й Межд. конф. – М.: ИПУ РАН, 2007. – Доклады – IX – 1. – С. 23 – 27.
20. Патент РФ на изобретение № RU 2705771 от 11.11.2019. Способ моделирования независимых и группирующихся ошибок канала связи // И.А. Ромачёва, С.А. Трушин. – РФ: Федеральная служба по интеллектуальной собственности, бюлл. № 32, 2019.
21. Патент РФ на изобретение № RU 2254675 С2 от 05.06.2005. Способ моделирования канала связи // В.В. Квашенников, В.Г. Яковлев. – РФ: Федеральная служба по интеллектуальной собственности, бюлл. № 17, 2005.
22. Chu W.C. Speech coding algorithms: Foundation and evolution of standardized coders. – New Jersey: Wiley-Interscience, 2003. – 558 p. – ISBN 0-471-37312-5.
23. Аладинский В.А., Кузьминский С.В. Анализ цифровых потоков на выходах вокодеров, применяемых на зарубежных линиях радиосвязи диапазона высоких частот. / Успехи современной радиоэлектроники. – М.: Радиотехника. – 2015. – № 7. – С. 73 – 76.

24. Аладинский В.А., Кузьминский С.В. Метод формирования признаков распознавания протоколов низкоскоростного кодирования речи // Наукоемкие технологии. – М.: Радиотехника. – 2015. – № 12. – С. 20 – 25.
25. Варакин Л.Е. Теория систем сигналов. – М.: Сов. радио, 1978. – 304 с.
26. Recommendation ITU-T P.863.1 Methods for objective and subjective assessment of speech and video quality: Application guide for Recommendation ITU-T P.863, 2019. [Электронный ресурс]: [файл]. URL: <http://handle.itu.int/11.1002/1000/13966>. – Загл. с экрана.
27. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров: Пер. с англ. – М.: Наука, 1970. – 720 с.
28. Патент РФ на изобретение № RU 2610285 C1 от 08.02.2017. Способ распознавания протоколов низкоскоростного кодирования // В.А. Аладинский, С.В. Кузьминский, П.Л. Смирнов, Д.Н. Чубатый. – РФ: Федеральная служба по интеллектуальной собственности, бюлл. № 4, 2017.

REFERENCES

1. Radioelectronic systems: Fundamentals of construction and theory. Handbook. 2nd ed., repr. and add. / Ed. by Ya.D. Shirman. – M.: Radio Engineering, 2007. – 512 p. – ISBN 5-088070-112-3.
2. Proakis J. Digital communication: Tr. from English / Ed. by D.D. Klovsky. – M.: Radio and Communications, 1980. – 800 p. – ISBN 5-256-01434-X.
3. Models of the source of errors in digital information transmission channels / E.L. Bloch, O.V. Popov, V.Ya. Turin. – M.: Svyaz, 1971. – 312 p.
4. Optimization problem of speech and channel coding selection / V.V. Babkin, A.A. Lanne, V.S. Shaptala // 7th International Conference DSPA-2005. – M: Proceedings of DSPA, 2005. – pp. 123 – 127.
5. Shelukhin O.I., Lukyantsev N.F. Digital speech processing and transmission / Ed. by O.I. Shelukhin. – M.: Radio and Communications, 2000. – 456 p.
6. Ryzhikov Yu.I. Work on a dissertation on technical sciences. 3rd ed., repr. and suppl. – SPb: BHV-Petersburg, 2012. – 512 p. – ISBN 978-5-9775-0869-8.
7. Chelyshev V.D., Yakimovets V.V. Foreign radio electronic systems of ground and satellite mobile radio service. – SPb.: VAS, 2012. – 388 p.
8. Petukhov G.B., Yakunin V.I. Methodological foundations of external design of purposeful processes and purposeful systems. – M.: AST, 2006. – 504 p.
9. Radzievsky V.G., Sirota A.A. Information support of radio-electronic systems in conflict conditions. – M.: IPRZHR, 2001. – 456 p.
10. Borisov Yu.P., Tsvetnov V.V. Mathematical modeling of radio engineering systems and devices. – M.: Radio and Communications, 1985. – 176 p.
11. Franks L. Signal theory: Tr. from English / Ed. by D.E. Vakman. – M. Sov. radio, 1974. – 344 p.
12. Shvartsman V.O., Emelyanov G.A. Theory of discrete information transmission. – M.: Svyaz, 1979. – 424 p.
13. Varshney P.K. Channel models for the error injector unit: RADCTR-90-89 Final Technical Report. – Syracuse University, 1990. – 23 p.
14. Babkin V.V. Error protection and packet loss interpolation in low-speed speech codecs. // Telecommunication. – 2009. – No. 11. – pp. 47 – 49.
15. Neustein A., Patil H.A. Forensic speaker recognition: Law enforcement and counter-terrorism. – New York: Springer, 2012. – 546 p. – ISBN 978-1-4614-0262-6.
16. Recommendation ITU-R F.1112-1 Digitized speech transmissions for systems operating below about 30 MHz. – Radiocommunication Study Group 8. Question ITU-R 164/9, 1995. – 15 p.
17. Deev V.V. Methods of modulation and coding in modern communication systems. – SPb.: Nauka, 2007. – 267 p.
18. GOST R 51061-97 Systems of low-speed speech transmission via digital channels. Speech quality parameters and measurement methods. – M.: IPK, 1997. – 24 p.
19. Babkin V.V. Problems of construction of modern digital speech communication systems. / Digital signal processing and its application: Materials of the 9th International Conference – Moscow: IPU RAS, 2007. – Reports – IX – 1. – pp. 23 – 27.

20. Patent for invention No. RU 2705771 dated 11.11.2019. A method for modeling independent and grouped communication channel errors // I.A. Romacheva, S.A. Trushin. – RF: Federal Service for Intellectual Property, bul. No. 32, 2019.
21. Patent for invention No. RU 2254675 C2 dated 05.06.2005. A method for modeling a communication channel // V.V. Kvashennikov, V.G. Yakovlev. – RF: Federal Service for Intellectual Property, bul. No. 17, 2005.
22. Chu W.C. Speech coding algorithms: Foundation and evolution of standardized coders. – New Jersey: Wiley-Interscience, 2003. – 558 p. – ISBN 0-471-37312-5.
23. Aladinsky V.A., Kuzminsky S.V. Analysis of digital streams at the outputs of vocoders used on foreign radio communication lines of the high frequency range. / Successes of modern radio electronics. - M.: Radio Engineering. – 2015. – No. 7. – pp. 73 – 76.
24. Aladinskiy V.A., Kuzminskiy S.V. Method of formation of signs of recognition of protocols of low-speed speech coding // High-tech technologies. – M.: Radio engineering. – 2015. – No. 12. – pp. 20 – 25.
25. Varakin L.E. Theory of signal systems. – M. Sov. radio, 1978. – 304 p.
26. Recommendation ITU-T P.863.1 Methods for objective and subjective assessment of speech and video quality: Application guide for Recommendation ITU-T P.863, 2019. [Электронный ресурс]: [файл]. URL: <http://handle.itu.int/11.1002/1000/13966>. – Загл. с экрана.
27. Korn G., Korn T. Handbook of Mathematics for scientists and engineers: Translated from English – M.: Nauka, 1970. – 720 p.
28. Patent for invention No. RU 2610285 C1 dated 08.02.2017. A method for recognizing low-speed coding protocols // V.A. Aladinskiy, S.V. Kuzminskiy, P.L. Smirnov, D.N. Chubatiy. – RF: Federal Service for Intellectual Property, bull. No. 4, 2017.

АНАЛИЗ ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ ОБЪЕКТА КОНТРОЛЯ ПРИ КОМПЛЕКСНОЙ ОБРАБОТКЕ ИНФОРМАЦИИ, ПОСТУПАЮЩЕЙ ОТ СРЕДСТВ МОНИТОРИНГА

В. В. Кузьмин

Военный ордена Жукова университет радиоэлектроники (ВУРЭ), г. Череповец, Российская Федерация

Аннотация. В статье предложен подход к рассмотрению актуальных вопросов деятельности объектов контроля, их основных параметров и характеристик, функционирующих в системах связи и системах радиотехнического обеспечения вооруженных сил иностранных государств. Изучение объектов контроля в интересах обеспечения национальной безопасности Российской Федерации позволит прогнозировать события и мероприятия с их участием. Для оценки адекватности формируемой модели объекта контроля при комплексной обработке информации, проведено имитационное моделирование с помощью разработанного специального программного обеспечения.

Ключевые слова: объект контроля; комплексная обработка информации; мониторинг.

ANALYSIS OF THE EVALUATION OF THE PARAMETERS OF THE OBJECT OF CONTROL DURING THE COMPLEX PROCESSING OF INFORMATION RECEIVED FROM MONITORING FACILITIES

V. V. Kuzmin

Military Order of Zhukov University of Radio Electronics (VURE), Cherepovets, Russian Federation

Abstract. The article proposes an approach to the consideration of topical issues of the activities of control objects, their main parameters and characteristics functioning in communication systems and radio engineering systems of the armed forces of foreign states. The study of the objects of control in the interests of ensuring the national security of the Russian Federation will make it possible to predict events and events with their participation. To assess the adequacy of the formed model of the object of control during complex information processing, simulation modeling was carried out using the developed special software.

Keywords: object of control; complex information processing; monitoring.

1. ВВЕДЕНИЕ

В условиях трансформации форм и способов ведения противоборств в вооруженных конфликтах наряду с новыми тенденциями в развитии оперативного искусства, информационного превосходства над противником, развитием технологий вооружения, военной и специальной техники, автоматизированных систем управления (АСУ) приводит к усложнению задачи моделирования и исследования многокомпонентной электромагнитной обстановки (ЭМО), характерной для ведения радиоэлектронного контроля (РЭК). Это приводит к повышению актуальности разработки в области исследования как отдельных важных объектов контроля (ОК), так и многокомпонентных моделей, описывающих ЭМО, как инструмента поддержки принятия решений на применение сил и средств РЭК в рамках цикла управления

войсками. Основным элементом при моделировании ЭМО выступает источник радиоизлучений (ИРИ) в виде радиоэлектронного средства (РЭС), являющегося базовым элементом АСУ, систем связи и радиотехнического обеспечения (РТО). Множество неоднородных РЭС составляет систему связи и РТО в полосе РЭК. В настоящее время выработка большинства решений на применение сил и средств РЭК основывается на сравнительном анализе потенциального количества ОК в полосе РЭК с учетом априорных данных о параметрах и характеристиках используемых объектами контроля РЭС, структурах его сетей связи, возможностях по добыванию и обработке информации средствами РЭК [1, 2].

Решение специальных задач средствами РЭК должно осуществляться в реальном масштабе времени. Величина этого времени определяется временем упреждения изменений состояний противостоящей стороны ($t_{упрежд}$) - время, в течение которого ОК не изменят исследуемого состояния. При этом под изменением состояния ОК противостоящей стороны понимается смена занимаемых позиционных районов или изменение степени боевой готовности, вида действий, деятельности в целом ($t_{ноз}$). Время упреждения действий противостоящей стороны является критерием, задающим количественные требования к значениям показателей оперативности управления войсками, оперативности РЭК [3]. Воздействовать на ОК необходимо до истечения времени их нахождения в назначенном позиционном районе, т.е. пока $t_{упрежд} \leq t_{ноз}$. Это подтверждает и практика организации военных действий по опыту вооруженных конфликтов на Северном Кавказе, Ливии, Сирийской Арабской Республике. При этом основные данные для целеуказания были предоставлены органами РЭК как наземной, так и воздушными компонентами на базе беспилотного летательного аппарата «Орлан-10» [4, 5].

2. АНАЛИЗ ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ ОБЪЕКТОВ КОНТРОЛЯ

Информация, передаваемая в системах связи вооруженных сил иностранных государств, характеризуется малым временем старения. Поэтому в приморской зоне ответственности Военно-Морского Флота (ВМФ) к обработке информации предъявляются особые требования по времени обработки и периодичности обновления информации (общее время пребывания информации в комплексах РЭК не должно превышать 3-4-х минут) [6]. Следовательно, при обработке информации не следует рассчитывать на результаты выявления семантической составляющей из материалов радиоперехвата. Напротив, тенденции гарантированного закрытия передаваемой информации и устранения структурных признаков систем управления в системах связи на первое место ставят структурно-статистические методы обработки.

Таким образом, в зависимости от зоны ответственности меняется и существенность информации. Так, наиболее существенной информацией в приморской зоне ответственности ВМФ является совокупность частотной, координатной и временной составляющих, позволяющих принимать решение о необходимости и целесообразности огневого (радиоэлектронного) подавления вскрываемого ОК. Выполнение указанных требований к обработке существенно усложняется из-за

несоответствия точности определения местоположения ОК к предъявляемым требованиям, случайного характера перемещений ОК, быстро меняющейся ЭМО, случайного характера данных, поступающих на вход подсистемы обработки автоматизированных комплексов (АК) РЭК. Одновременно необходимо отметить наличие сложившейся тенденции роста многообразия источников конфликтов и низкой предсказуемости мест их возникновения, постоянно проводимые эвентуальным противником комплексы мероприятий информационного характера по введению наших войск в заблуждение, дезинформации и маскировке не позволяющие в полном объеме как техническим средствам РЭК, так Береговых ракетно-артиллерийских войск (БРАВ) ВМФ в приморской зоне ответственности Военно-Морского Флота выявлять организацию и отдельные элементы системы управления, связи, отдельные ОК [7, 8].

Таким образом при решении специальных задач органами РЭК в приморской зоне, находящегося в зоне ответственности органов БРАВ ВМФ, с целью взаимодействия и выполнении однокоренных задач необходима организация межвидового взаимодействия, применения и обмена информацией для установления принадлежности и предназначения важных ОК в интересах ситуационной осведомленности лиц, принимающих решение [7].

В результате анализа потока количественных и номинативных характеристик на входе подсистемы обработки АК РЭК определен формализованный вектор параметров ОК (Ω_{Σ}) принимающий следующий вид (1) [8, 9]:

$$\Omega_{\Sigma} = \left\{ f, XY, t, V, CS, T_{РЭС}, N, M, \tau_{и}, T_{и}, \Delta\Theta, \dots, SN, T_{ОК}, S_{ОК}, K_{ВВТ}, K_{л/с} \right\}. \quad (1)$$

Множество элементов вектора (Ω_{Σ}) состоит из подмножеств основных параметров $K (K \neq \emptyset)$ и дополнительных параметров U . Основные параметры определяют обязательный набор элементов реализации, позволяющий идентифицировать ОК (РЭС). Дополнительные параметры расширяют представление контроля о исследуемых ОК (РЭС), характеристиках излучений и не являются обязательными в реализации признаков.

Для использования данного вектора в качестве входного вектора параметров системы обработки информации предлагается ввести множество управляющих параметров $C(mode, \dots)$, где $mode$ – режим функционирования средства, добывшего признаки ОК (поиск/наблюдение), выступающих в роли обратной связи подсистемы добывания с подсистемами обработки и управления (табл.1).

Таблица 1. Входные параметры признаков ОК (РЭС)

$\Omega_{\Sigma} = K \cup U \cup C$	K	U	C
	$f, XY, t, T_{ОК}, S_{ОК}$	$V, CS, T_{РЭС}, N, M, \tau_{и}, T_{и}, \Delta\Theta, \dots, K_{л/с}$	$mode$

Тогда формализованный вектор параметров ОК (Ω_{Σ}) принимает вид (2) [9]:

$$\Omega_{\Sigma} = \left\{ f, XY, t, V, CS, T_{РЭС}, N, M, \tau_{и}, T_{и}, \Delta\Theta, \dots, T_{ОК}, S_{ОК}, K_{ВВТ}, K_{л/с}, mode \right\}. \quad (2)$$

Так как признаки ОК поступают от различных средств контроля, в частном случае от органов РЭК и БРАВ ВМФ, находящихся в приморской зоне в случайные моменты времени в случайных наборах реализаций, то вероятность одновременного заполнения всех элементов слишком мала. Поэтому, некоторые элементы U могут быть нулевыми. Но минимальным представлением вектора-реализации параметров должна быть «пентада» основных параметров $K = f, XY, t, T_{OK}, S_{OK}$ определяющих существенность информации в приморской зоне, где f – частота, XY – координаты, t – метка времени, T_{OK} – тип объекта ОК, S_{OK} – площадь, занимаемая ОК. Остальные элементы реализации расширяют представление контроля о наблюдаемых ОК (РЭС), характеристиках объектов. Следует отметить, что для смешанной реализации процессов сбора и обработки информации в АК РЭК и технических средствах БРАВ ВМФ, необходимо обеспечение в нем «единого времени». Таким образом, на каждый ОК формируется формализованный вектор параметров, который является суммарным вектором сведений от разнородных средств различных видов контроля. При этом, суммарный формализованный вектор параметров на входе подсистемы обработки можно представить следующим образом (3):

$$\lambda_n = \lambda_{PЭК} + \lambda_{БРАВ\_ВМФ}, \quad (3)$$

где $\lambda_{PЭК}$ – вектор параметров АК РЭК; $\lambda_{БРАВ\_ВМФ}$ – вектор параметров АК БРАВ ВМФ.

Для формирования признаков при ведении РЭК определяют следующие характеристики: f – частота (МГц), XY – координаты РЭС на ОК, t – метка времени (дд.мм.гг. чч.мм.сс.), CS – позывной, V – вид передачи, $T_{PЭС}$ – тип РЭС, N – количество корреспондентов, M – материалы перехвата, $\nu_{вр}$ – скорость вращения антенны (об/мин.), $\Delta\Theta$ – ширина диаграммы направленности антенны (град), $\tau_{и}$ – длительность импульсов (мкс), $T_{и}$ – период следования импульсов (мкс), $main$ – главная станция сети, RN – номер ИРИ, SN – номер сети, $mode$ – режим функционирования средства, добывшего параметры ОК (РЭС) (поиск/наблюдение).

Таким образом, вектор сведений, поступающих на вход подсистемы обработки информации АК РЭК, можно представить следующим образом (4):

$$\lambda_{PЭК} = \{f, XY, t, V, CS, T_{PЭС}, N, M, \nu_{вр}, \Delta\Theta, \tau_{и}, T_{и}, main, RN, SN, mode\}. \quad (4)$$

Таким же образом формируются вектора от средств добывания других видов контроля. Для своевременной обработки такого разнородного вектора разрозненных параметров, относящихся к ОК, с требуемой полнотой и достоверностью необходимо создание эффективных способов обработки информации. Данному обстоятельству препятствует сложность формализации этого процесса. Причина такого положения дел в случайности функционирования большого числа объектов, перемещающихся в пространстве и работающих в течение небольших интервалов времени, а также в особенностях специальной информации. В таких условиях поступающие сведения

представляют собой случайные наборы совокупности параметров от различных средств добывания. Обобщив список возможных параметров и характеристик, проявляющихся при деятельности ОК, добываемых подсистемами добывания различных средств контроля, а также наличие в составе векторов, повторяющихся элементов позволяет определить вектор формализованных параметров объектов, как объединение всех элементов этих векторов (5):

$$\lambda_n = \{f, XY, t, T_{\text{ОК}}, S_{\text{ОК}}, V, CS, T_{\text{РЭС}}, N, M, \nu_{\text{вр}}, \Delta\Theta, \tau_{\text{и}}, T_{\text{и}}, \dots, RN, SN, mode\}. \quad (5)$$

С помощью суммарного расширенного вектора можно представить любой набор параметров, поступающих в подсистему обработки от подсистемы добывания. Данный вектор является входным параметром на входе подсистемы обработки, при этом его состав и структура не зависят от функционирования подсистемы обработки, в силу чего при моделировании подсистемы обработки информации вектор λ_n является неуправляемой переменной [8]. В формальном виде такое описание представлено вектором параметров ОК (РЭС) в приморской зоне (6):

$$\lambda_n = \{x_{\lambda_1}, \dots, x_{\lambda_\gamma}\}, \quad (6)$$

где x_{λ_γ} – γ -й параметр n -го элемента множества (объекта приморской зоны).

Векторная формализация позволяет ввести меру сходства на множестве признаков. Мера сходства – это алгоритмическая число или функция, которые позволяют оценить подобие любых двух объектов [8, 9]. Для оценивания точности соответствия ОК в рамках модели его реальному аналогу любая такая мера должна обладать двумя основными свойствами, а именно обеспечивать большие значения для сходных объектов и различать несходные ОК, присваивая им низкие значения на шкале подобия. Параметры ОК разнотипны, в отдельных случаях не имеют количественной оценки и, соответственно, не могут быть приведены к одной единице измерения. В связи с этим, сравнение различных элементов множества с их эталонным описанием в многомерном пространстве признаков осуществляется на основе булевых функций. В этом случае компоненты вектора параметров ОК принимают значения логической «1» или «0», в зависимости от того, присутствует или нет данный признак априорного словаря в формуляре. В теории распознавания образов для определения множества классов используются меры сходства, которые позволяют разделить объекты распознавания. В современных исследованиях в области интеллектуального анализа данных и разработки поисковых систем [9] наибольшее распространение получили не метрические функции сходства, в частности, косинусная мера сходства и мера Танимото. Применение угловых мер основано на предположении, что близость ОК, представленных в виде числовых векторов в многомерном признаковом пространстве, задается общим направлением, а не расстоянием между ними. Косинусная мера сходства рассчитывается по формуле (7):

$$\text{Sim}_c(\lambda_n, \lambda_\varepsilon) = \frac{\lambda_n \lambda_\varepsilon}{\|\lambda_n\| \|\lambda_\varepsilon\|}, \quad (7)$$

где λ_n – вектор параметров n -го элемента множества ОК в модели ЭМО;
 λ_{ϑ} – эталонный вектор параметров ОК. Скалярное произведение векторов в числителе выражения (7) определяется по формуле (8):

$$\lambda'_n \lambda_{\vartheta} = \sum_{\gamma}^{\Gamma} x_{\lambda_1}, \dots, x_{\lambda_{\gamma}}, \quad (8)$$

а знаменатель нормирует вектор по длине величиной (9)

$$\|\lambda_n\| = \sqrt{\sum_{\gamma}^{\Gamma} x_{\lambda_{\gamma}}^2}. \quad (9)$$

Приведенная мера представляет собой значение косинуса угла между двумя векторами и позволяет представить геометрическую интерпретацию различия между двумя объектами. Косинусная мера слабо зависит от расстояния между векторами, но учитывает их направление в пространстве [8, 11]. В случае двоичного представления компонентов вектора λ_n косинусная мера сходства принимает негеометрическую интерпретацию и неудобна для применения. Для оценивания эффективности вскрытия ОК по точности описания объектов в формулярах на объединенном пункте управления произведено сравнение данного показателя в рамках командно-штабной военной игры. В качестве элемента множества для расчета косинусной меры сходства выбран основной командный пункт (ОКП) типовой бригады сухопутных войск (СВ) ВС США (где λ_{ϑ} – эталонный вектор параметров ОКП типовой бригады СВ ВС США; λ_1 – вектор параметров ОКП типовой бригады СВ ВС США для варианта с использованием предлагаемого подхода по обработке СИ; λ_2 – вектор параметров ОКП типовой бригады СВ ВС США для варианта с применением традиционной схемы наращивания обстановки) и штаб бригады морской пехоты (МП) ВМС США [9]. Результаты расчета представлены на рисунках 1 и 2 соответственно.

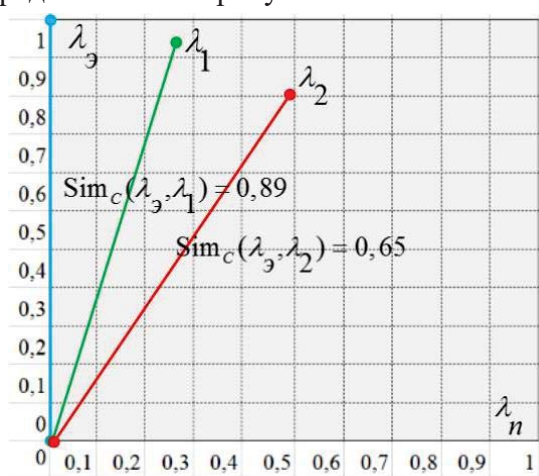


Рис. 1. Результаты вычисления косинусной меры сходства для ОКП типовой бригады СВ ВС США

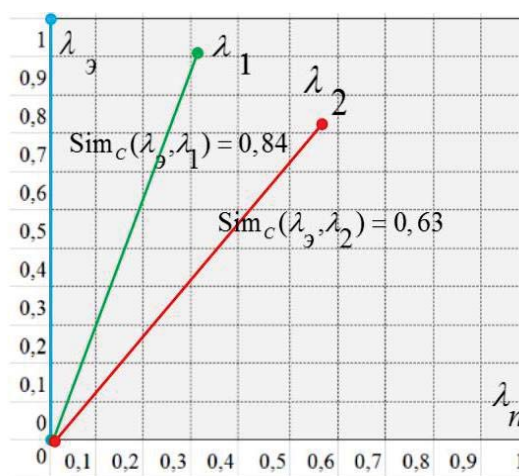


Рис. 2. Результаты вычисления косинусной меры сходства для штаба бригады МП ВМС США

Результаты расчета косинусной меры сходства для ОКП типовой бригады СВ США составляют: $\lambda_3 = 1$; $\lambda_1 = 0,89$; $\lambda_2 = 0,65$. Результаты расчета косинусной меры сходства для штаба бригады МП ВМС США составляют: $\lambda_3 = 1$; $\lambda_1 = 0,84$; $\lambda_2 = 0,63$.

Определение меры сходства описания ОК с реальным объектом на основе двоичного представления параметров осуществляется на основе меры Танимото (10):

$$\text{Sim}_T(\lambda_n, \lambda_3) = \frac{\lambda'_n \lambda_3}{\lambda'_n \lambda_n + \lambda'_3 \lambda_3 - \lambda'_n \lambda_3}, \quad (10)$$

где λ_n – представленный в двоичном виде вектор параметров n -го элемента множества (ОК) с использованием предлагаемого подхода по обработке СИ; λ_3 – представленный в двоичном виде эталонный вектор параметров ОК. Расчет меры сходства Танимото для ОКП типовой бригады СВ ВС США (штаба бригады МП ВМС США) представлен на рисунке 3 и 4 соответственно.

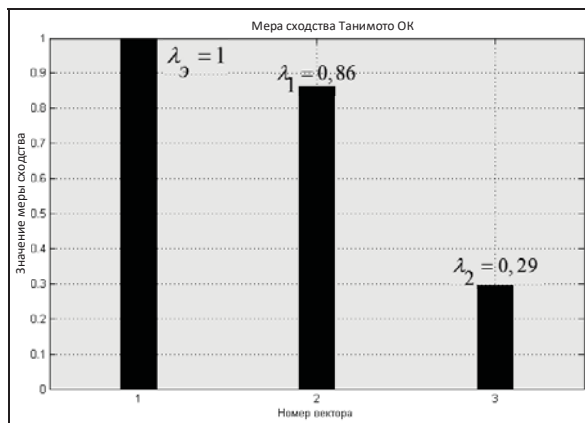


Рис. 3. Результаты вычисления меры сходства Танимото для ОКП типовой бригады СВ ВС США

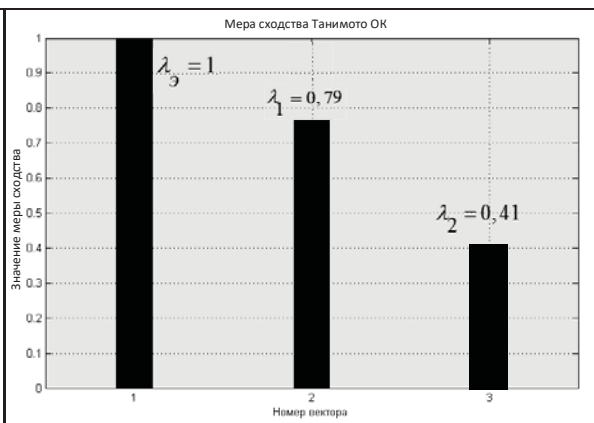


Рис. 4. Результаты вычисления меры сходства Танимото для штаба бригады МП ВМС США

Результаты расчета меры сходства Танимото для ОКП типовой бригады СВ ВС США составляют: $\lambda_3 = 1$; $\lambda_1 = 0,86$; $\lambda_2 = 0,29$. Результаты расчета меры сходства Танимото для штаба бригады МП ВМС США составляют: $\lambda_3 = 1$; $\lambda_1 = 0,79$; $\lambda_2 = 0,41$.

Таким образом, косинусная мера сходства и мера Танимото, взаимно дополняя друг друга, позволяют оценить степень соответствия ОК в модели его реальному аналогу. В общем виде оценка эффективности по точности описания ОК исследуемой группировки представлена как критерий последовательного достижения частных целей [10, 11]. Данный критерий подразумевает учет выполнения последующей операции в том случае, когда достигнуты максимальные уровни критериев частных операций. Общее количество параметров для описания ОК определяется исходя из достижения максимального соответствия реальному объекту. При этом учитываются только те параметры, которые проявляются в форме параметров тактической обстановки.

Последовательная оценка точности описания множества ОК в составе исследуемой группировки принимает вид (11):

$$\text{Sim}_{\text{общ}(C,T)} = \text{Sim}_{A_{n+1}(C,T)} + \bigcup_{n=1}^N \sup \text{Sim}_{A_n(C,T)}, \quad (11)$$

где $\sup \text{Sim}_{A_n(C,T)}$ – верхняя граница требуемого значения точности описания ОК.

При моделировании исследуемых оперативных формирований эвентуального противника при взаимодействиях органов управления РЭК и БРАВ ВМФ в рамках информационно-аналитического обеспечения по обработке информации [11] в интересах установления принадлежности ОК в составе экспедиционной бригады МП ВМС США со стороны БРАВ ВМФ и типовой дивизии СВ США с позиции РЭК соответственно получены следующие результаты расчета представленные на рисунке 5 и 6 соответственно.

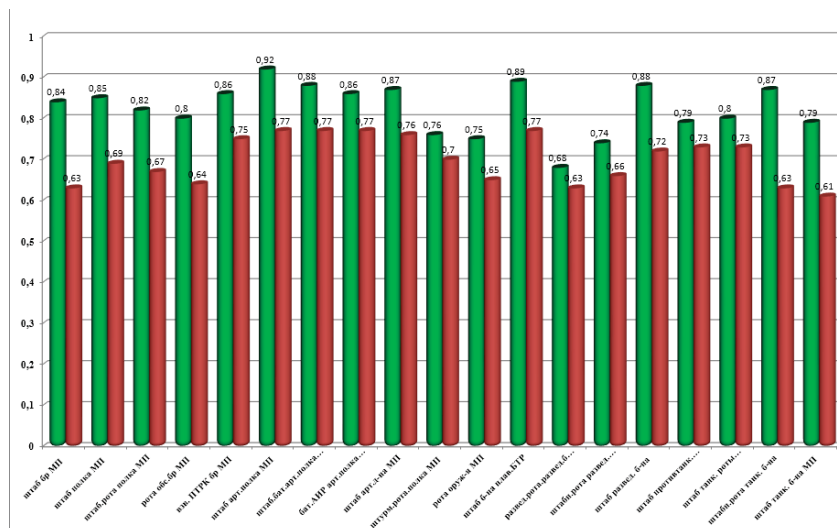


Рис. 5. Сравнение полноты вскрытия ОК МП ВМС США

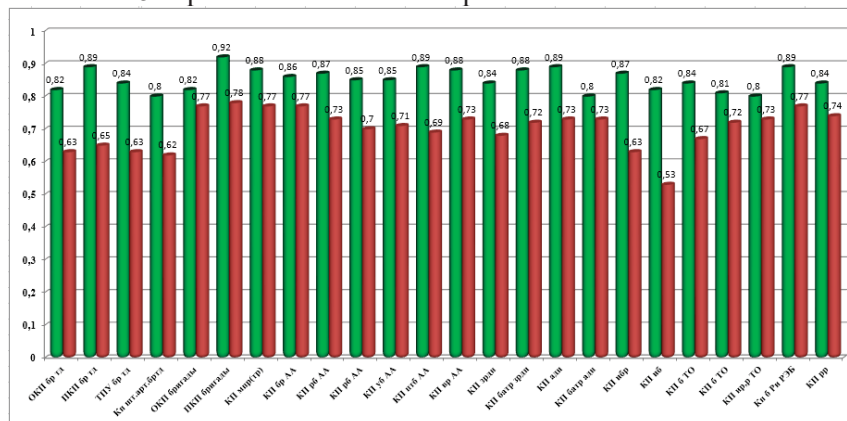


Рис. 6. Сравнение полноты вскрытия ОК СВ США

На гистограммах эффективности комплексного применения технических средств контроля отмечено красным цветом – результаты установления принадлежности объектов для варианта с применением традиционной схемы по обработке СИ, а зеленым цветом – результаты, с учетом предлагаемого подхода по обработке СИ. Таким образом, при моделировании исследуемых оперативных формирований эвентуального противника таких как СВ США для средств РЭК, и ВМС США для средств БРАВ ВМФ

оценены результаты эффективности с комплексным применением средств контроля и без него, которые представлены в таблице 2.

Таблица 2. Оценка эффективности комплексного применения средств контроля

Виды контроля	$Sim_{An(C,T)}$ (с комплексным применением средств контроля)	$Sim_{An(C,T)}$ (без комплексного применения средств контроля)	$\Delta Sim_{An(C,T)}(\%)$
Средства контроля БРАВ ВМФ	0,8	0,63	0,17 (17%)
Средства РЭК	0,84	0,69	0,15 (15%)

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотренные меры сходства позволяют оценить насколько точно и полно на пунктах управления радиоэлектронного контроля и Береговых ракетно-артиллерийских войск Военно-Морского Флота, представлены и описаны документы и формуляры на объекты в рамках информационно-аналитического обеспечения, соответствует ли они реальной исследуемой группировки оперативных формирований эвентуального противника. Представленный подход возможно использовать в процессе подготовки специалистов пунктов управления РЭК и БРАВ ВМФ, а также применять обработанную информацию лицам, принимающим решения в отношении рассматриваемых объектов контроля, мероприятий и ситуаций.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бойко А.А. Способ аналитического моделирования боевых действий / А.А. Бойко // Системы управления, связи и безопасности. 2019, №2. - С. 1-27.
2. Коликов И.В. Проектирование динамической комплексной модели радиоэлектронной обстановки при разработке сценариев применения средств радиоэлектронного контроля / И.В. Коликов, В.В. Уткин, А.С. Босый // Военный инженер. 2021, № 1(19). - С. 31-41.
3. Заика П.В. Статистическая оценка степени осведомленности служб радиомониторинга о радиоэлектронной обстановке / П.В. Заика // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2021, № 8. - С. 134-139.
4. Донсков Ю.Е., Богословский А.В., Матвеев Д.С. Способы применения беспилотных летательных аппаратов радиотехнической разведки в ходе ведения боевых действий в тактической зоне // Военная мысль. 2021, №8. - С. 64-70.
5. Литвиненко, В.И. Перспективы применения артиллерийских средств разведки в едином разведывательном информационном пространстве Армейский сборник, 2018, №2. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://army.ric.mil.ru/Stati/item/115354>.
6. Указ Президента Российской Федерации Об утверждении Основ государственной политики Российской Федерации в области военно-морской деятельности на период до 2030 года № 327 от 20 июля 2017 г.
7. Клецков Д.А. Распознавание типа пакетов, передаваемых в транспортном потоке пиринговой мультисервисной сети «Skype» / Д.А. Клецков, В.В. Кузьмин, А.С. Егоров // Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические средства противодействия терроризму. 2021, № 3-4 (153-154). – С. 117-124.
8. Иванов А.А., Кудрявцев А.М., Смирнов А.А., Удальцов Н.П. Способ «трассовой» обработки данных радиомониторинга среды со случайными параметрами // Информация и Космос, – СПб.: №4. 2009. – 14 с.
9. Ачкасов Н.Б. Концептуальный подход к обработке информации, поступающей от технических средств мониторинга в интересах достижения ситуационной осведомленности

- вышестоящих должностных лиц, ответственных за принятие решений / Н.Б. Ачкасов, В.В. Кузьмин, Д.К. Харламов // Стратегическая стабильность. – 2021. – № 4(97). – С. 48-52.
10. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018613341 Российская Федерация. Модель идентификации объекта при комплексной обработке данных, поступающих от систем мониторинга: №2018610557: заявл. 23.01.2018: опубл. 13.03.2018 / В.В. Кузьмин, Н.П. Удадьцов, С.Ю. Козлов, П.В. Заика.
 11. Смирнов А.А. Научно-технические предложения по информационно-аналитическому обеспечению комплексов радиомониторинга / А.А. Смирнов, А.А. Иванов, П.В. Заика, М.В. Куликов // Наукоемкие технологии в космических исследованиях Земли. – 2021. – Т. 13. – № 2. – С. 35-43.

REFERENCES

1. Bojko, A.A. Sposob analiticheskogo modelirovaniya boevykh dejstvij / A.A. Bojko // Sistemy upravleniya, svyazi i bezopasnosti. 2019, No. 2. - Pp. 1-27.
2. Kolikov, I.V. Proektirovanie dinamicheskoy kompleksnoj modeli radioelektronnoj obstanovki pri razrabotke scenariy primeneniya sredstv radioelektronnogo kontrolya / I.V. Kolikov, V.V. Utkin, A.S. Bosyj // Voennyj inzhener. 2021, No. 1(19). - Pp. 31-41.
3. Zaika, P.V. Statisticheskaya ocenka stepeni osvedomlennosti sluzhby radiomonitoringa o radioelektronnoj obstanovke / P.V. Zaika // Izvestiya Tul'skogo gosudarstvennogo universiteta. Tekhnicheskie nauki. 2021, No. 8. - Pp. 134-139.
4. Donskov, YU.E., Bogoslovskij, A.V., Matveev, D.S. Sposoby primeneniya bespilotnykh letatel'nykh apparatov radiotekhnicheskoy razvedki v hode vedeniya boevykh dejstvij v takticheskoy zone // Voennaya mysl'. 2021, No. 8. - Pp. 64-70.
5. Litvinenko, V.I. Perspektivy primeneniya artillerijskikh sredstv razvedki v edinom razvedyvatel'nom informacionnom prostranstve Armejskij sbornik, 2018, №2. [Elektronnyj resurs]. – Rezhim dostupa: <http://army.ric.mil.ru/Stati/item/115354>.
6. Ukaz Prezidenta Rossijskoj Federacii Ob utverzhdenii Osnov gosudarstvennoj politiki Rossijskoj Federacii v oblasti voenno-morskoj deyatel'nosti na period do 2030 g. № 327 ot 20 iyulya 2017 g.
7. Kleckov, D.A. Raspoznavanie tipa paketov, peredavaemykh v transportnom potoke piringovoj mul'tiservisnoj seti «Skype» / D.A. Kleckov, V.V. Kuz'min, A.S. Egorov // Voprosy oboronnoj tekhniki. Seriya 16: Tekhnicheskie sredstva protivodejstviya terrorizmu. 2021, No. 3-4 (153-154). – Pp. 117-124.
8. Ivanov A.A., Kudryavtsev A.M., Smirnov A.A., Udaltsov N.P. The method of "route" processing of radio monitoring data of the environment with random parameters // Information and Space, - St. Petersburg: No. 4. 2009. - 14 p.
9. Achkasov, N.B. Konceptual'nyj podhod k obrabotke informacii, postupayushchej ot tekhnicheskikh sredstv monitoringa v interesah dostizheniya situacionnoj osvedomlennosti vyshestoyashchih dolzhnostnykh lic, otvetstvennykh za prinyatie reshenij / N.B. Achkasov, V.V. Kuz'min, D.K. Harlamov // Strategicheskaya stabil'nost'. – 2021. – No. 4(97). – Pp. 48-52.
10. Svidetel'stvo o gosudarstvennoj registracii programmy dlya EVM № 2018613341 Rossijskaya Federaciya. Model' identifikacii ob"ekta pri kompleksnoj obrabotke dannykh, postupayushchih ot sistem monitoringa: №2018610557: stated. 23.01.2018: publ. 13.03.2018 / V.V. Kuz'min, N.P. Udalt'cov, S.YU. Kozlov, P.V. Zaika.
11. Smirnov A.A. Nauchno-tekhnicheskie predlozheniya po informacionno-analiticheskomu obespecheniyu kompleksov radiomonitoringa / A.A. Smirnov, A.A. Ivanov, P.V. Zaika, M.V. Kulikov // Naukoemkie tekhnologii v kosmicheskikh issledovaniyah Zemli. – 2021. – Vol. 13. – No. 2. – Pp. 35-43.

АНАЛИЗ ПОВЕДЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПРИЁМНИКА В УСЛОВИЯХ МНОГОЛУЧЕВОГО КАНАЛА С ЗАМИРАНИЕМ И ЗАТЕНЕНИЕМ

А. С. Гвоздарёв, К. С. Артёмов

ФГБОУ ВО Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова (ЯрГУ), Ярославль, Россия

Аннотация. В работе рассмотрена процедура нахождения аналитического выражения для статистических показателей качества функционирования энергетического приёмника. В предположении, что канал связи описывается моделью Beaulieu-Xie с затенением, при использовании предложенного ранее подхода на основе производящей функции моментов, получены результаты для рабочей характеристики приёмника и площади под рабочей характеристикой приёмника. Отмечена вычислительная эффективность представленного решения по сравнению с прямым численным интегрированием. Проведено численное моделирование поведения выбранных характеристик от параметров канала связи и среднего отношения сигнал/шум на входе приёмника. В ходе моделирования проводилось сравнение поведения обнаружителя для двух противоположных практических сценариев распространения сигнала. Анализ полученных результатов позволил оценить величину влияния отдельных параметров.

Ключевые слова: энергетический приём; вероятность обнаружения; замирания; канал; рабочая характеристика приёмника.

ENERGY-BASED RECEIVER PERFORMANCE IN PRESENCE OF MULTIPATH CHANNEL WITH FADING AND SHADOWING

A. S. Gvozdev, K. S. Artemov

P.G. Demidov Yaroslavl State University, Yaroslavl, Russia

Abstract. The paper considers the procedure for an analytical expression derivation of the energy receiver functioning statistical quality metrics. Assuming that the communication channel is described by the Beaulieu-Xie model with shadowing, applying the previously proposed approach based on the moment generating function, the results are obtained for the receiver operating characteristic and the area under the receiver operating characteristic. The computational efficiency of the presented solution in comparison with direct numerical integration is noted. Numerical simulation of the behavior of the selected characteristics from the parameters of the communication channel and the average signal-to-noise ratio at the receiver input is carried out. During the simulation, the behavior of the detector was compared for two opposite practical scenarios of the signal propagation. The analysis of the obtained results allowed us to estimate the magnitude of the influence of individual parameters.

Keywords: energy detection; probability of detection; fading; channel; receiver characteristics.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время реализация когнитивных принципов беспроводной радиосвязи [1], интернета вещей (IoT) [2], использование новых частотных диапазонов для систем спутниковой связи (например, Ka/Q [3-4]), а также практическая реализация технологий и стандартов связи нового поколения (например, 5G [5], WiFi-6 [6]) приводит к

необходимости упрощения взаимодействующих мобильных устройств/объектов (M2M, D2D-коммуникации и т.д.) и, как прямое следствие снижения их вычислительной способности, к требованию снижения вычислительной нагрузки. Это приводит к тому, что в рамках сеанса связи на стадии решения задачи об обнаружении сигнала [7] предпочтение отдается энергетическому обнаружению [8], как одному из самых просто реализуемых. Хотя наиболее общее описание качества энергетического обнаружения хорошо известно со времен работы Урковица [9] и дается в терминах средней вероятности обнаружения, средней рабочей характеристики приемника (РХП) и площади под кривой РХП (ПРХП) (см. [8]), точные выражения для конкретной системы связи полностью зависят от предполагаемой модели канала распространения беспроводной микроволновой связи, которая включает в себя такие эффекты, как многолучевое распространение, затухание, замирания и затенение. При этом современная тенденция, существующая в научно-технической литературе, направлена на использование всё более общих моделей каналов [10-11], позволяющих учесть большее количество факторов, влияющих на качество связи.

Целью настоящего исследования являлось аналитическое получение и анализ поведения характеристик энергетического приёмника (в терминах усреднённой рабочей характеристики приёмника и площади под рабочей его характеристикой), функционирующего в условиях многолучевого канала, описываемого каналом моделью Beaulieu-Xie с затенением [12], как одной из наиболее общих моделей, позволяющей учесть влияние большого набора факторов распространения сигнала.

2. ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ РАССМАТРИВАЕМОЙ МОДЕЛИ

а. Общее описание алгоритма приёма

Предположим, что приёмное устройство регистрирует неизвестный (но детерминированный) сигнал $s(t)$ в полосе частот W . Полагая, что канал распространения является частотно-гладким с медленно изменяющимся коэффициентом передачи h , а приемник работает в присутствии аддитивного гауссова шума (АБГШ) $n(t)$ с двусторонней спектральной плотностью мощности N_{02} , исходную задачу обнаружения сигнала можно рассматривать как задачу проверки статистических гипотез (с применением подхода, разработанного в [13])

$$y(t) = \begin{cases} n(t), & H_0 \\ hs(t) + n(t), & H_1 \end{cases} \quad (1)$$

Учтем, что в присутствии АБГШ частотно-ограниченный сигнал (с шириной полосы W) на интервале анализа T может быть успешно аппроксимирован $2TW$ выборками ($n_i = n(i/2W)$ и $s_i = s(i/2W)$). Тогда дисперсия реализации шума будет равна $2N_{02}W$, т.е. $n_i \sim N(0, \sqrt{2N_{02}W})$. Вводя обозначение базы алгоритма обнаружения $u = TW$, решающая статистика Y энергетического алгоритма обнаружения будет выглядеть следующим образом [9]:

$$Y = \begin{cases} H_0 : \frac{1}{N_{02}} \int_0^T n^2(t) dt = \sum_{i=1}^{2u} \left(\frac{n_i}{\sqrt{N_{02}W}} \right)^2 \square \chi_{2u}^2, \\ H_1 : \frac{1}{N_{02}} \int_0^T y^2(t) dt = \sum_{i=1}^{2u} \left(\frac{hs_i + n_i}{\sqrt{N_{02}W}} \right)^2 \square \chi_{2u}^2(\varepsilon), \end{cases} \quad (2)$$

где указывается, что в соответствии с основной гипотезой решающая статистика подчинена центральному хи-квадрат распределению Пирсона с $2u$ степенями свободы, а по альтернативной гипотезе – нецентральному хи-квадрат распределению Пирсона с тем же числом степеней свободы и параметром нецентральности $\varepsilon = h^2 E_s / N_{02} = \gamma$ равным отношению сигнал/шум (ОСШ) при фиксированном значении коэффициента передачи в канале связи (мгновенное ОСШ).

Тогда выражения для вероятности правильного обнаружения P_D и ложной тревоги P_F хорошо известны [8] и определяются следующим образом:

$$\begin{cases} P_D = Q_u(\sqrt{2\gamma}, \sqrt{\lambda}) \\ P_F = \frac{\Gamma(u, \lambda/2)}{\Gamma(u)} = \Gamma(u, \lambda/2), \end{cases} \quad (3)$$

где $Q_u(a, b)$ – обобщённая функция Маркума [8], λ – порог принятия решения о выборе основной или конкурирующей гипотез и $\Gamma(a, b)$ – регуляризованная верхняя неполная гамма-функция Эйлера [14].

В выражении (3) вероятность P_D необходимо рассматривать условную при фиксированной реализации канала. Для получения полной (безусловной) вероятности обнаружения необходимо в выражении (3) произвести усреднение с плотностью вероятности мгновенного ОСШ $f_\gamma(z)$:

$$\bar{P}_D = \int_0^\infty Q_u\left(\sqrt{2z}, \sqrt{2\Gamma^{-1}(u, P_F)}\right) f_\gamma(z) dz. \quad (4)$$

Можно отметить, что в данном выражении порог принятия решения был выражен через вероятность ложной тревоги P_F и (4) может трактоваться как рабочая характеристика приёмника (обнаружителя).

Для нахождения площади под рабочей характеристикой приёмника проведём интегрирование в (4) по всему диапазону вероятности P_F :

$$\text{AUC} = \int_0^1 \bar{P}_D(P_F) dP_F. \quad (5)$$

6. Общее описание модели канала

В рамках исследования предполагается, что канал связи описывается моделью Beaulieu-Xie с затенением [12]. В этом случае мгновенное ОСШ подчиняется следующему выражению:

$$f_{\gamma}^{\text{BX}}(z) = \frac{e^{-\frac{m_X(\Omega_X + \Omega_Y)}{\bar{\gamma}\Omega_X}z}}{\Gamma(m_X)\sqrt{\frac{z\bar{\gamma}}{\Omega_X + \Omega_Y}}} \left(\frac{m_X}{\Omega_X}\right)^{m_X} \left(\frac{z(\Omega_X + \Omega_Y)}{\bar{\gamma}}\right)^{m_X - \frac{1}{2}} \times$$

$$\times \left(\frac{m_Y\Omega_X}{m_Y\Omega_X + m_X\Omega_Y}\right)^{m_Y} {}_1F_1\left(m_Y; m_X; \frac{m_X^2(\Omega_X + \Omega_Y)}{\bar{\gamma}\Omega_X(m_Y\Omega_X + m_X\Omega_Y)}z\right), \quad (6)$$

где $\bar{\gamma}$ – среднее соотношение сигнал/шум в точке приёма, m_X характеризует общую степень затенения рассеянных и доминантных компонент, m_Y характеризует степень затенения доминантных компонент, Ω_X, Ω_Y отвечают за среднюю мощность рассеянных и доминантных компонент, ${}_1F_1(\square)$ – вырожденная гипергеометрическая функция [14] и $\Gamma(\square)$ – гамма-функция Эйлера [14].

3. АНАЛИТИЧЕСКИЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ДЛЯ РХП и ПРХП

Для нахождения аналитического выражения для рабочей характеристики приёмника воспользуемся подходом, основанным на использовании производящей функции моментов. Отметим, что в соответствии с Леммой 1 из [15] производящую функцию моментов (ПФМ) ВХ-канала можно представить в следующем виде:

$$M_{\gamma}^{\text{BX}}(s) = \left(\frac{m_Y\Omega_X}{m_X\Omega_Y + m_Y\Omega_X}\right)^{m_Y} \left(\frac{m_X(\Omega_X + \Omega_Y)}{\bar{\gamma}\Omega_X}\right)^{m_X} \times$$

$$\times \left(\frac{m_X(\Omega_X + \Omega_Y)}{\bar{\gamma}\Omega_X} - s\right)^{m_Y - m_X} \left(\frac{m_X m_Y(\Omega_X + \Omega_Y)}{\bar{\gamma}(m_X\Omega_Y + m_Y\Omega_X)} - s\right)^{-m_Y}. \quad (7)$$

Такая форма записи позволяет заметить, что ПФМ ВХ-канала может быть представлена в факторизованной степенной форме (см. [15], [16]). В этом случае известно (см. выражение 5 из [15]), что усреднённая вероятность правильного обнаружения может быть выражена в общем виде через вырожденную гипергеометрическую функцию трёх переменных $\Phi_2^{(3)}(\cdot)$ [14]:

$$\bar{P}_D^{\text{BX}} = 1 - \left(1 + \frac{m_X}{m_Y} \frac{\Omega_Y \bar{\gamma}}{(m_X(\Omega_X + \Omega_Y) + \Omega_X \bar{\gamma})}\right)^{-m_Y} \left(1 + \frac{\Omega_X \bar{\gamma}}{m_X(\Omega_X + \Omega_Y)}\right)^{-m_X} \frac{\left(\frac{\lambda}{2}\right)^u e^{-\frac{\lambda}{2}}}{\Gamma(u+1)} \times$$

$$\times \Phi_2^{(3)}\left(1, m_X - m_Y, m_Y; u+1; \frac{\lambda}{2}, \frac{\lambda}{2} \left(\frac{\Omega_X \bar{\gamma}}{(\Omega_X \bar{\gamma} + m_X(\Omega_X + \Omega_Y))}\right), \dots\right.$$

$$\left. \dots \frac{\lambda}{2} \left(\frac{(m_X \Omega_Y + m_Y \Omega_X) \bar{\gamma}}{(m_X m_Y(\Omega_X + \Omega_Y) + (m_Y \Omega_X + m_X \Omega_Y) \bar{\gamma})}\right)\right). \quad (8)$$

Выражая порог принятия решения через фиксированную вероятность ложной тревоги, подставляя в (8), проводя интегрирование (см. (5)) и воспользовавшись Теоремой 1 из [15], получаем выражение для площади под рабочей характеристикой приёмника для ВХ-канала:

$$\begin{aligned}
\text{AUC}^{\text{BX}} = & 1 - \frac{\Gamma(u+1/2)}{2\sqrt{\pi}\Gamma(u+1)} \frac{\left(1 + \frac{m_X}{m_Y} \frac{\Omega_Y \bar{\gamma}}{(m_X(\Omega_X + \Omega_Y) + \Omega_X \bar{\gamma})}\right)^{-m_Y}}{\left(1 + \frac{\Omega_X \bar{\gamma}}{m_X(\Omega_X + \Omega_Y)}\right)^{m_X}} \times \\
& \times F_D^{(3)}\left(2u, 1, m_X - m_Y, m_Y; u+1; \frac{1}{2}, \frac{1}{2} \left(\frac{\Omega_X \bar{\gamma}}{(\Omega_X \bar{\gamma} + m_X(\Omega_X + \Omega_Y))} \right), \dots \right. \\
& \left. \dots \frac{1}{2} \left(\frac{(m_X \Omega_Y + m_Y \Omega_X) \bar{\gamma}}{(m_X m_Y (\Omega_X + \Omega_Y) + (m_Y \Omega_X + m_X \Omega_Y) \bar{\gamma})} \right) \right) \quad (9)
\end{aligned}$$

где $F_D^{(3)}(\cdot)$ представляет собой гипергеометрическую функцию Лауричеллы трёх переменных [14].

Важно отметить, что аргументы как в выражении (8), так и выражении (9) оказываются меньше единицы, что позволяет при практической реализации для вычисления $\Phi_2^{(3)}(\cdot)$, $F_D^{(3)}(\cdot)$ использовать их разложения в виде сходящихся рядов, усеченных до некоторого количества слагаемых.

4. ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ

Для проверки корректности полученных выражений они сравнивались с результатами численного интегрирования выражений (4) и (5) (с учётом подстановки плотности распределения вероятности (6)). Результаты представлены на рисунках 1-4. При этом на рисунках 1-2 результаты численного интегрирования отображены маркерами, а полученные с использованием выведенных соотношений (8) и (9) – сплошными линиями. По результатам проверки можно отметить высокую степень соответствия, что доказывает корректность полученных аналитических результатов. При этом численная реализация рассмотренных решений (в форме усечённых сходящихся рядов) оказывается значительно более эффективной с позиции быстродействия по сравнению с численным интегрированием. Также можно отметить, что качество выполнения процедуры численного интегрирования в (4) и (5) для рассматриваемой плотности вероятности (6) оказывается сильно чувствительной к параметрам канала, и, как следствие, для избегания расходимости решения, потери точности, накопления ошибок необходимо изменять либо сам метод интегрирования, либо его настройки. Предлагаемое же решение избавлено от данного недостатка.

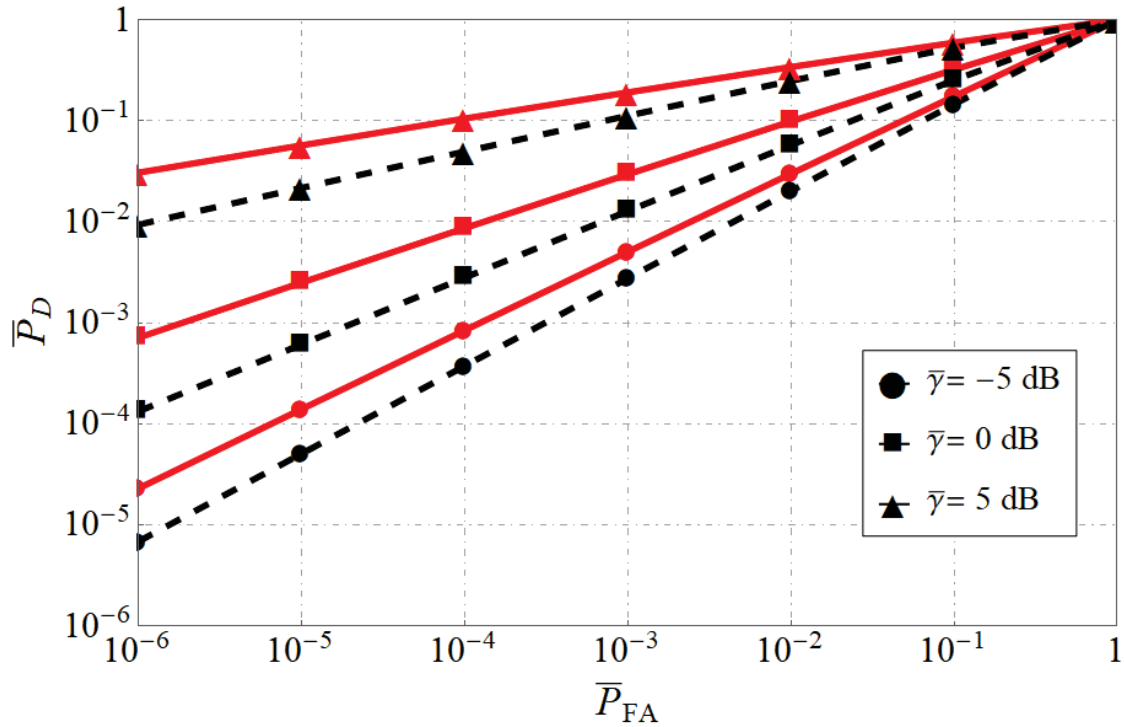


Рис. 1. РПХ ВХ-канала для фиксированных $\bar{\gamma}$ при: $u=1, m_X=1, m_Y=2, \Omega_X=-1$ дБ, $\Omega_Y=1$ дБ – красные кривые, $u=2.5, m_X=2, m_Y=2, \Omega_X=1$ дБ, $\Omega_Y=1$ дБ – черные кривые

На рисунках 1 и 2 представлены РХП и ПРХП для ВХ-канала для различных средних ОСШ (рисунок 1) и базы обнаружения (рисунок 2). И в том и в другом случае на графиках представлены совокупности кривых для двух ситуаций: глубокие замирания с разбалансировкой мощности, приходящейся на доминантные и многопутевые компоненты и слабые замирания с равной мощностью.

Проведенный анализ позволил сделать ряд замечаний относительно поведения характеристик энергетического приёмника в условиях ВХ-канала:

- Увеличение среднего ОСШ приводит к повышению качества обнаружения в терминах РХП (см. рисунок 1), однако величина этого эффекта оказывается немонотонной функцией: наибольший выигрыш достигается в окрестности $\bar{\gamma} \approx 0$ дБ.
- Увеличение базы приёма (см. рисунок 2) приводит к монотонному снижению ПРПХ, при этом улучшение условий распространения приводит к росту ПРПХ. Например, фиксируя её на уровне 0,9 можно отметить, что балансировка Ω_X, Ω_Y и снижение степени замирания приводит к выигрышу примерно в 5 дБ, а увеличение базы с 1 до 10 приводит к проигрышу примерно в 3 дБ.

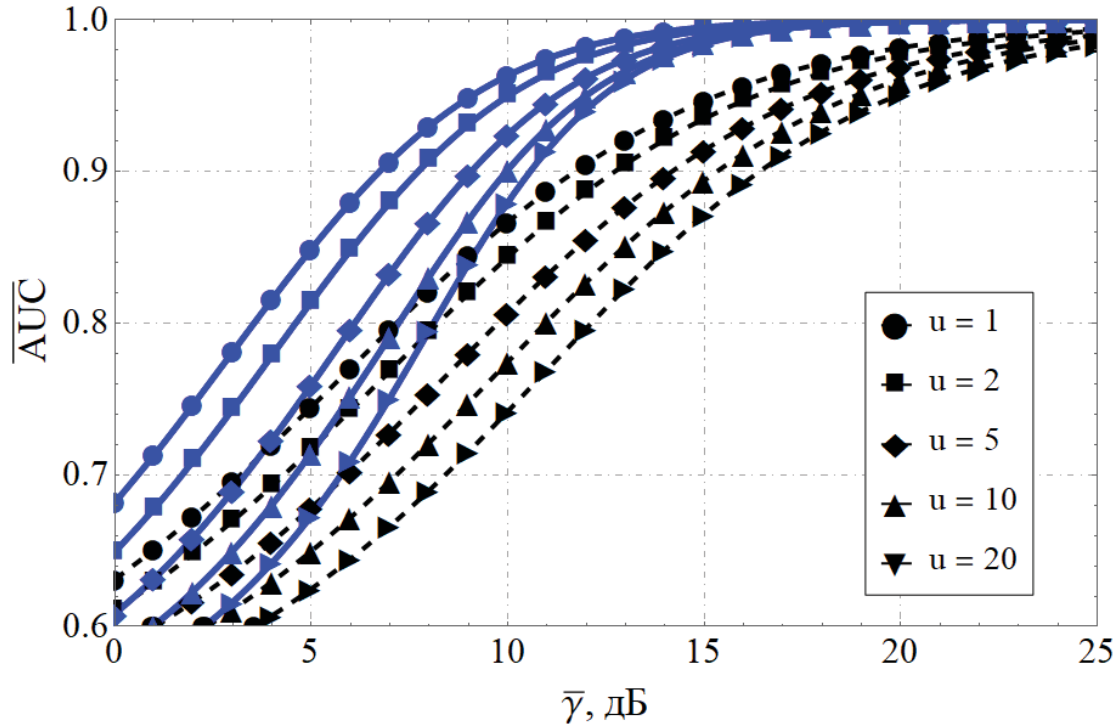


Рис. 2. Зависимость ПРПХ ВХ-канала от величины $\bar{\gamma}$ для различных величин базы алгоритма обнаружения при: $m_X = 0.1, m_Y = 1, \Omega_X = -1$ дБ, $\Omega_Y = 1$ дБ – черные кривые, $m_X = 2, m_Y = 4, \Omega_X = 1$ дБ, $\Omega_Y = 1$ дБ – синие кривые

На рисунках 3-4 представлены карты уровней, определяющих величину площади под рабочей характеристикой приёмника как функцию Ω_X, Ω_Y . Результаты приведены для $\bar{\gamma} = 10$ дБ, $u = 2$ и двух наборов параметров, отвечающих за величины коэффициентов затенения доминантных компонент и общего затенения: $m_X = 0.1, m_Y = 1$ для рисунка 3 и $m_X = 5, m_Y = 2$ для рисунка 4. Стоит отметить, что особенностью ВХ-модели является то, что коэффициенты затенения могут быть произвольными положительными числами (в данной работе, например, $m_X = 0.1$). Это отличает рассматриваемую модель канала от более частных случаев, например, Накагами, $\kappa - \mu$, $\kappa - \mu$ с затенением и др., для которых в качестве нижнего ограничения на параметр затенения выбирается $m \geq 0.5$.

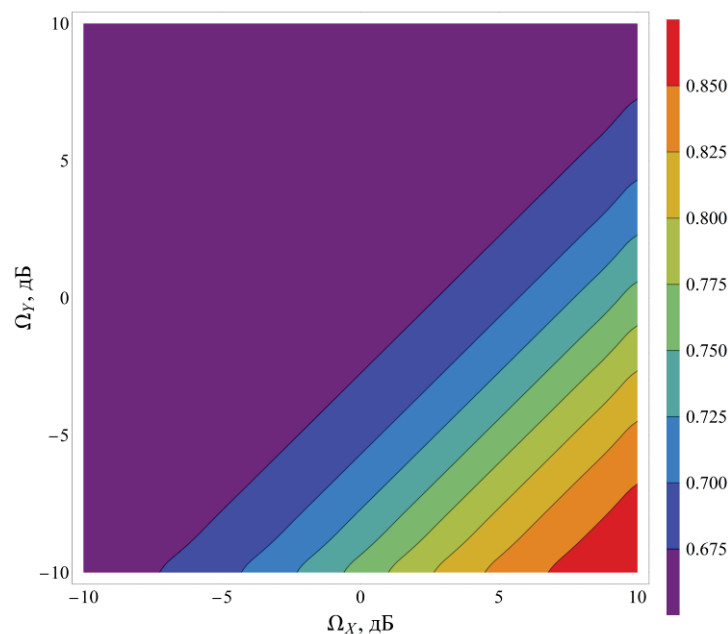


Рис. 3. Карта уровней, определяющая величину площади под рабочей характеристикой приёмника, как функция Ω_X, Ω_Y при $\bar{\gamma} = 10$ дБ, $u = 2, m_X = 0.1, m_Y = 1$

Анализ полученных результатов демонстрирует наличие эффекта инверсии вкладов мощностей доминантных и многолучевых компонент. Так, в частности, в случае сильных затенений ($m_X = 0.1, m_Y = 1$), при фиксировании Ω_Y увеличение Ω_X приводит к росту величины ПРПХ, при этом она меняется в диапазоне от 0,65 (при $\Omega_X = -10$ дБ) до 0,875 (при $\Omega_X = 10$ дБ) (см. рисунок 3). Для слабых затенений эффект прямо противоположный: при фиксировании Ω_Y увеличение Ω_X приводит к уменьшению величины ПРПХ, при этом она спадает с 0,55 (при $\Omega_X = -10$ дБ) до 0,48 (при $\Omega_X = 10$ дБ) (см. рисунок 4).

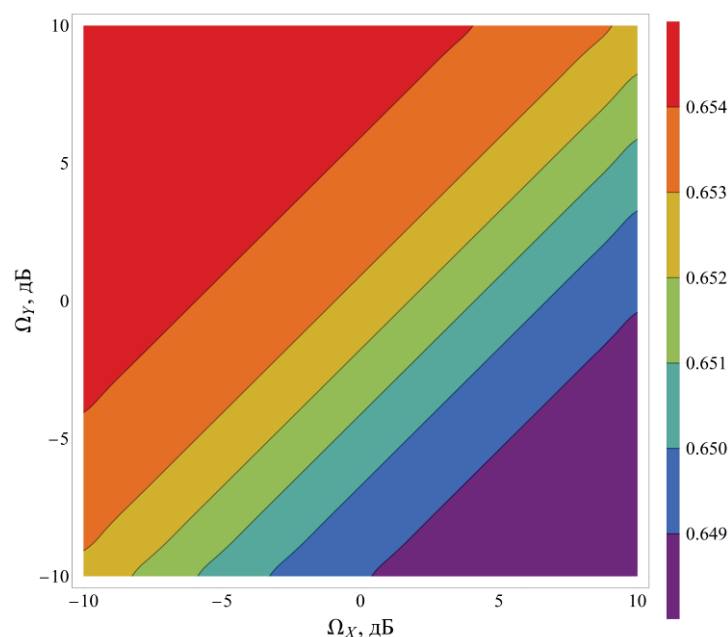


Рис. 4. Карта уровней, определяющая величину площади под рабочей характеристикой приёмника, как функция Ω_X, Ω_Y при $\bar{\gamma} = 10$ дБ, $u = 2, m_X = 5, m_Y = 2$

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Широкий круг современных беспроводных систем связи в качестве одного из возможных подходов к решению задачи об обнаружении полезного сигнала абонента используют энергетическое обнаружение. Однако в условиях многолучевого распространения сигнала обобщённое аналитическое описание такой процедуры оказывается существенным образом затруднено. В работе рассмотрена процедура нахождения в замкнутой форме выражений для статистических показателей качества функционирования энергетического приёмника в предположении, что канал связи описывается ВХ моделью.

Проведенное исследование может представлять особый интерес для радиоинженеров, работающих в области синтеза устройств связи нового поколения, использующих энергетический метод обнаружения сигнала, в части оценки качества их функционирования и адаптации режима работы под характеристики канала связи.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 22-29-01458 (<https://rscf.ru/project/22-29-01458/>).

ЛИТЕРАТУРА

1. Xiao Y., Hu F. (ed.). Cognitive radio networks. CRC press, 2008.
2. Holler J. et al. Internet of things. Academic Press, 2014.
3. Maleki S. Cognitive spectrum utilization in Ka band multibeam satellite communications // IEEE Communications Magazine. 2015. Vol. 53. № 3. Pp. 24-29.
4. El-Mohamady M., Newagy F., Hafez I. Implementation issues for multiple cognitive radio systems sharing satellite Ka-band // 2017 IEEE International Conference on Communication, Networks and Satellite (Comnetsat), Semarang, Indonesia. 2017. Pp. 7-13.
5. Lin X., Lee N. 5G and Beyond. – Springer International Publishing, 2021.
6. Oughton E. J. et al. Revisiting wireless internet connectivity: 5G vs Wi-Fi 6 // Telecommunications Policy. 2021. Vol. 45. №. 5. Pp. 102127.
7. Akyildiz I. F. et al. A survey on spectrum management in cognitive radio networks // IEEE Communications magazine. 2008. Vol. 46. №. 4. Pp. 40-48.
8. Herath S., Rajatheva N., Tellambura C. Energy Detection of Unknown Signals in Fading and Diversity Reception // IEEE Transactions on Communications. 2011. Vol. 59. № 9. Pp. 2443-2453.
9. Urkuwitz H. Energy Detection of Unknown Deterministic Signals // Proceedings of the IEEE. 1967. Vol. 55. №.4. Pp. 523-531.
10. Khatib M. Advanced Trends in Wireless Communications. In-Tech, 2011. 520.
11. Shankar P. M. Fading and shadowing in wireless systems. Springer, 2017.
12. Olutayo A., Cheng J., Holzman J. F. A new statistical channel model for emerging wireless communication systems // IEEE Open Journal of the Communications Society. 2020. Vol. 1. Pp. 916-926.
13. Atapattu S., Tellambura C., Jiang H. Energy detection for spectrum sensing in cognitive radio. New York, NY, USA: : Springer, 2014. Vol. 6.
14. Olver F. W. J. et al. (ed.). NIST handbook of mathematical functions hardback and CD-ROM. Cambridge university press, 2010.
15. Gvozdev A. S. A Novel Unified Framework for Energy-Based Spectrum Sensing Analysis in the Presence of Fading // Sensors. 2022. Vol. 22. №. 5. Pp. 1742.
16. Gvozdev A. S. The Generalized MGF Approach to Closed-Form Average Symbol Error Rate Calculation // IEEE Communications Letters. 2021. Vol. 25. №. 4. Pp. 1124-1128.

REFERENCES

1. Xiao, Y., Hu, F. (ed.). Cognitive radio networks. CRC press, 2008.
2. Holler, J. et al. Internet of things. Academic Press, 2014.
3. Maleki, S. Cognitive spectrum utilization in Ka band multibeam satellite communications // IEEE Communications Magazine. 2015. Vol. 53. № 3. Pp. 24-29.
4. El-Mohamady, M., Newagy, F., Hafez, I. Implementation issues for multiple cognitive radio systems sharing satellite Ka-band // 2017 IEEE International Conference on Communication, Networks and Satellite (Comnetsat), Semarang, Indonesia. 2017. Pp. 7-13.
5. Lin, X., Lee, N. 5G and Beyond. Springer International Publishing, 2021.
6. Oughton, E. J. et al. Revisiting wireless internet connectivity: 5G vs Wi-Fi 6 // Telecommunications Policy. 2021. Vol. 45. №. 5. Pp. 102127.
7. Akyildiz, I. F. et al. A survey on spectrum management in cognitive radio networks //IEEE Communications magazine. 2008. Vol. 46. №. 4. Pp. 40-48.
8. Herath, S., Rajatheva, N., Tellambura, C. Energy Detection of Unknown Signals in Fading and Diversity Reception // IEEE Transactions on Communications. 2011. Vol. 59. № 9. Pp. 2443-2453.
9. Urkuwitz, H. Energy Detection of Unknown Deterministic Signals // Proceedings of the IEEE. 1967. Vol. 55. №.4. Pp. 523-531.
10. Khatib, M. Advanced Trends in Wireless Communications. In-Tech, 2011. 520.
11. Shankar, P. M. Fading and shadowing in wireless systems. Springer, 2017.
12. Olutayo, A., Cheng, J., Holzman, J. F. A new statistical channel model for emerging wireless communication systems // IEEE Open Journal of the Communications Society. 2020. Vol. 1. Pp. 916-926.
13. Atapattu, S., Tellambura, C., Jiang, H. Energy detection for spectrum sensing in cognitive radio. – New York, NY, USA: : Springer, 2014. Vol. 6.
14. Olver, F. W. J. et al. (ed.). NIST handbook of mathematical functions hardback and CD-ROM. – Cambridge university press, 2010.
15. Gvozdev, A. S. A Novel Unified Framework for Energy-Based Spectrum Sensing Analysis in the Presence of Fading // Sensors. 2022. Vol. 22. №. 5. Pp. 1742.
16. Gvozdev, A. S. The Generalized MGF Approach to Closed-Form Average Symbol Error Rate Calculation // IEEE Communications Letters. 2021. Vol. 25. №. 4. Pp. 1124-1128.

АНАЛИЗ ТРЕБОВАНИЙ К ТРАКТУ ФОРМИРОВАНИЯ И УСИЛЕНИЯ РАДИОСИГНАЛА НА ОСНОВЕ МЕТОДА ДЕФАЗИРОВАНИЯ

С. И. Бабусенко, В. В. Кирюшкин, А.В. Журавлев

АО НВП ПРОТЕК, Воронеж, Россия

Аннотация. Приведены результаты моделирования формирователя сигнала тракта усиления на основе метода дефазирования, обоснованы требования к его характеристикам для обеспечения потенциальных энергетических показателей и снижения внеполосных излучений передающего устройства с учетом целостности структурно-временных параметров излучаемого колебания.

Ключевые слова: пикфактор, внеполосные излучения, дефазирование, пиковая мощность.

ANALYSIS OF REQUIREMENTS FOR THE PATH OF FORMATION AND AMPLIFICATION OF A RADIO SIGNAL BASED ON THE DEPHASING METHOD

S. I. Babusenko, V. V. Kiryushkin, A.V. Zhuravlev

JSC RIE "PROTEK", Voronezh, Russia

Abstract. The results of modeling the signal generator of the amplification path based on the dephasing method are presented, the requirements for its characteristics are justified to ensure potential energy indicators and reduce out-of-band radiation of the transmitting device, taking into account the integrity of the structural and temporal parameters of the emitted oscillation.

Keywords: crest factor, out-of-band radiation, dephasing, peak power.

1. ВВЕДЕНИЕ

Одной из основных проблем в схемах с ретрансляцией многочастотных радиосигналов является недостаточная эффективность использования энергопотенциала выходных каскадов усилителей. Данное обстоятельство обусловлено высоким пик-фактором - PARP (Peak-to-Average Power Ratio) группового сигнала:

$$PARP = P_{max} / P, \quad (1)$$

где P – среднеквадратическое значение мощности, P_{max} – пиковая мощность.

Значение пик-фактора зависит от числа и разнеса поднесущих частот, вида модуляции, а также фазовых и амплитудных соотношений между ними.

С точки зрения энергетической эффективности передатчика целесообразно, чтобы в многочастотном групповом колебании отсутствовала амплитудная модуляция. Известные методы уменьшения пик-фактора на основе клиппирования [1] вызывают нелинейные искажения и приводят к росту внеполосного излучения - P_v , при этом значение последнего принято оценивать уровнем относительной мощности - ACPR (Adjacent Channel Power Ratio)

$$ACPR = 10\log(P_v / P_o), \quad (2)$$

где $P_o = P - P_b$ – мощность излучения в основной полосе.

Потенциальные энергетические показатели передающего тракта могут быть достигнуты за счет использования метода дефазирования, при котором производится разложение группового сигнала на две составляющие $S(t) = S_1(t) + S_2(t)$, имеющие постоянные огибающие и усиливаемые отдельно в двух идентичных каналах с последующим сложением [2]. К недостаткам данного решения относят необходимость использования двух трактов усиления, а также высокие требования к амплитудно-фазовым характеристикам каналов усиления. Для оценки эффективности преобразования энергии постоянного тока в высокочастотную энергию с учетом входной мощности $P_{вх}$, используется критерий преобразования всех источников входной мощности (как от источника питания, так и от входного сигнала) в выходной сигнал - PAE (Power added efficiency)

$$PAE = (P_o - P_{ex}) / P_{dc}, \quad (3)$$

где P_{dc} - мощность источника постоянного тока.

Поскольку тракты усиления должны обладать одинаковыми амплитудными ΔA и фазовыми $\Delta \varphi$ характеристиками их различие сказывается на уровне внеполосных излучений, а также может приводить к искажению структуры излучаемого сигнала. Следует предположить, что и точность представления компонент $S_1(t)$ и $S_2(t)$ в цифровом формирователе, зависящая от объема выборки d и коэффициента интерполяции L в совокупности с нелинейными свойствами усилителей будет сказываться на целостности структурно-временных параметров выходных колебаний. В качестве меры таких изменений используется значение модуля нормированной функции корреляции (КФ) комплексной огибающей группового сигнала на входе $S_{вх}(t)$ и выходе тракта усиления $S(t)$

$$r = \frac{|E\{S_{ex}(t)S(t+\tau)\}|}{\sqrt{P P_{ex}}}, \quad (4)$$

где $E\{\}$ оператор математического ожидания.

Таким образом, при усилении дефазированных компонент необходимо располагать требованиями к амплитудно-фазовой не идентичности каналов усиления, объёму выборки формируемого сигнала с учетом ограничений на уровень внеполосных излучений при сохранении целостности структурно-временных параметров излучаемых колебаний.

Целью настоящей работы является разработка модели тракта усиления с дефазированием и обоснование требований к точности формирования группового сигнала и не идентичности каналов усиления с учетом минимизации уровня внеполосных излучений и обеспечения целостности структурно-временных параметров излучаемого сигнала.

2. ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ

Комплексная огибающая группового k – канального сигнала в полосе частот ΔF , может быть представлен в виде

$$S_0(t) = A(t) \exp\{\varphi(t)\} = \sum_{k=1}^K A_k(x_k(t)) \exp\{j(2\pi\Delta f_k t + \varphi_k(x_k(t)))\}, \quad 0 \leq A(t) \leq A_{\max}, \quad (5)$$

где $A_k(x_k(t))$ - комплексная амплитуда k -ой поднесущей, $A_{\max}$ - максимальное значение амплитуды группового сигнала, $\varphi_k(x_k(t))$ - закон изменения фазы k -ой поднесущей, Δf_k - частотное смещение между каналами, $x_k(t)$ - модулирующее колебание.

При дефазировании сигнал (4) разделяется на две компоненты с нулевым пик-фактором в виде [2]

$$S_1(t) = \frac{S(t)}{2} \left[1 + j\sqrt{(A_{\max} / A(x_k(t)))^2 - 1} \right], \quad (6)$$

$$S_2(t) = \frac{S(t)}{2} \left[1 - j\sqrt{(A_{\max} / A(x_k(t)))^2 - 1} \right], \quad (7)$$

которые переносятся на несущую частоту и отдельно усиливаются с последующим суммированием (например, с помощью моста с компенсацией Ширекса [3]).

Вещественные сигналы компонент (6) и (7) на рабочей частоте образуются из комплексных отсчетов после квадратурного модулятора и цифро-аналогового преобразования. В последующем они поступают на нелинейные усилители, характеризующиеся амплитудной $G(A)$ и фазоамплитудной $\Phi(A)$ зависимостями.

Анализ влияния не идентичности $\Delta\varphi$ и ΔA с учетом объема выборки $d(L)$ в трактах формирования и усиления оценим по показателям (1-4), воспользовавшись методами моделирования в среде SciLab в соответствии с выражениями (5-7) на примере сигнала (с пик-фактором отличным от нулевого значения при $k=1$).

В качестве референсного колебания использован BPSK сигнал, с обработкой в формирующем фильтре 10 порядка корня квадратного из приподнятого косинуса с коэффициентами интерполяции $L=8$ и скругления $a=0.45$. Источником манипулирующего сообщения служит случайная последовательность с длительностью импульса $\tau_0=1$ мкс. Моделируемый сигнал состоит из выборок ограниченного объема $d=1024*L$.

Мощность входного сигнала в основной полосе 2 МГц составляет $P_{\text{вх}} = -87$ дБм (в нефорсированном режиме), а широкополосный усилитель на полевых транзисторах обеспечивает усиление входного сигнала на величину $G=10$ дБ в каждом из плеч. На рисунке 1 приведена функциональная схема модели передающего модуля с цифровым формирователем дефазированных компонент $S_1(t)$ и $S_2(t)$ в соответствии с выражениями (6) и (7).

В качестве тракта усиления в модели применена многоканальная плата FMCOMMS5 на рабочей частоте 1,6 ГГц, при этом в схеме с дефазированием задействованы 2 канала G_1 , G_2 и использован резистивный сумматор для сложения каналов.

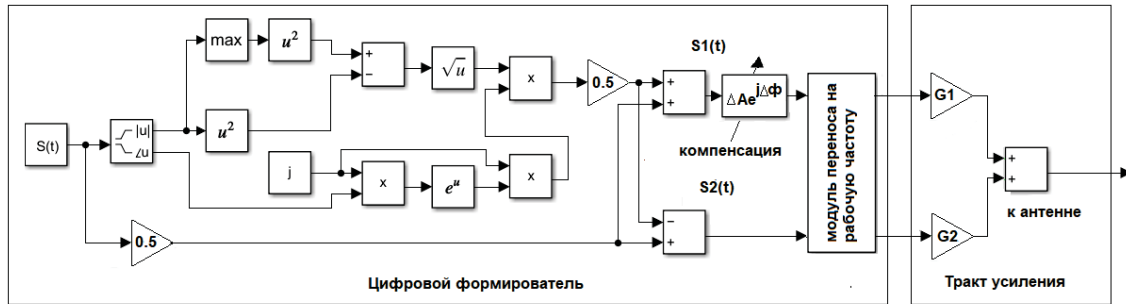


Рис. 1. Модель передающего модуля с цифровым формирователем по методу дефазирования

3. АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ МОДЕЛИРОВАНИЯ

На рисунке 2 представлены графические зависимости нормированной спектральной плотности мощности - (2а), интегральной функции распределения пик-фактора – (2б) и коэффициента корреляции - (2в) BPSK сигнала на выходе тракта усиления без дефазирования при работе усилителя в нелинейном режиме (входной сигнал форсирован по амплитуде на 6 дБ относительно референсного).

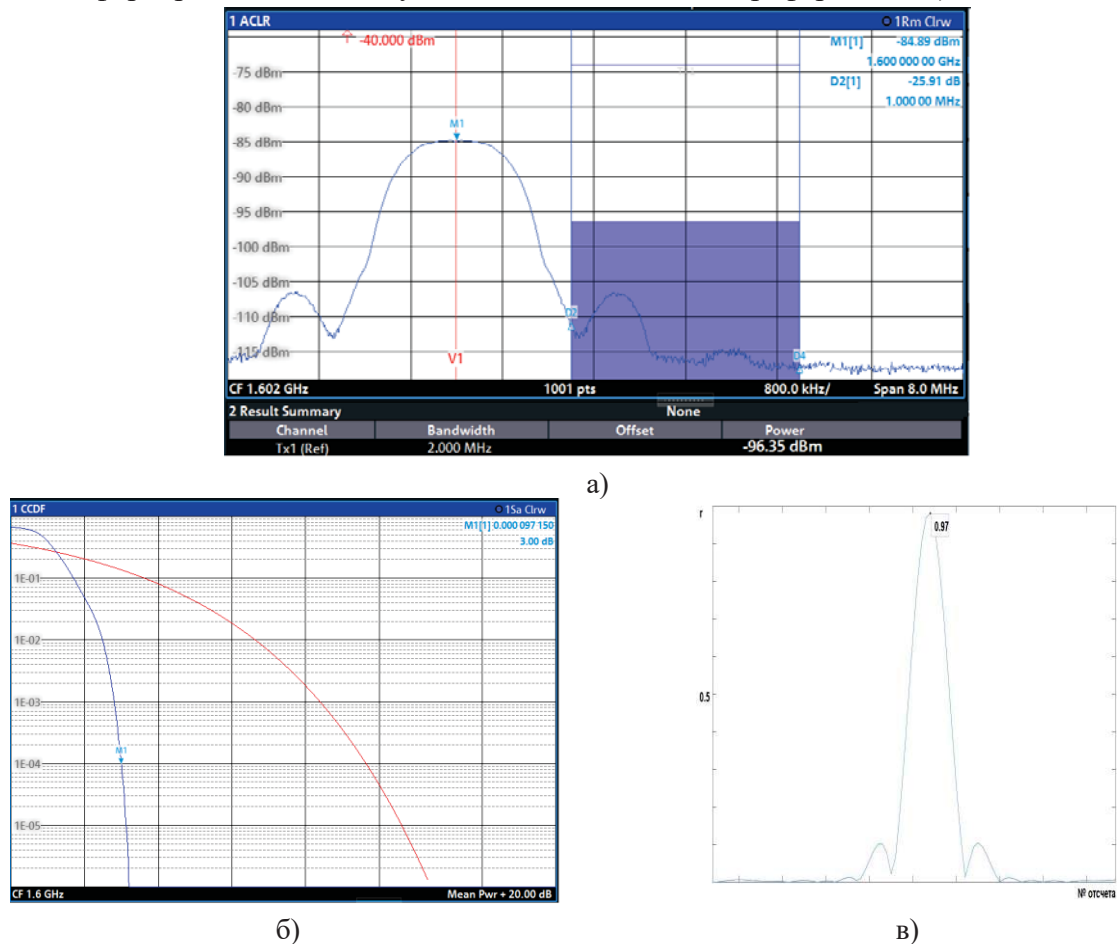


Рис. 2. Характеристики референсного сигнала на выходе тракта усиления без дефазирования

Как видно из рисунка 2, пик-фактор сигнала составляет $PARP=3,0$ дБ с вероятностью 0,99, присутствуют внеполосные излучения и в прилежащих полосах их уровень превышает уровень шумов, а коэффициент корреляции не превышает значения $r=0,97$.

В таблице 1 приведены усредненные результаты измерения параметров основного (в полосе 2 МГц) и внеполосного (в 2-х прилежащих по 2 МГц) каналов усиления без дефазирования и при дефазировании для различных уровней входного сигнала.

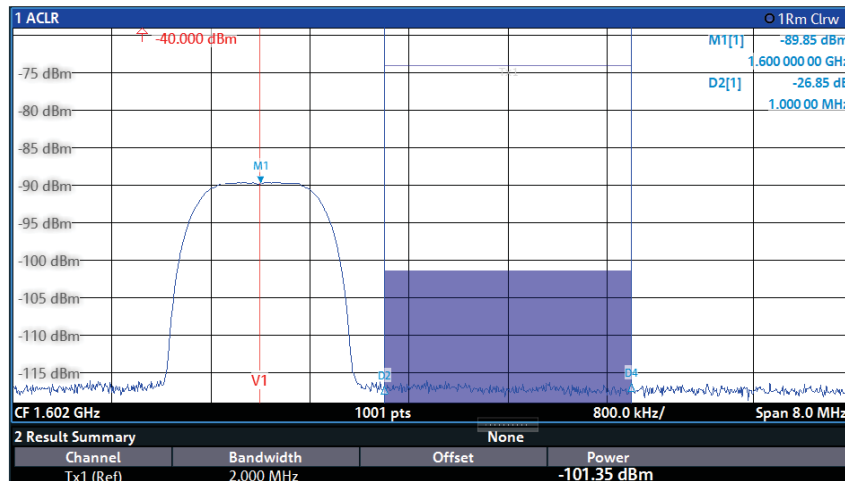
Таблица 1. Результаты моделирования тракта усиления

Схема	$P_{\text{вх}}$, dBm	PARP, dB	P_0 , dBm	$P_{\text{в}}$, dBm	ACPR, dB	PAE	r	Примечание
без дефазирования	-87	3.6	-76.9	-98.5	-21.6	0.46	0.99	$P_{dc}=20mW$
	-81	3	-72.4	-92.4	-20	0.36	0.97	
с дефазированием	-87	3.6	-76.9	-98.5	-21.6	0.46	0.99	$\Delta\varphi=0.2$ град $\Delta A=0.2$ дБ
	-81	3.6	-70.4	-97.6	-27.2	~ 0.6	0.98	
	-81	3.48	-70.7	-97.9	-27.2		0.97	$\Delta\varphi=5$ град $\Delta A=0.2$ дБ
	-81	3.42	-70.9	-95.2	-24.3		0.96	$\Delta\varphi=0.2$ град $\Delta A=1$ дБ

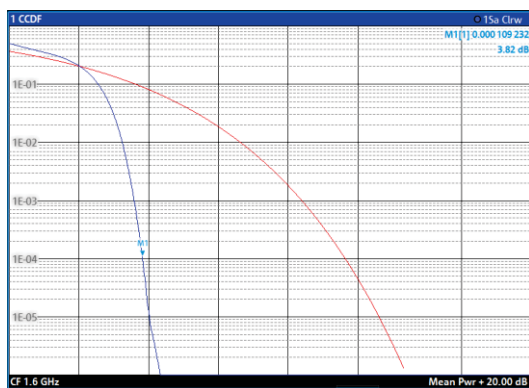
Из полученных результатов следует, что увеличение уровня входного сигнала на 6 дБ в схеме усиления без дефазирования приводит к уменьшению PARP на 21 % из-за перегрузки и ограничений, снижению значения коэффициента корреляции на 2 %, а также росту внеполосных излучений на 1,6 дБ при уменьшении PAE на 10 %. В схеме с дефазированием аналогичный рост входного сигнала влечет изменение PARP на 5 %, вследствие использования резистивного сумматора, но относительный уровень внеполосных излучений на 7,2 дБ ниже, а изменение корреляции не превышает 1 % при среднем PAE=0,6. Наличие разбаланса трактов усиления приводит к сравнимым показателям для схемы без дефазирования при форсированном уровне входного сигнала, когда $\Delta A \geq 1$ дБ и $\Delta\varphi \geq 5$ град.

На рисунке 3 представлены графические зависимости нормированной спектральной плотности мощности (3а), интегральной функции распределения пик-фактора (3б) и коэффициента корреляции (3в) BPSK сигнала на выходе тракта усиления с дефазированием при $\Delta\varphi = 0.2$ град, $\Delta A = 0.2$ дБ.

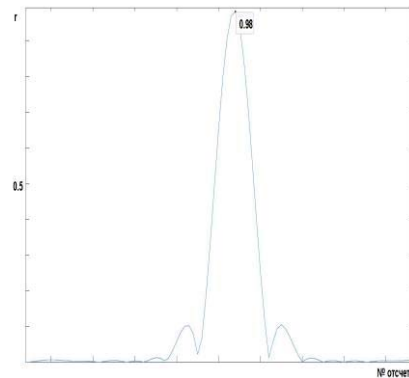
Необходимо отметить более высокую чувствительность схемы с дефазированием к амплитудному разбалансу трактов усиления. Кроме того, значение коэффициента корреляции составляет не менее $r \geq 0.98$, что свидетельствует о сохранении целостности структурно-временных параметров в тракте формирования и усиления.



a)



б)



в)

Рис. 3. Характеристики референсного сигнала на выходе тракта усиления с дефазированием

Погрешности формирования составляющих (6) и (7) при цифровом синтезе могут приводить к возникновению паразитной амплитудной модуляции и последующим нелинейным искажениям. Так, объём выборки $d(L)$ оказывает влияние на точность расчета значения максимального уровня $A_{max} = \max_i \{A_i\}, i = \overline{1 \div d}$. Кроме того, в работе [5] отмечено, что достоверность оценок пик-фактора может быть повышена при L -кратной интерполяции используемых отсчетов сигнала $S(t)$.

Результаты оценки точности формирования компонент (6) и (7) в зависимости от объёма выборки $d(L)$ при $\Delta\varphi = 0.2$ град, $\Delta A = 0.2$ дБ приведены в таблице 2.

Как видно из таблицы 2, при уменьшении объёма выборки в 2 раза ($L=4$) пик-фактор и коэффициент корреляции снижаются на 14% и 5% соответственно, а для формирования компонент с постоянной огибающей необходимо обеспечить коэффициент интерполяции $L \geq 8$.

Таблица 2. Результаты моделирования тракта усиления

Схема	L	P_{ex} , dBm	PARP, dB	P_0 , dBm	P_{σ} , dBm	ACP R, dB	r	Примечание
С дефазированием	32	-81	3.6	-70.5	-97.7	-27.2	0.99	$\Delta\varphi = 0.2$ град $\Delta A = 0.2$ дБ
	8		3.6	-70.4	-97.6	-27.2	0.98	
	4		3.1	-67.7	-94.8	-27.1	0.94	

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, метод дефазирования позволяет снизить внеполосные излучения передающего тракта и обеспечить более высокий КПД передающего тракта благодаря постоянству огибающих усиливаемых компонент. Не идентичность выходных каскадов следует компенсировать за счет внесения фазовой и амплитудной поправки для соответствующей частоты излучения - f_0 . При допустимых погрешностях компенсации трактов $\leq 5^\circ$ и $\leq 0,2$ дБ, применение цифровой схемы формирования дефазированных составляющих (с коэффициентом интерполяции $L=8$) позволяет обеспечить снижение внеполосных излучений более чем на 7.2 дБ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пукса А.О. Уменьшение пик-фактора OFDM сигнала с помощью оконной функции Хэмминга. Научный форум: Технические и физико-математические науки: сб. ст. по материалам III междунар. науч.- практ. конф. № 2(3). М.: Изд. «МЦНО», 2017. С. 37-43.
2. Соловьева Е.Б. Методы линеаризации характеристик усилителей мощности. СПб.: Известия СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2015, № 9. С. 41-47.
3. Сивчек И.В. Модуляция дефазированием в последовательной схеме с компенсацией Ширекса в классе EF2. Научно-технические ведомости СПбГПУ, Том 11, №1 2018. С.7-10
4. Гуревич В.Э., Егоров С.Г. Моделирование амплитудной характеристики радиотракта с кодовым разделением каналов. Труды учебных заведений связи. 2020, т.6. № 2. С. 30–38. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-30-386.
5. H. Ochiai, K. Imai. On Clipping for peak power reduction of OFDM signals. IEEE GTC. 2000. vol. 2. pp. 731-735.

REFERENCES

1. Puksa A.O. Reduction of the peak factor of the OFDM signal using the window Hamming function. Scientific Forum: Technical and physical-mathematical sciences: collection of articles based on the materials of the III International Scientific.- Practical conference No. 2(3). Moscow: Publishing House "MCNO", 2017. pp. 37-43.
2. Solovyova E.B. Methods of linearization of power amplifier characteristics. St. Petersburg: Izvestiya SPbGETU "LETI", 2015, No. 9. pp. 41-47.
3. Sivchek I.V. Modulation by dephasing in a sequential scheme with Shirex compensation in the EF2 class. Scientific and Technical Bulletin of SPbSPU, Volume 11, No. 1, 2018. pp.7-10
4. Gurevich V.E., Egorov S.G. Modeling of the amplitude characteristic of a radio tract with code channel separation. Proceedings of educational institutions of Communication. 2020, vol.6. No. 2. pp. 30-38. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-30-386.
5. H. Ochiai, K. Imai. On Clipping for peak power reduction of OFDM signals. IEEE GTC. 2000. vol. 2. pp. 731-735.

АНАЛИТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ РЕЗОНАНСА ФАНО В ПОЛОСОВОМ ФИЛЬТРЕ

М. И. Балакин, В. А. Киркица, В. В. Комаров¹

¹Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю.А., Саратов

Аннотация. В настоящее время одним из наиболее перспективных и широко используемых фильтров для СВЧ-диапазона является крестообразный симметричный полосовой фильтр. Изменение геометрических параметров такого фильтра приводит к образованию в его частотной характеристике резонанса Фано. Эффект резонанса Фано может использоваться при проектировании сверхчувствительных датчиков, сверхкомпактных антенн и лазеров. Однако, из-за небольшого числа работ, посвящённых влиянию данного эффекта на электромагнитные колебания в микроволновом диапазоне, актуальным остается вопрос аналитического исследования влияния параметров фильтра на резонанс Фано в крестообразном полосовом фильтре. В настоящей работе представлены результаты исследования влияния геометрических параметров СВЧ-фильтра на его частотную характеристику с резонансом Фано.

Ключевые слова: полосовой фильтр, резонанс Фано, аналитическая модель, частотная характеристика.

ANALYTICAL MODEL FOR INVESTIGATION OF FANO RESONANCE IN A BAND-PASS FILTER

M. I. Balakin, V. A. Kirkitsa, V. V. Komarov¹

¹Yuri Gagarin State Technical University of Saratov, Saratov

Abstract. Currently, one of the most promising and widely used filters for the microwave range is a cross-shaped symmetrical bandpass filter. Changing the geometric parameters of such a filter leads to the formation of a Fano resonance in its frequency response. The Fano resonance effect can be used in the design of ultra-sensitive sensors, ultra-compact antennas and lasers. However, due to the small number of works devoted to the influence of this effect on electromagnetic oscillations in the microwave range, the question of the analytical study of the influence of filter parameters on the Fano resonance in a cross-shaped bandpass filter remains relevant. This paper presents the results of a study of the influence of the geometric parameters of a microwave filter on its frequency response with a Fano resonance.

Keywords: bandpass filter, Fano resonance, analytical circuit, frequency characteristic.

1. ВВЕДЕНИЕ

Резонансы Фано наблюдаются в самых различных электродинамических системах. Области возможного применения высокодобротных устройств, в которых возникает этот эффект, включают в себя сверхчувствительные датчики, сверхкомпактные антенны и лазеры. В работе [1] рассмотрен крестообразный симметричный полосовой фильтр. Было проведено исследование коэффициента передачи в широком частотном диапазоне различными методами. В [2] было проведено численное и экспериментальное исследование асимметричной модификации такого фильтра. Показано, что возникающий резонанс обладает чувствительностью к поляризации излучения и геометрическим параметрам, в частности, к асимметрии апертуры. Выявлено, что на

частоте 96 ГГц, превышающей резонансную частоту 90 ГГц, возник резонанс Фано, заключающийся в существенных колебаниях коэффициента передачи.

2. МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕЗОНАНСА ФАНО

В данной работе была разработана и исследована аналоговая схема крестообразного полосового фильтра для полученной экспериментальным путём в [2] частотной характеристики с резонансом Фано. Одним из условий существования такого резонанса можно считать наличие нескольких реактивных элементов одного типа [3]. Для этого была разработана схема фильтра, использующая две различных катушки. Схема представлена на рисунке 1.

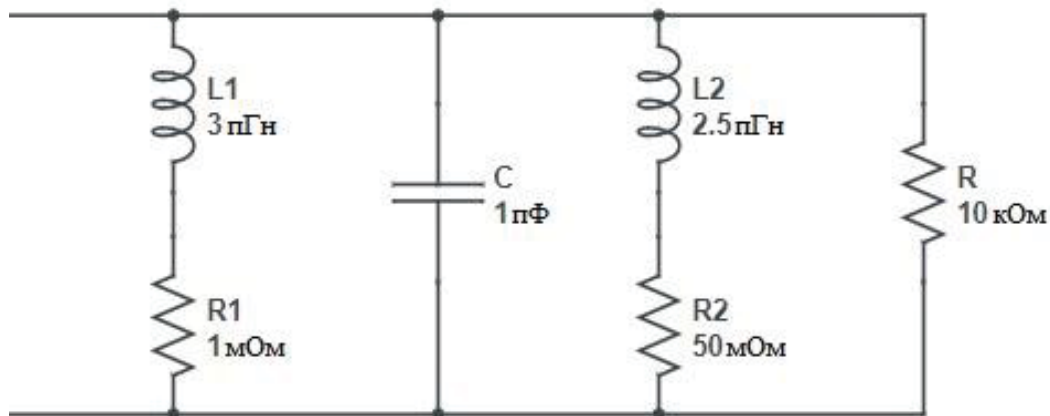


Рис. 1. Аналоговая схема фильтра с резонансом Фано в характеристике

Для данной схемы были составлены уравнения для коэффициента передачи и получены частотные зависимости при различном количестве контуров в фильтре N (рисунок 2). С ростом числа элементов фильтра (при прочих равных параметрах), уменьшается крутизна функции. Похожие изменения наблюдаются при уменьшении сопротивления и ёмкости конденсатора.

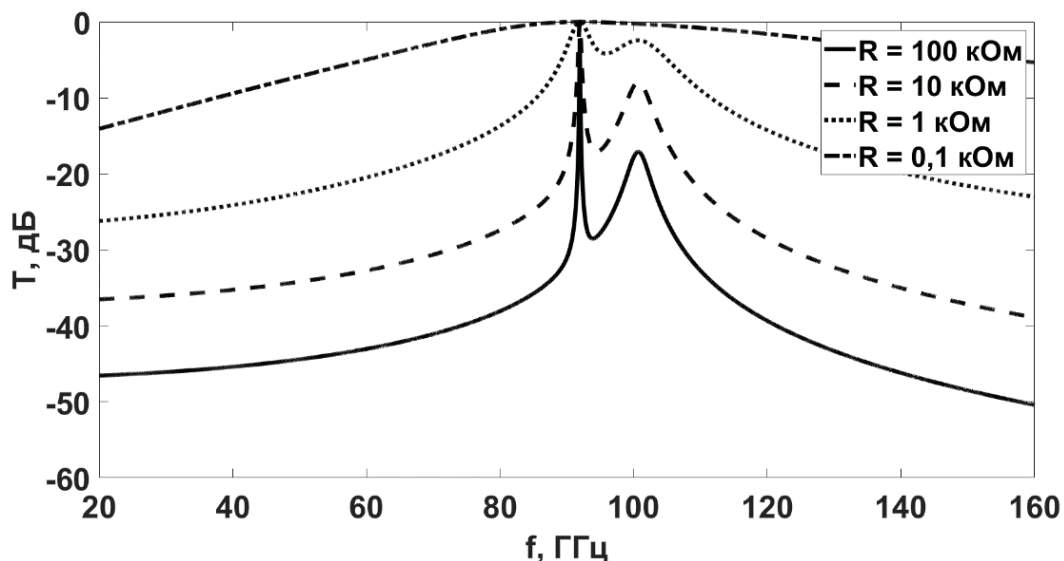


Рис. 2. Зависимость коэффициента передачи от частоты при разных характеристиках цепи

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе проведено исследование крестообразного симметричного полосового фильтра при условии возникновения в нём резонанса Фано. Разработана аналоговая схема фильтра с резонансом Фано. Получены и проанализированы частотные характеристики фильтра. В дальнейшем планируется проведение исследований передаточной характеристики при вариации геометрических параметров фильтра в широких диапазонах значений, а также разработка и исследование динамической модели системы.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 22-19-00357, <https://rscf.ru/project/22-19-00357/>

ЛИТЕРАТУРА

1. Porterfield D. W., Hesler J. L., Densing R., Mueller E. R., Crowe T. W., Weikle II R. M. Resonant metal-mesh bandpass filters for the far infrared // APPLIED OPTICS, 1994, Vol. 33.- P. 6046–6052.
2. Komarov V.V., Zwick T., Marahrens S., Molchanov S. Fano-Resonant Frequency-Selective Surface With Cross-Shaped Apertures // IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, 2019, Vol. 29.- P. 775–778.
3. Miroshnichenko A. E., Flach S., Kivshar Yu. S. Fano resonances in nanoscale structures // Reviews of Modern Physics, 2010, Vol. 82.- P. 2257—2298.

REFERENCES

1. Porterfield D. W., Hesler J. L., Densing R., Mueller E. R., Crowe T. W., Weikle II R. M. Resonant metal-mesh bandpass filters for the far infrared // APPLIED OPTICS, 1994, Vol. 33.- Pp. 6046–6052.
2. Komarov V.V., Zwick T., Marahrens S., Molchanov S. Fano-Resonant Frequency-Selective Surface With Cross-Shaped Apertures // IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, 2019, Vol. 29.- Pp. 775–778.
3. Miroshnichenko A. E., Flach S., Kivshar Yu. S. Fano resonances in nanoscale structures // Reviews of Modern Physics, 2010, Vol. 82.- Pp. 2257—2298.

ОБ АНАЛОГИЯХ В ЗАДАЧАХ КЛАССИЧЕСКОГО ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ И ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЯХ

В. И. Парфенов

Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе рассмотрена задача комплексной обработки информации на примере задачи обнаружения объектов в беспроводных сенсорных сетях (БСС). Показано, что алгоритмы в таких комплексных системах во многом подобны некоторым алгоритмам, встречающимся в классической теории статистических решений. В частности, синтезированный комплексный алгоритм обнаружения объектов в БСС является аналогом хорошо известного корреляционного алгоритма. Кроме того, показано, как априорная неопределенность относительно местоположения сенсоров влияет на эффективность обнаружения.

Ключевые слова: беспроводная сенсорная сеть (БСС); распределённое обнаружение; сенсор; канал связи; вероятности ошибок; корреляционный алгоритм.

ABOUT ANALOGIES IN PROBLEMS OF CLASSICAL SIGNAL DETECTION AND OBJECT DETECTION IN WIRELESS SENSOR NETWORKS

V. I. Parfenov

¹Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The paper considers the problem of complex information processing on the example of the problem of object detection in wireless sensor networks (WSN). It is shown that the algorithms in such complex systems are in many ways similar to some algorithms found in the classical theory of statistical solutions. In particular, the synthesized complex object detection algorithm in the WSN is an analogue of the well-known correlation algorithm. In addition, it is shown how a priori uncertainty about the location of sensors affects the detection efficiency.

Keywords: wireless sensor network (WSN); distributed detection; sensor; communication channel; error probabilities; correlation algorithm.

1. ВВЕДЕНИЕ

Беспроводные сенсорные сети (WSN – Wireless Sensor Networks) находят широкое применение в различных областях человеческой деятельности [1-3]. Действительно, вследствие их гибкости, возможности наблюдения за обширной территорией, робастности, небольшой стоимости беспроводные сенсорные сети (БСС) используются при военных наблюдениях, при мониторинге за движением транспортных средств, в медицинских и промышленных целях, в робототехнике, в сейсмологии, при наблюдении за планетами Солнечной системы и звездами и пр. Если коротко, то их можно применять при обнаружении, классификации и распознавании объектов, при отслеживании (мониторинге) за происходящими изменениями и т.д.

Обычно БСС состоит из большого числа относительно дешевых и маломощных сенсоров, которые определенным образом размещаются на некоторой территории с

целью сбора информации за наблюдаемым объектом (объектами) и предварительной обработки этой информации. Каждый узел, содержащий сенсор, имеет возможность связаться либо с соседними узлами, либо непосредственно с центральным узлом (ЦУ) по беспроводному каналу связи. При централизованном подходе к построению сети данные, поступающие от сенсоров в ЦУ, в этом узле проходят окончательную обработку, на основании которой и выносятся окончательное решение.

Следует отметить, что человеческий мозг является прекрасным примером подобной комплексной системы. Действительно, он интегрирует информацию, поступающую от различных сенсоров, воспринимающих свет, звук, вкус, запах, тактильные ощущения и др., и вырабатывает соответствующее заключение о решаемой проблеме. Например, объединяя различные ощущения, воспринимаемые глазами, ушами, носом и пр. человек может определить подгорела ли приготавливаемая нами еда. Или, находясь в незнакомых условиях, наш мозг, объединяя данные, поступающие от глаз и ушей, интегрирует их так, чтобы определить, находимся ли мы в безопасности... Пока мы еще не можем достичь такого совершенства с помощью БСС, как наш мозг, тем не менее, при разработке таких сетей мы должны стремиться к наилучшему приобретению, обработке и синергетическому объединению информации, поступающей от интересующего нас источника, предварительно обработанной отдельными сенсорами.

Следует отметить следующие отличительные особенности функционирования БСС. Обычно сенсоры в БСС в качестве питания используют стандартные гальванические элементы и поэтому характеризуются весьма скромным энергетическим бюджетом. Для увеличения времени жизнедеятельности подобной сети необходимо выполнить определенные требования, в частности, время передачи данных от сенсоров к ЦУ должно быть как можно малым. Следовательно, от сенсоров к ЦУ должны передаваться не «сырые», а предварительно обработанные и квантованные данные. В этих условиях чрезвычайно важным аспектом функционирования БСС является разработка алгоритмов оптимального комплексирования (объединения) данных, поступающих от каждого узла с целью вынесения окончательного решения, обладающего повышенной эффективностью.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассмотрим следующую задачу. Предположим, что у нас для наблюдения за интересующим нас объектом (явлением) используются K сенсоров, расположенных на некоторой территории. Причем координаты узлов, в которых они располагаются, априори известны (для простоты будем рассматривать «плоскую» задачу: в этом случае координаты сенсоров $(x_i, y_i), i = 1, \dots, K$). Объект наблюдения располагается в точке с координатами (x_0, y_0) . Ограничимся решением лишь задачи обнаружения такого объекта. Каждый сенсор, основываясь на имеющихся наблюдениях (при этом возможны оптические, сейсмические, акустические, магнитные и другие типы данных), с использованием определенного алгоритма выносит решение о наличии (гипотеза H_1)

или отсутствии (гипотеза H_0) этого объекта. Алгоритм обнаружения, используемый в каждом узле, зависит от множества факторов, в частности, от типов сенсоров, используемых микропроцессоров, радиопередатчиков и пр. В дальнейшем, с целью конкретизации, будем считать, что в каждом узле используется стандартный «энергетический» приемник [4]. Далее, информация, представленная в бинарной форме, передается от сенсоров в ЦУ для вынесения окончательного решения. Рассмотрим вначале ситуацию, когда все каналы связи « i -й сенсор – ЦУ» являются идеальными, т.е. в них передаваемая информация не искажается и не пропадает. Считаем, что ошибки возможны лишь в каналах «объект – i -й сенсор»: в этом случае на входе сенсора действует либо шум $n(t)$ (при выполнении гипотезы H_0), либо аддитивная смесь шума $n(t)$ с сигналом $s(t)$ от объекта наблюдения (при выполнении гипотезы H_1). Канал связи «объект – i -й сенсор» будем описывать вероятностями ошибок первого α_i и второго рода β_i . Причем можно с достаточной обоснованностью утверждать, что вероятности α_i не зависят от расстояния d_i – расстояние от объекта до i -го сенсора (они обусловлены наличием лишь внутренних шумов). В тоже время про вероятности β_i этого утверждать нельзя. Необходимо выяснить зависимость β_i от d_i . При этом достаточно часто поступают следующим образом. Учтем, что в сенсорах, как уже утверждалось ранее, используются энергетические приемники. Тогда вероятности ошибок первого и второго рода могут быть записаны в виде:

$$\alpha_i = \Phi(-H), \beta_i = \Phi(H - z_i), \quad (1)$$

где $\Phi(\cdot)$ – интеграл вероятности [5], H – порог обнаружения, определяемый заранее в соответствии с выбранным критерием оптимальности [5], а z_i – отношение сигнал/шум (ОСШ). В дальнейшем предполагалось, что в качестве критерия оптимальности в сенсорах используется критерий Неймана-Пирсона [5]. В этом случае фиксируется (задается) вероятность ошибки первого рода α_0 и из уравнения $\Phi(-H) = \alpha_0$ находится порог H . Что касается ОСШ z_i , то его зависимость от дальности d_i определяется как типом излучения от объекта, так и характером среды распространения. В дальнейшем эту зависимость будем описывать формулой вида [6]

$$z_i = \frac{q}{\sqrt{1 + \varepsilon d_i^p}}, \quad (2)$$

где q – ОСШ при нулевом расстоянии от объекта, ε – параметр, величина которого, в основном, зависит от среды распространения, p – коэффициент, который может принимать значения от 1,5 до 6 [7] также в зависимости от условий распространения. В дальнейшем для определенности полагалось, что $p=2$, что соответствует распространению волн в свободном пространстве. Отметим, что этот параметр может быть оценен непосредственно в БСС, как это, например, показано в [8].

3. КОМПЛЕКСНЫЙ АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ

Итак, каждый сенсор на основе своих собственных наблюдений с определенной периодичностью выносит решение либо в пользу гипотезы H_1 , либо в пользу гипотезы H_0 , формируя при этом сигнал определенного вида и передавая его в ЦУ. При этом, очевидно, должно быть обеспечено выполнение одного из условий разделения каналов [9] при передаче сигналов от сенсоров к ЦУ. Как уже отмечалось ранее, считаем, что потери информации при такой передаче не происходит (каналы « i -й сенсор – ЦУ»).

В ЦУ на основе принятой информации (еще раз подчеркнем, что информация от каждого сенсора – бинарная (в пользу либо гипотезы H_1 , либо гипотезы H_0)) должно быть вынесено окончательное решение. Если используется оптимальный алгоритм комплексирования, основанный на построении отношения правдоподобия (ОП), то алгоритм принятия решения выглядит следующим образом [10]:

$$M = \sum_{i=1}^K C_i(U_i) U_i \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} h. \quad (3)$$

Здесь M – решающая статистика; $U_i = \begin{cases} 1 \\ -1 \end{cases}$ – решение, которое вынес i -й сенсор, и которое без искажений было получено в ЦУ (причем $U_i = 1$, если i -й сенсор вынес решение в пользу гипотезы H_1 и $U_i = -1$ – в противном случае);

$$C_i = \begin{cases} C1_i = \ln((1-\beta_i)/\alpha_i), & U_i = 1, \\ C2_i = \ln[\beta_i/(1-\alpha_i)], & U_i = -1, \end{cases} \quad \text{порог } h, \text{ также как и порог } H \text{ в (1),}$$

находится, исходя из выбранного критерия оптимальности. В дальнейшем в качестве такого критерия был использован критерий идеального наблюдателя [5]. Следовательно, порог h – это такой порог, который обеспечивает минимальную полную вероятность ошибки в ЦУ.

Перепишем выражение для решающей статистики M (3) в виде:

$$M = \sum_{i=1}^K \left\{ C1_i \frac{U_i + 1}{2} + C2_i \frac{U_i - 1}{2} \right\} = \sum_{i=1}^K \{ f_i U_i + g_i \}, \quad (4)$$

$$\text{где } f_i = \frac{C1_i + C2_i}{2} = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{\beta_i(1-\beta_i)}{\alpha_i(1-\alpha_i)} \right), g_i = \frac{C1_i - C2_i}{2} = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{(1-\alpha_i)(1-\beta_i)}{\alpha_i\beta_i} \right).$$

В результате, мы представили решающую статистику (4) в виде, который наводит нас на определенные аналогии. Действительно, вспомним классическую статистическую задачу обнаружения сигнала $S(t)$ на фоне гауссовского белого шума $N(t)$ (см., например, [5]). В предположении, что сигнал – детерминированный, классический алгоритм обнаружения в этом случае имеет вид $M = \int_0^T \left(x(t)S(t) - \frac{1}{2}S^2(t) \right) dt$ или в случае дискретной (во времени) обработки

$$M = \sum_{i=1}^K \{x_i S_i - S_i^2 / 2\}, \quad (5)$$

где $x_i = x(t_i)$, $S_i = S(t_i)$, t_i – дискретные моменты времени, $i = 1, \dots, N$; $t_i \in [0; T]$.

Очевидно, что решающие статистики (4) и (5) в определенном смысле похожи. Причем, если классический алгоритм обнаружения сигнала (5) обычно называют корреляционным, т.к. при формировании решающей статистики необходимо формировать корреляционный интеграл (а в дискретном случае – корреляционную функцию), то и комплексный алгоритм (4) также может быть назван корреляционным. Причем, под U_i понимаются наблюдаемые данные (аналог x_i), а под f_i и g_i понимаются опорный и свободный коэффициенты (аналогами являются S_i и $-S_i^2 / 2$).

Еще раз подчеркнем, что решающие статистики (4) и (5) получены для детерминированных условий. Если у сигнала неизвестным является векторный параметр τ , то решающая статистика (4) изменится (при этом опорный и свободный коэффициенты будут зависеть от этого параметра: $S_i(\tau)$). В этом случае алгоритм обнаружения сигнала будет заключаться в поиске абсолютного (наибольшего) максимума $M(\tau)$ по всем неизвестным параметрам и сравнении этой величины с порогом обнаружения. Аналогично, комплексный алгоритм в БСС в этих условиях также изменится. Решающая статистика (4) также будет зависеть от векторного параметра τ , т.к. опорный f_i и свободный g_i коэффициенты в этих условиях будут также зависеть от этого параметра. Например, если неизвестный векторный параметр – это координаты объекта наблюдения, то необходимо формировать $M(x, y)$ аналогично (4), только опорный и свободный коэффициенты в этом выражении должны зависеть от этих координат через вероятности ошибок второго рода $\beta_i(x, y)$.

Таким образом, следует признать, что комплексный алгоритм обнаружения, применяемый в БСС, представляет собой не что иное, как разновидность хорошо известного корреляционного алгоритма. Следовательно, при исследовании и разработке различных алгоритмов в БСС (не обязательно обнаружения – но и других, таких, как оценка параметров, классификация, фильтрация и пр.) могут быть весьма успешно использованы известные методики из теории статистических решений. В качестве примера можно указать на [11].

Отметим также, что для детерминированной ситуации (все параметры известны) могут быть найдены характеристики эффективности синтезированного комплексного алгоритма (4). Действительно, в соответствии с [12] вероятности ошибок первого и второго рода могут быть найдены по следующим рекуррентным формулам:

$$A_\Sigma = 1 - \Psi_K^{(0)}(h), \quad B_\Sigma = \Psi_K^{(1)}(h), \quad (6)$$

$$\Psi_i^{(j)}(h) = \varphi_i^{(j)} \cdot \Psi_{i-1}^{(j)}(h - C1_i) + (1 - \varphi_i^{(j)}) \cdot \Psi_{i-1}^{(j)}(h + C2_i), \quad \Psi_0^{(j)}(h) = \sigma(h), \quad \varphi_i^{(0)} = \alpha_i, \quad \varphi_i^{(1)} = 1 - \beta_i, \\ j = 0, 1, i = 1, \dots, K, \sigma(\cdot) - \text{функция единичного скачка.}$$

В качестве примера рассмотрим следующую ситуацию. Предположим, что объект наблюдения может появиться в точке с координатами (x_0, y_0) ; для наблюдения за ним

используются K сенсоров, расположенных равномерно вдоль оси OX . Координата i -го сенсора по оси OX определяется, очевидно, как $x_i = (i-1)\Delta, i=1,..K$, где Δ – расстояние между двумя соседними сенсорами, $x_K = (K-1)\Delta = L$ – «база» такой системы сенсоров (расстояние между крайними сенсорами с координатами x_1 и x_K). На рисунках 1 и 2 сплошными линиями показаны зависимости минимальной полной вероятности ошибки $P_e = (A_\Sigma + B_\Sigma)/2$ от ОСШ q и количества сенсоров K соответственно, построенные по формулам (6) в следующих условиях: $\varepsilon = 0,3, L = 10, x_0 = L/2, y_0 = 1, \alpha_0 = 10^{-2}$ (размеры выражены в относительных величинах). Эти рисунки, демонстрирующие поведение минимальной полной вероятности ошибки, позволяют определить, как эффективность обнаружения в такой комплексной системе зависит от параметров q и K : увеличение, как одного, так и другого параметра приводит к существенному уменьшению вероятности ошибки P_e . Например, при $K=5$ при увеличении ОСШ q с 5 до 8 полная вероятность ошибки уменьшается примерно в 600 раз. В тоже время при $K=10$ при аналогичном изменении параметра q полная вероятность ошибки уменьшается уже почти на 6 порядков.

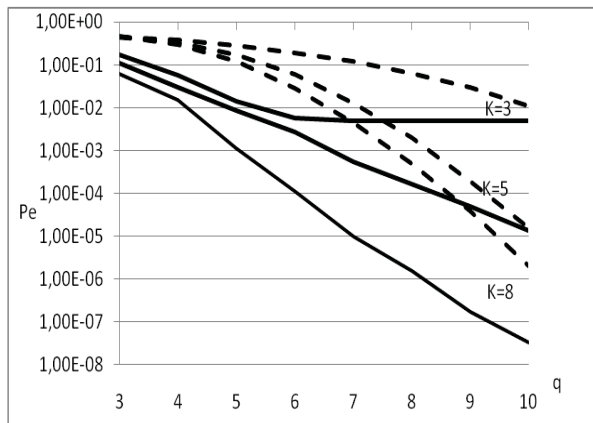


Рис.1. Зависимость полной вероятности ошибки от ОСШ.

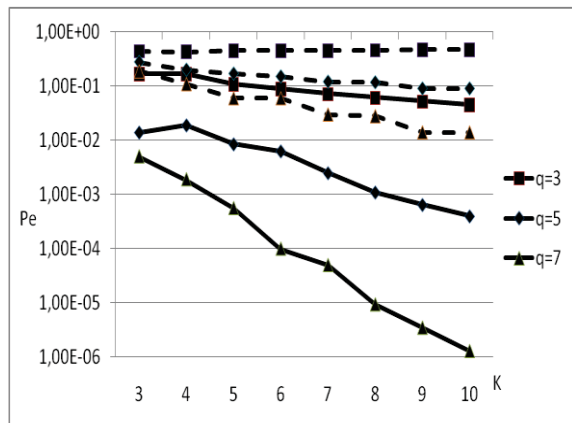


Рис.2. Зависимость полной вероятности ошибки от количества сенсоров.

4. УПРОЩЕННЫЙ АЛГОРИТМ КОМПЛЕКСНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ

В некоторых работах, например в [13], особенно, когда координаты объекта наблюдения неизвестны, предлагается использовать упрощенный алгоритм комплексного обнаружения. При этом полагаются вероятности пропуска сигнала всех сенсоров одинаковыми $\beta_i = \beta$, не зависящими от расстояния до объекта. В этом случае алгоритм (4) превращается в следующий:

$$M_0 = \sum_{i=1}^K U_i \begin{matrix} H_1 \\ > \\ < \\ H_0 \end{matrix} h_0. \quad (7)$$

Здесь h_0 – порог обнаружения, определяемый, как и ранее, выбранным критерием оптимальности. Несложно заметить, что данный алгоритм основан на простом подсчете количества решений, выносимых сенсорами в пользу той или иной из гипотез. Характеристики эффективности такого алгоритма легко могут быть найдены из (6), если в них положить $C1_i = C2_i = 1$. На рисунках 1 и 2 штриховыми линиями показаны зависимости минимальной полной вероятности ошибки от параметров q и K соответственно, полученные для такого упрощенного алгоритма. Сравнение сплошных и штриховых линий на рис. 1 и 2 свидетельствует о существенном проигрыше в эффективности алгоритма (7) по сравнению с алгоритмом (4). Кроме того, как следует из приведенных результатов, при умеренных значениях ОСШ q ($\leq 7 \div 8$) даже при увеличении количества сенсоров в алгоритме (7) эффективность обнаружения улучшается не существенно (в отличие от алгоритма (4)).

5. АПРИОРНАЯ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТЬ ОТНОСИТЕЛЬНО МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ СЕНСОРОВ

Отличительной особенностью функционирования БСС, основанное на применении алгоритма (4), является требование априорного знания координат сенсоров. Однако во многих случаях подобная информация может либо отсутствовать, либо, по крайней мере, быть неточно известной. Рассмотрим, как влияет неточное знание координат сенсоров на эффективность обнаружения. Как и ранее, для простоты, считаем, что все сенсоры располагаются вдоль оси абсцисс, однако их координаты $\tilde{x}_i (i = 1, \dots, K)$ известны неточно. Считаем, что $\tilde{x}_i$ – это равномерно распределенные на интервале $[x_i - \gamma\Delta/2; x_i + \gamma\Delta/2]$ случайные величины. Здесь γ – параметр, определяющий степень априорной неопределенности относительно координат сенсоров. Для определения минимальной полной вероятности ошибки в каждом испытании случайным образом выбирались координаты $\tilde{x}_i$. Всего таких испытаний для каждого значения q и K было выполнено 10^5 , по результатам всех из них находилась усредненная полная вероятность ошибки. Результаты проведенного статистического моделирования приведены на рисунке 3. На этом рисунке показана зависимость P_e от параметра γ для $q = 5$ при различном количестве сенсоров (от 3 до 7). Приведенные результаты свидетельствуют о том, что неточное знание координат сенсоров не является критичным для работы подобной системы (эффективность обнаружения меняется весьма незначительно при изменении γ от 0.1 до 0.9).

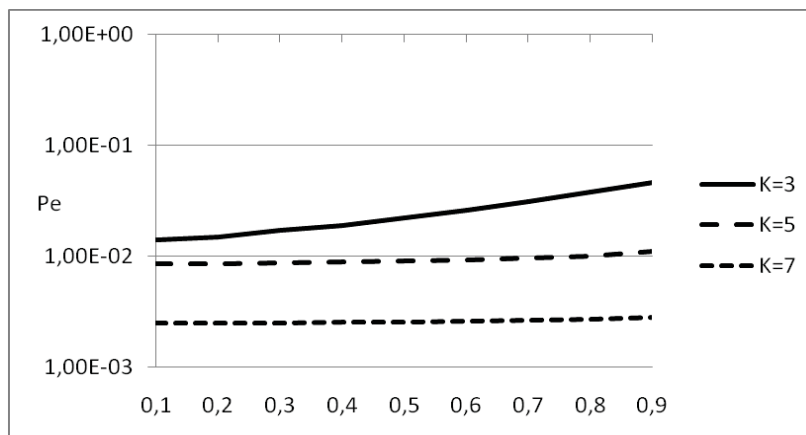


Рис.3. Зависимость полной вероятности ошибки от параметра γ .

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Активное распространение БСС в различных областях человеческой деятельности приводит к необходимости совершенствования существующих и разработке новых алгоритмов их функционирования. Как показано в данном исследовании, с этой целью весьма эффективно могут быть использованы многочисленные наработки из теории статистических решений. Несмотря на то, что наблюдаемые данные, по которым выносятся решения в БСС и в классической теории статистических решений, различаются, тем не менее, многие методики оказываются достаточно близкими. В частности, классический корреляционный алгоритм, давно известный в теории статистических решений, также может быть использован (с соответствующими изменениями) в БСС при решении задач комплексного обнаружения и оценки параметров. Отметим, что в данной работе каналы связи « i -й сенсор – ЦУ» предполагались идеальными. Однако это ограничение не является принципиальным. Алгоритм (4) легко может быть модифицирован, если учесть возможные искажения в таких каналах (см., например [12]). Комплексный алгоритм обнаружения все равно в этих условиях останется корреляционным – изменятся лишь опорный и свободный коэффициенты.

ЛИТЕРАТУРА

1. Урманов Д., Болдова О. Беспроводные сенсорные системы для обеспечения безопасности подвижных и неподвижных объектов // Электроника: наука, технология, бизнес, 2013, № 3 (125). – С. 128-134.
2. Sohraby K., Minoli D., Znati T. Wireless sensor networks: Technology, protocols, and applications. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2007. – 236 p.
3. Yarali A. Wireless Sensor Networks (WSN): Technology and Applications. New York, United States: Nova Science Publishers Inc., 2021. – 332 p.
4. Urkowitz H. Energy Detection of Unknown Deterministic Signals // Proc. IEEE, 1967, Vol. 55. – P. 523-531.
5. Акимов П.С. Теория обнаружения сигналов / Акимов П.С., Бакут П.А., Богданович В.А., Бриккер А.М., Валеев В.Г., Власов И.Б., Корато В.А., Розанов Б.А., Трифионов А.П.; под ред. П.А. Бакута. М.: Радио и связь, 1984. – 440с.

6. Sriranga N. Energy-efficient decision fusion for distributed detection in wireless sensor networks / Sriranga N., Nagananda K.G., Blum R.S., Saucan A., Varshney P.K. // In Proc. IEEE Conf. Inf. Fusion, 2018. – P. 1541-1547.
7. Чикрин Д.Е. Сети и системы телекоммуникаций. Казань: Казанский госуниверситет, 2013, Ч.1. – 146с.
8. Парфенов В.И., Жуков М.М. Синтез и анализ комплексного алгоритма обработки информации в сенсорных охранных системах при неопределенности относительно характеристик канала связи // Вестник ВИ МВД России, 2020, №2. – С. 175-181.
9. Скляр Б. Цифровая связь: Теоретические основы и практическое применение. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104с.
10. Varshney P.K. Distributed Detection and Data Fusion. New York: Springer, 1997. – 276 p.
11. Парфенов В.И., Ле В.Д. Применение беспроводных сенсорных систем для охраны береговой линии // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVI Международной научно-технической конференции. Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2020, Т.1. – С.173-179.
12. Парфенов В.И., Ле В.Д. Оптимальный алгоритм комплексирования информации в беспроводных сенсорных сетях с учетом влияния помех в канале радиосвязи // Телекоммуникации, 2020, №2. – С. 12-17.
13. Varshney P.K. Multisensor data fusion // Electronics & Communication Engineering Journal, 1997, December. – P. 245-253.

REFERENCES

1. Urmanov D., Boldova O. Wireless sensor systems for security of moving and stationary objects // Electronics: science, technology, business. 2013, No. 3 (125). – P. 128-134.
2. Sohraby K., Minoli D., Znati T. Wireless sensor networks: Technology, protocols, and applications. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2007. – 236 p.
3. Yarali A. Wireless Sensor Networks (WSN): Technology and Applications. New York, United States: Nova Science Publishers Inc., 2021. – 332 p.
4. Urkowitz H. Energy Detection of Unknown Deterministic Signals // Proc. IEEE, 1967, Vol. 55. – P. 523-531.
5. Akimov P.S. The Theory of Signal Detection / Akimov P.S., Bakut P.A., Bogdanovich B.A., Brikker A.M., Valeev V.G., Vlasov I.B., Korado V.A., Rosanov B.A., Trifonov A.P. M.: Radio and Telecommunication, 1984. – 440p.
6. Sriranga N. Energy-efficient decision fusion for distributed detection in wireless sensor networks / Sriranga N., Nagananda K.G., Blum R.S., Saucan A., Varshney P.K. // In Proc. IEEE Conf. Inf. Fusion, 2018. – P. 1541-1547.
7. Chikrin D.E. Nets and Telecommunication Systems. Kazan: Kazan State University, 2013, P.1. – 146p.
8. Parfenov V.I., Zhukov M.M. Synthesis and analysis of intergrating algorithm of information processing in sensor security systems at the uncertainty concerning the communication channel characteristics //Vestnik of Voronezh Institute of the Ministry of the Interior of Russia, 2020, №2. – P.175-181.
9. Sklar B. Digital communications: Fundamentals and applications. M.: Publishing house “Williams”, 2003. – 1104 p.
10. Varshney P.K. Distributed Detection and Data Fusion. New York: Springer, 1997. – 276 p.
11. Parfenov V.I., Le V.D. Application of wireless sensor systems for protection of the coast line // Radar, Navigation, Communication: XXVI International Scientific and Technical Conference, 2020, Vol. 1. – PP. 173-179.
12. Parfenov V.I., Le V.D. The optimal algorithm of integration of information in wireless sensor networks taking into account the influence of noise in the radio channel // Telecommunications, 2020, №2. – P.12-17.
13. Varshney P.K. Multisensor data fusion // Electronics & Communication Engineering Journal, 1997, December. – P. 245-253.

ВЕРОЯТНОСТНАЯ МОДЕЛЬ КОЭФФИЦИЕНТА ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СИСТЕМЫ M|M|1

А.В. Зюльков¹, Ю.А. Кутоянц²

1: Воронежский госуниверситет (ВГУ), Воронеж, Россия

2: Университет Ле Мана, Ле Ман, Франция

Аннотация. Предложена простая вероятностная модель коэффициента использования одноканальной системы массового обслуживания. Проведено сравнение с результатами имитационного моделирования.

Ключевые слова: система массового обслуживания, интенсивность потока, коэффициент использования, вероятностная модель, вероятностная смесь.

PROBABILISTIC MODEL OF THE USE COEFFICIENT OF M|M|1 SYSTEM

A.V. Zyul'kov¹, Yu.A. Kutoyants²

1: Voronezh State University (VSU), Voronezh, RUSSIA

2: Le Mans University, Le Mans, FRANCE

Abstract. A simple probabilistic model of the utilization factor of a single-channel queuing system is proposed. A comparison with the results of simulation modeling is carried out.

Keywords: queuing system, flow intensity, utilization factor, probabilistic model, probabilistic mixture.

1. ВВЕДЕНИЕ

Оценка производительности компьютерных систем играет важную роль. Она помогает разработчикам определить оптимальную конфигурацию системы на этапе проектирования системы, такую как количество ЦП и размер памяти. В качестве модели таких систем обычно используют системы и сети массового обслуживания. Они позволяют количественно оценить показатели производительности системы, моделируя динамическое поведение системы как случайные процессы. При этом необходимо моделировать процессы поступления и обслуживания требований, интенсивности которых необходимо задавать на основе наблюдения за другими характеристиками систем.

В [1] наблюдали серию прибытий и отправлений в фиксированное время, а затем оценили скорость прибытия и скорость обслуживания в простой очереди. В [2] оценено время обслуживания и ожидания в системе G I|G|1 по данным о времени ожидания в очереди. Все вышеперечисленные работы предполагали, что время прибытия и количество приходов во временном интервале являются наблюдаемыми. Другими словами, мы знаем точное время прибытия требования и время обслуживания. Однако при оценке процессов поступления компьютерных систем, таких как CPU-task, наблюдения, которые можно использовать для оценки, весьма ограничены.

Одной из доступных для наблюдения характеристик систем являются данные об использовании, определяющиеся как данные временного ряда, состоящего из

временных долей периодов занятости в фиксированных временных интервалах. На практике они применяются для представления таких состояний сервера, как загрузка ЦП. Определение данных использования показывает, что процесс сбора данных осуществляется в серии дискретных временных интервалов, и существуют недостающие данные между двумя соседними временными интервалами. Данные об использовании - единственные данные, которые мы можем получить в компьютерных системах.

В [3] с использованием ЕМ-алгоритма (популярного метода итеративного вычисления оценки максимального правдоподобия по наблюдаемым данным) найдены численные оценки интенсивности на основании данных об использовании. Однако использованная методика и ее реализация достаточно сложны, несмотря на то, что в предположениях [3] возможна разработка простой вероятностной модели коэффициента использования системы, которая является основой для синтеза и анализа алгоритма оценки интенсивности. Такая модель предложена в работе. Осуществлена ее валидация на основе сравнения с результатами имитационного моделирования.

Цель настоящей работы состоит в

- теоретической разработке и исследовании в предположениях [3] простой аналитической вероятностной модели коэффициента использования (КИ, утилизации) системы;
- сравнении ее с результатами имитационного моделирования.

2. КОЭФФИЦИЕНТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ

Рассмотрим данные об использовании во временном интервале как Δt . КИ - одна из наиболее часто используемых статистических характеристик. В общем, данные об использовании определяются как доля времени занятости за фиксированный интервал времени, где время занятости определяется совокупным временем, в течение которого сервер обрабатывает задание. Для каждого фиксированного интервала времени операционная система вычисляет доли времени занятости и использует их как данные временного ряда о КИ.

Поскольку КИ определяется как доля времени, на основании его трудно оценить интенсивность требований, поступающих на обслуживание. В [3] сделаны следующие предположения:

- КИ может быть вычислен на каждом фиксированном временном интервале.
- Определение КИ для каждого временного интервала состоит из двух последовательных ненаблюдаемых и наблюдаемых периодов.
- КИ во временном интервале можно вычислить как долю времени занятости в общей продолжительности наблюдаемого периода.
- В течение наблюдаемого периода происходит не более одного изменения с «занято» (незанято) на «незанято» (занято).

Первые три предположения говорят о том, что данные временного ряда КИ определяются по данным на части временного интервала. Четвертое предположение

указывает на то, что наблюдаемый период достаточно мал, чтобы два или более изменения состояния не могли произойти в наблюдаемый период.

На рисунке 1 из [3] приведена зависимость числа требований в системе от времени и разбивка на области интервалов наблюдения.

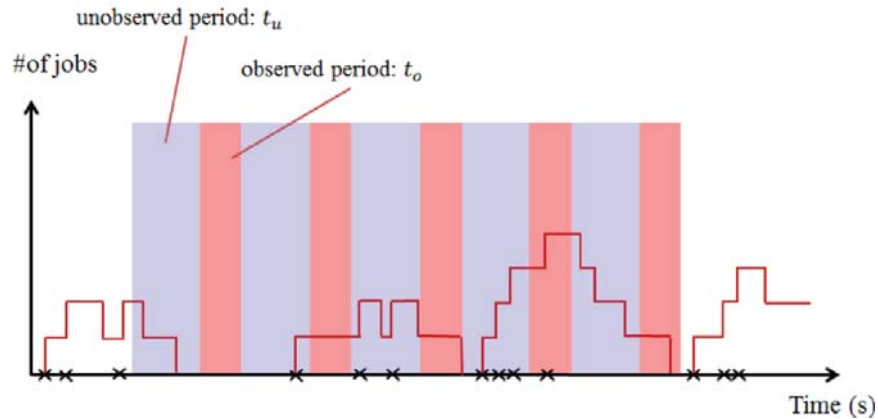


Рис.1

В [3] на основе марковского процесса принятия решений (MDP), подхода, подробно разработанного в [4], синтезирован алгоритм максимального правдоподобия и приведены результаты его функционирования, рассчитанные численно с использованием ЕМ-алгоритма. Предполагалось, что длительность d интервала нормированного времени получения КИ системы составляет малую часть времени наблюдения входного потока требований. Это позволяет считать нестационарный входной пуассоновский поток приближенно стационарным за время d .

3. ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ

Для рассмотренных предположений в соответствии с параметрами [3] было осуществлено имитационное моделирование системы $M|M|1$ при $0 < \lambda \leq 2(c^{-1})$, $\mu = 10(c^{-1})$. Здесь λ - интенсивность поступающего потока требований, μ - интенсивность обслуживания требований. В дальнейшем для статистического анализа и сравнения с результатами теоретических расчетов и результатами [3] использовались результаты моделирования на интервале времени $T = 200$ с, а коэффициент использования определялся каждую секунду по интервалу длительностью $d = 0,05$ с. Величина T выбиралась аналогично [3] для обеспечения возможности сопоставления результатов.

На рисунке 2 приведен пример графиков $\lambda(t) = [1 + \sin(0,004t)]/2$ и КИ $U(t)$ для интенсивности $2\lambda(t)$.

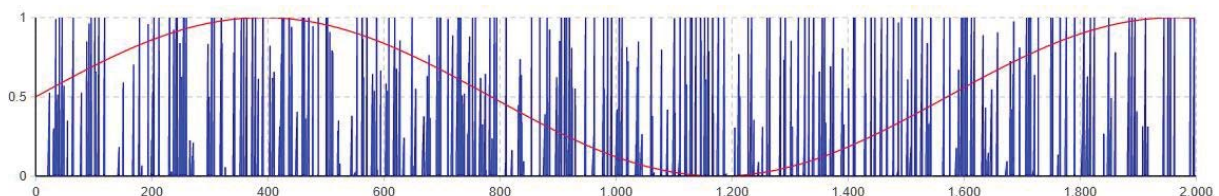


Рис. 2

В зависимости от занятости интервала длительности d КИ может принимать значения равные

- нулю, если требования на интервале не обслуживаются;
- единице, если требования обслуживаются в течение всего интервала;
- промежуточное значение, равное относительной части времени занятости интервала.

Статистическая обработка результатов моделирования выявила наличие равномерного распределения коэффициента использования U на интервале $(1-d, 1)$ с высокой степенью достоверности. Так по результатам обработки 2766 требований в интервале расчета утилизации $(1-d, 1)$ при 14 интервалах группировки для расчета гистограммы уровень значимости равномерного распределения по критерию χ^2 составил 0,596, а по результатам 8000 реализаций уровень значимости для равномерного распределения по критерию согласия χ^2 составляет от 0,45 до 0,6 в зависимости от выбора числа интервалов группировки данных. Этот результат заставил задуматься о разработке вероятностной аналитической модели.

4. ВЕРОЯТНОСТНАЯ МОДЕЛЬ КОЭФФИЦИЕНТА ИСПОЛЬЗОВАНИЯ

При выполнении рассмотренных ограничений несложно найти условные (в предположении о наличии требования) вероятности p_0 и p_1 нулевого и единичного значения коэффициента использования

$$p_0 = \lambda \int_0^{1-d} F_Y(1-d-x) w_X(x) dx = \lambda \int_0^{1-d} (1 - e^{-\mu(1-d-x)}) e^{-\lambda x} dx = 1 - \frac{1}{\mu - \lambda} [\mu e^{-\lambda(1-d)} - \lambda e^{-\mu(1-d)}] \quad (1)$$

$$p_1 = \lambda \int_0^1 [1 - F_Y(1-x)] w_X(x) dx = \frac{\lambda}{\mu - \lambda} (e^{-\lambda} - \lambda e^{-\mu}), \quad (2)$$

а также ненормированные условные функции распределения длительности обслуживания требования, начавшегося ($F(t)$) и окончившегося ($G(t)$) в области оценки утилизации

$$F(t) = \lambda (1 - e^{-\mu t}) \int_0^{1-d} e^{-\mu(1-d-x)} e^{-\lambda x} dx = \frac{\lambda}{\mu - \lambda} (1 - e^{-\mu t}) (-e^{d\mu - \mu} + e^{d\lambda - \lambda}), \quad 0 \leq t \leq d, \quad (3)$$

$$G(t, \lambda, \mu) = \lambda \int_{1-d+t}^1 (1 - e^{-\mu(1-x)}) e^{-\lambda x} dx = (\mu e^{d\mu + \lambda t} + \lambda e^{d\lambda + d\mu} - \mu e^{d\lambda + d\mu} - \lambda e^{d\lambda + \mu t}) e^{-d\mu - \lambda t - \lambda} / (\lambda - \mu), \quad (4)$$

$$H(t) = F(t) + G(d-t). \quad (5)$$

Здесь X и Y - время появления требования и длительность его обработки, $F_{(.)}(x)$ и $w_{(.)}(x)$ - функция распределения и плотность вероятности соответствующих случайных величин.

Анализ показывает, что нормированная условная функция распределения $H(t)/a$

$$a = (e^{-\lambda(1-d)} \mu + e^{-\mu} \lambda - e^{-\lambda} \mu - e^{-\mu(1-d)}) / (\mu - \lambda) \quad (6)$$

коэффициента использования U несущественно отличается от линейной на интервале $(0, 1)$. График зависимости этого отличия от времени приведен на рисунке 3.

Максимальное отличие функции распределения от линейной при выбранных параметрах составляет 0,5%. Это объясняет высокий уровень значимости критерия согласия по данным имитационного моделирования.

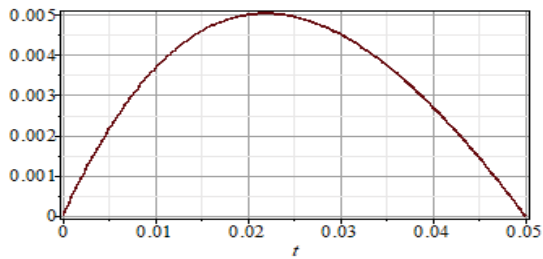


Рис.3

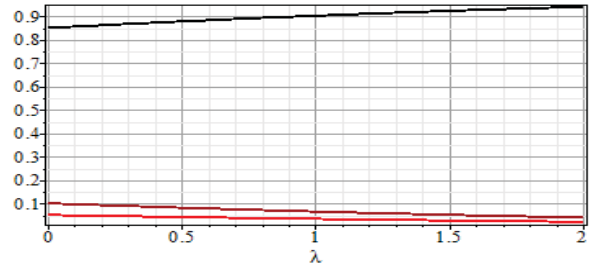


Рис.4

Таким образом, безусловная плотность вероятности случайной величины U с учетом (1), (2), (5), (6) представляет собой смесь дискретных и равномерной непрерывной плотностей и имеет вид

$$w(u) = P_0\delta(u) + P_{01} + P_1\delta(u-1), \quad u \in [0,1], \quad P_0 = bp_0, \quad P_1 = bp_1, \quad b = (1 - e^{-\lambda})^{-1}, \quad P_{01} = ab. \quad (7)$$

От λ , μ , d зависят лишь весовые параметры этой смеси. На рисунке 4 (начиная сверху) приведены зависимости вероятностей нулевого P_0 , единичного P_1 и промежуточного $P_{01} = P(U \in (0,1))$ значения U от параметра λ .

В рассматриваемом диапазоне изменения параметра λ соответствующие зависимости с высокой точностью могут быть аппроксимированы полиномами второго порядка. Графики зависимости относительной ошибки аппроксимации от параметра λ приведены на рисунках 5-7, соответственно для величин P_0, P_{01}, P_1 . Погрешности представленной аппроксимации очень малы, что делает возможным ее использование в дальнейшем.

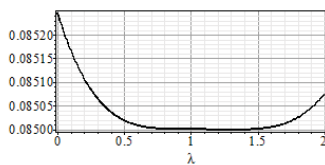


Рис. 5

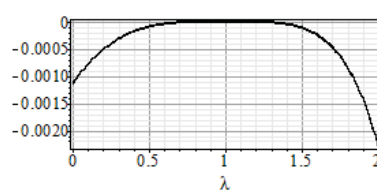


Рис. 6

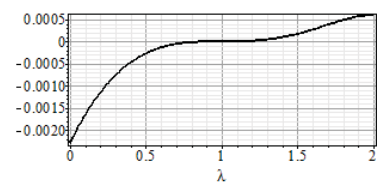


Рис.7

Приведенные приближенные аналитические соотношения представляют собой удобную вероятностную модель для оценки параметров системы по данным о ее использовании на интервале небольшой относительной длительностью d . Необходимо отметить, что они получены при следующих предположениях

- требования на обслуживание, возникающие при $t \in (1-d, 1)$ не заканчиваются там же;
- в области $(1-d, 1)$ возникает не более одного требования на обслуживание;
- время ожидания обслуживания мало.

С использованием результатов теории массового обслуживания [5 и др.] несложно показать, что все приведенные ограничения достаточно хорошо выполняются для параметров, использованных при имитационном моделировании.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученная в работе приближенная аналитическая вероятностная модель (7) коэффициента использования системы массового обслуживания $M|M|1$ в виде смеси распределений

- достаточно проста;
- имеет высокую точность;
- подтверждается результатами имитационного моделирования.

Она может служить основой для синтеза алгоритмов оценки параметров системы на основе доступных данных о ее использовании.

В заключение необходимо отметить, что все аналитические выкладки и расчетные численные результаты в работе получены с использованием системы компьютерной алгебры “Maple”. Моделирование осуществлялось в среде имитационного моделирования “Anylogic”.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ и НЦНИ в рамках научного проекта № 20-51-15001.

ЛИТЕРАТУРА

1. D. Thiruvaiyaru, I. V. Basawa, and U. N. Bhat “Estimation for a class of simple queueing networks,” Queueing Syst., vol. 9, no. 3, pp. 301–312, Sep. 1991.
2. I. V. Basawa, U. N. Bhat, and R. Lund, “Maximum likelihood estimation for single server queues from waiting time data,” Queueing Syst., vol. 24, nos. 1–4, pp. 155–167, Mar. 1996.
3. C. Li, H. Okamura and T. Dohi, "Parameter Estimation of $M_t/M/1/K$ Queueing Systems With Utilization Data," in IEEE Access, vol. 7, pp. 42664-42671, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2906796.
4. H. Okamura, T. Dohi and K. S. Trivedi, "Markovian Arrival Process Parameter Estimation With Group Data," in IEEE/ACM Transactions on Networking, vol. 17, no. 4, pp. 1326-1339, Aug. 2009, doi: 10.1109/TNET.2008.2008750.
5. Клейнрок Л. Теория массового обслуживания. — М.: Машиностроение, 1979. — 432 с.

REFERENCES

1. D. Thiruvaiyaru, I. V. Basawa, and U. N. Bhat “Estimation for a class of simple queueing networks,” Queueing Syst., vol. 9, no. 3, pp. 301–312, Sep. 1991.
2. I. V. Basawa, U. N. Bhat, and R. Lund, “Maximum likelihood estimation for single server queues from waiting time data,” Queueing Syst., vol. 24, nos. 1–4, pp. 155–167, Mar. 1996.
3. C. Li, H. Okamura and T. Dohi, "Parameter Estimation of $M_t/M/1/K$ Queueing Systems With Utilization Data," in IEEE Access, vol. 7, pp. 42664-42671, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2906796.
4. H. Okamura, T. Dohi and K. S. Trivedi, "Markovian Arrival Process Parameter Estimation With Group Data," in IEEE/ACM Transactions on Networking, vol. 17, no. 4, pp. 1326-1339, Aug. 2009, doi: 10.1109/TNET.2008.2008750.
5. L. Kleinrock “Queueing systems” - John Wiley&Sons, 1975, -440 p.

ИЗМЕРЕНИЕ ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СИГНАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОДНОБИТНОГО АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО СТОХАСТИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

В. Н. Якимов

Самарский государственный технический университет (СамГТУ), Самара, Россия

Аннотация. В работе рассматривается задача оценки времени задержки распространения сигнала в контролируемой точке пространства. Задача решается при условии распространения сигнала в медленно изменяющейся среде. Математический подход к решению задачи основан на методе взаимной корреляции. Для преобразования контролируемых сигналов в дискретную форму используется бинарно-знаковое стохастическое квантование, которое на практике может быть реализовано на основе однобитного аналого-цифрового стохастического преобразования. Применение данного вида квантования позволило получить математические выражения, практически исключающие необходимость выполнения операций цифрового умножения. Такой результат снижает мультипликативную сложность цифровых вычислительных процедур получения оценок времени задержки распространения сигнала.

Ключевые слова: оценка временной задержки; непрерывный сигнал; метод взаимной корреляции; бинарное стохастическое квантование; отсчет времени, цифровой алгоритм.

MEASUREMENT OF THE SIGNAL PROPAGATION TIME DELAY USING ONE-BIT ANALOG-TO-DIGITAL STOCHASTIC CONVERSION

V. N. Yakimov

Samara State Technical University (SSTU), Samara, Russia

Abstract. In this paper, we consider the problem of the time delay estimation for signal propagation at a controlled point in space. The problem is solved under the condition of signal propagation in a slowly changing environment. The mathematical solution of the problem is based on the cross-correlation method. Binary stochastic quantization is used to convert the controlled signals into a discrete form, which in practice can be performed on the basis of a one-bit analog-to-digital stochastic conversion. The use of this type of quantization made it possible to obtain mathematical equations that eliminate the need to perform digital multiplication operations. This result reduces the multiplicative complexity of the computational procedures for obtaining estimates of the signal propagation time delay.

Keywords: time delay estimation; continuous signal; cross-correlation method; binary stochastic quantization; time sampling, digital algorithm.

1. ВВЕДЕНИЕ

Измерение времени задержки распространения сигнала является актуальной задачей современных систем навигации и телекоммуникации [1-3].

В настоящее время для оценки времени задержки все более широкое применение получают цифровые алгоритмы обработки сигналов. При этом в процессе разработки таких алгоритмов, как правило, априори предполагается, что подготовка исходных данных должна выполняться на основе классического подхода к аналого-цифровому преобразованию сигналов. В ходе такого преобразования осуществляется дискретизация

непрерывного сигнала с равномерным шагом по времени и его многоуровневое квантование, что в последующем приводит к необходимости обработки многоразрядных цифровых отсчетов. Одной из особенностей такой обработки является реализация вычислительных процедур, связанных с необходимостью выполнения операций многоразрядного цифрового умножения. Известно, что вычислительная сложность цифровых алгоритмов во много определяется числом операций умножений и называется мультипликативной сложностью. Поэтому при цифровой обработке сигналов особое внимание уделяется снижению такой сложности. Отсюда следует, что разработка цифрового алгоритма, который обеспечивал бы уменьшение выполнения числа операций умножения в процессе измерения времени задержки распространения сигнала является актуальной задачей.

2. РАЗРАБОТКА ЦИФРОВОГО АЛГОРИТМА ИЗМЕРЕНИЕ ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СИГНАЛА НА ОСНОВЕ СТОХАСТИЧЕСКОГО КВАНТОВАНИЯ

Контролируемый в некоторой точке пространства сигнал $\overset{o}{y}(t)$ при наличии аддитивного по отношению к нему случайного шума $e(t)$ математически может быть представлен следующим образом:

$$\overset{o}{y}(t) = c \overset{o}{x}(t - \tau_0) + e(t), \quad (1)$$

где $\overset{o}{x}(t)$ – полезный сигнал, исходящий от удаленного источника и имеющий нулевое среднее значение.

В (1) параметры τ_0 и c характеризуют временную задержку и прямое (или косвенное) ослабление (или усиление) полезного сигнала $\overset{o}{x}(t)$ в контролируемой точке пространства. В общем случае эти параметры являются случайными и определяются характерными особенностями среды, в которой распространяется сигнал.

Будем считать, что распространение полезного сигнала $\overset{o}{x}(t)$ происходит в медленно изменяющейся среде. В этом случае характеристики самого сигнала $\overset{o}{x}(t)$ и шума $e(t)$ в контролируемой точке пространства остаются постоянными в течение конечного времени наблюдения. Сделаем также допущение, что шум $e(t)$ не коррелирован с полезным сигналом $\overset{o}{x}(t)$ и имеет нулевое среднее значение. Тогда с учетом того, что полезный сигнал $\overset{o}{x}(t)$ имеет нулевое среднее значение, то и контролируемый сигнал $\overset{o}{y}(t)$ будет иметь нулевое среднее значение. В противном случае постоянная компонента в составе контролируемого сигнала $\overset{o}{y}(t)$ всегда может быть удалена путем его фильтрации в процессе приема.

Одним из эффективных направлений разработки методов измерения времени задержки является взаимно корреляционный анализ контролируемых сигналов [4,5]. В

практических приложениях оценку функции взаимной корреляции определяют для реализаций анализируемых сигналов конечной длины следующим образом:

$$\hat{R}_{XY}(\tau) = T^{-1} \int_0^T \overset{o}{x}(t) \overset{o}{y}(t + \tau) dt. \quad (2)$$

Функция $\hat{R}_{XY}(\tau)$ будет иметь максимальное значение для $\tau = \tau_0$. В соответствии с этим будет справедливо равенство:

$$\psi(\tau_0) = \int_{\tau_0 - T_0}^{\tau_0 + T_0} \text{sgn}(\tau - \tau_0) \hat{R}_{XY}(\tau) d\tau = \int_{\tau_0}^{\tau_0 + T_0} \hat{R}_{XY}(\tau) d\tau - \int_{\tau_0 - T_0}^{\tau_0} \hat{R}_{XY}(\tau) d\tau = 0, \quad (3)$$

где T_0 определяет интервал времени, на котором минимизируется оценка $\psi(\tau_0)$.

Для решения поставленной задачи обратимся к методу оценивания корреляционных функций, основанному на бинарно-знаковым стохастическом квантовании анализируемых сигналов [6-8]. Данный вид квантования позволяет осуществлять грубое двухуровневое квантование без систематической погрешности и является перспективным подходом к снижению вычислительной сложности разрабатываемых цифровых алгоритмов. Оно имеет вид:

$$z(t) = \text{sgn} \left\{ \overset{o}{x}(t) + \xi(t) \right\} = \begin{cases} -1, & \overset{o}{x}(t) + \xi(t) < 0; \\ +1, & \overset{o}{x}(t) + \xi(t) \geq 0. \end{cases} \quad (4)$$

В (4) $\xi(t)$ – вспомогательный рандомизирующий сигнал, который выполняет функцию стохастического порога квантования. Этот сигнал имеет равномерное распределение и принимает значения от $-\xi_{\max}$ до $+\xi_{\max}$. Текущий выбор значения величины $\xi_{\max}$ должен удовлетворять условию $\xi_{\max} \geq |\overset{o}{x}(t)|_{\max}$, где $|\overset{o}{x}(t)|_{\max}$ максимально возможное абсолютное значение, которое может принять $\overset{o}{x}(t)$.

С инженерной точки зрения бинарно-знаковое стохастическое квантование может быть достаточно просто выполнено на основе однобитного аналого-цифрового стохастического преобразования.

В результате выполнения двух независимых процедур бинарно-знакового стохастического квантования для $\overset{o}{x}(t)$ и $\overset{o}{y}(t)$ будем иметь:

$$z_1(t) = \text{sgn} \left\{ \overset{o}{x}(t) + \xi_1(t) \right\} \text{ и } z_2(t) = \left\{ \overset{o}{y}(t) + \xi_2(t) \right\}. \quad (5)$$

Вспомогательные сигналы $\xi_1(t)$ и $\xi_2(t)$ являются однородными. Они независимы относительно друг друга. Выбор значения $\xi_{\max}$ для этих сигналов должен удовлетворять одновременно двум условиям $\xi_{\max} \geq |\overset{o}{x}(t)|_{\max}$ и $\xi_{\max} \geq |\overset{o}{y}(t)|_{\max}$.

Оценку функции взаимной корреляции будем искать в следующем виде:

$$\hat{R}_{XY}(\tau) = \xi_{\max}^2 T^{-1} \int_0^T z_1(t) z_2(t + \tau) dt. \quad (6)$$

Время формирования $z_1(t)$ и $z_2(t)$ принимаем равными соответственно T и $2T$. В этом случае значение задержки τ может изменяться от нуля до T .

С учетом (6) для (3) получаем:

$$\psi(\tau_0) = \int_{\tau_0-T_0}^{\tau_0+T_0} \text{sgn}(\tau - \tau_0) A(t, t + \tau) dt d\tau = 0, \quad (7)$$

где

$$A(t, t + \tau) = \int_0^T z_1(t) z_2(t + \tau) dt. \quad (8)$$

Результаты бинарно-знакового стохастического квантования $z_1(t)$ и $z_2(t)$ принимают значения «-1» и «+1». Поэтому достаточно знать только их мгновенные значения в начальный момент времени анализа $t_0^{\bar{z}_1} = t_0^{\bar{z}_2} = t_0 = 0$, т.е. $z_1(t_0)$ и $z_2(t_0)$, и моменты времени, в которые происходит смена их значений на интервалах времени соответственно длительностью T и $2T$ [9]. Исходя из этого, для $z_1(t)$ будем иметь множество отсчетов времени:

$$\{t_1^{\bar{z}_1}, t_2^{\bar{z}_1}, \dots, t_i^{\bar{z}_1}, \dots, t_{I-1}^{\bar{z}_1}\} \in [0; T].$$

Соответственно для $z_2(t)$ будем иметь множество отсчетов времени:

$$\{t_1^{\bar{z}_2}, t_2^{\bar{z}_2}, \dots, t_j^{\bar{z}_2}, \dots, t_{J-1}^{\bar{z}_2}\} \in [0; 2T].$$

Отметим, что $t_I^{\bar{z}_1} = T$ и $t_J^{\bar{z}_2} = 2T$.

В [10-12] рассмотрены алгоритмы, связанные с вычислением оценок корреляционных функций непрерывных сигналов. В соответствии с этими алгоритмами для $A(t, t + \tau)$ получаем:

$$A(t, t + \tau) = z_1(t_0) \sum_{i=0}^{I-1} (-1)^i z_2(t_i^{\bar{z}_1} + \tau) \sum_{j=0}^{Q_i(\tau)+1} (-1)^{j+1} \lambda_j t_{v_i(\tau)+j}^{\bar{z}_2}. \quad (9)$$

$$\lambda_i = \begin{cases} 1, & j = 0, j = Q_i(\tau) + 1; \\ 2, & j = 1, 2, 3, \dots, Q_i(\tau). \end{cases}$$

В (9) $t_{v_i(\tau)}^{\bar{z}_2} = t_i^{\bar{z}_1} + \tau$ и $t_{Q_i(\tau)+v_i(\tau)+1}^{\bar{z}_2} = t_{i+1}^{\bar{z}_1} + \tau$, где $Q_i(\tau)$ и $v_i(\tau)$ являются целыми числами и обозначены именно так, чтобы показать их зависимость от i и τ . Согласно этим обозначениям множество отсчетов времени $\{t_{v_i(\tau)+1}^{\bar{z}_2}, t_{v_i(\tau)+2}^{\bar{z}_2}, \dots, t_{v_i(\tau)+Q_i(\tau)}^{\bar{z}_2}\}$ соответствует последовательному изменению значений $z_2(t)$ на интервале времени $t_i^{\bar{z}_1} + \tau < t < t_{i+1}^{\bar{z}_1} + \tau$, в пределах которого значение $z_1(t)$ остается постоянным. При этом будем иметь:

$$\{t_{v_i(\tau)+1}^{\bar{z}_2}, t_{v_i(\tau)+2}^{\bar{z}_2}, \dots, t_{v_i(\tau)+Q_i(\tau)}^{\bar{z}_2}\} \in \{t_1^{\bar{z}_2}, t_2^{\bar{z}_2}, \dots, t_j^{\bar{z}_2}, \dots, t_{J-1}^{\bar{z}_2}\}.$$

Введем обозначение:

$$D_i(\tau) = z_2(t_i^{\bar{z}_1} + \tau) \sum_{j=0}^{Q_i(\tau)+1} (-1)^{j+1} \lambda_j t_{v_i(\tau)+j}^{\bar{z}_2}. \quad (10)$$

Тогда получаем:

$$A(t, t + \tau) = z_1(t_0) \sum_{i=0}^{I-1} (-1)^i D_i(\tau). \quad (11)$$

С учетом (10) и (11) соотношение (7) примет вид:

$$\psi(\tau_0) = \int_{\tau_0 - T_0}^{\tau_0 + T_0} \text{sgn}(\tau - \tau_0) \hat{R}_{XY}(\tau) d\tau = \sum_{i=0}^{I-1} (-1)^i \left(\int_{\tau_0}^{\tau_0 + T_0} D_i(\tau) d\tau - \int_{\tau_0 - T_0}^{\tau_0} D_i(\tau) d\tau \right) = 0. \quad (12)$$

Соотношение (12) можно записать в следующем виде:

$$\psi(\tau_0) = \sum_{i=0}^{I-1} (-1)^i W_i(\tau_0) = 0, \quad (13)$$

где

$$W_i(\tau_0) = \int_{\tau_0}^{\tau_0 + T_0} (D_i(\tau) d\tau - D_i(\tau - T_0)) d\tau = \int_{\tau_0 - T_0}^{\tau_0} (D_i(\tau + T_0) d\tau - D_i(\tau)) d\tau. \quad (14)$$

Перейдем к дискретной форме представления $D_i(\tau)$ по τ с шагом $\Delta\tau = \text{const}$. Тогда будем иметь $\tau_0 = n\Delta\tau$ и $T_0 = k\Delta\tau$. В результате получаем:

$$\psi(n\Delta\tau) = \sum_{i=0}^{I-1} (-1)^i W_i(n\Delta\tau) = 0, \quad (15)$$

где

$$W_i(n\Delta\tau) = \sum_{m=n}^{n+k} (D_i(m\Delta\tau) - D_i((m-k)\Delta\tau)) = \sum_{m=n-k}^n (D_i((m+k)\Delta\tau) - D_i(m\Delta\tau)), \quad (16)$$

$$D_i(m\Delta\tau) = z_2(t_i^{z_1} + m\Delta\tau) \sum_{j=0}^{Q_i(m\Delta\tau)+1} (-1)^{j+1} \lambda_j t_{v_i(m\Delta\tau)+j}^{z_2}. \quad (17)$$

Соотношение (15) с учетом (16) и (17) определяют алгоритм, который позволяет вычислять оценки $\psi(\tau_0)$ в цифровом виде. На практике эти оценки вычисляются для времени задержки $\tau_0 = n\Delta\tau \in [\tau_{\min}; \tau_{\max}]$, где $\tau_{\min}$ и $\tau_{\max}$ определяют диапазон, в пределах которого может находиться значение τ_0 . С целью наилучшего обеспечения выполнения $\psi(\tau_0) \rightarrow 0$ оценка $\psi(\tau_0 = n\Delta\tau)$ может вычисляться в несколько этапов. При этом значение $\tau_0 = n\Delta\tau$ для вычисления оценки $\psi_v(n\Delta\tau)$ на последующем v -ом этапе может уточняться в зависимости от знака ее результата $\psi_{v-1}(n\Delta\tau)$, полученного на предыдущем $(v-1)$ этапе:

$$\tau_0 = \tau_0 + (\tau_{\max} - \tau_{\min}) \text{sgn} \psi_{v-1}(n\Delta\tau) / 2^v \Rightarrow n = \text{int}[\tau_0 / \Delta\tau], \quad (18)$$

где $\text{int}[\tau_0 / \Delta\tau]$ – целая часть числа $\tau_0 / \Delta\tau$.

Нетрудно видеть, что разработанная выше процедура получения оценок $\psi(\tau_0 = n\Delta\tau)$ не требует непосредственного вычисления оценок функции взаимной корреляции контролируемых сигналов. Такой результат исключает необходимость предварительного вычисления этих оценок. При этом практическая реализация соотношений (15)–(17) связана только с выполнением логических операций и арифметических операций суммирования и вычитания. Все это приводит к снижению

общей вычислительной нагрузки в процессе цифровой оценки времени задержки распространения сигнала.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе рассмотрена задача разработки оценки времени задержки сигнала в цифровом виде. В качестве основного условия решения этой задачи принято, что распространение сигнала происходит в медленно изменяющейся среде. Разработка осуществлена на основе метода оценки функции взаимной корреляции для сигналов в контролируемой точке пространства. Для дискретного представления сигналов используется бинарно-знаковое стохастическое квантование, которое в реальных условиях может быть реализовано на основе однобитного аналого-цифрового стохастического преобразования. Данный вид квантования позволил получить математические соотношения, основными операциями которых являются логические операции и простые арифметические операции суммирования и вычитания. При этом они не требуют предварительного вычисления оценок функции взаимной корреляции. Такой результат снижает мультипликативную сложность цифровых алгоритмов, реализующих эти соотношения на практике.

4. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект № 19-08-00228 А).

ЛИТЕРАТУРА

1. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
2. Денисенко А. Н. Сигналы. Теоретическая радиотехника. Справочное пособие. М: Горячая линия-Телеком, 2005. – 704 с.
3. Якимов В. Н. Оценка времени запаздывания сигнала при двухуровневом знаковом квантовании с применением вспомогательных случайных сигналов // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2002, №11. – С. 40-43.
4. Hanus, R. Time delay estimation of random signals using cross-correlation with Hilbert Transform // Measurement, 2019, 146. – Pp. 792-799.
5. Costa-Junior, J.F.S.et al. Measuring uncertainty of ultrasonic longitudinal phase velocity estimation using different time-delay estimation methods based on cross-correlation: Computational simulation and experiments // Measurement, 2018, 122. – Pp. 45-56.
6. Горбунов Ю. Н., Куликов Г. В., Шпак А. В. Радиолокация: стохастический подход: Под ред. Ю.Н. Горбунова. М.: Горячая линия-Телеком, 2016. – 520 с.
7. Мирский Г. Я. Характеристики стохастической взаимосвязи и их измерения. М.: Энергоиздат, 1982. – 320 с.
8. Max, J. Methodes et techniques de traitement du signal et applications aux mesures physiques. Tome 1. Principes generaux et methodes classiques. Paris: Masson, 1996. – XXVII-355 p.
9. Якимов В. Н. Обобщенная математическая модель двухуровневого знакового преобразования // Техника машиностроения. 2000, №4. – С. 72-74.
10. Якимов В. Н. Цифровой корреляционный анализ на основе интервального представления результата знакового преобразования случайных процессов // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2001, №11. – С. 61-66.
11. Якимов В. Н. Структурное проектирование цифровых коррелометров для оперативного корреляционного анализа на основе знакового аналого-стохастического квантования // Измерительная техника. 2007, № 4. – С. 6-11.

12. Якимов В. Н., Машков А. В. Цифровое оценивание моментов корреляционной функции на основе знакового аналого-стохастического квантования случайного процесса // Измерительная техника. 2016, № 1. – С. 11-13.

REFERENCES

1. Tikhonov, V. I. Optimal signal reception. M.: Radio and Communications, 1983. – 320 p.
2. Denisenko, A. N. Signals. Theoretical radio engineering. Reference manual. Moscow: Hot line-Telecom, 2005. – 704 p.
3. Yakimov, V. N. Якимов В. Н. Estimation of time lag of signal at sign-function quantization with use of auxiliary random signals // Instruments and systems: monitoring, control and diagnostics [Pribory i sistemy. Upravleniye, kontrol', diagnostika], 2002, No. 11. – Pp. 40-43.
4. Hanus, R. Time delay estimation of random signals using cross-correlation with Hilbert Transform // Measurement, 2019, 146. – Pp. 792-799.
5. Costa-Junior, J.F.S.et al. Measuring uncertainty of ultrasonic longitudinal phase velocity estimation using different time-delay estimation methods based on cross-correlation: Computational simulation and experiments // Measurement, 2018, 122. – Pp. 45-56.
6. Gorbunov, Yu. N. (Editor), Kulikov, G. V., Shpak, A. V. Radar: a stochastic approach. Moscow: Hot line-Telecom, 2016. – 520 p.
7. Mirsky, G. Ya. Characteristics of stochastic relationships and their measurement. Moscow: Energoizdat, 1982. – 320 p
8. Max, J. Methodes et techniques de traitement du signal et applications aux mesures physiques. Tome 1. Principes generaux et methodes classiques. Paris: Masson, 1996. – XXVII-355 p.
9. Yakimov, V. N. Generalized mathematical model of two-level sign transformation // Mechanical engineering [Tekhnika mashinostroyeniya], 2000, No. 4. – Pp. 72-74.
10. Yakimov, V. N. the digital correlation analysis on the basis of interval representation of result of sign transformation of random processes // Instruments and systems: monitoring, control and diagnostics [Pribory i sistemy. Upravleniye, kontrol', diagnostika], 2001, No. 11. – Pp. 61-66.
11. Yakimov, V. N. The structural design of digital correlometers for operational correlation analysis based on sign-function analog-stochastic quantization // Measurement Techniques, 2007, Vol. 50, No. 4. – Pp. 356-363.
12. Yakimov, V. N., Mashkov, A. V. Digital estimation of correlation function moments using analog-stochastic sign quantization of a random process // Measurement Techniques, 2016, Vol. 59, No. 1. – Pp. 12-15.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ФРЕЙМВОРКОВ РАСПАРАЛЛЕЛИВАНИЯ ДЛЯ УВЕЛИЧЕНИЯ СКОРОСТИ РАСЧЁТА АЛГОРИТМОВ ПЕЛЕНГАЦИИ

С. И. Тюленев, А. Ю. Савинков

Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Приведены результаты времени выполнения наиболее известных фреймворков распараллеливания данных для CPU, GPU и APU на примере алгоритма адаптивной угловой характеристики. Предложено использование технологий параллельного программирования OpenMP, OpenCL и CUDA для поиска источников радиоизлучения, которые позволяют сократить вычислительное время псевдоспектральной функции алгоритма.

Ключевые слова: антенная решетка, пеленгация, сверхразрешение, OpenCL, OpenMP, CUDA.

USING PARALLELING FRAMEWORK TO INCREASE THE SPEED OF CALCULATION OF DIRECTION FINDING ALGORITHMS

S. I. Tyulenev, A. Y. Savinkov

Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The results of the execution time of the most famous data parallelization frameworks for CPUs, GPUs and APUs are given using the adaptive angular response algorithm as an example. It is proposed to use OpenMP, OpenCL and CUDA parallel programming technologies to search for radio emission sources, which can reduce the computational time of the pseudospectral function of the algorithm.

Keywords: antenna array, direction finding, superresolution, OpenCL, OpenMP, CUDA.

1. ВВЕДЕНИЕ

В современном мире нет такой сферы человеческой деятельности, где бы в той или иной форме не использовалось параллельное программирование. Особенно это относится к областям науки и современных технологий. Совершенствование технической базы компьютеров в сочетании с параллельной обработкой данных позволило существенно повысить производительность вычислений. Сегодня методы параллельных вычислений используются при решении практически всех сложных задач [1]. Параллельное программирование может быть использовано для определения угловых координат источников радиоизлучения, обработки сигналов, моделирования фильтров и так далее.

Благодаря использованию антенных решеток (АР) появилась возможность определять координаты источников радиоизлучения с помощью специальных алгоритмов, после обработки сигналов [2]. АР может состоять из различного количества антенн всевозможных форм. Геометрическое расположение антенн в пространстве также может быть любым: линейная решётка, плоская, кольцевая, цилиндрическая, сферическая, полусферическая, дуговая и т.д. Алгоритмы для определения источников

радиоизлучения подразделяются на пять основных типов: амплитудные, частотные, фазовые, временные и группа корреляционных методов. Корреляционные алгоритмы могут быть с параллельным и последовательным поиском источников. Последние вычисляют псевдо-спектральную функцию, по которой строится график. На графике необходимо производить поиск экстремумов, которые и будут показывать координаты источника радиоизлучения. К последовательным алгоритмам относят алгоритм многосигнальной классификации, алгоритм Кейпона, метод максимальной энтропии и другие (подобным алгоритмам посвящено большое количество работ, в частности [3, 4]). К корреляционным алгоритмам с параллельной пеленгацией источников радиоизлучения относят такие алгоритмы как Root-MUSIC, алгоритм Писаренко, алгоритм поворота подпространства (TLS-ESPRIT) и так далее. Указанные алгоритмы производят поиск непосредственно самих координат источников радиоизлучения. В данной работе будет рассмотрено вычислительное время работы на примере одного из последовательных алгоритмов – алгоритма адаптивной угловой характеристики.

2. АЛГОРИТМ АДАПТИВНОЙ УГЛОВОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ

В 1979 году Борджиотти и Каплан предложили новый алгоритм поиска источников радиоизлучения – алгоритм адаптивной угловой характеристики (Adaptive Angular Response - AAR). Спектральная плотность мощности может быть определена как остаточная мощность (помеха и тепловой шум), на выходе адаптивного антенного сумматора, нормированная на сумму квадратов модулей весов, относящихся к различным каналам, нанесенных на график по направлению сканирования. График псевдо-спектральной функции демонстрирует пики в направлениях источников помех и фактически представляет собой изображение их распределения. Согласно этому определению, AAR считается генерируемым последовательно через сканирование углового пространства. Однако процесс формирования AAR можно рассматривать с другой точки зрения, которая не связана с идеей последовательного сканирования антенны. Фактически AAR можно определить просто как отображение распределения источников помех, полученное с помощью специальной нелинейной обработки множества перекрестных корреляций напряжений на выводах элементов плоской или линейной решетки. Самой интересной особенностью AAR является его неотъемлемое сверхразрешение. Под этим подразумевается, что два источника различаются и могут быть расположены под углом, даже если их разделение является частью ширины луча апертуры 3 децибела. Это может быть удивительно, но это не нарушает никаких физических принципов, таких как критерий Рэлея на пределе дифракции апертуры. В своей современной формулировке критерий Рэлея качественно утверждает, что два источника не могут быть разрешены угловым образом, если их угловое разделение составляет менее приблизительно половины ширины луча равномерно освещенной апертуры, если системный шум нереально мал. Этот критерий применяется к антеннам и оптическим системам, работающим как линейные устройства. Однако не следует, что он представляет собой допустимое ограничение для AAR, которое включает в себя

создание каждой точки изображения сильно нелинейной операции по кросс-корреляциям между выходами антенных элементов [4, 5].

Псевдоспектральная функция алгоритма адаптивной угловой характеристики представлена формулой 1:

$$f_{AAR}(\varphi, \theta) = \frac{|a^H(\varphi, \theta)R^{-1}a(\varphi, \theta)|}{|a^H(\varphi, \theta)R^{-2}a(\varphi, \theta)|} \quad (1)$$

В виду большого количества матричных операций при вычислении псевдоспектральной функции алгоритма адаптивной угловой характеристики, требуется определённая временная задержка для получения экстремумов. Например, алгоритм многосигнальной классификации и алгоритм теплового шума требует намного меньше времени для расчёта, поэтому использование распараллеливания является одним из вариантов решения данной проблемы.

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ

В таблице 1 указаны используемые устройства для моделирования, а также их тип и рекомендуемая цена на момент выхода. Более подробную информацию можно найти на сайтах производителей фирм. Как можно заметить, для моделирования были использованы устройства из различных ценовых диапазонов и различных типов, среди которых присутствуют центральные процессоры (CPU), графические процессоры (GPU) и гибридные процессоры со встроенной графикой (APU).

Таблица 1. Используемые устройства

Устройство	Тип	Цена
Intel Core i3 5005u	CPU (Mobile)	275 \$
AMD A8-7410	CPU (Mobile)	281 \$
Intel Core i7-6850K	CPU (Desktop)	475 \$
Intel HD Graphics 5500	APU (Mobile)	275 \$
NVIDIA GeForce 920M	GPU (Desktop)	89 \$
AMD Radeon RX 570	GPU (Desktop)	169 \$
NVIDIA GeForce GTX 1060	GPU (Desktop)	240 \$

Для математических вычислений на графическом процессоре используются фреймворки CUDA и OpenCL, так как они получили широкое распространение [6, 7]. Фреймворк OpenCL может использоваться как для GPU компаний NVIDIA и AMD, так и для CPU компании Intel. Использование фреймворка CUDA ограничено только GPU от компании NVIDIA, но CUDA имеет более эффективную передачу данных между системной и видеопамятью. Для многопоточного вычисления на CPU используется фреймворк OpenMP. OpenMP — это набор директив компилятора, библиотечных процедур и переменных окружения, которые предназначены для программирования многопоточных приложений на многопроцессорных системах с общей памятью.

Рассмотрим результаты вычисления угловых координат с использованием алгоритма адаптивной угловой характеристики для каждого устройства при

использовании АР с количеством элементов от 4 до 1024 элементов (рисунок 1 и 2). Особое внимание будет обращено на результаты АР с 1024 элементами. Математическая модель взята из статьи [7].

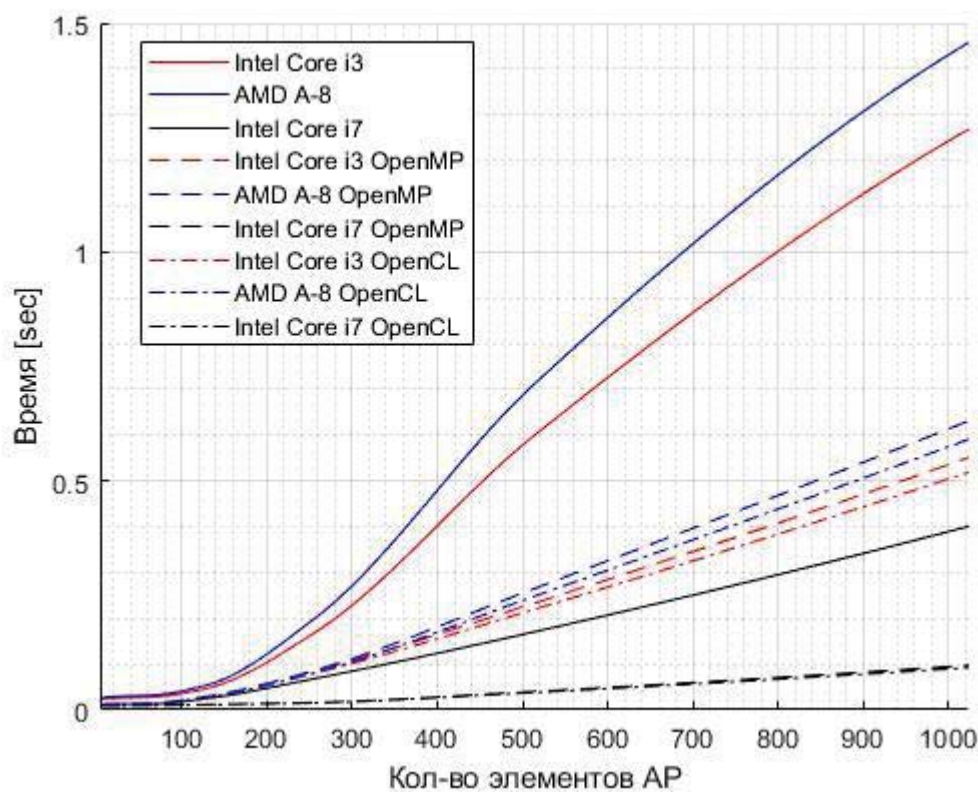


Рис. 1. Результаты моделирования на CPU.

Центральный процессор AMD A-8 определяет угловые координаты за 1.46 секунды в режиме однопоточности. Используя все ядра время вычисления может быть сокращено до 0.63 секунды (выигрыш во времени составляет 57%) или до 0.59 секунды (выигрыш во времени составляет 60%) с помощью библиотеки OpenMP и фреймворка OpenCL соответственно. Как и в предыдущих экспериментах применение фреймворка OpenCL позволило на 7% сократить время работы в многопоточном режиме в сравнении с библиотекой OpenMP.

При использовании Intel Core i3 результат может быть достигнут за 1.27 секунды в однопоточном эксперименте. При задействовании всех потоков время работы сокращается до 0.55 секунд (OpenMP). В этом случае выигрыш составляет 57%. Фреймворк OpenCL способен сократить время до 0.52 секунд и получить выигрыш в 5.5% по сравнению с OpenMP.

Intel Core i7 выполняя задачу на одном ядре выдаёт результат за 0.4 секунды, что быстрее AMD A-8 и Intel Core i3 в режиме многопоточности. При задействовании всех потоков библиотекой OpenMP время вычисления сокращается до 0.097 секунд. Выигрыш составляет почти 76%. Фреймворк OpenCL позволяет улучшить результат времени расчёта ещё на 5% до 0.092 секунд.

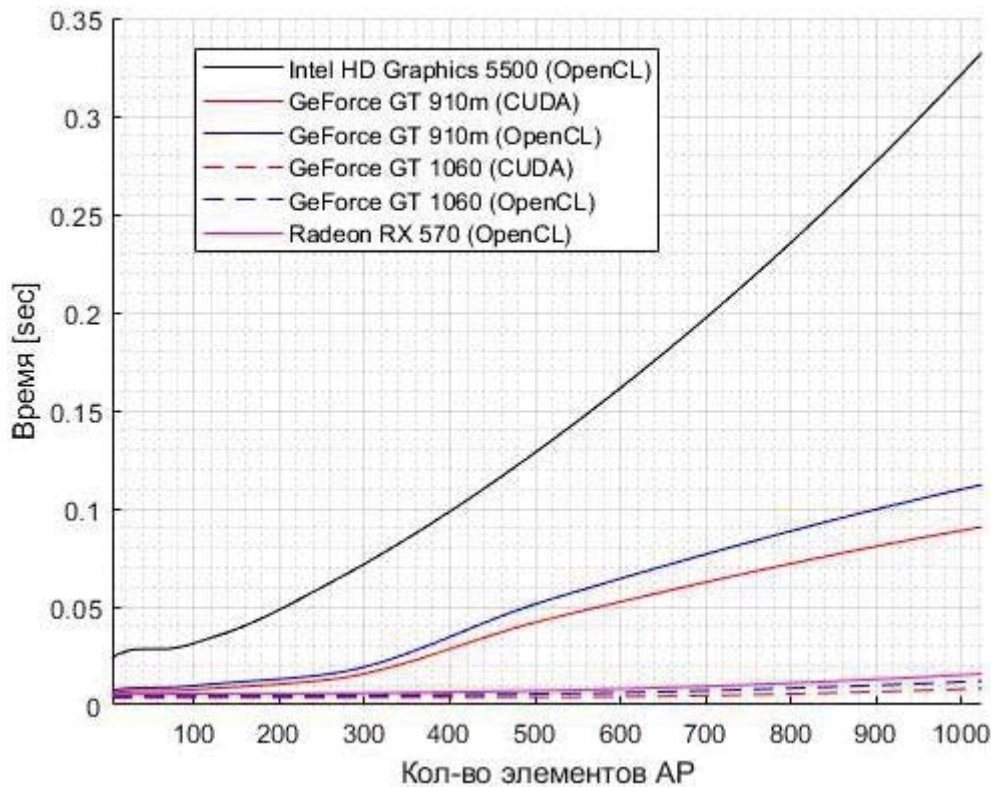


Рис. 2. Результаты моделирования на GPU.

Встроенный графический процессор Intel HD Graphics 5500 решает задачу за 0.33 секунды, что немного меньше, чем однопоточный результат центрального процессора Intel Core i7.

Видеокарта GeForce GT 910m при использовании фреймворка OpenCL способна определить угловые координаты за 0.11 секунд и 0.09 секунд с фреймворком CUDA (выигрыш 18%). GeForce GT 910m лишь немного опережает шестиядерный Intel Core i7.

При использовании видеокарты Radeon RX570 результат времени расчёта составляет 0.015 секунд. Аналог фирмы NVIDIA GeForce GT 1060 работает быстрее и вычисляет угловые координаты за 0.012 секунды (OpenCL) и 0.008 секунды (CUDA).

Ввиду сложности расчёта данного алгоритма, разница между Intel Core i7 и GeForce GT 1060 видна уже после 64 элементов AP. После 512 элементов время выдачи результата на Intel Core i7 начинает стремительно расти.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Все графики функции на рисунке 2 имеют линейный рост при увеличении количества элементов AP. Важно заметить, что время, затраченное на выделение памяти, загрузку и выгрузку данных (для GPU, CPU и APU), не учитывалось. GPU расходует существенную часть от общего времени работы на загрузку и выгрузку данных (иногда в десятки раз больше, чем время вычисления) с центрального процессора, но существуют способы получения данных для GPU напрямую. Использование GPU AMD Radeon RX 570 является наиболее выгодным как в цене, так и

в производительности при большом количестве антенных элементов в решетке. До 64 элементов AP можно использовать самый дешевый центральный процессор, в виду минимальной временной задержки при вычислении.

Благодаря использованию фреймворка OpenCL обеспечивается хорошая переносимость кода и преодолевается одна из основных проблем практического использования вычислений на GPU – зависимость реализации от аппаратной платформы. Фреймворк CUDA позволяет улучшить результаты вычислений по сравнению с OpenCL, но создаёт физическое ограничение в выборе устройств.

ЛИТЕРАТУРА

1. Sanders J. CUDA by Example: an introduction to general-purpose gpu programming / J. Sanders, E. Kandrot — Addison-Wesley Professional; 1 edition, 2010. — 320 p.
2. Raymond Tay OpenCL 1.2 Parallel Programming Development Cookbook, 2013
3. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках / М.В. Ратынский – М: Радио и связь – 2003. – 200с.
4. Тюленев С. И. Программа расчета углов прихода сигнала адаптивной AP, Свидетельство об официальной регистрации программы ЭВМ № 2018615193 / С. И. Тюленев, Нечаев Ю. Б., Аальмуттар А. Ю.
5. Тюленев С. И. Сравнение алгоритмов сверхразрешения в антенных решетках / С. И. Тюленев, Ю. О. Аальмуттар Атхер // Информатика: проблемы, методология, технологии материалы XVII Международной научно-методической конференции: в 7 томах — 2018. — №2. — 190-194с.
6. Тюленев С. И. Применение технологии параллельного программирования CUDA для увеличения скорости расчёта алгоритмов сверхразрешения в пеленгации / С. И. Тюленев, А. Ю. Савинков, В. В. Верейтин // Вестник Воронежского института МВД России. 2021. № 2. С. 196-203.
7. Тюленев С. И. Использование фреймворка OPENCL для вычисления угловых координат источников радиоизлучения на центральных и графических процессорах / С. И. Тюленев, А. Ю. Савинков, В. В. Верейтин // Теория и техника радиосвязи. 2021. № 4. С. 80-85.

REFERENCES

1. Sanders J. CUDA by Example: an introduction to general-purpose gpu programming / J. Sanders, E. Kandrot - Addison-Wesley Professional; 1 edition, 2010. - 320 p.
2. Raymond Tay OpenCL 1.2 Parallel Programming Development Cookbook, 2013
3. Ratynsky M.V. Adaptation and superresolution in antenna arrays / M.V. Ratynsky - M: Radio and communication - 2003. – 200p.
4. Tyulenev S. I. Program for calculating the angles of arrival of the adaptive array signal, Certificate of official registration of the computer program No. 2018615193 / S. I. Tyulenev, Nechaev Yu. B., Aalmuttar A. Yu.
5. Tyulenev S. I. Comparison of superresolution algorithms in antenna arrays / S. I. Tyulenev, Yu. O. Aalmuttar Atkheer // Informatics: problems, methodology, technologies Proceedings of the XVII International Scientific and Methodological Conference: in 7 volumes - 2018. - No. 2. - 190-194p.
6. Tyulenev S. I., Savinkov A. Yu., Vereitin V. V. Application of CUDA parallel programming technology to increase the speed of calculation of superresolution algorithms in direction finding // Bulletin of the Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia. 2021. No. 2. P. 196-203.
7. Tyulenev S. I., Savinkov A. Yu., Vereitin V. V. Using the OPENCL framework to calculate the angular coordinates of radio emission sources on central and graphic processors // Theory and technology of radio communication. 2021. No. 4. P. 80-85.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАЩИТЫ РЕЧЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ С ПОМОЩЬЮ РЕЧЕПОДОБНОЙ ПОМЕХИ

С. А. Иванушкин

Краснодарское высшее военное орденов Жукова и Октябрьской Революции Краснознаменное училище имени генерала армии С.М.Штеменко (КВВУ), Краснодар, Российская Федерация

Аннотация. Защита информации является одним из основных направлений деятельности крупных организаций. Игнорирование современных методов анализа акустической речевой информации при построении защищенных объектов является предпосылкой к утечке этой информации.

Ключевые слова: речеподобная помеха, речевой сигнал, защита информации.

INVESTIGATION OF SPEECH INFORMATION SECURITY USING THE SPEECH-LIKE NOISE

S. A. Ivanushkin

Krasnodar Higher Military Orders of Zhukov and the October Revolution Red Banner School named after Army General S.M.Shtemenko (KHMS), Krasnodar, Russian Federation

Abstract. Information protection is one of the main activities large organizations. Ignoring modern methods of acoustic speech information analysis in the construction of protected objects is a prerequisite for leaking this information.

Keywords: speech-like noise, speech signal, information security.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в области обеспечения защиты информации от акустической речевой разведки существует ряд проблем [1]:

1. постоянное совершенствование миниатюрных электретных микрофонов применяемых в мультимедийной технике;
2. интенсивное развитие технологии распознавания человеческой речи, в том числе с использованием систем машинного обучения (Yandex SpeechKit, Google.cloud);
3. создание эффективных методов шумоочистки (RTX Voice, iZotope RX, и т.д.).

Действующие методы оценки защищённости речевой информации базируются на исследованиях слухового восприятия и речеобразования, выполненных ещё в конце прошлого века и оформленных в рамках формантной теории речи.

Актуальность исследования заключается в постоянном развитии средств акустической разведки и необходимости противодействия ей новыми методами защиты.

Цель статьи: – обосновать эффективность применения речеподобной помехи при защите речевой информации.

2. ТЕХНОЛОГИИ РАСПОЗНАВАНИЯ РЕЧИ И ШУМООЧИСТКИ

Проводимые в настоящее время исследования в области создания систем автоматического распознавания речи существенно повлияли на общепринятую формантную теорию речи, значительно расширив число информативных параметров и характеристик речевого сигнала, влияющих на текущую разборчивость речи, что в свою очередь требует уточнения применяемых моделей речевых сигналов.

Форманта – акустическая характеристика звуков речи связанная с уровнем частоты голосового тона и образующую тембр звука.

Так, одной из основных (статических) характеристик речевого сигнала определён форматный спектр речи [2] в виде дифференциального и интегрального распределений артикуляционных значений. Принято считать, что интегральный индекс артикуляции речи (R) зависит от вероятности появления формант (k_i) в заданной i -й полосе частот и от уровня эффективного восприятия формант ($P_i(E)$): .

Вместо анализа цельных звуков речи (фонем) используются их частные параметры (форманты).

Фонема – минимальная единица языка, способная различать звуковые оболочки разных слов и морфем.

При дешифровке и восстановлении искажённых текстов также используются вероятностные подходы. Например, с помощью статистических методов определяется частота встречаемости знаков, а также их возможных сочетаний. Однако в формантных методах вместо частоты встречаемости фонем (звуков) учитывается встречаемость формант.

Современные системы голосового управления за последние годы претерпели большие изменения. Удобство пользования технологией создало огромный потребительский спрос. Финансовая поддержка исследований систем распознавания речи стала большим толчком в создании нейросети для опознавания речевого сигнала (рисунок 1).

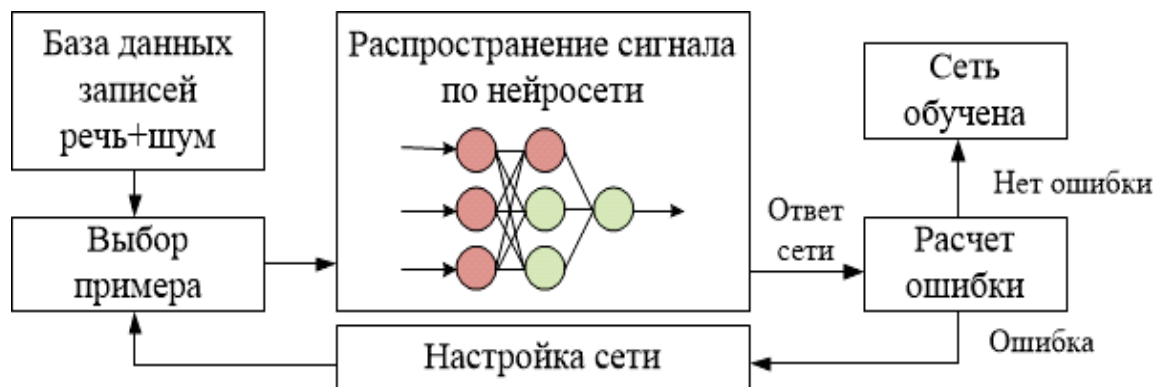


Рис.1. Общая схема обучения нейросети для опознавания речевого сигнала.

Сегодня анализ человеческой речи на примере Yandex SpeechKit составляет 84% правильно распознанных запросов общей тематики и 94% направленной тематики в условиях фоновых шумов.

Во-первых, каждый фрагмент голосового запроса (фрейм) сопоставляется не с одной фонемой, а с несколькими, подходящими с разной степенью вероятности.

Во-вторых, есть таблица вероятностей переходов, которая указывает, что после различных фонем с определенной вероятностью будет другая фонема.

Это позволяет определить варианты последовательности фонем, а потом, по имеющимся у программы данным о произношении, морфологии и семантике – варианты слов, которые вы могли сказать.

Программа также умеет восстанавливать слова по смыслу. Если вы находитесь в шумном месте, говорите не очень чётко или используете неоднозначные слова, она

достроит ваш запрос исходя из контекста и статистики. Благодаря машинному обучению на множестве данных программа становится устойчива к шуму, хорошо распознаёт речь с акцентом, качество распознавания практически не зависит от пола и возраста говорящего.

Повышения качества речевого сигнала, с использованием современных методов шумоочистки (рисунок 2), упрощают возможности ведения речевой разведки. Математические методы и алгоритмы обработки речевого сигнала, контекстный и лингвистический анализ, совместно с машинным обучением выводят акустическую речевую разведку на качественно иной уровень [3]. Распознавание и анализ записанной речевой информации может проводиться в лабораторных условиях.

Программное обеспечение iZotope RX является первым в отрасли интеллектуальных инструментов для анализа и обнаружения шума в звуке.

Программное обеспечение предлагает три варианта обработки при трех разных интенсивностях, выполняя разделение источников путем интеллектуального определения голоса человека, как в автоматическом, так и в ручном режиме. Благодаря своей эффективности в настоящее время считается самым эффективным промышленным продуктом для очистки шумов в аудиозаписях.

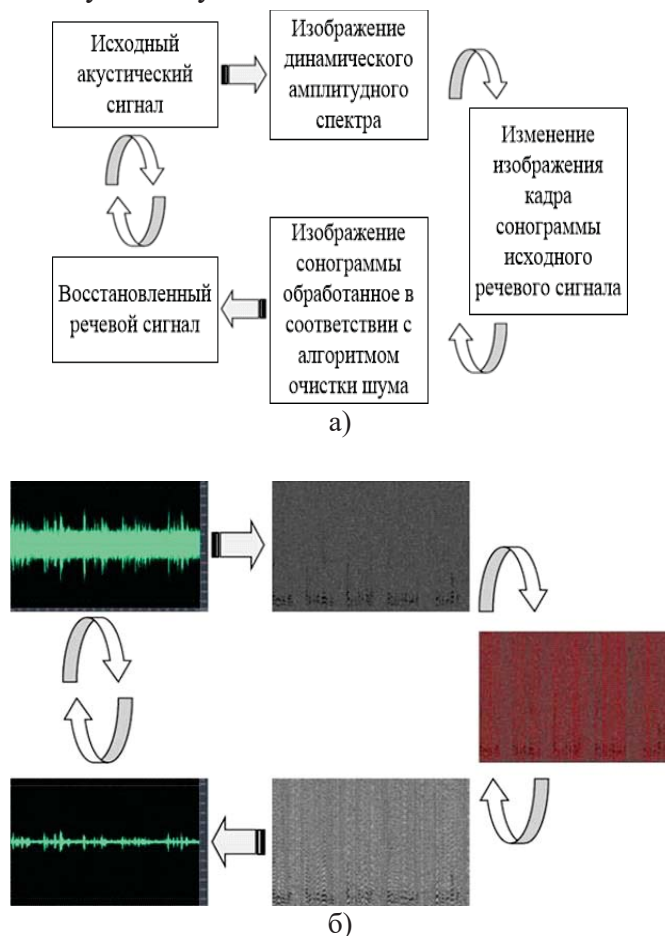


Рис. 2. а) Логическое, б) Визуальное представление технологии образного анализа и обработки речевой информации.

RTX Voice компании NVidia является программным обеспечением позволяющим уже сейчас производить эффективную шумоочистку в режиме реального времени. Нейросеть NVidia в течение трех лет обучается распознавать человеческий голос.

В основе технологии лежит принцип не распознавания (декодера) шумов, а принцип отбрасывания (энкодера) всего, что не является речью говорящего. Технология получила огромную популярность среди пользователей интернета, что в свою очередь обеспечивает возможность сделать данную нейросеть ещё более эффективной.

Противоречия в оценке качества речевой информации, развитие разработок в сфере искусственного интеллекта и постоянное повышение требований к технологиям по шумоочистке среди потребителей высокотехнологичных товаров в скором времени приведет к созданию технологии обладающей возможностью по восстановлению информации даже при уровнях разборчивости, достижение которых в настоящее время считается достаточным условием защиты информации в охраняемом помещении.

Общий коэффициент защиты информации охраняемого помещения является произведением коэффициентов защиты по каждому каналу утечки информации, в случае появления новых угроз безопасности акустической речевой информации, общий коэффициент будет равен нулю [1]. $K_{\text{защ.общ.}} = K_{\text{защ.1}} * K_{\text{защ.2}} * \dots * K_{\text{защ.app}} = 0$, при $K_{\text{защ.app}} = 0$ (коэффициент защиты информации от акустической речевой разведки).

3. РЕЧЕПОДОБНАЯ ПОМЕХА

С целью предотвращения утечки сведений составляющих государственную тайну по акустическим каналам, необходимо применение относительно нового вида помехи – речеподобной помехи [2].

Для затруднения шумовой очистки речевой информации в устройствах активной защиты речевого сигнала от утечки по акустическим каналам в основном используют помеховые колебания с повышенным маскирующим действием. К подобным помеховым колебаниям относятся акустические колебания, похожие на реальные речевые сигналы не только по временным и спектральным характеристикам, но и по восприятию на слух. Речеподобный сигнал, использующийся в качестве помехового сигнала называется, речеподобной помехой.

В настоящее время, для активной защиты речевой информации от утечки по акустическим техническим каналам используются помехи самого различного рода. Так же речеподобные помехи в последнее время пользуются определенным успехом в плане защиты речевой информации. Формирование речеподобных помех происходит методами, которые представляются разработчикам наиболее подходящими для имитации акустического проявления речи.

Методика формирования речеподобной помехи не регламентирована и остается произвольной для каждого производителя зашумляющих устройств. Таким образом, и трактовка термина речеподобной помехи остается сугубо индивидуальной относительно каждого отдельного способа генерации этой помехи.

В ходе эксперимента [4], проводившегося в рамках работы по оценке эффективности речеподобной помехи в ВИТ «ЭРА», были созданы 10 аудиозаписей,

5 аудиозаписей с наложением помехи «Белый шум», 5 аудиозаписей с наложением помехи «Речеподобная помеха», при уровне помех относительно полезного сигнала 0 дБ, 5 дБ, 10 дБ, 15 дБ, 20 дБ соответственно.

Оценка разборчивости речи производилась методом артикуляционных испытаний. В испытании по оценке разборчивости принимали участие восемь аудиторов: поочередно оценивали запись с помехой «Белый шум» и с «Речеподобной помехой».

Аудиторы поочередно прослушивали рабочие сигналы при разных соотношениях шум/полезный сигнал (от 0 дБ до 20 дБ) и произносили разобранные ими слова, которые отмечались в протоколе оценки.

В результате исследования был составлен график зависимости разборчивости речи от соотношения шум/полезный сигнал для помех «Белый шум» и «Речеподобная помеха» (рисунок 3).

Из результатов видно, что речеподобная помеха при соотношении шума к полезному сигналу в 10 дБ эффективнее помехи белый шум на 30%.

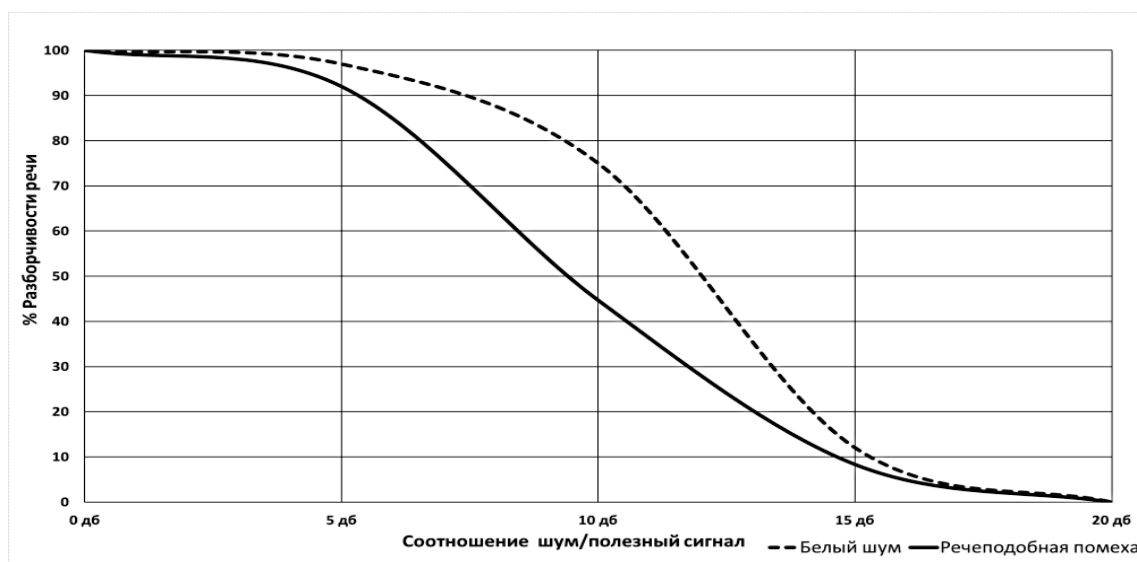


Рис. 3. График разборчивости сигнала при различных помехах.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящее время отсутствует четкое определение термина «Речеподобная помеха», как следствие требований к её формированию. Эксперимент по оценке эффективности применения речеподобной помехи явно показывает большую эффективность речеподобной помехи по сравнению помехой типа белый шум при одинаковом уровне сигнала. Развитие разработок в сфере искусственного интеллекта по шумоочистке и распознаванию речи создает необходимость создания новых средств акустической защиты информации.

Речеподобный сигнал позволит повысить защищенность информации путём уменьшения разборчивости за счет добавления ложных единиц речи, а не постоянного увеличения соотношения сигнал-шум у обычной помехи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Герасимов, С. Б., Кислов, Р. И., Говядкин, Н. В., Лысов, А. В. Техническая защита информации / С. Б. Герасимов, Р. И. Кислов, Н. В. Говядкин, А. В. Лысов – СПб. : Медиапир 2019. № 1. С. 36-53.
2. Воробьев, В. И., Давыдов, А. Г., Давыдов, Г. В. Речеподобные сигналы. Разновидности, основные параметры, способы формирования / В. И. Воробьев, А. Г. Давыдов, Г. В. Давыдов – Доклад БГУИР. 2009. № 3. С. 9-16.
3. Тампель, И. Б., Карпов, А. А. Автоматическое распознавание речи / И. Б. Тампель, А. А. Карпов – СПб. : Университет ИТМО 2016. С. 112-147.
4. Киреев, К. К., Русин, Н. А., Заборских, П. С. Елгин, Ю. И. Артикуляционные испытания по оценке эффективности использования речеподобной помехи / К. К. Киреев, Н. А. Русин, П. С. Заборских, Ю. И. Елгин – Анапа : ВИТ «ЭРА», 2021. № 1. С 186-191.

REFERENCES

1. Gerasimov, S. B., Kislov, R. I., Govjadkin, N. V., Lysov A. V. Technical information security – St. Petersburg : Mediapir 2019. № 1. P. 36-53.
2. Vorobjev, V. I., Davydov, A. G., Davydov, G. V. Speech-like signals. Varieties, basic parameters, methods of formation – Minsk. BSUIR. 2009. № 3. P. 9-16.
3. Tampil, I. B., Karpov, A. A. Automatic speech recognition. St. Petersburg : YITMO 2016. P. 112-147.
4. Kireev, K. K., Rusin, N. A., Zaborskih, P. S., Elgin, Y. I. Articulation tests to assess the effectiveness of speech-like noise – Anapa : WIT «ERA», 2021. № 1. P. 186-191.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОТОКОЛА ВИРТУАЛИЗАЦИИ ОТКРЫТОГО СЕТЕВОГО МНОГОКЛЮЧЕВОГО СОГЛАСОВАНИЯ

А. Д. Синюк¹, А. А. Тарасов¹

¹Военная академия связи им. С.М. Буденного, Санкт-Петербург, Россия.

Аннотация. Восстановление сетевого ключа после компрометации представляет собой сложную задачу. Условия для оперативного восстановления криптосвязности сети связи может создать реализация протокола открытого сетевого многоключевого согласования, основанного на реализации задач трех последовательных этапов. Проводится исследование возможности использования простейшего протокола виртуализации для выполнения задачи первого этапа. Приводятся направления исследований и рекомендации по использованию результатов исследования.

Ключевые слова: сеть связи, модель передачи информации, широкополосный канал связи, нарушитель, канал перехвата, сетевой ключ, парный ключ, протокол открытого сетевого многоключевого согласования, простейший протокол виртуализации.

VIRTUALIZATION PROTOCOL OF OPEN NETWORK MULTI-KEY AGREEMENT RESEARCH

A. D. Sinyuk¹, A. A. Tarasov¹

¹Military academy of telecommunications named by S.M. Boudyonny, St. Petersburg, Russia.

Abstract. Recovering a network key after a cryptocompromise is a difficult task. The conditions for the prompt restoration of the cryptocommunication of the communication network can be created by the implementation of the protocol of open network multi-key agreement based on the implementation of the tasks of three successive stages. The possibility of using the simplest virtualization protocol to perform the task of the first stage is being investigated. The direction of research and recommendations on the use of research results are given.

Keywords: communication network, information transmission model, broadcast communication channel, enemy, interception channel, network key, paired key, open network multi-key agreement protocol, the simplest virtualization protocol.

1. ВВЕДЕНИЕ

Стойкость ключа сети связи в минимальна к компрометациям нарушителя [1, 2]. Большое количество, территориальная удаленность корреспондентов (КРПТ) сети связи (СС), необходимость организации защищенных каналов и др. причины существенно затрудняют задачу оперативного восстановления сетевого ключа (СК), а в некоторых случаях использование известных методов восстановления ключа практически невозможно [1, 2]. Решение посредством метода открытого сетевого многоключевого согласования (ОСМС) [3, 4] реализованного в протоколе. Важным становится исследование вопросов построения конструктивных протоколов ОСМС, основанных на реализации задач трех последовательных этапов [5]. Наиболее сложным является выполнение задачи первого этапа, связанного с получением преимущества над нарушителем. Поэтому, проводимое в работе исследование возможности использования

простейшего протокола виртуализации для выполнения задачи первого этапа представляется актуальным. Полученные результаты могут быть использованы для построения конструктивного протокола ОСМС.

2. МОДЕЛЬ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Предлагается модель передачи информации (МПИ) в сети связи (СС) для трех КРПТ A и B , осуществляя обмен данными конечной длины между ними по открытым каналам, доступным нарушителю E . Корреспондентов сети связи, которые формируют сетевой (СК) и два парных (ПК), нарушителя, которые связаны каналами связи, можно представить следующей моделью МПИ (см. рис. 1).

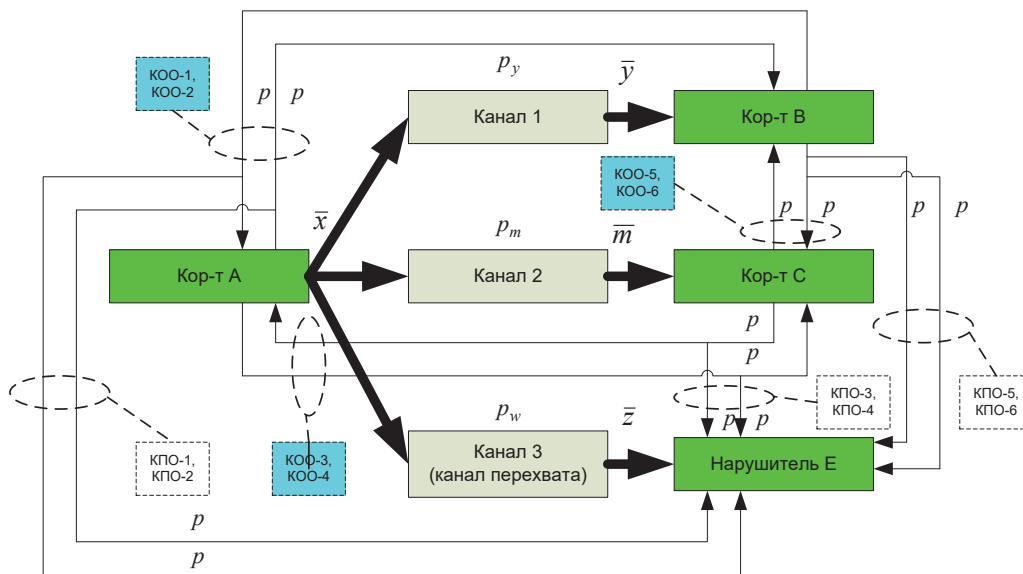


Рис. 1. Модель передачи информации

Все каналы связи в МПИ описываются моделями двоичных симметричных каналов связи без памяти (ДСК) [6, 7]. Канал 1 - канал связи с ошибками между КРПТ A и КРПТ B в направлении от A к B описывается моделью ДСК с вероятностью ошибки p_y . Канал 2 - канал связи с ошибками между КРПТ A и КРПТ C в направлении от A к C описывается моделью ДСК с вероятностью ошибки p_m . Совокупность, состоящая из двух каналов с общим входом (входы каналов 1 и 2 и выходами, которые находятся у КРПТ B , C , соответственно, описывается моделью двоичного широкополосного канала связи (ШВК) [6, 7], который определяет направления передачи информации в СС. Канал 1 и Канал 2 являются составляющими каналами ШВК. Передача сигналов по ШВК определяется Каналами с ошибками 1 и 2 и общим входным двоичным алфавитом X , выходными двоичными алфавитами Y и M . На вход ШВК КРПТ A подается случайная последовательность $\bar{x} \in X^N$, где X^N - совокупность последовательностей длины N элементов множества X . КРПТ B принимает на выходе Канала связи 1 с ошибками (КС-1) двоичную последовательность $\bar{y} \in Y^N$, где Y^N - декартова N -я степень множества Y [8]. КРПТ C принимает на выходе Канала связи 2 с

ошибками (КС-2) последовательность $\bar{m} \in M^N$, M^N - декартова N -я степень множества M .

Канал связи с ошибками между КРПТ A и нарушителем E в направлении от A к E определим *каналом перехвата* (КП). Канал перехвата описывается моделью ДСК с вероятностью ошибки p_w и входным двоичным алфавитом X , выходным алфавитом Z . На вход КП КРПТ A подается случайная последовательность $\bar{x} \in X^N$, нарушитель E принимает на выходе КП двоичную последовательность $\bar{z} \in Z^N$, где Z^N - декартова N -я степень множества Z . Нарушитель может только контролировать (перехватывать) передаваемую информацию [9, 10].

Составляющие ШВК и КП являются независимыми каналами [7, 8].

В МПИ кроме ШВК имеются каналы, которые позволяют сформировать между КРПТ группу каналов решающей обратной связи (РОС) без ошибок [6, 7]. С помощью этих каналов КРПТ добиваются устранения ошибок в ШВК канале, т.е. добиваются тождественности последовательностей начальных данных (НД) $\bar{x}, \bar{y}, \bar{m}$. Определим эти каналы. Канал РОС между КРПТ A и КРПТ B в направлении от A к B называется *каналом открытого обсуждения 1* (КОО-1). Канал РОС между КРПТ A и КРПТ B в направлении от B к A называется *каналом открытого обсуждения 2* (КОО-2). Канал РОС между КРПТ A и КРПТ C в направлении от A к C называется *каналом открытого обсуждения 3* (КОО-3). Канал РОС между КРПТ A и КРПТ C в направлении от C к A называется *каналом открытого обсуждения 4* (КОО-4). Канал РОС между КРПТ B и КРПТ C в направлении от B к C называется *каналом открытого обсуждения 5* (КОО-5). Канал РОС между КРПТ B и КРПТ C в направлении от C к B называется *каналом открытого обсуждения 6* (КОО-6). Вероятности ошибок p в КОО определяются выражением:

$$p = 0.$$

Нарушитель контролирует каждый из 6-ти КОО своим соответствующим каналом перехвата обсуждения (КПО) без ошибок. Использование каналов обсуждения между КРПТ в модели МПИ эквивалентно использованию в системе передачи информации каналов с РОС. У нарушителя E не имеется таких каналов.

Требуется исследовать простейший протокол виртуализации (ППВ) решающий задачу первого этапа на предмет его пригодности для формирования СК и ПК. В дальнейшем ППВ возможно будет использован в составе протокола ОСМС, который в рамках вышеописанной МПИ, должен обеспечить минимальное время одновременного формирования СК и двух ПК ключей с требуемыми корреляцией между любыми парами формируемых ключей, с высокой достоверностью для КРПТ и с малой вероятностью совпадения с соответствующими ключами нарушителя [5].

3. ЭТАПЫ ВЫПОЛНЕНИЯ ПРОТОКОЛА ОТКРЫТОГО СЕТЕВОГО МНОГОКЛЮЧЕВОГО СОГЛАСОВАНИЯ

Формирование СК и двух ПК в ходе выполнения протокола открытого сетевого многоключевого согласования реализовано на основе использования трех

последовательных и взаимоувязанных между собой этапов (принципов) [5]. Первый этап – генерирование НД КРПТ A в виде последовательности $\bar{x}$ и получение НД КРПТ B и C – последовательностей $\bar{y}$ и $\bar{m}$, как исходного материала для формирования СК и двух ПК. Нарушитель получает по каналу перехвата свою версию НД – последовательность $\bar{z}$, т.е. начальные данные нарушителя (НДП).

Второй этап предназначен для обеспечения формирования СК и двух ПК с высокой достоверностью. Это достигается устранением (исправлением) несовпадающих символов, т.е. ошибок, которые происходят при передаче последовательности по каналу с ошибками. Для формирования СК исправление производится двумя КРПТ B и C относительно НД КРПТ A , при использовании двумя КРПТ B и C дополнительной информации [11, 12] о НД КРПТ A . Эта информация передается от A к B и C по каналам решающей обратной связи КОО-1 и КОО-3. Для формирования ПК между КРПТ A и B исправление производится КРПТ A относительно НД КРПТ B , при использовании КРПТ A дополнительной информации о НД КРПТ B . Эта информация передается от B к A по каналу решающей обратной связи КОО-2. Подобным образом можно описать формирование ПК между КРПТ A и C [3, 4]. Предполагается, что нарушитель перехватывает всю передаваемую дополнительную информацию по каналам перехвата РОС и использует для устранения ошибок в НДП.

Третий этап предназначен для обеспечения формирования СК и двух ПК с малой вероятностью совпадения с ключом нарушителя E , путем сжатия тождественных последовательностей КРПТ [13, 14]. Предполагается, что нарушителю известен алгоритм сжатия последовательностей, который используют КРПТ.

В работе исследуются вопросы реализации первого принципа (этапа) задачей которого является – создание условий, при которых из исходных ШВК и КП, создаются «виртуальные» ШВК (ВШВК) и КП (ВКП). В результате такого преобразования отношение качества ВШВК к качеству ВКП увеличивается по сравнению с отношением качества исходного ШВК к качеству исходного КП т.е. создаются условия, при которых ШВК (описывающий передачу информации в СС) увеличивает преимущество по сравнению с КП. Суть его заключается в формировании начальных данных трех КРПТ A , C и B , таким образом, чтобы совместная вероятность двух событий: события при котором соответствующий бит в НД КРПТ A совпадает с соответствующим битом в НД КРПТ B и события при котором этот же соответствующий бит в НД КРПТ A совпадает с соответствующим битом в НД КРПТ C превышает вероятность совпадения каждого бита в НД нарушителя с соответствующим битом в НД КРПТ A (или B или C). КРПТ A , C и B используют полученные НД как исходный материал для формирования СК и двух ПК. Формирование НД может быть реализовано на основе использования простейшего протокола виртуализации (ППВ) [6, 9].

4. ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОСТЕЙШЕГО ПРОТОКОЛА ВИРТУАЛИЗАЦИИ

Требуется определиться с качеством каналов. Качество исходного КП оценим вероятностью ошибки p_w , а качество «виртуального» КП оценим вероятностью ошибки

$\tilde{p}_w$. Теперь необходимо определиться с качеством исходного ШВК. Для исходного ШВК каждый бит x в последовательности $\bar{x}$ НД КРПТ A не совпадает с соответствующим битом y в последовательности $\bar{y}$ НД КРПТ B с вероятностью p_y и каждый бит x в последовательности $\bar{x}$ НД КРПТ A не совпадает с соответствующим битом m в последовательности $\bar{m}$ НД КРПТ C с вероятностью p_m . Тогда p_{ym} - вероятность события, при котором соответствующие биты x, y, m в последовательностях $\bar{x}, \bar{y}, \bar{m}$ не совпадают равна

$$p_{ym} = 1 - (1 - p_y)(1 - p_m).$$

Будем считать, что p_{ym} определяется как вероятность ошибки исходном ШВК. Для «виртуального» ШВК каждый бит x' в последовательности $\bar{x}'$ НД КРПТ A не совпадает с соответствующим битом y' в последовательности $\bar{y}'$ НД КРПТ B с вероятностью $\tilde{p}_y$ и каждый бит x' в последовательности $\bar{x}'$ НД КРПТ A не совпадает с соответствующим битом m' в последовательности $\bar{m}'$ НД КРПТ C с вероятностью $\tilde{p}_m$. Тогда $\tilde{p}_{ym}$ - вероятность события, при котором соответствующие биты x', y', m' в последовательностях $\bar{x}', \bar{y}', \bar{m}'$ не совпадают равна

$$\tilde{p}_{ym} = 1 - (1 - \tilde{p}_y)(1 - \tilde{p}_m). \quad (1)$$

Считаем, что $\tilde{p}_{ym}$ определяется как вероятность ошибки «виртуального» ШВК. Определим коэффициент K_1 равный исходному отношению вероятностей p_w к p_{ym} для исходных КП и ШВК

$$K_1 = \frac{p_w}{p_{ym}}. \quad (2)$$

Определим коэффициент K_2 равный конечному отношению вероятностей $\tilde{p}_w$ к $\tilde{p}_{ym}$ для «виртуальных» КП и ШВК

$$K_2 = \frac{\tilde{p}_w}{\tilde{p}_{ym}}. \quad (3)$$

Очевидно, что для реализации первого принципа формирования СК и двух ПК необходимо, чтобы

$$K_2 > K_1. \quad (4)$$

Выполнение условия (4) предопределяет более быстрый рост вероятности ошибки в «виртуальном» канале перехвата по сравнению с вероятностью ошибки в «виртуальном» ШВК. Для этого КРПТ выполняют ППВ, который определяет совокупность действий (инструкций, команд, вычислений, алгоритмов), выполняемых в заданной последовательности КРПТ с целью формирования у них «виртуальных» ШВК и КП для которых выполняется условие (4).

Временная эффективность ППВ характеризуется скоростью R , равной отношению конечной длины сформированной последовательности НД N (в двоичных символах) длине $\tilde{N}$ последовательности $\bar{x}$, переданной от A к B , C через ШВК, т.е.

$$R = \frac{N}{\tilde{N}}.$$

При определении R не учитываются длины последовательностей передаваемых по каналам обсуждения. В общем виде ППВ представляет следующую последовательность действий в рамках МПИ:

1. КРПТ A случайно выбирает «шумовой» бит x .
2. КРПТ A подает «шумовой» бит x на вход ШВК (и КП) и передает его КРПТ B , C (и нарушителю E).
3. КРПТ B принимает на выходе первого составляющего канала ШВК бит y . КРПТ C принимает на выходе второго составляющего канала ШВК бит m . нарушитель E принимает на выходе канала перехвата бит z .
4. КРПТ B случайно выбирает ключевой бит b .
5. КРПТ B поразрядно суммирует по модулю 2 бит b с битом y и получает «зашумленный» ключевой бит f :

$$f = y \oplus b, \quad (5)$$

где $\oplus$ - операция суммирования по модулю 2 [8].

6. КРПТ B подает «зашумленный» ключевой бит f на совмещенный вход КОО-2, КОО-5 и передает f в направлении к КРПТ A , C , соответственно. Нарушитель E по КПО-2 и КПО-5 перехватывает f .

7. КРПТ A принимает на выходе КОО-2 «зашумленный» ключевой бит f . КРПТ C принимает на выходе КОО-5 «зашумленный» ключевой бит f . н Нарушитель E принимает на выходе КПО-5 «зашумленный» ключевой бит f .

8. КРПТ A суммирует по модулю 2 «шумовой» бит x с «зашумленным» ключевым битом f и получает принятый ключевой бит a :

$$a = x \oplus f. \quad (6)$$

КРПТ C суммирует по модулю 2 свою версию «шумового» бита m с «зашумленным» ключевым битом f и получает принятый ключевой бит c :

$$c = m \oplus f. \quad (7)$$

Использование ППВ не приводит к ухудшению качества ШВК, однако приводит к ухудшению качества КП. Нарушитель E на шагах 3 и 7 ППВ принимает на выходе канала перехвата версию «шумового» бита z и на выходе КПО-5 «зашумленный» ключевой бит f . Знание z не увеличивает его информацию о первоначально передаваемом КРПТ B ключевом бите b , т.к. он формируется независимо. Знание нарушителем «зашумленного» ключевой бита f оставляет его информацию о

переданном ключевом бите b на нулевом уровне, т.к. согласно (5) f представляет собой неразделимый бит. В [9] доказано, что в таком случае оптимальной обработкой нарушителя E будет поразрядное суммирование по модулю 2 версии «шумового» бита z и «зашумленного» ключевого бита f для снятия случайного «зашумления» с ключевого бита b . В результате он получает версию ключевого бита e :

$$e = z \oplus f. \quad (8)$$

Исследуем, к каким преобразованиям в МПИ привело использование вышеописанного ППВ. Обозначим через e_y символ ошибки, который равен или 0 или 1 и происходит в первом составляющем канале ШВК с вероятностью p_y . Обозначим через e_m символ ошибки, который равен или 0 или 1 и происходит во втором составляющем канале ШВК с вероятностью p_m . Обозначим через e_w символ ошибки, который равен или 0 или 1 и происходит в КП с вероятностью p_w . Определим с учетом вышеуказанных обозначений взаимосвязь входа с выходами ШВК и выходом КП на 1-3 шагах протокола:

$$\begin{aligned} y &= x \oplus e_y, \\ m &= x \oplus e_m, \\ z &= x \oplus e_w. \end{aligned} \quad (9)$$

Исходя из (9), можно определить, как соотносятся y и m . Из [8] известно, что сложение по модулю 2 эквивалентно вычитанию по модулю 2. Тогда

$$\begin{aligned} y &= m \oplus e_y \oplus e_m, \\ m &= y \oplus e_y \oplus e_m. \end{aligned} \quad (10)$$

На 4-6 шагах протокола КРПТ B формирует «зашумленный» ключевой бит f , для которого из (9) и (5) получаем

$$f = x \oplus e_y \oplus b. \quad (11)$$

На 6-8 шагах протокола КРПТ A формирует принятый ключевой бит для которого из (11) и (6) получаем

$$a = x \oplus x \oplus e_y \oplus b = b \oplus e_y. \quad (12)$$

КРПТ C формирует принятый ключевой бит для которого из (11), (7) получаем

$$c = x \oplus e_m \oplus x \oplus e_y \oplus b = b \oplus e_y \oplus e_m. \quad (13)$$

Нарушитель E формирует свой принятый ключевой бит для которого из (11), (8) получаем

$$e = x \oplus e_w \oplus x \oplus e_y \oplus b = b \oplus e_y \oplus e_w. \quad (14)$$

Обратим внимание, что после применения ППВ взаимосвязь между битами трех КРПТ (см. (12) и (13)) в исходной ШВК осталась такой же как и до применения ППВ взаимосвязь между битами трех КРПТ (см. (9) и (10)). Это указывает на тот факт, что «качество» исходного и «виртуального» ШВК одинаковы, т.е. применение ППВ не ухудшило ШВК. Относительно КП этого сказать нельзя. Сравнение выражений (9) для исходного КП и (14) для «виртуального» КП показывает, что качество последнего ухудшается. В [9] доказано, что в после оптимальной обработки нарушителя E вероятность ошибки «виртуального» КП равна:

$$\tilde{p}_w = p_w + p_y - 2p_y p_w. \quad (15)$$

Заметим, что $\tilde{p}_w \geq p_w$ во всех случаях и выполняется со знаком равенства для случая $p_y = 0$.

Проанализируем протокол. Для рассматриваемого ППВ $R=1$, т.к. по ШВК передавалась последовательность $\bar{x}$ длиной N бит.

Анализ (15) для $\tilde{p}_w$ позволяет определить, что генерацию ключевого бита при выполнении ППВ из КРПТ B или C должен производить тот КРПТ для которого величина вероятности ошибки в составляющем канале ШВК больше, чем величина вероятности ошибки в составляющем канале ШВК другого КРПТ.

В таблице 1 приведена оценка коэффициента K_1 согласно (2) для диапазонов изменения вероятностей ошибок в первом составляющем канале ШВК $p_y \in [0.01; 0.05]$, и КП $p_w \in [0.01; 0.1]$ при фиксированной вероятности ошибки во втором составляющем канале ШВК $p_m = 0.01$.

Таблица 1

Оценка коэффициента K_1 при $p_m = 0.01$

		p_y				
		0.01	0.02	0.03	0.04	0.05
p_w	0.01	0.503	0.336	0.252	0.202	0.168
	0.02	1.005	0.671	0.504	0.403	0.336
	0.03	1.508	1.007	0.756	0.605	0.504
	0.04	2.01	1.342	1.008	0.806	0.672
	0.05	2.513	1.678	1.259	1.008	0.84
	0.06	3.015	2.013	1.511	1.21	1.008
	0.07	3.518	2.349	1.763	1.411	1.176
	0.08	4.02	2.685	2.015	1.613	1.345
	0.09	4.523	3.02	2.267	1.815	1.513
	0.1	5.025	3.356	2.519	2.016	1.681

В таблице 2 приведена оценка коэффициента K_2 согласно (3) для диапазонов изменения вероятностей ошибок в первом составляющем канале ШВК $p_y \in [0.01; 0.05]$, и КП $p_w \in [0.01; 0.1]$ при фиксированной вероятности ошибки во втором составляющем канале ШВК $p_m = 0.01$.

Таблица 2

Оценка коэффициента K_2 при $p_m = 0.01$

		p_y				
		0.01	0.02	0.03	0.04	0.05
p_w	0.01	0.995	0.993	0.992	0.992	0.992
	0.02	1.487	1.315	1.229	1.177	1.143
	0.03	1.98	1.638	1.466	1.363	1.294
	0.04	2.472	1.96	1.703	1.548	1.445
	0.05	2.965	2.282	1.94	1.734	1.597
	0.06	3.457	2.604	2.176	1.919	1.748
	0.07	3.95	2.926	2.413	2.105	1.899
	0.08	4.442	3.248	2.65	2.29	2.05
	0.09	4.935	3.57	2.887	2.476	2.202
	0.1	5.427	3.893	3.123	2.661	2.353

Сравнительный анализ таблиц показывает, что $K_2 > 1$, если $\min(p_y, p_m) < p_w$, причем $K_2 > K_1$ и это указывает на целесообразность его использования в составе протокола формирования СК и двух ПК. В таблице 2 увеличение p_w при фиксированной p_y влечет увеличение K_2 согласно (15), а увеличение p_y при фиксированной p_w приводит к уменьшению K_2 согласно (1) для вероятности p_{ym} . Использование только одного этого протокола для формирования СК и двух ПК конечной длины труднореализуемо по двум причинам:

а) ППВ не улучшает качество «виртуальной» ШВК, что не позволяет обеспечить формирование достоверных СК и двух ПК, т.к. в МПИ $p_y > 0$ и $p_m > 0$.

б) максимальная величина $K_2 = 5.427$ и этого значения совсем недостаточно для формирования ключей с малой вероятностью совпадения с ключом нарушителя.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложена модель МПИ, описывающая процесс передачи информации в СС, которая детализируется моделью ШВК. Описаны задачи трех этапов формирования СК и двух ПК, которые требуется реализовать в составе протокола ОСМС. Особую задачу выполняет первый из них. Суть его заключается в создании «виртуальных» условий, при которых из исходных ШВК и КП, создаются ВШВК и ВКП для которых отношение

качества ВШВК к качеству ВКП увеличивается по сравнению с отношением качества исходного ШВК к качеству исходного КП. Сформированные после этого НД КРПТ могут использовать как исходный материал для формирования СК и двух ПК. Реализация этапа формирования ключей возможна на основе ППВ. Проведено исследование возможности использования ППВ для решения задачи первого этапа в составе протокола ОСМС, которое показало, что использование только одного ППВ явно недостаточно формирования СК и ПК, удовлетворяющих требованиям. Очевидна необходимость использования дополнительно вместе с ППВ другого простейшего протокола, чтобы эта комбинация позволила простейших протоколов, значительно увеличила отношение качества ВШВК к качеству ВКП. Поэтому, направление дальнейших исследований связано с поиском практических решений значительно увеличивающих оценку коэффициента K_2 . Достижение поставленной цели будет важной предпосылкой для разработки протокола, реализующего процесс ОСМС, и может быть рекомендовано специалистам в области построения перспективных систем управления ключами.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шнайер Брюс Прикладная криптография. Протоколы, алгоритмы и исходные тексты на языке С: Пер. с англ. — М. : Издательский дом "Вильямс", 2003. — 568 с.
2. Фергюсон Нильс, Шнайер Брюс. Практическая криптография. : Пер. с англ. — М. : Издательский дом "Вильямс", 2005. — 424 с.
3. Синюк А.Д., Тарасов А.А. ИНФОРМАЦИОННЫЕ БАЗИСЫ ОТКРЫТОГО СЕТЕВОГО МНОГОКЛЮЧЕВОГО СОГЛАСОВАНИЯ // Известия Института инженерной физики. 2022. № 1 (63). С. 36-42.
4. Синюк А. Д. Оценка условий открытого сетевого многоключевого согласования / А. Д. Синюк, А. А. Тарасов // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании : X Международная научно-техническая и научно-методическая конференция : сборник научных статей, Санкт-Петербург, 24–25 февраля 2021 года. – Санкт-Петербург: Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, 2021. – С. 409-413.
5. Синюк А.Д., Остроумов О.А. ПРОТОКОЛ ОТКРЫТОГО ФОРМИРОВАНИЯ ТРЕХСТОРОННЕГО КЛЮЧА // Наукоемкие технологии в космических исследованиях Земли. 2014. Т. 6. № 2. С. 48-52.
6. Csiszar I., Korner J. Information theory: coding theorems for discrete memoryless systems. Cambridge University Press, 2011, – 523 p.
7. Галлагер Р. Теория информации и надежная связь. США, 1968 г. Пер. с англ , под ред. М. С. Пинскера и Б. С. Цыбакова, М , «Советское радио», 1974. - 720 с.
8. Фано Р. Передача информации. Статистическая теория связи. – М.: Мир, 1965. – 366 с.
9. Maurer U. Secret Key Agreement by Public Discussion Based on Common Information // IEEE Trans. on IT. Vol. 39, May 1993, PP. 733–742.
10. Wyner A. The wire-tap channel, Bell Syst. Techn. J. vol. 54. no 8. 1975, PP. 1355–1387.
11. Мак-Вильямс Ф., Слоэн Н. Теория кодов, исправляющих ошибки. М.: Связь, 1979. - 744 с
12. Берлекэмп Э. Алгебраическая теория кодирования, М.: Мир, 1971. - 139 с.
13. Irvin S. Compression and cryptology. Thesis D. University of Waikato, New Zealand, 1997, 190 p.
14. Carter J., Wegman M. Universal classes of hash functions. Journal of Computer and System Sciences, 1979, Vol. 18, pp. 143 – 154.

REFERENCES

1. Schneier Bruce Applied Cryptography. Protocols, algorithms and source texts in C: Translated from English — Moscow : Williams Publishing House, 2003— - 568 p.
2. Ferguson Niels, Schneier Bruce. Practical cryptography. : Translated from English — M. : Publishing house "Williams", 2005. — 424 p.
3. Sinyuk A.D., Tarasov A.A. INFORMATION BASES OF OPEN NETWORK MULTI-KEY COORDINATION // Izvestia of the Institute of Engineering Physics. 2022. No. 1 (63). pp. 36-42.
4. Sinyuk A.D. Assessment of the conditions of open network multi-key coordination / A.D. Sinyuk, A. A. Tarasov // Actual problems of infotelecommunications in science and education : X International scientific-technical and scientific-methodological conference : collection of scientific articles, St. Petersburg, February 24-25, 2021. – St. Petersburg: St. Petersburg State University of Telecommunications named after Prof. M.A. Bonch-Bruевич, 2021. – pp. 409-413.
5. Sinyuk A.D., Ostroumov O.A. PROTOCOL OF OPEN FORMATION OF A THREE-WAY KEY // High-tech technologies in space research of the Earth. 2014. Vol. 6. No. 2. pp. 48-52.
6. Csiszar I., Korner J. Information theory: coding theorems for discrete memoryless systems. Cambridge University Press, 2011, – 523 p.
7. Gallager R. Information theory and reliable communication. USA, 1968, Translated from English, edited by M. S. Pinsker and B. S. Tsybakov, M, "Soviet Radio", 1974. - 720 p.
8. Fano R. Transmission of information. Statistical theory of communication. – M.: Mir, 1965. – 366 p.
9. Maurer U. Secret Key Agreement by Public Discussion Based on Common Information // IEEE Trans. on IT. Vol. 39, May 1993, PP. 733–742.
10. Wyner A. The wire-tap channel, Bell Syst. Techn. J. vol. 54. no 8. 1975, PP. 1355–1387.
11. McWilliams F., Sloan N. Theory of error-correcting codes. Moscow: Svyaz, 1979. - 744 p.
12. Berlekamp E. Algebraic coding theory, Moscow: Mir, 1971. - 139 p .
13. Irvin S. Compression and cryptology. Thesis D. University of Waikato, New Zealand, 1997, 190 p.
14. Carter J., Wegman M. Universal classes of hash functions. Journal of Computer and System Sciences, 1979, Vol. 18, pp. 143 – 154

К ВОПРОСУ ВЫБОРА СТРУКТУРЫ ПРИЕМНОГО ТРАКТА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ФАЗЫ ПРИ ОТНОШЕНИЯХ СИГНАЛ-ПОМЕХА ЗНАЧИТЕЛЬНО МЕНЬШИХ ЕДИНИЦЫ

И.А. Курчанов¹, А.Е. Лысенко², В.В. Севидов³

¹АО «Российский институт радионавигации и времени», Санкт-Петербург, Россия

²АО «Конструкторское бюро специального машиностроения», Санкт-Петербург, Россия

³Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В статье приводятся исследования применения в приемном устройстве сверхдлинноволновых фазовых радионавигационных систем узкополосной фильтрации после ограничения при соответствующем выборе величины ослабления спектральных составляющих, дающего возможность осуществлять измерение фазы при отношениях сигнал/синусоидальная помеха значительно меньше единицы. Рассмотрены аналитические соотношения, позволяющие оценить уровень квазинепрерывного сигнала и помех на выходе предельного ограничителя.

Ключевые слова: предельный ограничитель, квазинепрерывный сигнал, радионавигационные системы.

TO THE QUESTION OF CHOOSING THE STRUCTURE OF THE RECEIVING PATH FOR PHASE MEASUREMENT WITH SIGNAL-TO-NOISE RATIOS SIGNIFICANTLY LESS THAN ONE

I.A. Kurchanov¹, A.E. Lysenko², V.V. Sevidov³

¹JSC " Russian Institute of Radionavigation and Time ", Saint Petersburg, Russia

²JSC "Design Bureau of Special Engineering", Saint Petersburg, Russia

³Military Academy of telecommunications named after Marshal of the Soviet Union S.M. Budyonny, Saint Petersburg, Russia

Abstract. The article presents studies of the use of ultra-long-wave phase radio navigation systems of narrow-band filtering in the receiving device after restriction with an appropriate choice of the attenuation of spectral components, which makes it possible to measure the phase at a signal/sinusoidal interference ratio significantly less than one. Analytical relations allowing to estimate the level of quasi-continuous signal and interference at the output of the limiting limiter are considered.

Keywords: limit limiter, quasi-continuous signal, radio navigation systems.

1. ВВЕДЕНИЕ

Особенностью атмосферных помех в рабочем диапазоне сверхдлинноволновых фазовых радионавигационных систем является их негауссовый характер, обусловленный наличием не только белого шума, но и случайной последовательности импульсов.

Известно [1, 2], что оптимальный приемник для оценки параметров слабого сигнала в условиях воздействия негауссовой помехи при независимых выборочных значениях смеси должен содержать нелинейный преобразователь и линейный тракт, оптимальный при нормальных помехах. Характеристика оптимального нелинейного преобразователя, приведенная в работе [3], достаточно сложна, поэтому в качестве компромиссного решения в большинстве современных отечественных и зарубежных

радиоприемных устройств сверхдлинноволновых фазовых радионавигационных систем используется система: “широкополосный фильтр-ограничитель-узкополосный фильтр” (рисунок 1). Статистические характеристики смеси синусоидального сигнала и гауссовой, а также и негауссовой составляющих атмосферного шума рассмотрены в работах [3] и [4].

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Вместе с тем в настоящее время постоянно повышается насыщенность рабочего радиочастотного диапазона сверхдлинноволновых радионавигационных систем сигналами РЭС различных служб, а также радиопомехами от бортового электрооборудования объектов. Помехозащищенность приемного тракта, включающего различные типы измерителей фазы, в том числе и для случая, когда на выходе ограничителя установлен полосовой фильтр, при воздействии синусоидальной помехи рассмотрена в работе [5]. Однако рассмотрение ограничено условием, что отношение помеха-сигнал на входе ограничителя не превышает единицу в то время, как на практике оно может быть и большим.

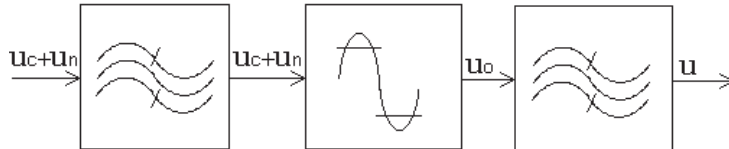


Рис. 1. Блок-схема устройства: “широкополосный фильтр-ограничитель-узкополосный фильтр”

Синусоидальная помеха вида:

$$u_n = U_n \sin[\omega_n t + \varphi_n], \quad (1)$$

частота которой ограничивается полосой задерживания широкополосного входного фильтра в результате линейного сложения с сигналом вида:

$$u_c = U_c \sin[\omega_c t + \varphi_c], \quad (2)$$

образует биения на входе ограничителя вида:

$$u = U_c \sin[\omega_c t + \varphi_c] + U_n \sin[\omega_n t + \varphi_n] = U(t) \sin[\omega_c t + \varphi(t)], \quad (3)$$

где

$$U(t) = U_n \sqrt{1 + r^2 + 2r \cos[\Omega t + \varphi_n - \varphi_c]};$$

$$\frac{U_n}{U_c} = r;$$

$$\omega_n = \omega_c + \Omega;$$

$$\varphi(t) = \arctg \frac{\sin \varphi_c + r \sin[\Omega t + \varphi_n]}{\cos \varphi_c + r \cos[\Omega t + \varphi_n]}.$$

3. ОПИСАНИЕ РАЗРАБОТАННОГО РЕШЕНИЯ

Поскольку $\Omega \ll \omega_c$, амплитуду $U(t)$ и фазу $\varphi(t)$ результирующего напряжения можно полагать, как медленно меняющиеся в пределах одного периода высокой частоты. Форму результирующего напряжения можно считать синусоидальной.

Полагая $\varphi_c = 0$, получим выражение мгновенной разности фаз сигнала и помехи:

$$\psi(t) = \operatorname{arctg} \frac{r \sin[\Omega t + \varphi_n]}{1 + r \cos[\Omega t + \varphi_n]}. \quad (4)$$

Анализ зависимости среднеквадратического отклонения фазы сигнала от отношения помеха-сигнал осуществлен в работе [6], где показано, что физическим порогом помехозащищенности широкополосного фазоизмерительного устройства по отношению к синусоидальной помехе является отношение помеха-сигнал, равное единице. На рисунке 2 приведена зависимость фазы сигнала от фазы синусоидальной помехи при различных амплитудных соотношениях, в том числе и при превышении помехой сигнала. Из графика видно, что как при отношении помеха-сигнал меньшем единицы, так и при отношении большем единицы, эта зависимость нелинейна.

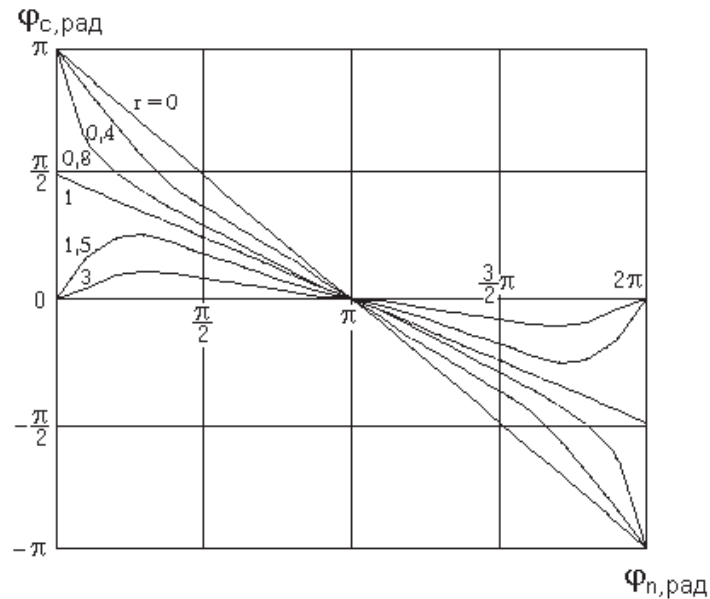


Рис. 2. График зависимости фазы сигнала от фазы помехи при различных амплитудных соотношениях

В то же время, очевидно, что в том случае, когда максимальное значение амплитуды результирующего напряжения в системе “широкополосный фильтр-ограничитель-узкополосный фильтр” меньше порога ограничения, синусоидальная помеха, находящаяся в полосе задерживания узкополосного фильтра, может быть ослаблена до величины, при которой среднеквадратическое отклонение фазы сигнала не превысит допустимой величины. При уменьшении уровня ограничения возникает фазовая погрешность, величина которой максимальна для случая предельного ограничения, когда на выходе ограничителя напряжение имеет прямоугольную форму.

Представим напряжение предельного ограничителя в виде гармонического ряда [7]:

$$u_o = \frac{4}{\pi} U_o \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n-1} \sin[(2n-1)(\omega_o t + \psi(t))], \quad (5)$$

где U_o – амплитуда напряжения на выходе ограничителя.

Будем полагать, что с учетом избирательности “относительно широкополосного” фильтра, установленного после ограничителя, напряжение принимает вид:

$$u = \frac{4}{\pi} U_o \sin[\omega_c t + \psi(t)], \quad (6)$$

Под условием “относительной широкополосности” понимается такое ослабление гармонических составляющих вида $(2n-1)\omega_c$ для $n > 1$, при котором они не оказывают влияния на измерение фазы синусоидального напряжения, соответствующего $n = 1$.

Для случая, когда величина $r < 1$, фазу результирующего напряжения можно представить в виде гармонического ряда:

$$\psi(t) = \operatorname{arctg} \frac{r \sin[\Omega t + \varphi_n]}{1 + r \cos[\Omega t + \varphi_n]} = - \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \frac{r^n}{n} \sin n(\Omega t + \varphi_n). \quad (7)$$

Тогда напряжение на входе фильтра может быть записано так:

$$u = \frac{4}{\pi} U_o \sin \left[\omega_c t - \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \frac{r^n}{n} \sin n(\Omega t + \varphi_n) \right], \quad (8)$$

то есть, в виде колебания, модулированного по частоте гармоническими составляющими частоты Ω с индексами модуляции $\frac{2^n}{n}$. Спектр такого колебания содержит боковые составляющие, отстающие от основной частоты ω_c на частоты, кратные величине Ω [8]. Сужая полосу пропускания и увеличивая избирательность узкополосного фильтра на выходе ограничителя, можно получить такое ослабление боковых составляющих спектра, при котором они практически не будут оказывать влияние на фазовую погрешность приема, то есть напряжение на выходе фильтра может быть представлено в виде:

$$u \approx \frac{4}{\pi} U_o \sin \omega_c t. \quad (9)$$

Таким образом, работа системы “широкополосный фильтр-ограничитель-узкополосный фильтр” аналогична работе мгновенной АРУ, если применяемый узкополосный фильтр обеспечивает ослабление боковых составляющих спектра смеси сигнала и помех, отстающих от частоты ω_c на величину Ω и более, и позволяет уменьшить фазовую погрешность приема сигнала, обусловленную нелинейным процессом ограничения в приемном тракте.

Рассмотрим теперь случай, когда амплитуда помехи превышает амплитуду сигнала, то есть, когда $r > 1$. Обозначив $\theta(t) = \Omega t + \varphi_n$, воспользуемся выражением для главного значения логарифма комплексного числа:

$$\ln\{1 + r[\cos \theta(t) + j \sin \theta(t)]\} = \ln|1 + r \cos \theta(t) + jr \sin \theta(t)| + j \arg\{1 + r[\cos \theta(t) + j \sin \theta(t)]\}, \quad (10)$$

при этом:

$$\arg\{1 + r[\cos \theta(t) + j \sin \theta(t)]\} = \operatorname{arctg} \frac{r \sin \theta(t)}{1 + r \cos \theta(t)}.$$

Так как $r[\cos \theta(t) + j \sin \theta(t)] > 1$, то ряд для логарифма $\ln\{1 + r[\cos \theta(t) + j \sin \theta(t)]\}$ расходится.

Представим:

$$\begin{aligned} \ln\{1 + r[\cos \theta(t) + j \sin \theta(t)]\} &= \left(\frac{1}{r[\cos \theta(t) + j \sin \theta(t)]} + 1 \right) = \\ &= \ln\{r[\cos \theta(t) + j \sin \theta(t)]\} + \ln\left\{1 + \frac{1}{r[\cos \theta(t) + j \sin \theta(t)]}\right\}. \end{aligned} \quad (11)$$

Первое слагаемое можно записать в виде [9]:

$$\ln\{r[\cos \theta(t) + j \sin \theta(t)]\} = \ln r + j\theta(t). \quad (12)$$

Учитывая, что $\frac{1}{r[\cos \theta(t) + j \sin \theta(t)]} < 1$ и поэтому справедливо разложение [9]:

$$\ln\left\{1 + \frac{1}{r[\cos \theta(t) + j \sin \theta(t)]}\right\} = \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n-1} \{r[\cos \theta(t) + j \sin \theta(t)]\}^{-n}. \quad (13)$$

Можно записать:

$$\ln\{1 + r[\cos \theta(t) + j \sin \theta(t)]\} = \ln r + j\theta(t) + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n-1} \frac{\{r[\cos \theta(t) + j \sin \theta(t)]\}^{-n}}{n}. \quad (14)$$

Воспользовавшись формулой Муавра, представим:

$$\begin{aligned} \ln|1 + r \cos \theta(t) + jr \sin \theta(t)| + \operatorname{arctg} \frac{r \sin \theta(t)}{1 + r \cos \theta(t)} = \\ = \ln r + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n-1} \frac{2^{-n} \cos \theta(t)}{n} + j \left[\theta(t) - \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n-1} \frac{2^{-n} \sin n\theta(t)}{n} \right]. \end{aligned} \quad (15)$$

Приравняв мнимые составляющие в обеих частях равенства (15), получаем:

$$\operatorname{arctg} \frac{r \sin \theta(t)}{1 + r \cos \theta(t)} = \theta(t) - \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n-1} \frac{2^{-n} \sin n\theta(t)}{n}. \quad (16)$$

Следовательно напряжение на входе фильтра может быть представлено в виде:

$$\begin{aligned} u &= \frac{4}{\pi} U_o \sin \left[\omega_c t + \Omega t + \varphi_n + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n-1} \frac{2^{-n}}{n} \sin n(\Omega t + \varphi_n) \right] = \\ &= \frac{4}{\pi} U_o \sin \left[\omega_n t + \varphi_n + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n-1} \frac{2^{-n}}{n} \sin n(\Omega t + \varphi_n) \right]. \end{aligned} \quad (17)$$

Как видно из выражения (17), на входе узкополосного фильтра имеет место колебание помехи, модулированное по частоте гармоническими составляющими частоты Ω . Спектр такого колебания подобен спектру колебания, записанного выражением (8), но несущая частота его равна ω_n , а не ω_c . Покажем, что в спектре содержится боковая частота, соответствующая частоте сигнала.

Для $n = 1$ можно записать:

$$\begin{aligned} u &= \frac{4}{\pi} U_o \sin \left[\omega_n t + \varphi_n - \frac{1}{r} \sin n(\Omega t + \varphi_n) \right] = \\ &= \frac{4}{\pi} U_o \left\{ \cos \left[\frac{1}{r} \sin(\Omega t + \varphi_n) \right] \sin(\omega_n t + \varphi_n) - \sin \left[\frac{1}{r} \sin(\Omega t + \varphi_n) \right] \cos(\omega_n t + \varphi_n) \right\}. \end{aligned} \quad (20)$$

Для значений $r \gg 1$ можно считать, что:

$$\begin{aligned}\sin\left[\frac{1}{r}\sin(\Omega t + \varphi_n)\right] &\approx \frac{1}{r}\sin(\Omega t + \varphi_n); \\ \cos\left[\frac{1}{r}\sin(\Omega t + \varphi_n)\right] &\approx 1.\end{aligned}\tag{21}$$

Тогда для $n = 1$:

$$\begin{aligned}u &\approx \frac{4}{\pi}U_o\left[\sin(\omega_n t + \varphi_n) - \frac{1}{r}\sin(\Omega t + \varphi_n)\cos(\omega_n t + \varphi_n)\right] = \\ &= \frac{4}{\pi}U_o\left\{\sin(\omega_n t + \varphi_n) - \frac{1}{2r}\sin[(\omega_n + \Omega)t + 2\varphi_n] - \frac{1}{2r}\sin\omega_n t\right\}.\end{aligned}\tag{22}$$

Осуществляя узкополосную фильтрацию, можно выделить составляющую:

$$u \approx \frac{2}{\pi r}U_o \sin \omega_n t.\tag{23}$$

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты исследования позволяют сделать заключение, что применение узкополосной фильтрации после ограничения при соответствующем выборе величины ослабления спектральных составляющих, дает возможность осуществлять измерение фазы при отношениях сигнал/синусоидальная помеха значительно меньше единицы, а полученные аналитические соотношения позволяют оценить уровень квазинепрерывного сигнала и помех на выходе предельного ограничителя.

Количественная оценка имеющего место ухудшения отношения сигнала к узкополосному гауссовскому шуму на выходе рассматриваемой схемы, вследствие ограничения смеси сигнала и синусоидальной помехи, выполнена в работе [10–12] и может быть положена в основу расчета шумовых характеристик приемного тракта.

Фильтрацию после ограничителя целесообразно обеспечивать с помощью цифрового фильтра, обеспечивающего возможность получения необходимой узкой полосы при реализации фильтра.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ремизов Л.Т. Естественные радиопомехи. М.: Наука, 1985. С. 200.
2. Валеев В.Г. Оптимальная оценка параметров сигнала при наличии негауссовых помех. Известия АН СССР, "Техническая кибернетика", 1971. № 2.
3. Рубцов В.Д. Статистические характеристики атмосферного шума и узкополосного сигнала. "Радиотехника". 1976. Т. 31. № 8. С. 22-29.
4. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. С. 624.
5. Никитенко Ю.И., Хмаладзе Т.Г. Сравнение амплитудно-фазового и фазового методов измерения фазы при воздействии синусоидальных помех. "Вопросы радиоэлектроники". 1968. Серия 0Т. Вып. 20. С. 52- 68.
6. Астафьев Г.П., Шебшаевич В.С., Юрков Ю.А. Радиотехнические средства летательных аппаратов. М.: "Сов. радио", 1962. С. 964.
7. Заездный А.М. Гармонический синтез в радиотехнике и электросвязи. М.: Госэнергоиздат, 1961. С. 536.
8. Гоноровский И.С. Частотная модуляция и ее применение. М.: Госиздат по вопросам связи и радио, 1948. С. 284.
9. Фихтенгольц Г.М. Курс дифференциального и интегрального исчисления. М.: Наука. 1970. Т. 2. С. 800.

10. Дж. Джоунс. Идеальное ограничение процесса, состоящего из двух синусоидальных сигналов и случайного шума. Некоторые проблемы обнаружения сигнала, маскируемого флюктуационной помехой. Сборник статей под ред. И.И. Шнер. М.: "Сов. радио", 1965. С. 237-263.
11. Bachevsky S.V., Fokin G.A., Simonov A.N., Sevidov V.V. Positioning of radio emission sources with unmanned aerial vehicles using TDOA-AOA measurement processing. // В сборнике: Journal of Physics: Conference Series. V International Conference on Information Technology and Nanotechnology, ITNT 2019. 2019. С. 042040.
12. Севидов В.В., Волков Р.В., Симонов А.Н. Антенно-фидерные системы средств радиоэлектронного подавления. Учебное пособие / Санкт-Петербург, 2015.

REFERENCES

1. Remizov L.T. Natural radio interference. M.: Nauka, 1985. P. 200.
2. Valeev V.G. Optimal estimation of signal parameters in the presence of non-Gaussian interference. Izvestia of the USSR Academy of Sciences, "Technical Cybernetics", 1971. No. 2.
3. Rubtsov V.D. Statistical characteristics of atmospheric noise and narrowband signal. "Radio engineering". 1976. Vol. 31. No. 8. pp. 22-29.
4. Tikhonov V.I. Statistical Radio Engineering. M.: Radio and Communications, 1982. p. 624.
5. Nikitenko Yu.I., Khmaladze T.G. Comparison of amplitude-phase and phase methods of phase measurement under the influence of sinusoidal interference. "Questions of radio electronics". 1968. Series OT. Issue 20. pp. 52-68.
6. Astafyev G.P., Shebshaevich V.S., Yurkov Yu.A. Radio engineering means of aircraft. M.: "Sov. radio", 1962. p. 964.
7. Zaezdny A.M. Harmonic synthesis in radio engineering and telecommunications. M.: Gosenergoizdat, 1961. p. 536.
8. Gonorovsky I.S. Frequency modulation and its application. M.: Gosizdat on Communications and Radio, 1948. p. 284.
9. Fichtenholz G.M. Course of differential and integral calculus. M.: Nauka. 1970. Vol. 2. p. 800.
10. J. Jones. The ideal limitation of a process consisting of two sinusoidal signals and random noise. Some problems of detecting a signal masked by fluctuation interference. Collection of articles edited by I.I. Shner. M.: "Sov. radio", 1965. pp. 237-263.
11. Bachevsky S.V., Fokin G.A., Simonov A.N., Sevidov V.V. Positioning of radio emission sources with unmanned aerial vehicles using TDOA-AOA measurement processing. // В сборнике: Journal of Physics: Conference Series. V International Conference on Information Technology and Nanotechnology, ITNT 2019. 2019. С. 042040.
12. Sevidov V.V., Volkov R.V., Simonov A.N. Antenna-feeder systems of radio electronic suppression. Uchebnoe posobie / Sankt-Peterburg, 2015.

МЕТОДИКА ПО ОЦЕНКЕ ИНФОРМИРОВАННОСТИ ИСТОЧНИКОВ ДЕСТРУКТИВНЫХ ПРОГРАММНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ О СТРУКТУРЕ КОРПОРАТИВНОЙ СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ

И. Ю. Смирнов, Ю. И. Стародубцев

Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного (Военная академия связи),
Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В работе рассмотрен вопрос повышения устойчивости функционирования корпоративной системы управления в условиях деструктивного воздействия на её информационно-телекоммуникационную инфраструктуру за счет повышения достоверности оценки информированности источника деструктивных воздействий о её структуре. Авторами приводится порядок последовательного и обоснованного учета при оценке важности маршрутизируемых в сети связи общего пользования информационных направлений корпоративной системы управления и распределения деструктивных воздействий по элементам этой сети.

Ключевые слова: сети связи общего пользования, корпоративные системы управления, деструктивные программные воздействия, источник деструктивных воздействий.

METHODOLOGY FOR ASSESSING THE KNOWLEDGE OF SOURCES OF DESTRUCTIVE SOFTWARE IMPACTS ABOUT THE STRUCTURE OF THE CORPORATE MANAGEMENT SYSTEM

I. Y. Smirnov, Y. I. Starodubtsev

Military academy of telecommunications in the name of Marshal of the Soviet Union S.M. Budenny
(Military academy of telecommunications), St. Petersburg, Russia

Abstract. The work considered the issue of increasing the stability of the corporate control system in the conditions of destructive impact on its information and telecommunication infrastructure due to increasing the reliability of assessing the awareness of the source of destructive impacts about its structure. The authors provide the procedure for consistent and reasonable accounting when assessing the importance of information directions of the corporate control system routed in the public communication network and distributing destructive impacts over elements of this network.

Keywords: public communication networks, corporate management systems, destructive software influences, source of destructive influences.

1. ВВЕДЕНИЕ

Развитие инфо-телекоммуникационных технологий привело к формированию на основе сетей связи общего пользования (ССОП) единой сети электросвязи международного киберпространства, являющегося неотъемлемым пространством жизнедеятельности человека. ССОП предоставляют услуги связи множеству корпоративных систем управления (КСУ). Такое взаимодействие позволяет КСУ пользоваться достижениями информационного общества без необходимости создания собственной дорогостоящей инфраструктуры. Однако у данного взаимодействия есть и

отрицательные стороны, выражающиеся в создании дополнительных уязвимостей штатному функционированию и безопасности систем управления.

2. МЕТОДИКА ОЦЕНКИ

Становление и развитие киберпространства способствует развитию в нем угроз для пользователей – киберугроз, реализующихся посредством деструктивных программных воздействий (ДПВ). Проведенный анализ показал постоянный рост ДПВ наряду с количественным и качественным ростом характеристик, образующих киберпространство ССОП [1].

В связи с ограниченностью источников ДПВ в ресурсах объекты их воздействия являются целевыми поэтому знание структуры объекта воздействия позволят нанести ему максимальный ущерб. Противодействие деструктивным воздействиям актуально для любой КСУ, особенно относящийся к критической инфраструктуре государства [2]. Системы управления в зависимости от состава, структуры, занимаемых пространственных, физических и логических фрагментов и ССОП, используемых информационных услуг, представляют объекты различной сложности для источников ДПВ в части определения структуры системы управления.

Своевременное получение данных об информированности источника ДПВ о структуре корпоративной системы управления позволит заблаговременно принять меры к снижению последствий или недопущению проведения источником ДПВ целенаправленной сосредоточенной атаки, направленной на нанесение урона КСУ.

Таким образом возникает необходимость в разработке научно-методических положений по оценке информированности источников ДПВ о структуре КСУ.

Предлагаемая авторами методика по оценке информированности источников ДПВ о структуре КСУ [3] заключается в том, что:

задают площадь реального, оборудованного ССОП, географического фрагмента территории, на котором планируется размещение КСУ, количество и состав органов КСУ и структуру ИН между ними, коэффициент важности ИН, требования к услугам связи, состав и структуру сети связи общего пользования, шкалу оценки информированности источника ДПВ о структуре КСУ, период функционирования КСУ за который необходимо иметь источнику ДПВ оценку о ее структуре;

подключают органы управления КСУ к ближайшим узлам сети связи общего пользования и формируют множество маршрутов между информационно взаимосвязанными абонентами КСУ с учетом заданной структуры ИН, запоминают данные о сформированных маршрутах;

определяют ИН КСУ, проходящие через каждый элемент сети, и коэффициент важности каждого элемента ССОП для КСУ;

строят вариационный ряд элементов ССОП по коэффициенту важности ее элементов;

получают данные о реализованных ДПВ на ССОП с указанием элемента сети и времени воздействия и корректируют маршруты с нарушенным информационным

обменом между информационно взаимосвязанными абонентами КСУ после каждого реализованного воздействия;

строят вариационный ряд элементов ССОП по количеству реализованных ДПВ и корректируют вариационный ряд элементов ССОП по количеству реализованных ДПВ после каждого реализованного воздействия;

сравнивают вариационный ряд элементов ССОП по количеству реализованных ДПВ с вариационным рядом элементов ССОП по коэффициенту важности ее элементов. По результатам воздействий за отведенное время оценивают информированность источника ДПВ о структуре КСУ.

3. ПРИМЕР ОЦЕНКИ

На примере произвольного фрагмента территории с имеющейся на ней телекоммуникационной оснащённостью ССОП и размещенной КСУ (рисунок 1) покажем оценку информированности источника ДПВ о структуре КСУ.

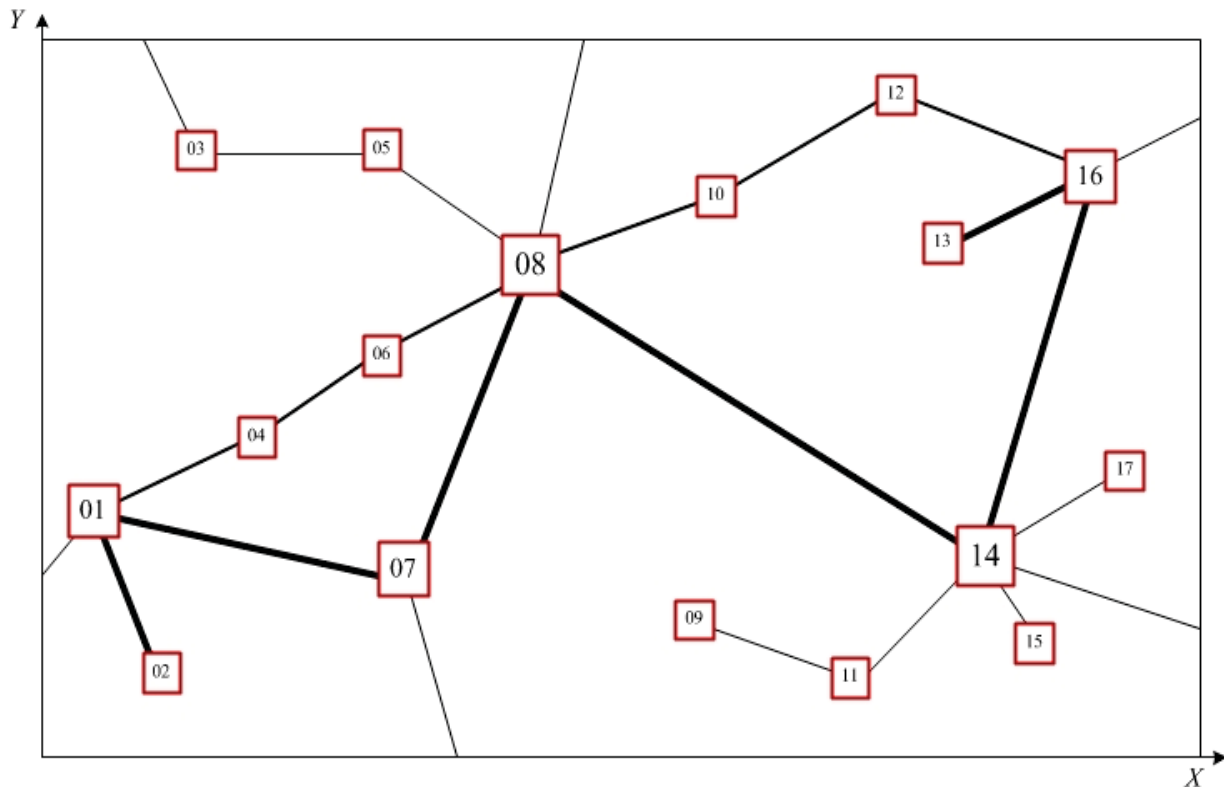


Рис. 1. Фрагмент территории, оборудованный ССОП, на котором планируется размещение КСУ.

Состав и структуру ССОП для примера выбираем произвольную. Элементами являются узлы связи и линии связи их соединяющие. На рисунке 1 каждому элементу ССОП присвоен коэффициент важности $Kэс_i$ в соответствии с важностью ИН КСУ. Задаем маршруты ИН между узлами связи 02 и 13 для основного (линии соединяющие узлы 02, 01, 07, 08, 14, 16, 13) и резервного (линии соединяющие узлы 02, 01, 04, 06, 08, 10, 12, 16, 13) пути. Исходя из этого узлам основного маршрута присвоим $Kэс_i = 1$,

резервного $Kэс_i = 2$, не входящим ни в один маршрут $Kэс_i = 3$. Далее из этих элементов строим вариационный ряд элементов ССОП по коэффициенту важности (таблица 1).

Моделируем ДПВ на элементы заданной ССОП. Так как выбор источником ДПВ элемента ССОП стохастичен, то неизвестно место, время воздействия. Таким образом ДПВ моделируется при помощи датчика случайных чисел с использованием нормального закона распределения. Для этого задаем последовательность всех элементов ССОП, в которых возможно ДПВ, от первого до n -го моделируемого элемента.

Таблица 1. Вариационный ряд элементов ССОП по коэффициенту их важности

№ элемента ССОП	01	02	07	08	13	14	16	04	06	10	12	03	05	09	11	15	17
$Kэс_i$	1	1	1	1	1	1	1	2	2	2	2	3	3	3	3	3	3

В таблице 2 приведен построенный вариационный ряд элементов ССОП по полученным данным о количестве реализованных ДПВ при равновероятном распределении ДПВ по всем элементам ССОП. Источник ДПВ не имеет данных о структуре ИН, соответствующей структуре КСУ.

В таблице 3 приведен построенный вариационный ряд элементов ССОП когда источник ДПВ вскрыл структуру основного ИН.

Таблица 2. Вариационный ряд элементов ССОП по количеству реализованных ДПВ

№ элемента ССОП	11	01	02	03	04	05	06	07	08	09	10	12	13	14	15	16	17
$dэс_i$	2	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Таблица 3. Вариационный ряд элементов ССОП по количеству реализованных ДПВ

№ элемента ССОП	01	02	07	08	13	14	16	04	11	10	12	06	03	05	09	15	17
$dэс_i$	5	5	5	5	5	5	5	2	2	1	1	1	1	1	1	1	1

№ элемента ССОП	коэффициенту важности элемента	№ элемента ССОП	количество реализованных деструктивных воздействий на элемент	№ элемента ССОП	количество реализованных деструктивных воздействий на элемент	d_x	d_{y1}	d_{y2}	$d_x \times d_{y1}$	$d_x \times d_{y2}$	d_x^2	d_{y1}^2	d_{y2}^2
01	1	11	2	01	5	-0,94118	0,941176	2,235294	-0,8858131	-2,10380623	0,885813149	0,88581315	4,99654
02	1	01	1	02	5	-0,94118	-0,05882	2,235294	0,05536332	-2,10380623	0,885813149	0,00346021	4,99654
07	1	02	1	07	5	-0,94118	-0,05882	2,235294	0,05536332	-2,10380623	0,885813149	0,00346021	4,99654
08	1	03	1	08	5	-0,94118	-0,05882	2,235294	0,05536332	-2,10380623	0,885813149	0,00346021	4,99654
13	1	04	1	13	5	-0,94118	-0,05882	2,235294	0,05536332	-2,10380623	0,885813149	0,00346021	4,99654
14	1	05	1	14	5	-0,94118	-0,05882	2,235294	0,05536332	-2,10380623	0,885813149	0,00346021	4,99654
16	1	06	1	16	5	-0,94118	-0,05882	2,235294	0,05536332	-2,10380623	0,885813149	0,00346021	4,99654
04	2	07	1	04	2	0,058824	-0,05882	-0,76471	-0,0034602	-0,0449827	0,003460208	0,00346021	0,584775
06	2	08	1	11	2	0,058824	-0,05882	-0,76471	-0,0034602	-0,0449827	0,003460208	0,00346021	0,584775
10	2	09	1	10	1	0,058824	-0,05882	-1,76471	-0,0034602	-0,10380623	0,003460208	0,00346021	3,114187
12	2	10	1	12	1	0,058824	-0,05882	-1,76471	-0,0034602	-0,10380623	0,003460208	0,00346021	3,114187
03	3	12	1	06	1	1,058824	-0,05882	-1,76471	-0,0622837	-1,86851211	1,121107266	0,00346021	3,114187
05	3	13	1	03	1	1,058824	-0,05882	-1,76471	-0,0622837	-1,86851211	1,121107266	0,00346021	3,114187
09	3	14	1	05	1	1,058824	-0,05882	-1,76471	-0,0622837	-1,86851211	1,121107266	0,00346021	3,114187
11	3	15	1	09	1	1,058824	-0,05882	-1,76471	-0,0622837	-1,86851211	1,121107266	0,00346021	3,114187
15	3	16	1	15	1	1,058824	-0,05882	-1,76471	-0,0622837	-1,86851211	1,121107266	0,00346021	3,114187
17	3	17	1	17	1	1,058824	-0,05882	-1,76471	-0,0622837	-1,86851211	1,121107266	0,00346021	3,114187
Mx		1,94117647	My1	1,058823529	My2	2,764705882							
							$\Sigma d_x \times d_{y1}$		$\Sigma d_x \times d_{y2}$	Σd_x^2	Σd_{y1}^2	Σd_{y2}^2	
							-0,9411765		-26,2352941	12,94117647	0,94117647	61,05882	
							$\sqrt{(\Sigma d_x^2 \times d_{y1}^2)}$		3,49	r_{xy1}	-0,27		
							$\sqrt{(\Sigma d_x^2 \times d_{y2}^2)}$		28,11	r_{xy2}	-0,93		

Рис. 2. Расчёт коэффициента корреляции r_{xy} вариационных рядов методом Пирсона с помощью табличного процессора Microsoft Excel.

Оценку информированности источника ДПВ о структуре КСУ произведем с помощью коэффициента корреляции r_{xy} вариационных рядов рассчитанного методом квадратов (методом Пирсона) с помощью табличного процессора Microsoft Excel (рисунок 2).

Оценочную шкалу установим [4]:

от $\pm 0,7$ до ± 1 – сильная корреляционная связь, т.е. источник ДПВ вскрыл структуру ИН (деструктивное воздействие источника сконцентрировано на элементах ИН);

от $\pm 0,3$ до $\pm 0,699$ – средняя корреляционная связь, т.е. источник ДПВ частично вскрыл структуру ИН (источника ДПВ частично определил элементы принадлежащие ИН);

от 0 до $\pm 0,299$ – слабая корреляционная связь, т.е. источник ДПВ не имеет данных о структуре ИН, соответствующей структуре КСУ (воздействие источника ДПВ на элементы ИН носят случайный характер).

Полученные результаты сравнения вариационных рядов:

1. Таблицы 1 и 2 – коэффициент корреляции $r_{xy} = -0,27$ – источник ДПВ не обладает информацией о структуре ИН КСУ;

2. Таблицы 1 и 3 – коэффициент корреляции $r_{xy} = -0,93$ источник ДПВ вскрыл структуру ИН КСУ.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В современных условиях постоянного роста ДПВ рассматриваемый в работе вопрос оценки информированности источника деструктивных программных воздействий о структуре КСУ как один из способов противодействия деструктивным воздействиям на информационно-телекоммуникационную систему КСУ является актуальным и практически значимым.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кибербезопасность 2021-2022. Тренды и прогнозы. <https://www.ptsecurity.com/ru-ru/research/analytics>. Дата обращения: 01.03.2022 г.]
2. Пермяков А.С., Лепешкин О.М., Митрофанов М.В. Проблемы защищенности информационно-телекоммуникационных сетей специального назначения. // В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXVI Международной научно-технической конференции. В 6-ти томах. 2020. - С. 44-48.
3. Смирнов И.Ю., Стародубцев Ю.И., Иванов С.А., Вершенник Е.В., Закалкин П.В., Васильев А.П., Федоров В.Г., Вершенник А.В. Способ оценки информированности об источнике деструктивных воздействий на структуру корпоративной системы управления. RU 2764390 C1, заяв. 15.07.2020, опубл. 17.01.2022.
4. Иремадзе Э.О., Тиваненко А.О., Файрушин С.Ф. Математический анализ и прогнозирование финансовых результатов с помощью корреляционно-регрессионного анализа. // Теория и практика современной науки, 2018, № 6 (36). С. 268-272.

REFERENCES

1. Cybersecurity 2021-2022. Trends and forecasts. <https://www.ptsecurity.com/ru-ru/research/analytics>. Circulation Date: 01.03.2022]
2. Permyakov A.S., Lepeshkin O.M., Mitrofanov M.V. Security problems of special-purpose information and telecommunications networks. //In the collection: Radar, navigation, communications. Collection of works of the XXVI International Scientific and Technical Conference. In six volumes. 2020. - P. 44-48.
3. Smirnov I.Y., Starodubtsev Y.I., Ivanov S.A., Vershennik E.V., Zakalkin P.V., Vasiliev A.P., Fedorov V.G., Vershennik A.V. Method of assessing awareness of the source of destructive effects on the structure of the corporate management system. RU 2764390 C1, decl. 15.07.2020, publ. 17.01.2022.
4. Iremadze E.O., Tivanenko A.O., Fayrushin S.F. Mathematical analysis and forecasting of financial results using correlation-regression analysis. //Theory and practice of modern science, 2018, No. 6 (36). P. 268-272.

МЕТОДИКА ПОВЫШЕНИЯ ДОСТОВЕРНОСТИ ПРИЕМА ВИДЕОСИГНАЛА СИНХРОНИЗАЦИИ ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ, ПЕРЕДАВАЕМОЙ ПРИ ПРОВЕДЕНИИ ИСПЫТАНИЙ

Д. А. Рубан¹, С. С. Кукушкин¹, С. С. Ушаков²

¹Военная академия РВСН им. Петра Великого, Балашиха, Россия

²4 ГЦМП МО РФ, Капустин Яр, Россия

Аннотация. В настоящее время, при проведении испытаний ракетной техники, качество получаемых данных телеизмерений, под которыми понимается достоверность, и полнота телеметрической информации не удовлетворяют предъявляемым требованиям. Это связано с тем, что процесс передачи телеметрической информации, при проведении испытаний ракетной техники, сопровождается частыми сбоями, вызванными постоянным воздействием различного рода помех. Необходимость разработки нетрадиционных методов для повышения достоверности и полноты получения телеметрической информации на основе инновационных технологий формирования сигналов синхронизации.

Ключевые слова: телеметрическая информация, сигналы синхронизации, помехозащищенность, псевдослучайные последовательности.

A TECHNIQUE FOR INCREASING THE RELIABILITY OF RECEIVING A VIDEO SIGNAL OF SYNCHRONIZATION OF TELEMETRIC INFORMATION TRANSMITTED DURING TESTING

D. A. Ruban¹, S.S. Kukushkin¹, S. S. Ushakof²

¹ Military Academy of the RVSН named after Peter the Great, Balashikha, Russia

²4 SCIL, Kapustin Yar, Russia

Abstract. Currently, when conducting tests of rocket technology, the quality of the received data of tele-measurements, which is understood as reliability, and the completeness of telemetry information do not meet the requirements. This is due to the fact that the process of transmitting telemetry information, during tests of rocket technology, is accompanied by frequent failures caused by constant exposure to various kinds of interference. The need to develop unconventional methods to increase the reliability and completeness of obtaining telemetric information based on innovative technologies for generating synchronization signals.

Keywords: telemetry information, synchronization signals, noise immunity, pseudorandom sequences.

1. ВВЕДЕНИЕ

При формировании данных телеизмерений (ТИ) и передаче их по радиоканалу, параметры, сформированные на борту испытываемого образца, имеют некоторую кадровую структуру. В системах телеизмерений, таких как информационно-телеметрическая система (ИТС) «ОРБИТА-ИВМО», используется временное разделение каналов и распределенная передача бит сигналов синхронизации (СС), когда их включают в состав кодовых конструкций слов-измерений [1].

Для обеспечения синхронизации передаваемых и принимаемых потоков данных ТИ и определения заданной структуры используют специальные сигналы - маркера. Маркер кадра – это специально сформированная последовательность бит, периодически вводимая передатчиком в поток данных. Приемник должен знать эту последовательность и период ее введения. Приемник, после вхождения в режим синхронизации данных, сопоставляет (проверяет корреляцию) эту известную последовательность с потоком поступающих данных в течение временного интервала, заключенного между предшествующим и следующим маркером [2].

Если режим синхронизации передаваемых и принимаемых потоков ТИ не будет установлен на основе СС, то содержательная часть телеметрической информации (ТМИ) будет безвозвратно потеряна. При синхронизации приемника с кадровой структурой корреляция передаваемых и принимаемых потоков ТИ будет практически идеальной. Но ее могут разрушить сбои, вызванные неустойчивой работой радиоканала в условиях помех. Их появление может быть обусловлено: уменьшением соотношения сигнал/шум в канале связи, а также помехами, в результате действия которых СС будет принят с ошибками, что помешает его идентификации.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Разработанные в ходе диссертационного исследования модели и алгоритмы повышения достоверности приема видеосигналов синхронизации на основе составных кодовых конструкций псевдослучайных последовательностей, составляют основу методики повышения достоверности приема видеосигналов синхронизации телеметрической информации, передаваемой при проведении испытаний ракетной техники.

Структура методики повышения достоверности приема видеосигналов синхронизации телеметрической информации, передаваемой при проведении испытаний представлена в виде схемы (рис. 1).

Работа методики, включает в себя следующие основные этапы:

Этап ввода исходных данных. На этом этапе происходит формирование измерительной информации, полученной от датчиковой аппаратуры и преобразованной в видеокод. В результате работы преобразующих устройств происходит формирование множества телеметрических слов $\{X_k\}$, структура которых определяется видом передаваемых параметров. После этого информация поступает для дальнейшего преобразования в кодер.

Этап формирования группового телеметрического сигнала. В кодере происходит преобразование АИМ сигнала в более помехоустойчивый цифровой код (видеокод), или сигнал с кодоимпульсной модуляцией (КИМ). На этом этапе формируется групповой сигнал, имеющий в своей структуре информационную и служебную составляющую. В служебную часть также входят синхросигналы, представляющие из себя маркерные сигналы, маркирующие начало циклов коммутации, начало групп, фраз, слов.

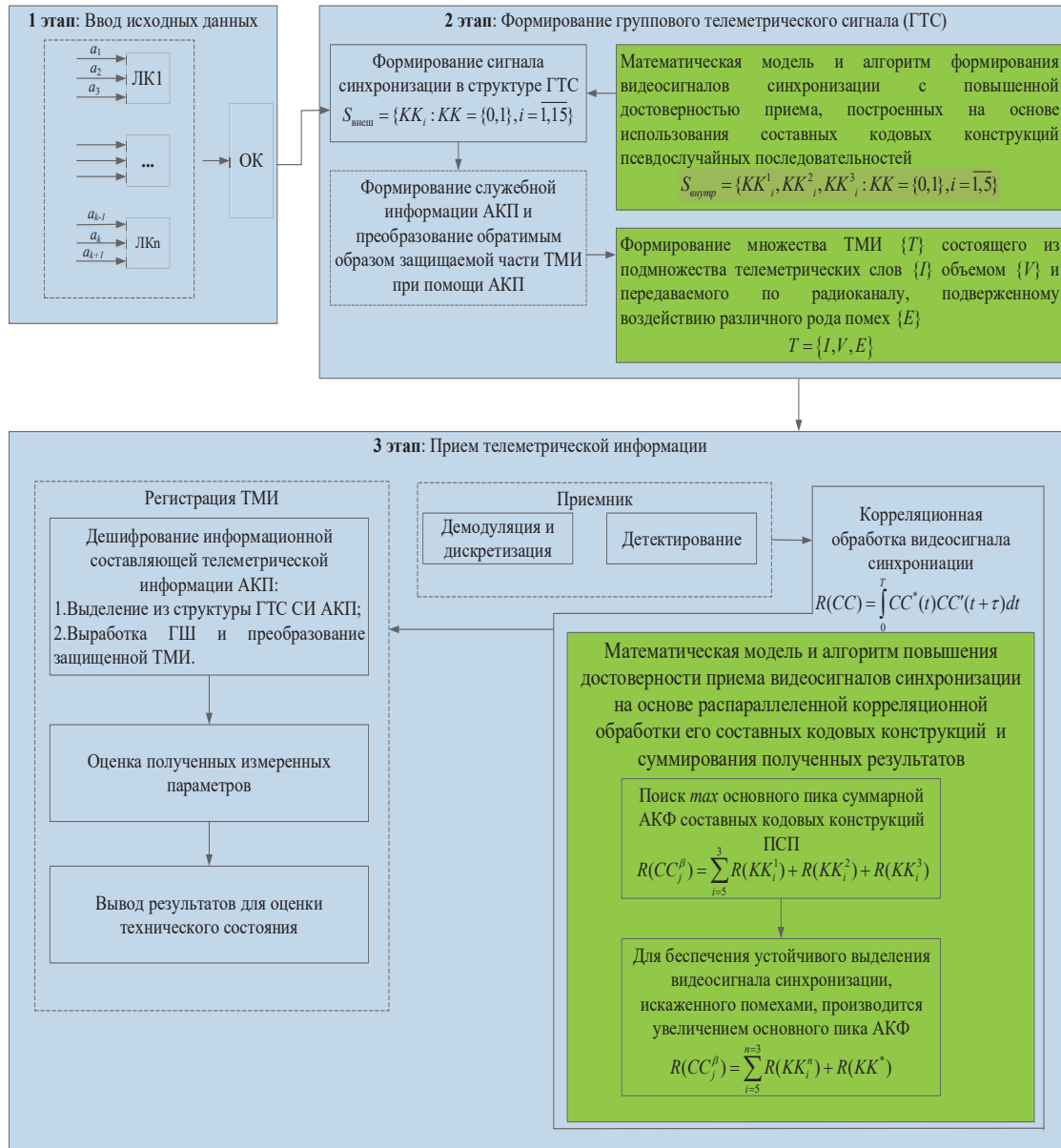


Рис. 1. Структурная схема методики повышения достоверности приема видеосигналов синхронизации телеметрической информации, передаваемой при проведении испытаний.

В качестве маркера фразы, в ИТС «ОРБИТА-IVMO», используется 15-разрядная кодовая комбинация, имеющая внутреннюю структуру $S_{\text{внутр}} = \{KK_i^1, KK_i^2, KK_i^3 : KK = \{0,1\}, i = \overline{1,5}\}$, где KK_i^1, KK_i^2, KK_i^3 - синтезированные кодовые конструкции псевдослучайных последовательностей, первая и третья из которых обладают инверсно-изоморфными свойствами, заключающимися в том, что при суммировании их автокорреляционных функций (АКФ), боковые лепестки компенсируют друг друга, а вторая кодовая конструкция представлена 5-ти разрядным кодом Баркера [3]. В результате использования видеосигнала синхронизации, построенного на основе составных кодовых конструкций псевдослучайных последовательностей, появляется возможность на приемной стороне увеличить достоверность приема сигнала синхронизации, за счет уменьшения боковых лепестков АКФ (рис. 2).

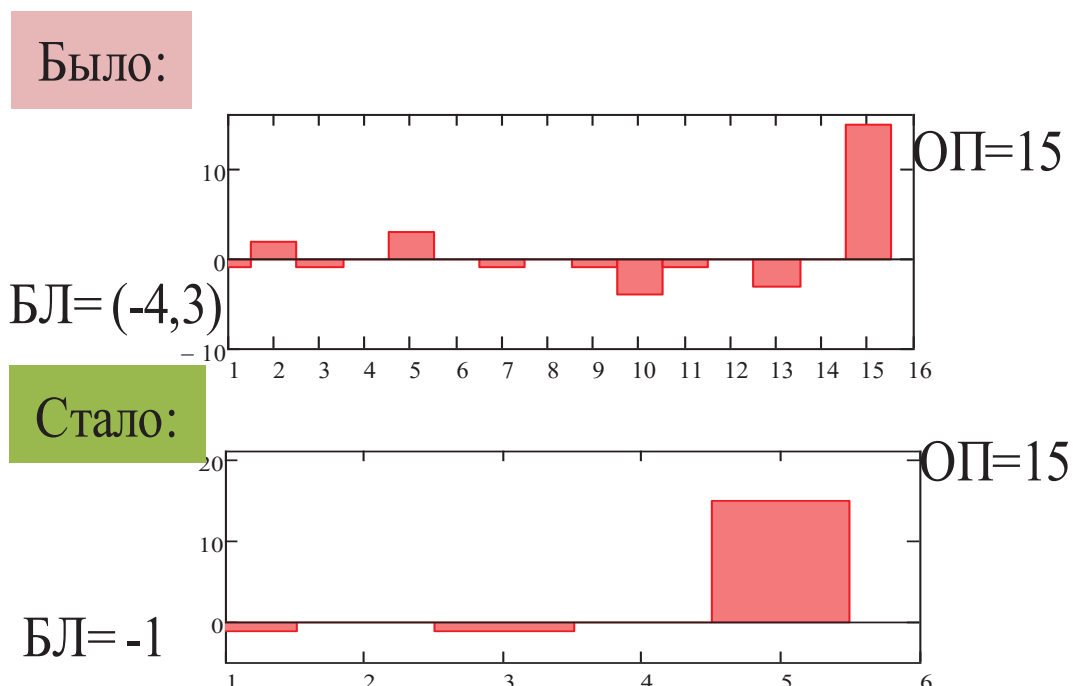


Рис. 2. Результат применения в качестве сигнала синхронизации составных кодовых конструкций псевдослучайных последовательностей.

Кроме того, за счет инверсно-изоморфных свойств составных кодовых конструкций не имеет значение в каком порядке они будут размещены в структуре сигнала синхронизации, так как при суммировании будет получаться одна и та же АКФ. Это позволяет повысить структурную скрытность передачи сигналов синхронизации и группового телеметрического сигнала в целом по показателю потенциальной скрытности более чем в три раза, при условии, что в качестве базового сигнала синхронизации будет использована одна из синтезированных составных кодовых конструкций [4].

Разработанный алгоритм формирования видеосигнала синхронизации с повышенной достоверностью, на основе использования составных кодовых конструкций псевдослучайных последовательностей, позволяет сформировать в существующей структуре группового телеметрического сигнала (ГТС) ИТС «ОРБИТА-IVMO» видеосигналы синхронизации с новой внутренней структурой таким образом, что существующая структура формирования ГТС не заметит разницы, так как каждый разряд ПСП будет находиться на тех же местах, что и ранее.

Этап приема телеметрической информации. Прием, декодирование и регистрацию ТМИ производит приемно-регистрирующая аппаратура. После процесса демодуляции и декодирования полученного ГТС происходит процесс опознавания кодовых групп, структура которых совпадает со структурой синхросигнала, и принимается решение о принадлежности опознанных групп переданному синхросигналу. Новизна приема динамически меняющегося видеосигнала синхронизации, заключается в обнаружении

по итогам суммирования АКФ его составных частей $\sum_{i=5}^3 (R(KK_i^1) + R(KK_i^2) + R(KK_i^3))$,

что позволяет реализовать, заложенную на передающей стороне, возможность

уменьшения боковых лепестков АКФ видеосигналов синхронизации, за счет инверсно-изоморфных свойств, а для увеличения основного пика результирующей АКФ к ней добавляется дополнительная АКФ 5-разрядного кода Баркера $R(KK_i^*)$, хранящаяся в запоминающем устройстве приемной станции. Структура данной дополнительной кодовой последовательности соответствует структуре KK_i^2 . Добавление позволяет увеличить основной пик АКФ и уменьшить до минимума уровень боковых лепестков (рис.3). За счет этого, в ходе приема синхросигнала, получается уменьшить сбои при кратковременных искажениях синхросигнала, и уменьшить потери информационной составляющей группового сигнала.

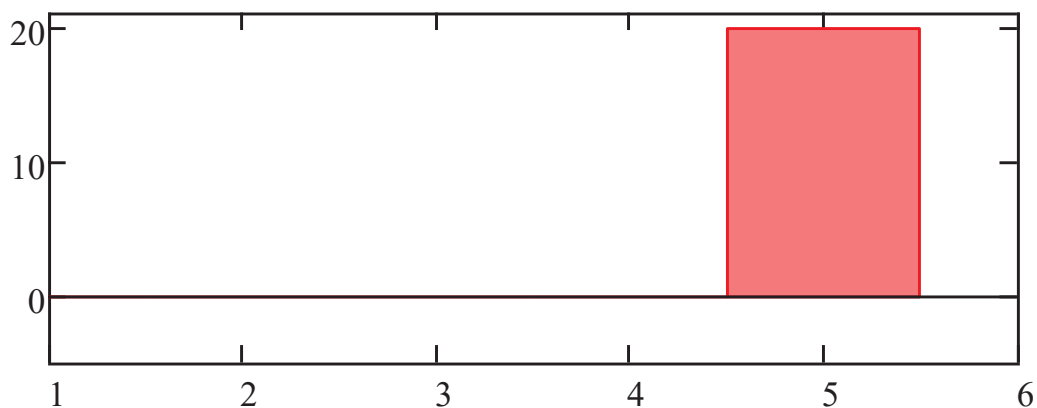


Рис.3. Результат добавления дополнительной кодовой конструкции для минимизации уровня боковых лепестков суммарной корреляционной функции.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате диссертационного исследования разработана методика повышения достоверности приема видеосигналов синхронизации телеметрической информации, передаваемой при проведении испытаний ракетной техники, отличительной особенностью которой является возможность формирования на передающей стороне динамически меняющегося видеосигнала синхронизации, а затем и его обнаружение на фоне другой цифровой информации. При этом, структура видеосигнала синхронизации представляет из себя не неделимую М-последовательность разрядностью i , а составленную из кодовых конструкций ПСП меньшей разрядности $i/3$. Особенности данных составных кодовых конструкций, позволяют минимизировать до минимума уровень боковых лепестков АКФ при приеме, а также повысить структурную скрытность передачи сигналов синхронизации. При этом, не вносятся изменения в структуру ГТС, так как разрядность сигналов синхронизации и места размещения в структуре сигнала, остаются штатными.

ЛИТЕРАТУРА

1. Назаров А. В., Козырев Г. И., Шитов И. В. и др. Современная телеметрия в теории и на практике. СПб., Наука и техника, 2007. – 667 с.
2. Левин Л. С., Плоткин М. А., Цифровые системы передачи информации. М.: Радио и связь, 1982. – 216 с.

3. Кукушкин С. С., Рубан Д. А., Козлов Е. В. Математическая модель и алгоритм формирования помехозащищённого сигнала синхронизации на основе использования составных кодовых конструкций (КК) псевдослучайных последовательностей (ПСП) // Научно-технический журнал «Двойные технологии» №4, 2021
4. Кукушкин С. С., Рубан Д. А., Козлов Е. В. Расчет скрытности сигналов синхронизации представленных на основе использования составных кодовых конструкций (КК) псевдослучайных последовательностей (ПСП) в структуре группового телеметрического сигнала// Известия ВА РВСН имени Петра Великого № 297, 2021, стр.189-194

REFERENCES

1. Nazarov A.V., Kozyrev G. I., Shitov I. V., etc. Modern telemetry in theory and in practice. St. Petersburg, Science and Technology, 2007– - 667 p.
2. Levin L. S., Plotkin M. A., Digital information transmission systems. M.:, Radio and Communications, 1982– - 216 p.
3. Kukushkin S. S., Ruban D. A., Kozlov E. V. Mathematical model and algorithm for the formation of a noise-proof synchronization signal based on the use of composite code constructions (CC) of pseudorandom sequences (PSP) // Scientific and Technical Journal "Dual Technologies" No. 4, 2021
4. Kukushkin S. S., Ruban D. A., Kozlov E. V. Calculation of the secrecy of synchronization signals presented on the basis of the use of composite code constructions (CC) pseudorandom sequences (PSP) in the structure of a group telemetry signal// Izvestiya VA RVSН named after Peter the Great No. 297, 2021, pp.189-194

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ ШУМА НА ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ КАНАЛЫ СВЯЗИ В ОБЛАСТИ БЕРЕГОВОГО КЛИНА

Авдюшин А.С.

Воронежский государственный университет ВГУ, Воронеж, Россия

Аннотация. Работа посвящена моделированию поведения акустических волн в океанических волноводах вблизи берегового клина, а также влиянию дисперсии, горизонтальной рефракции и фонового шума на передачу сигнала.

Ключевые слова: моделирование, акустические сигналы, подводные акустические сети, акустика, дисперсия, горизонтальная рефракция, фоновый шум, компьютерная модель.

SIMULATION OF THE IMPACT OF NOISE ON HYDRO-ACOUSTIC COMMUNICATION CHANNELS IN THE REGION OF THE COAST WEDGE

Abstract. The work is devoted to modeling the behavior of acoustic waves in oceanic waveguides near the coastal wedge, as well as the influence of dispersion, horizontal refraction and background noise on signal transmission.

Keywords: modeling, acoustic signals, underwater acoustic networks, acoustics, dispersion, horizontal refraction, background noise, computer model.

1. ВВЕДЕНИЕ

За последние несколько лет подводная передача сигналов находит всё большее применение в широком круге задач, таких как развертывание систем береговых наблюдений, исследования окружающей среды, автономное управление подводными устройствами и др. По сравнению с другими решениями, такими как, например, дистанционное зондирование (например, с берега или с воздуха), зондирование с помощью подводных датчиков представляет собой гораздо более качественное технологическое решение, обеспечивающее более точные данные и представления о подводной среде.

У акустических сигналов есть неоспоримые плюсы, за счёт которых они наиболее широко используются в построении подводных информационных систем: низкая скорость затухания; небольшой диаметр антенны и отсюда компактность и мобильность системы; высокая дальность передачи, а значит, высокая масштабируемость [1].

Тем не менее, низкочастотные акустические волны имеют ряд характерных черт, которые отличают их от других типов волн и которые необходимо учитывать, как при моделировании, так и при передаче. Скорость их распространения во много раз меньше, чем у оптических и электромагнитных волн, из-за чего страдает пропускная способность [2]. Также не стоит забывать о таких физических явлениях, как дисперсия и рефракция, которые оказывают достаточно сильное влияние на сигнал на пути его передачи.

Далее мы будем рассматривать передачу сигналов в мелком море в области берегового клина, поскольку в таких условиях влияние дисперсии и горизонтальной рефракции становится более явным. Все последующие графики получены с помощью программной разработки, реализованной в среде моделирования Matlab.

2. АЛГОРИТМ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Для начала следует описать созданный алгоритм, с помощью которого происходит моделирование передачи сообщения (рисунок 1). Он состоит из генерации случайного бинарного сообщения, последующего формирования фазо-модулированного сигнала на основе сгенерированного сообщения, формирования искаженного сигнала, фильтра низких частот, через который пропускается принятый сигнал, и декодирования принятого сигнала обратно в бинарную последовательность.

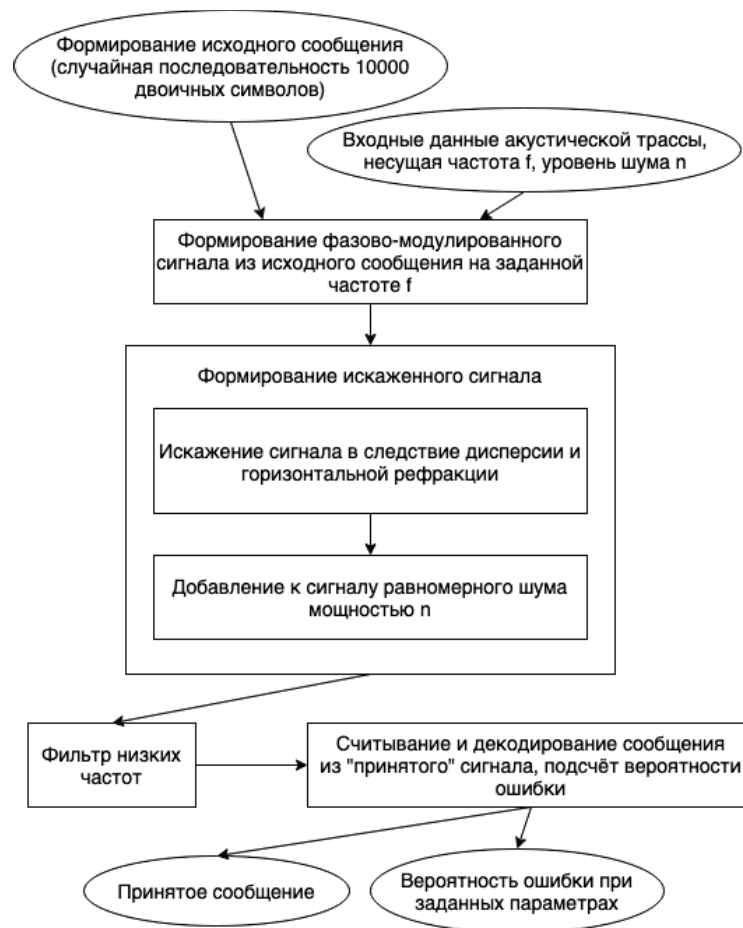


Рис. 1. Блок-схема алгоритма моделирования передачи сигнала с бинарным сообщением

Кроме всех основных функций алгоритм также позволяет строить лучевую картину, выводить исходный и принятый сигнал на графики и считать вероятность ошибки при заданных параметрах передачи.

3. ВЛИЯНИЕ ДИСПЕРСИИ И ГОРИЗОНТАЛЬНОЙ РЕФРАКЦИИ

Перейдём к моделированию: возьмём дистанцию между источником и приёмником равную $L = 50000$ м, глубина волновода (расстояние от поверхности воды до поверхности дна) меняется линейно под углом 15 градусов. В программной симуляции было задано 5000 шагов, т.е. на графике отображен переход каждой горизонтальной акустической моды от начального положения к конечному через 5000 точек. Реализованный программный модуль способен строить лучевые картины для разных частот и горизонтальных акустических мод (рисунок 2).

На рисунке 1 видно, что в одну и ту же точку может прийти два луча – условно прямой и рефрагированный, то есть отражённый от берега. Это необходимо учитывать при дальнейших расчётах.

Исходный сигнал (формула 1) (где f_{min} – минимальная частота (Гц), Δf – приращение частоты (Гц), t – время (сек)) в диапазоне частот 100-300 Гц показан на рисунке 2. На двух следующих графиках (рисунки 3 и 4) можем увидеть форму сигнала, пришедшего по первой моде по прямой и искривлённой траектории соответственно.

$$s(t) = \sin \left(2\pi \left(f_{min} t + \frac{\Delta f}{2\tau} t^2 \right) \right) \quad (1)$$

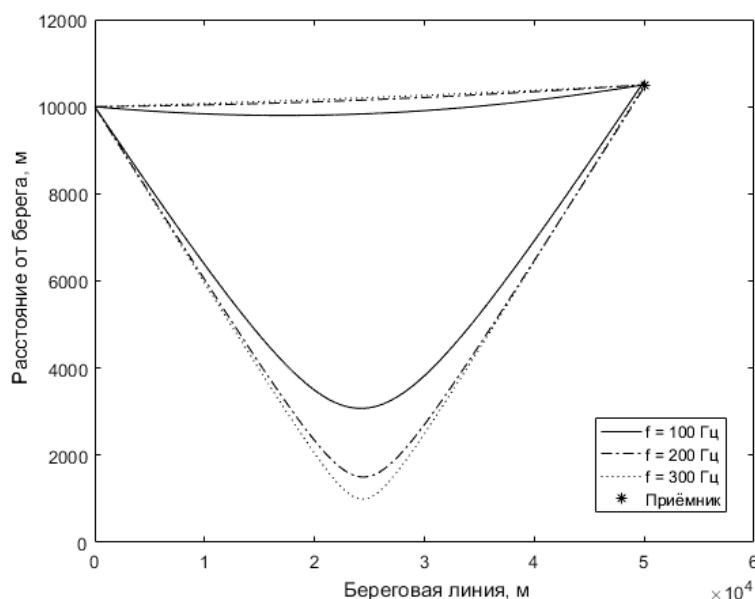


Рис. 2. Лучевая картина для трёх различных частот первой моды сигнала.
На легенде указаны частоты и линии, которыми они обозначены.

Кроме искажения исходного сигнала вследствие дисперсии и рефракции, с помощью реализованного модуля можно выводить графики исходного и принятого сигналов, например как те, что продемонстрированы на рисунках 3-5. Из них видно, что на прямой траектории форма сигнала искажается не так сильно; в случае с рефрагированным лучом наблюдается сильное искажение сигнала, поскольку расстояние, которое он прошёл, заметно больше, чем величина пути прямого луча.

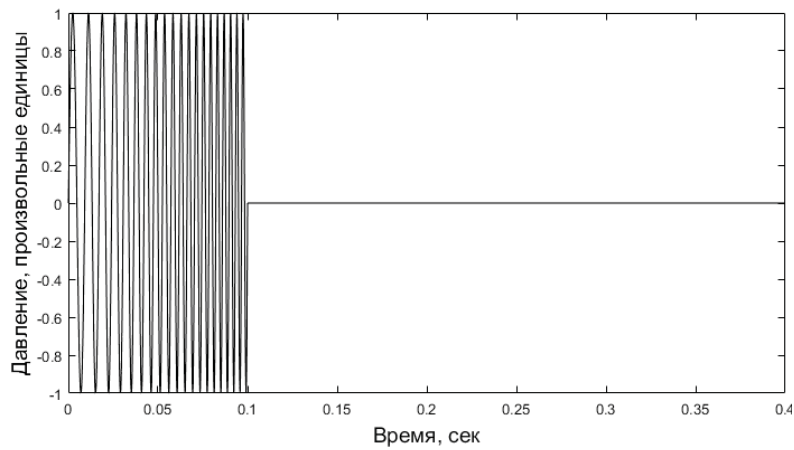


Рис. 3. Исходный сигнал, частота линейно возрастает от 100 до 300 Гц

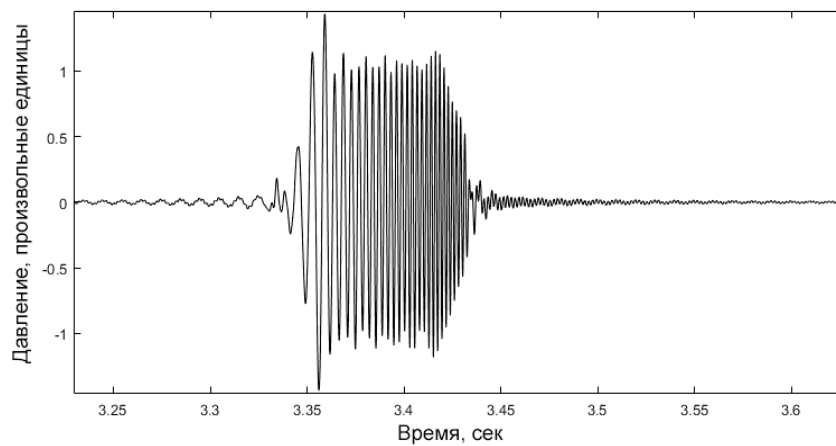


Рис. 4. Первая мода принятого сигнала, траектория прямого луча

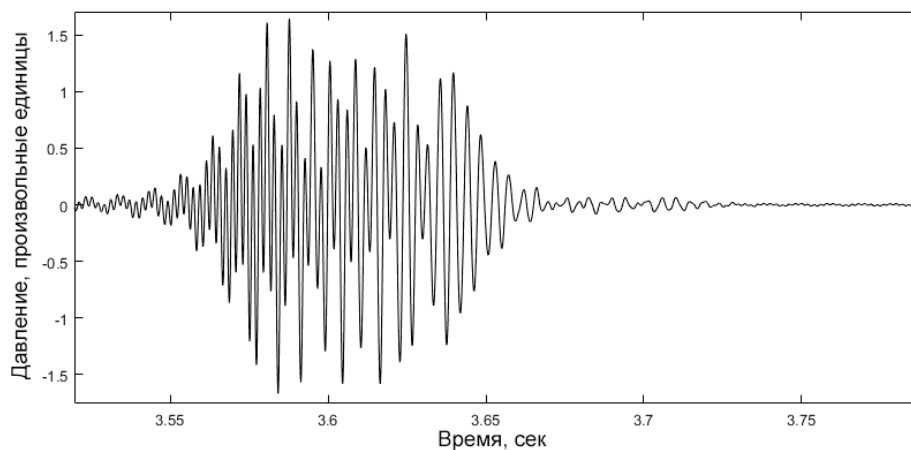


Рис.5. Первая мода принятого сигнала, траектория рефрагированного луча

В качестве вывода стоит отметить, что исходя из результатов моделирования дисперсия в подводных акустических информационных системах менее всего наблюдаема при частотах от 100 до 300 Гц, а горизонтальная рефракция может как растягивать сигнал, идущий по рефрагированному лучу, так и сжимать его, а также существенно искажать его форму, вследствие чего всегда необходимо устанавливать

приёмники акустических сигналов в области двухлучёвости, чтобы был выбор между приёмом по прямой и искаженной траектории.

4. ГЕНЕРАЦИЯ СИГНАЛА

На этом этапе сгенерируем случайное сообщение из 10000 символов и пропустим его через описанный выше алгоритм. Далее посмотрим, как физические явления, а именно дисперсия и рефракция, вкупе с шумом заданного уровня влияют на вероятность ошибки в принимаемом сообщении. Все последующие графики получены с помощью программной разработки, основанной на описанном выше алгоритме и реализованной в среде моделирования Matlab.

На рисунке 6 представлен график, содержащий фрагмент сигнала с условного источника. В качестве модуляции был выбран BPSK – один из алгоритмов фазовой манипуляции, наиболее подходящий под рассматриваемую задачу, поскольку он достаточно устойчивый к особенностям среды и простой для реализации [3].

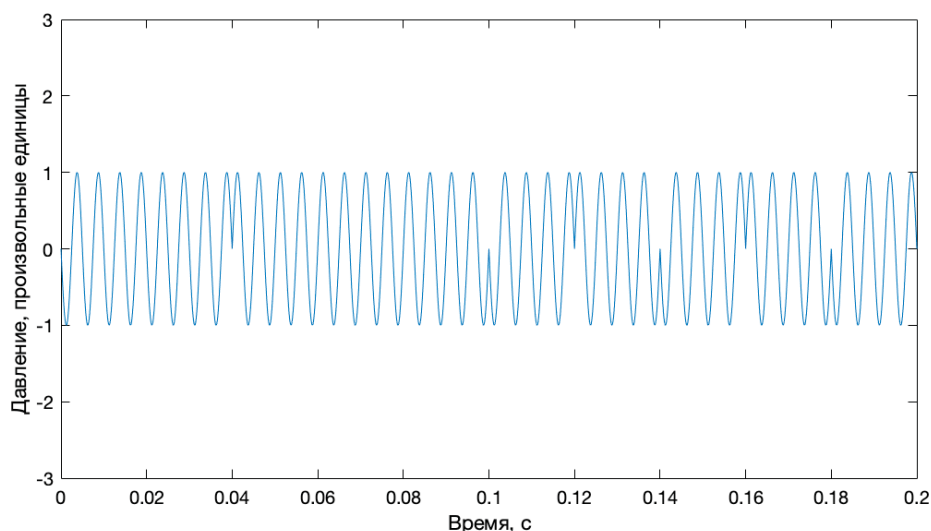


Рис. 6. BPSK-сигнал, излучаемый источником. В сигнал закодирована последовательность из 10000 символов; несущая частота - 200 Гц

График на рисунке 7 показывает сигнал, который прошёл все преобразования, вызванные дисперсией и рефракцией; также к нему добавлен шум, среднеквадратичное значение которого превышает амплитуду сигнала в 3 раза. Для того, чтобы сохранить искажения от дисперсии, горизонтальной рефракции и шума, но при этом иметь возможность декодировать принятый сигнал, в данном случае стоит умножить его на сигнал несущей частоты и воспользоваться фильтром низких частот.

После умножения на сигнал несущей частоты и пропускания через фильтр низких частот, можно заметить, что исходная последовательность символов считывается достаточно явно (рисунок 8). Так происходит из-за того, что лишь малая часть всего шума, действующая на полосе до 300 Гц, влияет на сигнал, в то время как большая часть шума располагается на более высоких частотах.

5. РАСЧЁТ ВЕРОЯТНОСТИ ОШИБКИ ДЛЯ ОКЕАНИЧЕСКОГО ВОЛНОВОДА

В качестве дополнительного результата работы алгоритма можно продемонстрировать график на рисунке 9. Можно убедиться, что физические параметры сильно влияют на точность передачи сообщения, а также сделать вывод о том, что вероятность ошибки в принимаемом сообщении остаётся приемлемой до момента, когда шум превышает сигнал примерно в 10 раз (приемлемой считаем одну ошибку на 50 символов).

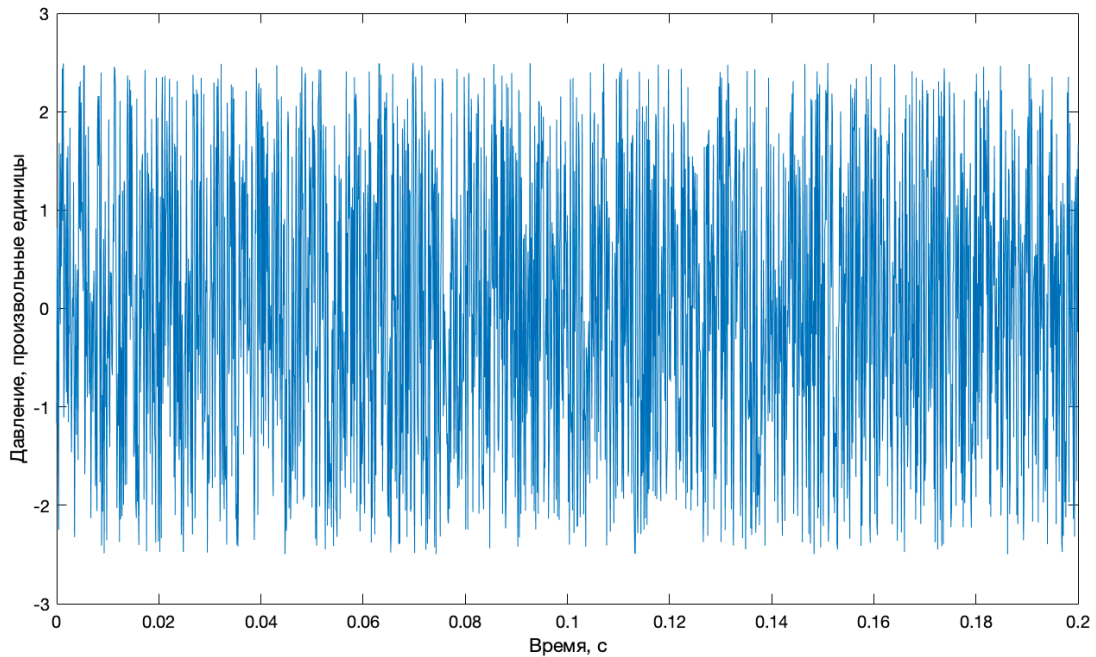


Рис. 7. Сигнал в том виде, в котором он приходит на приёмник

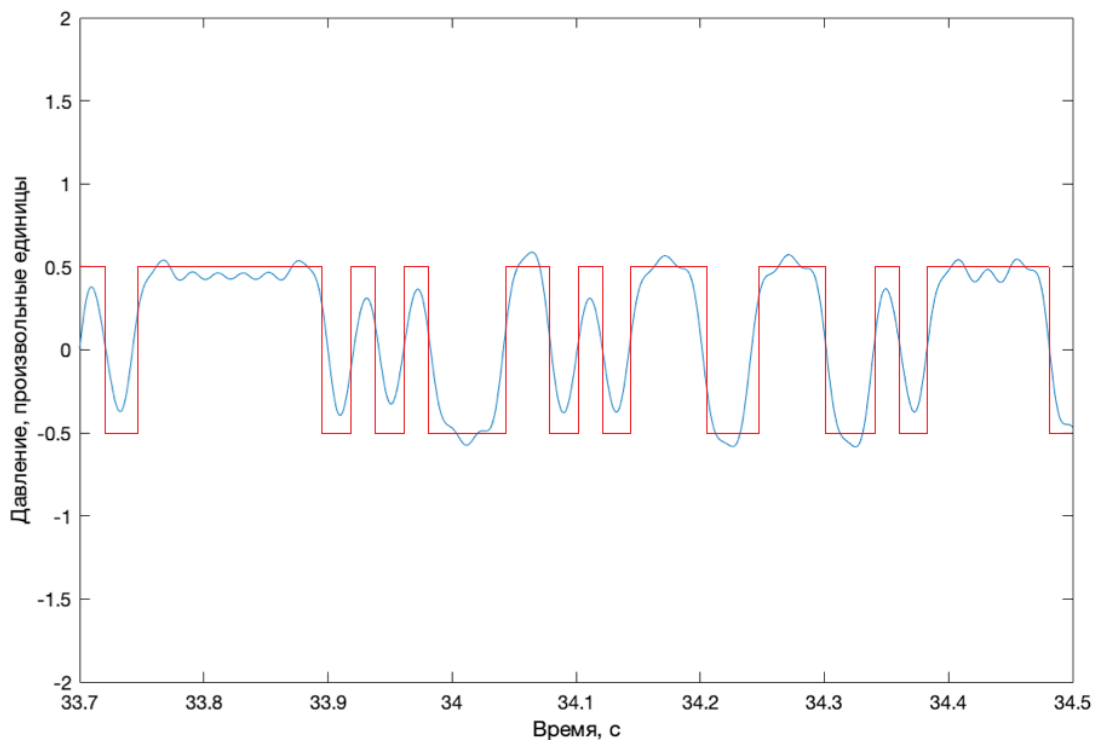


Рис. 8. Принятый сигнал, пропущенный через фильтр низких частот

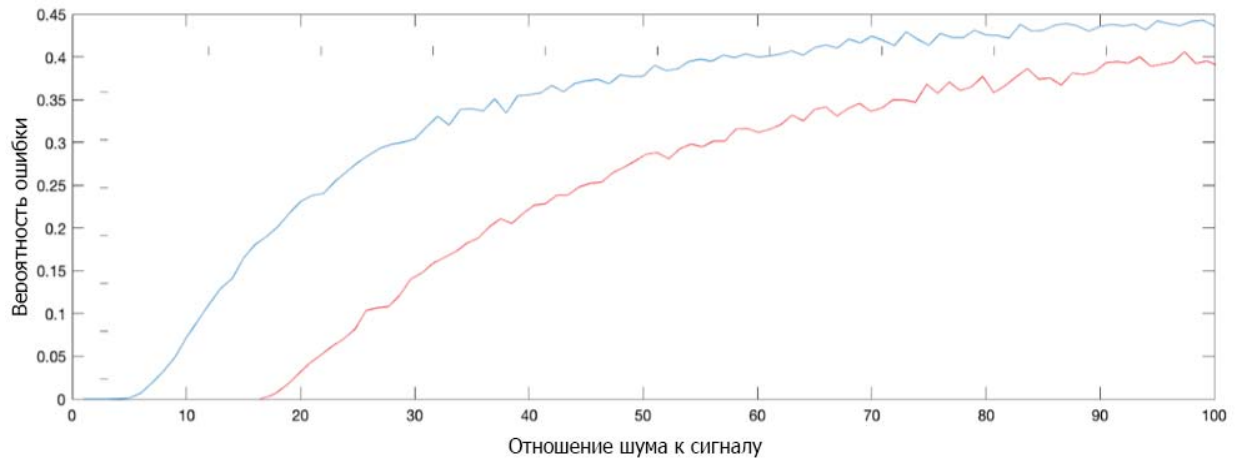


Рис. 9. График зависимости ошибки в сообщении (по вертикальной оси) от отношения шума к сигналу (по горизонтальной оси): синий - с учётом дисперсии и рефракции, красный - без учёта.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе данной работы был разработан программный модуль, алгоритмы которого основаны на исследованиях в области гидроакустической физики.

В результате с помощью разработанного модуля было промоделировано искажение акустических сигналов вследствие дисперсии и горизонтальной рефракции при распространении в водной среде. Также было исследовано влияние вышеописанных физических явлений и подводного шума на передачу бинарного сообщения по акустической трассе.

В качестве вывода можно заключить, что, если считать приемлемой ситуацию, когда на приёмник поступает сигнал, содержащий одну ошибку на 50 символов, то вероятность ошибки в принимаемом сообщении остаётся приемлемой до момента, когда шум превышает сигнал примерно в 10 раз.

ЛИТЕРАТУРА

1. Агеева Н.С. Распространение звука в мелком море // Бреховских Л.М., Андреева И.Б. Акустика океана. Современное состояние. М.: Наука, 1982. – стр. 107-117.
2. Бреховских Л. М., Лысанов Ю. П. Теоретические основы акустики океана. М. Наука, 2007. – 275 стр.
3. Melodia T., Kulhandjian H., Kuo L., Demirors E. Advances in underwater acoustic networking. // Mobile Ad Hoc Networking: Cutting Edge Directions, Second Edition, 2013. – стр. 804-852.

REFERENCES

1. Ageeva N.S. Rasprostranenie zvuka v melkom more // Brekhovskih L.M., Andreeva I.B. Akustika okeana. Sovremennoe sostoyanie. M.: Nauka, 1982. – str. 107-117.
2. Brekhovskih L. M., Lysanov YU. P. Teoreticheskie osnovy akustiki okeana. M. Nauka, 2007. – 275 str.
3. Melodia T., Kulhandjian H., Kuo L., Demirors E. Advances in underwater acoustic networking. // Mobile Ad Hoc Networking: Cutting Edge Directions, Second Edition, 2013. – str. 804-852.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ В РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕХНОЛОГИЙ УПРАВЛЕНИЯ

И. Я. Львович¹, Я. Е. Львович², А. П. Преображенский¹, Ю. П. Преображенский¹

¹АНОО ВО ВИВТ, Воронеж, Россия

²ФГБОУ ВО ВГТУ, Воронеж, Россия

Аннотация. В статье рассматриваются процессы управления радиотехническими системами. Обосновано управление, которое связано с повышением эффективности таких систем. Мониторинг работы осуществлялся на основе сформированной структурной схемы. Предлагается алгоритм анализа рассматриваемой системы.

Ключевые слова: моделирование, радиотехническая система, алгоритм.

THE SIMULATION OF PROCESSES IN A RADIO ENGINEERING SYSTEM USING CONTROL TECHNOLOGIES

I. Ya. Lvovich¹, Ya. E. Lvovich², A. P. Preobrazhenskiy¹, Yu. P. Preobrazhenskiy¹

¹ANOO VO VIVT, Voronezh, Russia

²FGBOU VO VGTU, Voronezh, Russia

Abstract. The paper deals with the control processes of radio engineering systems. Justified management, which is associated with improving the efficiency of such systems. Monitoring of work was carried out on the basis of the formed block diagram. An algorithm for analyzing the system under consideration is proposed.

Keywords: modeling, radio engineering system, algorithm.

1. ВВЕДЕНИЕ

Возможности в действующих информационно - коммуникационных средах оказывают большое влияние на особенности принципов и механизмов в управлении радиотехническими системами. Внутри систем существуют разные подходы по тому, чтобы осуществлять сбор, обработку и применение информации. Тогда есть возможности для того, чтобы принимать решения.

В качестве примера можно отметить мониторинго - рейтинговые подходы. В чем их основная идея? Объекты радиотехнических систем рассматриваются с точки зрения их эффективности работы.

При формировании соответствующих подходов нам придется опираться на методики моделирования и оптимизации. Они связаны с процессами обработки и передачи данных в радиотехнических системах.

Целью работы является разработка совокупности моделей и соответствующих процедур управления эффективностью работы радиотехнических систем. Это позволит трансформировать на основе моделирования процесса обработки и передачи данных в виде многоуровневой мониторинго-рейтинговой информации в оценочные характеристики для того, чтобы реализовать интеллектуальную поддержку в принятии оптимальных решений.

2. ОПТИМИЗАЦИЯ УПРАВЛЕНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИМИ СИСТЕМАМИ

Радиотехническая система должна быть оптимизирована с точки зрения управления. Анализируется положение внутри рейтинга объектов и субъектов. Мы исходим из многокритериальной задачи. В ней сложная радиотехническая система будет переведена к числу лидеров. Анализ демонстрирует, что ключевые этапы решения в задачах оптимизации соблюдаются в рассматриваемом методе [1]:

- происходит формирование модели;
- исходят из выбора критерия оптимальности;
- решения определяются с точки зрения их оптимальности.

Мы рассмотрели возможности реализации подхода по интеллектуальной поддержке, когда принимается решение:

- Анализ характеристик исходной информации.
- Критерии оценок формируются в ходе решения задачи.
- Полученных критерии анализируются с точки зрения их коэффициентов важности;
- Выделение таких критериев, которых приведет для радиотехнической системы к повышению рейтинга.

3. ВЫБОР СИСТЕМЫ ПОКАЗАТЕЛЕЙ И РЕАЛИЗАЦИЯ МОНИТОРИНГА - РЕЙТИНГОВОГО ОЦЕНИВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

Мониторинг работы радиотехнических систем осуществлялся на основе структурной схемы, которая приведена на рис. 1.

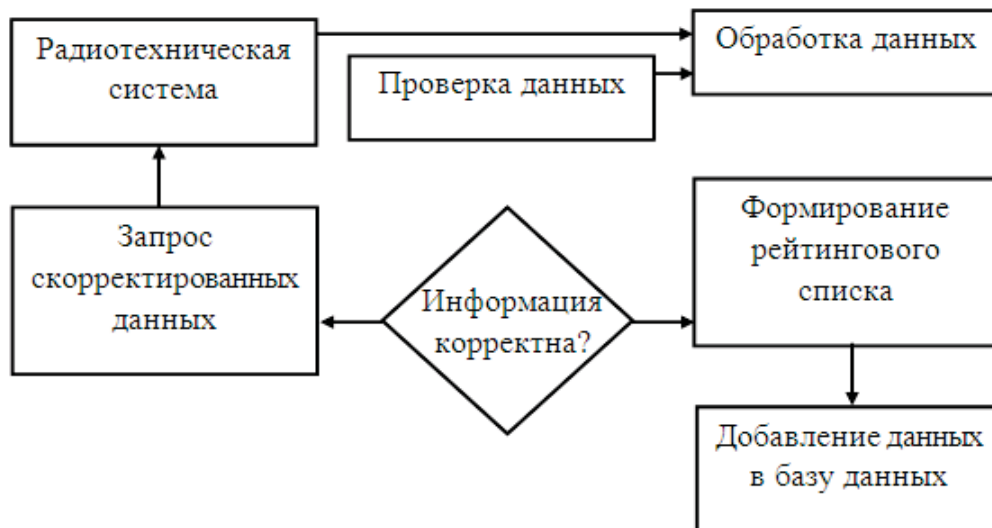


Рис. 2. Структурная схема, демонстрирующая внутреннюю оценку по эффективности работы радиотехнических систем

Цель мониторинга состояла в том, чтобы формировать статистические и аналитические материалы. Тогда в дальнейшем можно принимать решения о том какие из радиотехнических систем будут более эффективными. Всего в мониторинге приняло участие 130 радиотехнических систем.

Всего было выделено 5 показателей (направлений деятельности), по которым осуществлялась оценка радиотехнических систем: 1.средства, предназначенные для идентификации, 2.средства, предназначенные для осуществления измерений, 3.средства, предназначенные для того, чтобы передавать данные, 4.средства, предназначенные для того, чтобы вести обработку данных, 5.средства, предназначенные для того, чтобы вести хранение данных [2].

Была выбрана система *RTI*. Ее мы наблюдали и сравнивали ее показатели с показателями других радиотехнических систем. По указанным показателям анализируемая радиотехническая система из 130 возможных находилась на 24, 15, 19, 44, 69 местах, соответственно.

Исходим из анализа направлений деятельности. Будет осуществлен процесс ранжирования их по степени эффективности для *RTI*. Тогда мы ориентируемся на то, как создаются позиции внутри всей таблицы рейтингов.

Покажем, каким образом в практических случаях применяем алгоритм интеллектуальной поддержки. Он позволяет принимать решения для того, чтобы в радиотехнической системе осуществлять подстройку под конкретные условия. Тогда будут изменяться положения данной системы с точки зрения видов ее работы на основе рейтингового подхода [4].

1.Мы сформируем множество *RTI*, в котором содержатся названия и значения критериев, позволяющих осуществлять оценивание радиотехнической системы по направлениям работы *Nap_x*.

Таблица 1. Содержание множества *RTI*

Наименование критерия, <i>nCrRTI</i>	Значение критерия, <i>vCr RTI</i>
1	0.1
2	1.204
3	1.14
4	0.2
5	0.192

$$RTI = \{ Act_x, x = 1, 2, \dots, n \}. \quad (1)$$

$$nCrRTI_i(Act_x), i = 1, 2, \dots, n. \quad (2)$$

$$Lm(Nap_x) = \{ Lm_i(Nap_x) \}, i = 1, 2, \dots, M. \quad (3)$$

$$Lm_i(Nap_x) \leq Lm_i^0, i = 1, 2, \dots, M. \quad (4)$$

Анализируем критерии оценок видов объектов радиотехнической системы. Например, они могут попасть к слабым звеньям. Тогда ориентируемся на то, чтобы в требуемых объемах выполнялись все работы в радиотехнических системах. Также следует отметить, что критерии формируются относительно группы пользователей

$$WI = \{ WI_\alpha, \alpha = 1, 2, \dots, n \}. \quad (5)$$

где: Wl – множество категорий объектов радиотехнической системы, принадлежащих слабым звеньям группы пользователей.

$$Cr_i(Wl_\alpha), i = 1, 2, \dots, n. \quad (6)$$

где: Cr – критерии, характеризующие категорию Wl_α .

$$Lm(Wl_\alpha) = \{Lm_i(Wl_\alpha)\}, i = 1, 2, \dots, n. \quad (7)$$

где: Lm – множество ограничений, накладываемых на категорию Wl_α .

$$Lm_i(Wl_\alpha) \leq Lm_i^0, i = 1, 2, \dots, M. \quad (8)$$

где: Lm_i^0 – допустимое значение i -го ограничения; M – число ограничений.

В данном случае ограничениями будут являться:

- значения времени наблюдения;
- количество объектов в радиотехнической системе;
- качество объектов в радиотехнической системе;
- мощность множества ресурсов в радиотехнической системе;
- количество пользователей, которые работают в радиотехнической системе.

Для рассматриваемого случая в качестве ограничения мы рассматриваем время, позволяющее обеспечить достижение улучшений в значениях $nRT1_i$.

2.Сформируем множество OBJ_x , в котором будут содержаться названия и значения критериев, позволяющих оценивать все радиотехнические системы, кроме $RT1$.

Таблица 2. Содержание множества OBJ_x

Наименование, $nOBJ_xCr$	Значение, $vOBJ_1Cr$	Значение, $vOBJ_2Cr$	Значение, $vOBJ_nCr$
1	0	0	x
2	1.15	0.92	x
3	0	0	x
...	...	...	...
5	22.9	8	x

3.Проведем запуск алгоритма, в котором осуществляется поиск слабого звена.

Пусть мы исключаем слабое звено. При этом радиотехническая система формирует соответствующие условия. Звенья уже не будут слабыми, если выполняются условия. Анализируемые компоненты подвергаются декомпозиции. При этом идет выделение ключевых процессов. Кроме того, требуется устанавливать их последовательность.

В подобном случае алгоритм состоит в том, что будут осуществляться сравнения значений критериев. Дается анализ соответствующих множеств $RT1$ и OBJ_x . В качестве слабого звена мы будем считать соответствующий критерий. Он рассматривается по множеству $RT1$, значение которого будет менее значений такого критерия, который минимален. Когда слабое звено будет обнаружено, тогда формируется множество

$OBJ_{standart}$, в в котором находятся названия и значения критериев, которые будут эталонными на данный момент времени для RTI .

Таблица 3. Содержание множества $OBJ_{standart}$

Наименование, $nCrOBJ_{standart}$	Значение, $vCrOBJ_{standart}$
1	1.6
2	1.24
3	1.16
4	0.1
5	0.22

4.Проведем формирование множества ресурсов Res .

Количество дней DT_{end} , которые необходимы, чтобы достигнуть результата, связанного с улучшением i – го критерия в множестве RTI , основываясь на i – м критерии множества $OBJ_{standart}$ и спрогнозировать на основании матрицы ресурсов RTI конечную величину в i – м критерии множества RTI .

Таблица 4. Матрица, описывающая ресурсы RTI

Критерий, $nCr RTI_{up}$	Время, Tm	Количество баллов, Cv
Cr_i	X	Y
...	...	...

$$Res = \{ nCrRTI_{up_i} \in (Cv_i * (DT_{end} / Tm_i)) \}, i = 1, 2, \dots, n. \quad (9)$$

5.Определение коэффициентов важности. Полученные критерии будут связаны с ними определенным способом.

По каждому из направлений работы Nap_x будет происходить формирование последовательности действий. Она основывается на множестве Res .

$$Fc_i = \{ \alpha_t, t = 1, 2, \dots, r \}. \quad (10)$$

здесь: Fc_i – рассматривается в виде множества коэффициентов важности критериев по i -му направлению работы RTI , a_t – является коэффициентом важности по t -му критерию.

$$\sum_{t=1}^r a_t = (1 + \sum_{i=1}^n F_i) * \left(\frac{\sum_{i=1}^n F_i}{2} \right). \quad (11)$$

здесь:

$$F_i \subset Res_j, \quad i, j = 1, 2, \dots, n. \quad (12)$$

здесь: j – является порядковым номером в критерии направления работы.

6.Элементы множества Res_j ранжируются относительно убывающей относительным образом величины $\sum_{i=1}^n F_i$.

7.Последовательным образом будут присвоены элементам множества Res_j коэффициенты важности, которые из множества Fc_i ,

$$Res_j \in Fc_i, \quad j=1,2,\dots,n, i=1,2,\dots, \sum_{t=1}^r \alpha_t. \quad (13)$$

8.Осуществление перевода к более высокой позиции внутри рейтинга. Это связано с ситуацией, в которой существуют ограниченные ресурсы.

$$Ar_{ij}^0, \quad i=1,2,\dots,e, j=1,2,\dots, Ir. \quad (14)$$

здесь:

- Ar – значение тех ресурсов, которые выделяются;

- e – число анализируемых ресурсов;

- Ir – число этапов, в ходе рассмотрения решения задач.

Такие ресурсы выделяют, чтобы улучшать значения в критериях

$$nCrRT1_i(Act_x), i=1,2,\dots,n. \quad (15)$$

При этом их значения не превышают критериев $nCrOBJ_{standart}(OBJ_{standart})$. Это соотносится с более высокими показателями внутри рейтингов. Также они могут быть им равными. Если мы исходим из того, что такие будут первые n из критериев, тогда:

ar_{ij} – рассматривается в виде значения i -го ресурса, который расходуется для улучшения в j -м критерии

$$l=1,2,\dots,n, i=1,2,\dots,e, j=1,2,\dots, nCrOUR. \quad (16)$$

$u_i = 1$, когда i -й критерий RTI будет улучшаться по сравнению с i -м критерием $OBJ_{standart}$. $u_i = 0$, если i -й критерий RTI не будем улучшать по сравнению с i -м критерием $OBJ_{standart}$.

Таблица 5. Содержание вектора U

nCr $RT1$	U
1	1
2	0
3	1
4	0
5	1

Дадим расчет числа баллов относительно направлений деятельности RTI , после того, как решена задача.

-Средства, связанные с идентификацией = 14,87 балла;

-Средства, связанные с процессами измерений = 11,56 балла;

-Средства, предназначенные для того, чтобы передавать данные = 0,755 балла;

-Средства, предназначенные для того обрабатывать данные 3,17 балла;

-Средства, предназначенные для того, чтобы хранить данные = 13,89 балла;

-ИТОГО = 44,245 балла.

Анализ показывает, что текущее рейтинговое значение, показывающее эффективность работы RTI соответствует 9 месту в общей таблице рейтингов.

9.Перевод к более высокой позиции в рейтинге при минимальных затратах ресурсов.

Достичь минимальных затрат ресурсов мы можем за счет того, что улучшаются некоторые критерии *RTI*. Достичь этого можно путем перевода *RTI* внутри каждого направления деятельности на более высокое место:

- Средства, которые касаются процессов идентификации от 23 к 22 позиции;
- Средства, которые направлены на измерения от 14 к 13 позиции;
- Средства, которые направлены на передачу данных от 18 к 17 позиции;
- Средства, которые требуются для обработок данных от 45 к 44 позиции;
- Средства, которые важны при хранении данных от 68 к 67 позиции.

Поэтому значения в критериях множества *OBJ*_{standart} будут формироваться путем сравнения критериев множества *RTI* с критериями *OBJ* стоящих выше в рейтинговом списке по направлениям деятельности. Использовать будете значение наибольшего критерия.

Таблица 6. Содержание множества *OBJ*_{standart} при минимальных ресурсах

Наименование, nCr <i>OBJ</i> _{standart}	Значение, vCr <i>OBJ</i> _{standart}
1	1.6
2	1.204
3	1.14
4	0.2
5	0.3

Тогда:

$U = \{U^l, l = 1, 2, \dots, n\}$ – множество решений, где вектор

$$U_i = \{u_i^l, i = 1, 2, \dots, H\}. \quad (17)$$

$u_i^l=1$, если i -й критерий ($i = 1, 2, \dots, n$) *RT1* будет улучшаться по сравнению с i -м критерием *OBJ*_{standart}. $u_i^l=0$, если i -й критерий ($i = 1, 2, \dots, n$) *RTI* не будет улучшаться по сравнению с i -м критерием эталона *OBJ*_{standart}.

Таблица 7. Содержание вектора U при минимальных ресурсах

nCr <i>OBJ</i>	u
1.1	1
1.2	0
1.3	0
1.4	1
1.5	1

Следовательно, число решений равняется H .

Подсчитаем количество баллов по направлениям деятельности, которая рассматривается в рассматриваемой радиотехнической системе *OUR*, после решения задачи.

- Средства, которые касаются процессов идентификации = 13,216 балла;
- Средства, которые направлены на измерения = 9,508 балла;
- Средства, которые направлены на передачу данных = 0,463 балла;
- Средства, предназначенные для того обрабатывать данные 3,7452 балла;
- Средства, которые важны при хранении данных = 16,802 балла;
- ИТОГО = 43,7342 балла.

Текущее рейтинговое значение эффективности деятельности *RTI* соответствует 10 месту в общей таблице рейтингов.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В радиотехнической системе осуществлен анализ особенностей при мониторинге и рейтинговом оценивании, когда рассматривается эффективность работы. Даны предложения по разработке подхода, связанного с внедрением средств, базирующихся на интеллектуализации. Тогда можно использовать информацию по мониторингу и рейтингу при управлении радиотехническими системами. Изложена методика выбора системы показателей, нормирующих и весовых множителей, способа подсчета итоговой оценки. Получены положительные результаты.

ЛИТЕРАТУРА

1. Orlova D.E. Stability of solutions in ensuring the functioning of organizational and technical systems / Modeling, optimization and information technologies // 2018, V.6(1), pp. 325-336.
2. Neittaanmki P, Repin S, Tuovinen T (Eds.). Mathematical Modeling and Optimization of Complex Structures; Series: Computational Methods in Applied Sciences Springer International Publishing AG, Switzerland, 2016.
3. Sorokin S.O. Optimization modeling of the functioning of the system of homogeneous objects in a multidimensional digital environment / Modeling, optimization and information technologies // 2018, V.6(1), pp.153-164.

REFERENCES

1. Orlova D.E. Stability of solutions in ensuring the functioning of organizational and technical systems / Modeling, optimization and information technologies // 2018, V.6(1), pp. 325-336.
2. Neittaanmki P, Repin S, Tuovinen T (Eds.). Mathematical Modeling and Optimization of Complex Structures; Series: Computational Methods in Applied Sciences Springer International Publishing AG, Switzerland, 2016.
3. Sorokin S.O. Optimization modeling of the functioning of the system of homogeneous objects in a multidimensional digital environment / Modeling, optimization and information technologies // 2018, V.6(1), pp.153-164.

НЕКОТОРЫЕ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ

А.А. Зацаринный¹, Ю. С. Ионенков¹

¹ Федеральный исследовательский центр «Информатика и управление» Российской академии наук (ФИЦ ИУ РАН), Москва, Россия

Аннотация. Настоящая статья посвящена вопросам оценки качества информационных систем. Выделены понятия внешнего и внутреннего качества систем. Приведены наиболее распространенные модели внешнего качества информационных систем, сформулированы направления совершенствования нормативной базы в данной области. Рассмотрены основные аспекты внутреннего качества информационных систем. Представлены основные методы проектирования систем, направленные на снижение затрат при их проектировании в соответствии с международными и отечественными стандартами.

Ключевые слова: информационная система; качество; показатель; модель качества; внешнее качество; внутреннее качество; оценка качества.

SOME SCIENTIFIC AND TECHNICAL ASPECTS OF INFORMATION SYSTEMS QUALITY ASSESSMENT

A.A. Zatsarinnyy¹, Yu.S. Ionenkov¹

¹ Federal Research Center «Computer and Control» of the Russian Academy of Sciences (FRC CSC RAS), Moscow, Russian Federation

Abstract. This article is devoted to the issues of assessing the quality of information systems. The concepts of external and internal quality of systems are highlighted. The most common models of the external quality of information systems are given, directions for improving the regulatory framework in this area are formulated. The main aspects of the internal quality of information systems are considered. The main methods of designing systems aimed at reducing costs in their design in accordance with international and domestic standards are presented.

Keywords: information system; quality; indicator; quality model; external quality; internal quality; quality assessment.

1. ВВЕДЕНИЕ

Информационные системы (ИС) в настоящее время приобретают все большую значимость, особенно в условиях принятого курса на цифровую трансформацию общества. Сложность ИС постоянно возрастает, в основном за счет расширения их функциональности, а также условий применения. При этом возрастают требования к их качеству. Новые подходы к оценке качества ИС требуют все более полного учета разработчиками экономических факторов, сдвига от административных рычагов контроля качества к организационно-экономическим мерам управления качеством, перехода к гибкой системе стандартизации, позволяющей разработчикам более оперативно реагировать на требования пользователей к качеству систем.

Под качеством системы понимается совокупность свойств, обуславливающих возможность ее использования для удовлетворения определенных в соответствии с назначением потребностей [1].

В современных стандартах и технической литературе выделяются понятия внешнего (external) и внутреннего (internal) качества. В частности, такой подход определен в стандарте ИСО/МЭК 9126 (9126-2 – внешнее качество, 9126-3 – внутреннее качество) [2]. Внешнее качество характеризует способность ИС удовлетворять потребности конечного пользователя, а внутреннее качество связано с удобством их разработки и производства, с технологичностью, безопасностью, снижением издержек проектирования.

Качество ИС является комплексной характеристикой совокупности технических, технологических, эксплуатационных, экономических и других показателей и требует постоянного совершенствования подходов к ее оценке. Необходимо определить перечень показателей качества, по которым будут оцениваться системы, а также провести обобщенную оценку по всем выбранным показателям. При этом оценка качества ИС требует учета сложившихся к настоящему времени методов его оценки, а также адаптации этих методов к специфике и конкретным типам ИС.

В настоящей статье рассматриваются вопросы, относящиеся к определению понятия «качество ИС», включая внешнее и внутреннее качество. Приведены наиболее распространенные модели качества ИС, рассмотрены направления их совершенствования. Рассмотрены основные аспекты внутреннего качества ИС. Представлены основные методы проектирования информационных систем, направленные на снижение затрат при их проектировании в соответствии с международными и отечественными стандартами.

2. ОСНОВНЫЕ АСПЕКТЫ ОЦЕНКИ ВНЕШНЕГО КАЧЕСТВА ИС

Качество ИС - совокупность свойств системы, обуславливающих возможность ее использования для удовлетворения определенных в соответствии с ее назначением потребностей. Требования к качеству могут быть выражены структурированной системой характеристик (показателей) качества. Такая система показателей называется моделью качества. Ниже рассматриваются модели качества ИС применительно к их внешнему качеству.

Наиболее распространенными моделями качества ИС в настоящее время являются модели МакКола, Боэма, Гилба и созданные на их основе модели, закрепленные нормативными документами - ГОСТ 28195-89, ГОСТ ИСО/МЭК 9126-2001, ГОСТ Р ИСО/МЭК 25010-2015 и ГОСТ РВ 51987-2002.

В модели МакКола [3] характеристики качества разделены на три группы: факторы, критерии и метрики. Факторы качества, которых выделено 11, сгруппированы в три направления — использование, модификация и переносимость. Критерии качества – это числовые уровни факторов, поставленные в качестве целей при разработке. Всего введено 22 критерия качества. Каждый критерий качества зависит от одного или нескольких факторов качества. Для измерения критериев качества служат метрики качества, которые принимают значения от 0 до 10.

Модель Боэма [4] представляет собой, по существу, расширение модели МакКола. Эта модель определяет качество программного обеспечения при помощи набора показателей и метрик. По сравнению с моделью МакКола в модели Боэма дополнительно введено девять факторов качества.

Модель Гилба [5] соответствует общей концепции предыдущих моделей, но имеет несколько отличий. Помимо атрибутов качества, в модель входят атрибуты ресурсов. Модель основана на четырех качественных (применимость, полезность, приспособляемость, удобство использования) и четырех ресурсных (время, бюджет, исполнители, средства разработки) атрибутах, которые можно расширять.

Необходимо отметить, что модели МакКола, Боэма, Гилба носят концептуальный характер, реальных систем, которые полностью соответствовали бы этим моделям, нет. Вместе с тем, существующие стандарты, разработанные с учетом имеющихся моделей качества, учитывают особенности реальных ИС.

ГОСТ 28195-89 [6] включает в себя общие положения по оценке качества программных средств, номенклатуру показателей качества, а также методику оценки качества программных средств. Показатели качества разбиты на 6 групп и 19 комплексных показателей. Группы определяют пользовательские свойства программных средств, комплексные показатели - программные свойства, от значений которых зависит значение пользовательских свойств.

Наиболее часто применяемым в практике является ГОСТ ИСО/МЭК 9126-2001 [2]. Он состоит из четырех частей: ИСО/МЭК 9126-1 – модель качества; ИСО/МЭК 9126-2 – внешнее качество; ИСО/МЭК 9126-3 – внутреннее качество; ИСО/МЭК 9126-4 – качество при использовании (рисунок 1).

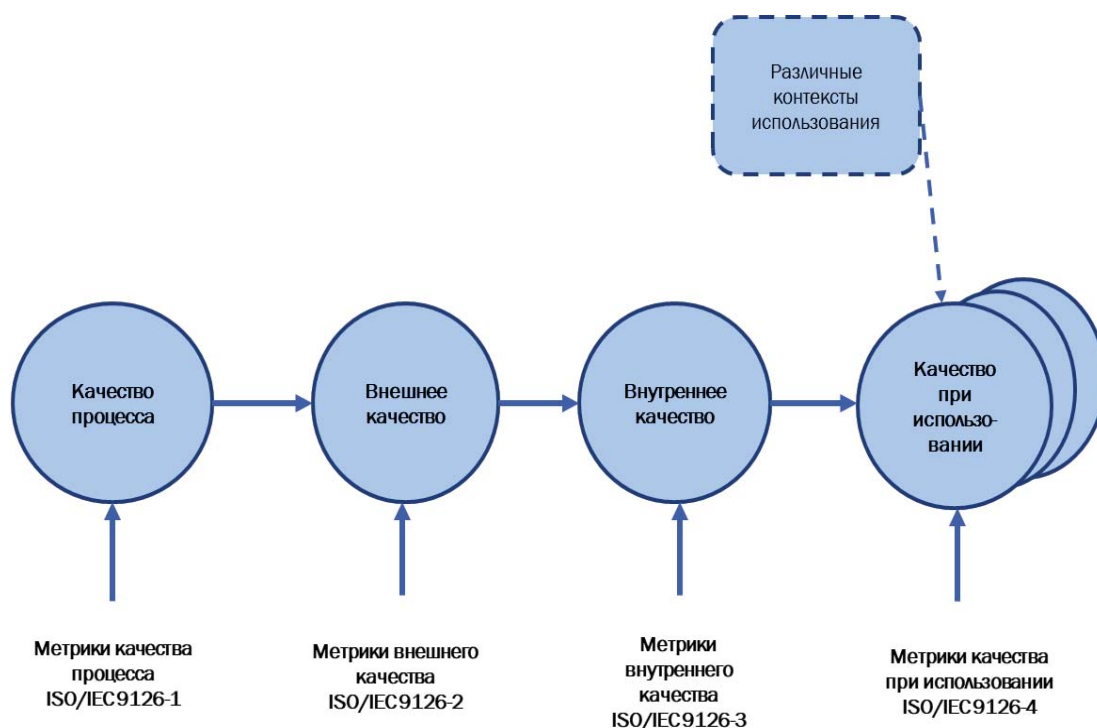


Рис.1. Модель качества программного обеспечения по ГОСТ ИСО/МЭК 9126-2001

Модель качества, установленная в первой части стандарта ISO 9126-1, классифицирует качество программного обеспечения в шести структурных наборах характеристик, которые в свою очередь детализированы подхарактеристиками. ISO 9126-2 определяет внешние метрики программного обеспечения, используемые на стадиях тестирования или испытаний продукта, а также в ходе его эксплуатации. ISO 9126-3 содержит внутренние метрики программного обеспечения, используемые в процессе разработки продукта. ISO 9126-4 определяет показатели качества при использовании продукта в реальных условиях.

ГОСТ Р ИСО/МЭК 25010-2015 [7] уточняет ряд положений ISO 9126 и в целом включает те же характеристики качества программного обеспечения с некоторыми дополнениями.

Стандарт ISO 9126 и его преемники являются основой для широкого набора процедур по определению качества программного обеспечения. Процесс оценивания качества ПО, согласно данным стандартам, состоит из трех последовательных стадий:

- определение требований к качеству в терминах характеристик и атрибутов качества;
- подготовка к оцениванию, включающая три этапа:
- выбор используемых метрик качества;
- определение уровней ранжирования для каждой метрики;
- определение критерия оценки;
- оценивание, включающее в себя три этапа:
- измерение значений выбранных метрик для получения значения количественного признака;
- ранжирование измеренных значений;
- получение обобщенной (интегральной) оценки качества.

Подавляющее большинство имеющихся моделей качества и стандартов посвящены оценке качества только программных средств. В то же время, оценка качества ИС должна охватывать все ее элементы: технические средства; программное обеспечение; другие виды обеспечения, включая организационное; подсистему эксплуатации и др.

Перечень требований и показателей качества ИС в целом содержит лишь один стандарт - ГОСТ РВ 51987-2002 [8]. Стандарт содержит 10 характеристик качества функционирования ИС и 16 основных показателей качества функционирования ИС, для которых задаются конкретные значения. Вместе с тем, по большинству обобщенных показателей качества данный стандарт предлагает всего один-два частных показателей качества, что недостаточно для объективной и всесторонней оценки системы. Кроме того, данный документ разработан около двух десятков лет назад и не в полной мере учитывает особенности современных информационных систем. Целесообразна разработка аналога данного стандарта, содержащего новый расширенный перечень обобщенных и частных показателей качества для современных ИС.

В ряде работ ФИЦ ИУ РАН сделаны попытки доработать единственный стандарт, относящийся к ИС в целом (ГОСТ РВ 51987-2002), в направлении учета особенностей

современных ИС. В частности, предложен перечень показателей качества для типовой ИС на основе доработанных и расширенных требований этого стандарта, в котором увеличено число показателей качества, а также введены показатели, учитывающие особенности современных ИС [9]. Данный перечень показателей качества ИС может служить основой для разработки стандарта в данной области.

Подходы к оценке внутреннего качества ИС

Основы философии качества, в которой выделялись две стороны, внешняя и внутренняя, были заложены в середине прошлого века американскими учеными Уолтером Шухартом и Уильямом Эдвардом Демингом [10, 11].

Главная идея концепции У. Шухарта состоит в «улучшении качества за счет уменьшения изменчивости процесса производства» [10]. Ученым была разработана концепция производственного контроля на основе карт статистического контроля – так называемых «контрольных карт Шухарта». Центральным в трудах У. Шухарта было положение о том, что в удовлетворении человеческих потребностей должен существовать баланс между экономической ценностью некоей разработки и затратами на ее производство.

Э. Деминг предложил четырнадцать принципов для менеджмента различных предприятий [11]. Один из них гласит: «Постоянно и неизменно совершенствуйте систему производства и обслуживания, чтобы повышать качество и производительность и таким образом постоянно снижать затраты». Э. Деминг первым обратил внимание на то, что повышение качества не только увеличивает производительность, но и позволяет снизить стоимость изготавливаемой продукции.

В СССР и в начальный период в России контроль качества в основном проводился на этапе производства, а вопросу снижения издержек при проектировании внимания практически не уделялось. В настоящее время взят курс на внедрение системы управления качеством, основанной на стандартах серии ИСО 9000. Большое внимание уделяется гармонизации отечественных и международных стандартов качества.

Основными проблемами, стоящими перед отечественными разработчиками и производителями в направлении совершенствования системы управления качеством, являются ориентация систем управления качеством и всей производственной деятельности на потребителя, а также усиление механизма воздействия систем управления качеством на все стадии жизненного цикла продукции, включая (в первую очередь) стадию проектирования.

С целью снижения затрат при проектировании систем в последнее время разработан ряд международных и отечественных стандартов.

Один из них – TOGAF (The Open Group Architecture Framework) [12], широко применяемый в США, Великобритании и других странах и использующий архитектурный подход. TOGAF представляет собой, по существу, методологию описания архитектуры предприятия, включая подходы к проектированию, планированию, внедрению и управлению ею.

В состав модели TOGAF входят два основных компонента:

– метод разработки архитектуры (ADM, Architecture Development Method);

– базовая архитектура (Foundation Architecture).

Основные фазы разработки системной архитектуры в соответствии с ADM представлены на рисунке 2.

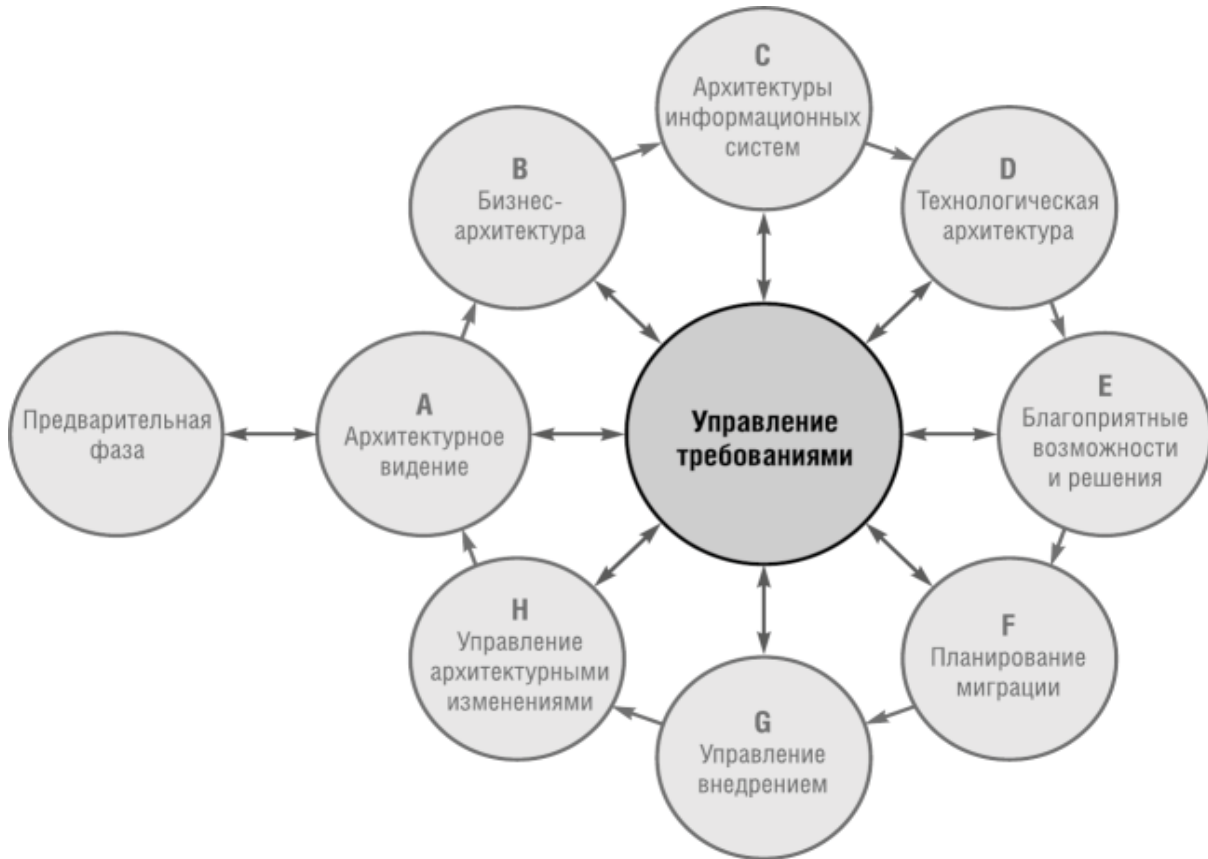


Рис. 2. Метод разработки архитектуры ADM

Базовая архитектура включает в себя:

- набор наиболее общих служб и функций;
- набор элементарных архитектурных элементов, которые используются при реализации конкретных решений:
 - архитектурные блоки – определяют требования и создают каркас, необходимый для их реализации;
 - блоки реализации – определяют компоненты готового решения;
 - база данных стандартов.

Считается, что TOGAF может создать основу для внутрикорпоративной стандартизации и снижения проектных рисков при разработке архитектуры. В результате создается работоспособная и экономически эффективная архитектура предприятия, ориентированная на потребности бизнеса.

Современные отечественные стандарты проектирования ИС все более широко ориентируются на международные стандарты и формируются как путем аутентичного перевода международного стандарта на русский язык, так и путем их гармонизации, т. е. приведения в соответствие с отечественными требованиями в области терминологии, принципов применения и т. д.

Такие стандарты в основном имеют рамочный характер. Рамочные стандарты задают общие требования к реализации процессов, связанных с разработкой и поддержкой жизненного цикла систем. Они обычно используются как методологическая основа для организации этих процессов с необходимой конкретизацией для каждого предприятия или области деятельности. Среди отечественных стандартов в этой области выделяются стандарты, определяющие процессы жизненного цикла систем, – ГОСТ Р 57193-2016 [13] (неидентичный стандарт ISO/IEC 15288-2015) и программных средств ГОСТ Р ИСО/МЭК 12207-2010 [14] (идентичен международному стандарту ИСО/МЭК 12207-2008), а также ГОСТ Р 57100-2016 [15] (неидентичный стандарт ISO/IEC 42010-2011), содержащий описание архитектуры систем.

ГОСТ Р 57193-2016 [13] определяет следующие группы процессов жизненного цикла систем:

- процессы соглашения (2 процесса);
- процессы организационного обеспечения проекта (6 процессов);
- процессы технического управления (8 процессов);
- технические процессы (14 процессов).

Стандарт распространяется на полный жизненный цикл системы, включая замысел, разработку, производство, эксплуатацию и снятие с эксплуатации систем, а также приобретение и поставку систем. Необходимо отметить, что этот стандарт не предписывает определенной модели жизненного цикла системы, методологии, метода, модели или методики разработки. За выбор модели жизненного цикла, применение соответствующих методов, моделей и методик, наиболее приемлемых для проекта, ответственны заказчик и разработчик.

ГОСТ Р ИСО/МЭК 12207-2010 [14] определяет процессы жизненного цикла программных средств. Этот стандарт группирует различные виды деятельности, которые могут выполняться в течение жизненного цикла программных систем, в семь групп процессов:

- процессы соглашения (2 процесса);
- процессы организационного обеспечения проекта (5 процессов);
- процессы проекта (7 процессов);
- технические процессы (11 процессов);
- процессы реализации программных средств (7 процессов);
- процессы поддержки программных средств (8 процессов);
- процессы повторного применения программных средств (3 процесса).

Можно отметить следующие особенности стандарта ГОСТ Р ИСО/МЭК 12207-2010:

- стандарт имеет динамический характер, обусловленный способом определения последовательности выполнения процессов и задач, при котором один процесс при необходимости вызывает другой или его часть;

- стандарт не содержит описания конкретных методов действий, заготовок решений и документации. Решения такого типа принимаются сторонами, использующими стандарт (заказчиком и разработчиком).

ГОСТ Р 57100-2016 [15] содержит описание архитектуры систем, включая концептуальные основы описания, непосредственно описание архитектуры, ее структуры и языки описания.

Вместе с тем следует отметить, что представленная выше нормативная база отечественными заказчиками и разработчиками при проектировании ИС практически не используется. Это связано с общим характером стандартов (рамочные стандарты), которые требуют значительной адаптации для их использования на практике в направлениях формирования единой терминологической базы, разработки руководств по их применению, а также обеспечения совместимости с другими национальными стандартами.

Таким образом, отечественная нормативная база в области внутреннего качества ИС развита весьма слабо. Практически все имеющиеся стандарты являются результатом перевода международных и практически не используются при разработке ИС. В стандартах отсутствуют конкретные показатели качества и методы их расчета. В связи с этим очень важной задачей представляется разработка стандартов, регламентирующих внутреннее качество ИС. При этом с учетом достижений стандартизации приоритетным направлением представляется разработка SMART-стандартов – стандартов в виде баз данных и моделей, ключевым потребителем которых являются ИС.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Для оценки качества современная наука и практика выработали систему количественной оценки свойств систем (объектов), так называемых моделей качества, которая основывается на использовании показателей качества. При этом под уровнем качества систем (объектов) понимается относительная характеристика качества, представляющая собой результат сравнения совокупности значений показателей качества систем (объектов) с соответствующей совокупностью базовых показателей.

Следует отметить, что существующие модели оценки в основном ориентированы на оценку качества программных средств, в то время как нормативная база оценки качества ИС в целом развита недостаточно.

Новые подходы к проблеме качества требуют все более полного учета экономических факторов, перехода к гибкой системе стандартизации, позволяющей быстрее реагировать на меняющиеся требования к качеству продукции. Реализация этих подходов существенно зависит от внутреннего качества ИС, которое связано с удобством их разработки и производства, с технологичностью, безопасностью и снижением издержек проектирования.

К настоящему времени разработан ряд международных и отечественных стандартов, имеющих целью снижение затрат при проектировании систем. К числу наиболее распространенных международных стандартов можно отнести стандарт TOGAF, используемый в ряде стран. Среди отечественных стандартов в этой области выделяются стандарты, определяющие процессы жизненного цикла систем – ГОСТ Р 57193-2016 – и программных средств – ГОСТ Р ИСО/МЭК 12207-2010.

В данной статье рассмотрены общие вопросы, касающиеся качества ИС, и наиболее распространенные модели качества ИС, а также предложения по совершенствованию нормативной базы в данной области. Кроме того, представляется целесообразной разработка стандартов, регламентирующих внутреннее качество ИС с учетом отечественных традиций проектирования, в том числе и на основе применения SMART-стандартов.

ЛИТЕРАТУРА

1. ГОСТ 15467-79. Управление качеством продукции. Основные понятия. Термины и определения. – М.: Стандартиформ, 2009. 21 с.
2. ГОСТ ИСО/МЭК 9126-2001 Информационная технология. Оценка программной продукции. Характеристики качества и руководства по их применению. – М.: Стандартиформ, 2013. 13 с.
3. McCall, J., P. Richards, and G. Walters. 1977. Factors in software quality. Rome, NY, USA: Rome Air Development Center. Report NTIS AD-A049-014, 015, 055. 3 vols.
4. Боэм Б., Браун Дж., Каспар Х. и др. Характеристики качества программного обеспечения/ Пер. с англ. – М.: Мир, 1981. 208 с.
5. Gilb, T. 1988. Principles of software engineering management. Reading, MA: Addison Wesley. 464 p.
6. ГОСТ 28195-89. Оценка качества программных средств. Общие положения. – М.: Стандартиформ, 2001. 31 с.
7. ГОСТ Р ИСО/МЭК 25010-2015 Информационная технология. Системная и программная инженерия. Требования и оценка качества систем и программного обеспечения (SQuaRE). Модели качества систем и программных продуктов. – М.: Стандартиформ, 2015. 36 с.
8. ГОСТ РВ 51987-2002 Информационная технология. Комплекс стандартов на автоматизированные системы. Требования и показатели качества функционирования информационных систем. – М.: Стандартиформ, 2003. 52 с.
9. Зацаринный А.А., Ионенков Ю.С. Оценка эффективности информационно-телекоммуникационных систем / Под ред. д.т.н. А.А. Зацаринного. – М.: НИПКЦ Восход-А, 2020. – 120 с.
10. Статистические методы повышения качества / Пер. с англ. – М.: Финансы и статистика, 1990. 301 с.
11. Деминг Э. Выход из кризиса. – Тверь: Альба, 1994. 497 с.
12. The Open Group Standard: The TOGAF® Standard, Version 9.2. – The Open Group, 2018. 532 p. <https://firebrand.training/dk/pdf/learn/open-group/togaf-standard.pdf>.
13. ГОСТ Р 57193-2016. Системная и программная инженерия. Процессы жизненного цикла систем. – М.: Стандартиформ, 2016. 98 с.
14. ГОСТ Р ИСО/МЭК 12207-2010. Системная и программная инженерия. Процессы жизненного цикла программных средств. – М.: Стандартиформ, 2011. 106 с.
15. ГОСТ Р 57100-2016. Системная и программная инженерия. Описание архитектуры. – М.: Стандартиформ, 2019. 35 с.

REFERENCES

1. GOST 15467-79. 2009. Product quality control. Basic concepts. Terms and definitions. Moscow: Standardinform Publs. 21 p.
2. GOST ISO/IEC 9126-2001. 2013. Information technology. Software product evaluation. Quality characteristics and guidelines for their use. Moscow: Standardinform Publs. 13 p.
3. McCall, J., P. Richards, and G. Walters. 1977. Factors in software quality. Rome, NY, USA: Rome Air Development Center. Report NTIS AD-A049-014, 015, 055. 3 vols.
4. Boehm, B.W., J.R. Brown, H. Kaspar, M. Lipow, G.J. Macleod, and M.J. Merrit. 1978. Characteristics of software quality. Amsterdam: North-Holland. 216 p.

5. Gilb, T. 1988. Principles of software engineering management. Reading, MA: Addison Wesley. 464 p.
6. GOST 28195-89. 2001. Assessment of the quality of software. General principles. Moscow: Standartinform Pubs. 31 p.
7. GOST R ISO/IEC 25010-2015. 2015. Information technology. Systems and software engineering. Systems and software quality requirements and evaluation (SQuaRE). Systems and software quality models. Moscow: Standartinform Pubs. 36 p.
8. GOST RV 51987-2002. 2002. Information technology. Set of standards for automated system. Requirements and quality indicators of information systems functioning. Moscow: Standartinform Pubs. 52 p.
9. Zatsarinnyy, A. A., and Yu. S. Ionenkov. 2020. Evaluation of the effectiveness of information and telecommunications systems. Moscow: NIPKTs Voskhod-A. 120 p.
10. Statistical methods of quality improvement. 1990. / Ed. Hitoshi Kume. Translated from English and supplemented by Yu. P. Adler, L. A. Konareva. Moscow: Finance and Statistics. 301 p.
11. Deming E. 1994. Getting out of the crisis. Tver: Alba. 491 p.
12. The Open Group Standard: The TOGAF® Standard, Version 9.2. – The Open Group, 2018. 532 p. Available at: <https://firebrand.training/dk/pdf/learn/open-group/togaf-standard.pdf> (accessed December 09, 2021).
13. GOST R 57193-2016. 2016. Systems and software engineering. System life cycle processes. Moscow: Standartinform Pubs. 98 p.
14. GOST R ISO/IEC 12207-2010. 2011. Systems and software engineering. Software life cycle processes. Moscow: Standartinform Pubs. 106 p.
15. GOST R 57100-2016. 2019. Systems and software engineering. Architecture description. Moscow: Standartinform Pubs. 35 p.

О РАЗЛОЖЕНИИ ОЦИФРОВАННЫХ СИГНАЛОВ В СКОЛЬЗЯЩИЙ РЯД ФУРЬЕ С ПОМОЩЬЮ БАЗИСНЫХ СПЛАЙНОВ

Л.А. Минин¹

¹ФГБОУ ВО «ВГУ», Воронеж, Россия

Аннотация. Предложен новый алгоритм оконного преобразования Фурье, позволяющий получить представление оцифрованных сигналов в виде набора рядов Фурье по отрезкам вдвое меньшей длины относительно основного периода. В качестве функции окна выбирается сумма конечного числа целочисленных сдвигов базисных сплайнов. При этом получаются гладкие финитные неотрицательные функции окна, сумма сдвигов которых тождественно равна единице на всей числовой оси.

Ключевые слова: оконное преобразование Фурье, функции окна, базисные сплайны, фреймы Габора.

ON THE DECOMPOSITION OF DIGITAL SIGNALS INTO A SLIDING FOURIER SERIES USING BASIS SPLINES

L.A. Minin¹

¹FSEI HE «VSU», Voronezh, Russia

Abstract. We propose a new algorithm of a short-time Fourier transform which allows to get the representation of digital signals as a set of Fourier series taken on the spans twice as small as original main period. As a window function we select a sum of finite number of basis splines with integer offsets. As a result we get smooth finite non-negative window functions which sum of integer offsets equals one on the whole numeric range.

Keywords: short-time Fourier transform, window functions, basis splines, Gabor frames.

1. ВВЕДЕНИЕ

Оконное преобразование Фурье является стандартным методом спектрального анализа длительных временных сигналов. Существует большое число различных оконных функций. В простейшем случае числовая ось разбивается на отрезки одинаковой длины, на каждом из которых применяется один из вариантов дискретного преобразования Фурье. В стандартах MP3 и JPEG, применяемых для сжатия звуковых сигналов и графических изображений, используется дискретное косинусное преобразование. При этом на границах соседних отрезков могут возникать особенности, обусловленные непериодичностью исходных сигналов.

Для борьбы с подобными эффектами можно использовать окна с наложением. Один из таких вариантов – модифицированное косинусное преобразование (MCDT) – применяется в некоторых версиях стандарта MPEG-4 [1]. Математически использование отрезков с перекрытием равносильно задаче разложения функций в ряд Фурье на отрезке, длина которого меньше основного периода. При этом вместо полной ортогональной системы функций получается переполненная система, разложение по которой будет уже неоднозначным. Совершенно неожиданно, анализ таких систем оказался очень непростым. Вопрос о том, при каких значениях параметров эти системы

функций будут образовывать фрейм, т.е. допускать устойчивую процедуру разложения и обратного восстановления, получил название abc – проблемы [2].

В последние десятилетия активно изучаются фреймы Габора с функцией Гаусса в качестве окна, в 2017 году появился специализированный пакет программ «Габоторатор», но практическое применение фреймов Габора требует весьма непростых алгоритмов и хорошей теоретической подготовки пользователей. При этом, как и в любом варианте оконных преобразований, вместо спектра сигнала получается так называемая спектрограмма, зависящая от двух параметров: сдвига и частоты. Интерпретация спектрограмм также не является простой стандартизированной процедурой.

В настоящей работе предлагается новый алгоритм оконного преобразования Фурье, позволяющий получить представление оцифрованных сигналов в виде набора рядов Фурье по отрезкам вдвое меньшей длины относительно основного периода. Численная реализация алгоритма не требует ничего, кроме обычных процедур дискретного преобразования Фурье.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Нам понадобятся базисные сплайны, необходимые сведения о которых приводятся согласно монографии [3, глава 4]. Пусть $B_1(x)$ – характеристическая функция отрезка $[-1/2, 1/2]$. Центрированными базисными сплайнами порядка n называются функции $B_n(x)$, получаемые с помощью рекуррентных соотношений

$$B_n(x) = (B_{n-1} * B_1)(x) = \int_{-\infty}^{\infty} B_{n-1}(x-t)B_1(t)dt.$$

Здесь $B_{n-1} * B_1$ – это свёртка функций. Функции $B_n(x)$ представляют собой кусочные полиномы степени $n-1$, положительны на интервале $(-n/2, n/2)$, вне этого интервала они равны 0, имеют во всех точках числовой оси $n-2$ непрерывные производные, а сумма их целочисленных сдвигов тождественно равна 1:

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} B_n(x-k) = 1, \quad x \in \mathbb{R}.$$

Определим функцию окна $\varphi(x)$ в виде линейной комбинации

$$\varphi(x) = \sum_{j=-m}^m B_{2n}(x-j).$$

Поскольку носитель базисного сплайна $\text{supp } B_{2n}(x) = [-n, n]$, то носитель функции окна

$$\text{supp } \varphi(x) = [-n-m, n+m].$$

Зададим систему функций

$$\varphi_k(x) = \varphi(x - k(2m+1)), \quad k \in \mathbb{Z}.$$

Величина сдвига аргумента $(2m+1)$ обусловлена тем, что в сумме, задающей функцию $\varphi(x)$, ровно $2m+1$ слагаемое. Поскольку сумма целочисленных сдвигов базисных сплайнов любого порядка тождественно равна 1, то

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} \varphi_k(x) = 1, \quad x \in R.$$

Согласуем параметры n и m так, чтобы пересечение носителей функций $\varphi_{k-1}(x)$ и $\varphi_{k+1}(x)$ состояло из одной точки. Тогда справедливо равенство

$$n = m + 1.$$

Запишем произвольную функцию $f(x)$, заданную на всей оси, в виде бесконечного ряда финитных функций

$$f(x) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} f(x) \varphi_k(x).$$

Каждое из слагаемых ряда $f(x) \varphi_k(x)$ раскладываем в ряд Фурье на отрезке $[(k-1)(2m+1), (k+1)(2m+1)]$, задающем носитель функции $\varphi_k(x)$. Пересечением носителей функций $f(x) \varphi_k(x)$ и $f(x) \varphi_{k+1}(x)$ будет отрезок вдвое меньшей длины $[k(2m+1), (k+1)(2m+1)]$. Функция $f(x)$ на данном отрезке есть сумма двух рядов Фурье для этих функций.

В случае представления функции окна суммой чётного числа слагаемых надо сделать полуцелый сдвиг в аргументе базисных сплайнов:

$$\varphi(x) = \sum_{j=-m}^{m-1} B_{2n} \left(x - j - \frac{1}{2} \right).$$

Зададим систему функций

$$\varphi_k(x) = \varphi(x - 2mk), \quad k \in Z.$$

Согласование носителей $\varphi_{k-1}(x)$ и $\varphi_{k+1}(x)$ приводит к равенству

$$n = m + \frac{1}{2}.$$

Для целых n и m такое равенство невозможно. Но если n полуцелое, то получим базисный сплайн нечётного порядка

$$B_{2n}(x) = B_{2m+1}(x).$$

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, получено представление функции $f(x)$ в виде рядов Фурье на окнах, пересекающихся точно по концам отрезков. Все формулы при этом точные. Предложенная схема оконного разложения в ряд Фурье реализуема, если в случае базисных сплайнов чётного порядка выбрать для оконной функции нечётное число слагаемых, а в случае базисных сплайнов нечётного порядка – чётное число слагаемых.

После выбрасывания малых коэффициентов рядов Фурье при сжатии сигнала на границах окон может нарушаться непрерывность или гладкость сигнала. Чтобы избежать краевых эффектов, надо сначала проредить ряды Фурье на исходных отрезках, а уж потом переходить к отрезкам вдвое меньшей длины.

При численной реализации оцифрованный сигнал умножается на рассчитанные заранее значения функции окна и применяется алгоритм быстрого преобразования Фурье. Избыточность коэффициентов при сжатии сигнала компенсируется тем, что в случае гладких функции получаются быстро сходящиеся ряды Фурье. С другой стороны, признаком особых точек является наличие на некоторых отрезках большого числа коэффициентов, превышающих заданный порог малости.

ЛИТЕРАТУРА

1. Princen John P. Analysis/synthesis filter bank design based on time domain aliasing cancellation. // John P. Princen, Alan B. Bradley. // IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Processing, ASSP-34 (5), 1153–1161, 1986.
2. Dai X. The abc-Problem for Gabor Systems / X. Dai, Sun Q. // Memoirs of the AMS. – 2016. – V. 244, № 1152. – P. 1–99. DOI: 10.1090/memo/1152.
3. Чуи Ч. Введение в вейвлеты / Ч. Чуи – Москва: Мир, 2001. – 412 с.

REFERENCES

1. Princen John P. Analysis/synthesis filter bank design based on time domain aliasing cancellation. // John P. Princen, Alan B. Bradley. // IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Processing, ASSP-34 (5), 1153–1161, 1986.
2. Dai X. The abc-Problem for Gabor Systems / X. Dai, Sun Q. // Memoirs of the AMS. – 2016. – V. 244, № 1152. – P. 1–99. DOI: 10.1090/memo/1152.
3. Chui C. K. An introduction to wavelets. / C. K. Chui. // Boston, MA: Academic Press, 1992.

ОБНАРУЖЕНИЕ И РАЗЛИЧЕНИЕ ЧАСТИЧНО КОГЕРЕНТНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ В ШУМАХ

Ю.С. Радченко, А.В. Гудков

Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Рассмотрена задач обработки радиосигналов со случайной неравномерно распределенной фазой. Синтезирован функционал отношения правдоподобия (ФОР). Найдено распределение выходной статистики приемника. Исследовано поведение распределения этой статистики в зависимости от параметров принятого сигнала, степени неравномерности фазы сигнала, отношения сигнал/шум. Показано, что распределение ФОР зависит от истинного значения неравномерной фазы радиосигнала в отличие от случая равномерно распределенной фазы. Поскольку при отсутствии сигнала распределение статистики становится вырожденным, предложено модифицированная статистика, не допускающая вырождения. На ее основе выполнены расчеты характеристик обнаружения и различения ортогональных сигналов при любом отношении сигнал/шум. Оценено влияние неравномерности распределения фазы на характеристики обнаружения и различения.

Ключевые слова: сигнал со случайной неравномерно распределенной фазой, обнаружение и различение ортогональных сигналов, характеристики оптимального приемника, модифицированное невырожденное правило принятия решений.

DETECTION AND DISCRIMINATION OF PARTIALLY COHERENT RADIO SIGNALS IN THE NOISE

Yu.S. Radchenko, A.V. Gudkov

Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The problems of processing radio signals with a random non-uniformly distributed phase are considered. The likelihood ratio functional (RLF) has been synthesized. The distribution of the output statistics of the receiver is found. The behavior of the distribution of these statistics depending on the parameters of the received signal, the degree of signal phase non-uniformity, and the signal-to-noise ratio has been studied. It is shown that the distribution of the FOP depends on the true value of the non-uniform phase of the radio signal, in contrast to the case of a uniformly distributed phase. Since the distribution of statistics becomes degenerate in the absence of a signal, a modified statistic that does not allow degeneration is proposed. On its basis, calculations were made of the characteristics of detection and discrimination of orthogonal signals for any signal-to-noise ratio. The influence of phase distribution non-uniformity on the characteristics of detection and discrimination is estimated.

Keywords: signal with random unevenly distributed phase, detection and discrimination of orthogonal signals, optimal receiver characteristics, modified nondegenerate decision rule.

1. ВВЕДЕНИЕ

Прием сигналов со случайными параметрами представляет собой классическую задачу статистической радиотехники. Одним из параметров, который является случайным при приеме радиосигналов, выступает начальная фаза колебания. Большое число задач обнаружения, различения, оценки информационных параметров предполагает два крайних случая вероятностного поведения фазы радиосигнала: фаза

полностью известна в приемнике, фаза равномерно распределена на интервале $[-\pi, \pi]$. Но в то же время имеется ряд приложений, где фаза радиосигнала на интервале обработки неравномерно распределена на этом интервале. Это касается систем фазовой синхронизации и ФАПЧ, когерентных и квазикогерентных приемных систем, например, фазовый режим изменений в навигационных системах GPS, ГЛОНАСС [1-6].

В данной работе рассмотрена задача обработки радиосигналов со случайной неравномерно распределенной фазой. Для этого синтезирован функционал отношения правдоподобия (ФОР). Найдено распределение выходной статистики приемника. Исследовано поведение распределения этой статистики в зависимости от параметров принятого сигнала, степени неравномерности фазы сигнала, отношения сигнал/шум. Соответственно, исследована сходимость характеристик к предельным случаям полностью известной и равномерно распределенной фазы

2. МОДЕЛЬ СИГНАЛА И ШУМА

Пусть принимается смесь полезного сигнала и белого гауссова шума

$$x(t) = s(t, l, \varphi_0) + \eta(t) \quad t \in [0, T] \quad (1)$$

Здесь

$$s(t, l, \varphi_0) = Af(t, l) \cos[\omega_0 t + \psi(t, l) - \varphi_0], \quad (2)$$

Опорный сигнал приемника в таком случае [3,7,8] имеет вид

$$v(t, l, \varphi) = (2 / N_0) Af(t, l) \cos[\omega_0 t + \psi(t, l) - \varphi].$$

У сигнала - $f(t, l), \psi(t, l)$ -законы амплитудной и фазовой модуляции, $\eta(t)$ – белый гауссовский шум с нулевым средним и корреляционной функцией $\langle \eta(t_1) \eta(t_2) \rangle = (N_0 / 2) \delta(t_1 - t_2)$.

Будем считать, что фаза радиосигнала φ является случайной с плотностью вероятности [1,3,7,8]

$$W(\varphi) = \frac{1}{2\pi I_0(d)} \exp[d \cos(b - \varphi)], \quad |b - \varphi| \leq \pi \quad (3)$$

Параметр d – определяет ширину распределения (аналог дисперсии), b – мода распределения. Можно получить предельные случаи распределения в зависимости от параметра d . Учтем, что

$$I_0(z) \approx 1 + z^2 / 4, \quad |z| \ll 1$$

$$I_0(z) \approx \exp(z) / \sqrt{2\pi z}, \quad |z| \gg 1$$

Тогда при $d \rightarrow 0$: $W(\varphi) \rightarrow 1 / 2\pi$.

При $d \gg 1$: $\exp(d \cos(b - \varphi)) \approx \exp[d(1 - 0.5(b - \varphi)^2)]$.

Соответственно, $W(\varphi) \approx \frac{\sqrt{2\pi d} \exp(d)}{2\pi \exp(d)} \exp\left[-\frac{d(b - \varphi)^2}{2}\right] = \frac{1}{\sqrt{2\pi / d}} \exp\left[-\frac{d(b - \varphi)^2}{2}\right]$.

При $d \rightarrow \infty$: $W(\varphi) \rightarrow \delta(b - \varphi)$

3. СИНТЕЗ АЛГОРИТМА

Запишем условный ФОП наблюдаемого сигнала и шума

$$\Lambda(l, \varphi) = c \exp[X(l) \cos(\varphi) + Y(l) \sin(\varphi)] \quad (4)$$

Здесь

$$\begin{aligned} X(l) &= 2A / N_0 \int_0^T x(t) f(t, l) \cos(\omega_0 t + \psi(t, l)) dt \\ Y(l) &= 2A / N_0 \int_0^T x(t) f(t, l) \sin(\omega_0 t + \psi(t, l)) dt \end{aligned} \quad (5)$$

Усредняя условный ФОП $\Lambda(l, \varphi)$ с априорной плотностью $W(\varphi)$, получаем безусловный ФОП в виде [7]

$$\bar{\Lambda}(l) = \frac{I_0[R(l)]}{I_0(d)} \exp[-q^2(l)/2],$$

, где $q^2 = 2E / N_0$ -ОСШ. Здесь

$$R(l) = \sqrt{[X(l) + C_x]^2 + [Y(l) + C_y]^2} \quad (6)$$

достаточная статистика данных, значения $C_x = d \cos(b)$, $C_y = d \sin(b)$.

4. РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ВЫХОДНОЙ СТАТИСТИКИ

Распределение $R(l)$ (6) можно найти из следующих соображений: $X(l), Y(l)$ - нормальные случайные величины с одинаковой дисперсией D и математическими ожиданиями $\{m_x, m_y\}$. Следовательно, $R(l)$ должно подчиняться обобщенному релеевскому распределению (Релея-Райса)

$$W_R(z) = \frac{z}{D} \exp\left(-\frac{z^2 + m^2}{2D}\right) I_0\left(\frac{zm}{D}\right) \quad (7)$$

с дисперсией D и параметром

$$\begin{aligned} m &= \sqrt{(m_x + C_x)^2 + (m_y + C_y)^2}, \\ D &= e_0 2A^2 / N_0 = q^2, \end{aligned} \quad (8)$$

где $e_0 = (1/2) \int_0^T f^2(t, l) dt$ энергия сигнала с единичной амплитудой

Введем переменную $\lambda = z / \sqrt{D}$ и параметры $(m^2 / D) = \chi^2, \mu = d / q$. Здесь

$$\chi \equiv \chi(q, d, \varphi_0) = \left\{ \frac{(q^2 \cos \varphi_0 + d \cos b)^2 + (q^2 \sin \varphi_0 + d \sin b)^2}{q^2} \right\}^{1/2} = \left\{ \frac{(q \cos \varphi_0 + \mu \cos b)^2 + (q \sin \varphi_0 + \mu \sin b)^2}{1} \right\}^{1/2} \quad (9)$$

Тогда можно записать итоговое распределение (якобиан перехода $dz / d\lambda = \sqrt{D}$)

$$W_R(\lambda) = \lambda \exp\left(-\frac{\lambda^2 + \chi^2}{2}\right) I_0(\lambda \chi) \quad (10)$$

Распределения (7) и (10) –Релея-Райса

Исследуем асимптотику полученного распределения

Пусть $q \gg 1$ и при фиксированном d получаем $\mu \ll 1, (\mu \rightarrow 0)$

Тогда

$$W_R(\lambda) = \lambda \exp\left(-\frac{\lambda^2 + q^2}{2}\right) I_0(\lambda q) \quad (11)$$

Совпадает с распределением статистики при *равномерной* фазе.

устремим $q \rightarrow \infty$ и воспользуемся асимптотикой функции Бесселя $I_0(z)$.

Получаем

$$W_R(\lambda) \rightarrow \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\frac{\lambda}{q}} \exp\left(-\frac{(\lambda - q)^2}{2}\right) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(\lambda - q)^2}{2}\right) \quad (12)$$

нормальный закон распределения, как в случае приема *известного сигнала*.

Пусть ОСШ $q \ll 1, \mu \gg 1$. Тогда $\chi \rightarrow \mu$ и получаем распределение

$$W_R(\lambda) = \lambda \exp\left(-\frac{\lambda^2 + \mu^2}{2}\right) I_0(\lambda \mu) \quad (13)$$

Это распределение Релея-Райса с нормированным параметром μ .

Возвращаясь к старой переменной $z = \lambda q$ можно записать

$$W_R(z) = \frac{z}{q^2} \exp\left(-\frac{z^2 + d^2}{2q^2}\right) I_0\left(\frac{zd}{q^2}\right)$$

Рассмотрим асимптотику распределения при $q \rightarrow 0$. Используя асимптотическое представление функции Бесселя для больших аргументов, получаем

$$W_R(z) \rightarrow \frac{1}{\sqrt{2\pi}q} \sqrt{\frac{z}{d}} \exp\left(-\frac{(z-d)^2}{2q^2}\right) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}q^2} \exp\left(-\frac{(z-d)^2}{2q^2}\right).$$

$$\lim_{q \rightarrow 0} W_R(z) = \delta\left(\frac{z-d}{q}\right)$$

$$F_R(z) \rightarrow \Phi\left(\frac{z-d}{q}\right), \lim_{q \rightarrow 0} F_R(z) = E\left(\frac{z-d}{q}\right) = \begin{cases} 0, & z < d \\ 1, & z \geq d \end{cases}.$$

$E(z)$ -функция Хевисайда. Физическая интерпретация вырождения распределения при $q \rightarrow 0$ такова. Параметр q^2 не только ОСШ, но и дисперсия шума на выходе приемника, поскольку опорный сигнал имеет известную амплитуду $A \rightarrow 0$. Предположение, что нет сигнала приводит к выводу что нет шума. То есть оптимальный прием, требующий знание амплитуды A и формы сигнала, приводит при $q = 0$ к парадоксу.

5. МОДИФИЦИРОВАННАЯ РЕШАЮЩАЯ СТАТИСТИКА

Выход из парадокса может быть следующим: *опорный сигнал* в приемнике имеет вид

$$v(t, l, \varphi) = a_0 f(t, l) \cos[\omega_0 t + \psi(t, l) - \varphi],$$

где a_0 -фиксированное в приемнике значение. Тогда условный ФОП принимает вид

$$\Lambda(l, \varphi) = c \exp\left[\frac{2a_0}{N_0} \int_0^T x(t) v(t, l, \varphi) dt\right] = c \exp[X'(l) \cos \varphi + Y'(l) \sin \varphi] \quad (14)$$

Здесь

$$X'(l) = 2a_0 / N_0 \int_0^T x(t) f(t, l) \cos(\omega_0 t + \psi(t, l)) dt$$

$$Y'(l) = 2a_0 / N_0 \int_0^T x(t) f(t, l) \sin(\omega_0 t + \psi(t, l)) dt$$

Подставляя вид принятого сигнала $s(t, l, \varphi_0)$ в реализацию $x(t)$, получаем

$$X'(l) = 2a_0 / N_0 \int_0^T [AF_c(t, l) \cos \varphi_0 + AF_s(t, l) \sin \varphi_0 + \eta(t)] f(t, l) \cos(\omega_0 t + \psi(t, l)) dt$$

$$Y'(l) = 2a_0 / N_0 \int_0^T [AF_c(t, l) \cos \varphi_0 + AF_s(t, l) \sin \varphi_0 + \eta(t)] f(t, l) \sin(\omega_0 t + \psi(t, l)) dt$$

То есть $X'(l), Y'(l)$ гауссовские случайные величины с дисперсией

$$D_0 = (2a_0 / N_0)^2 (N_0 / 4) \int_0^T f^2(t, l) dt = e_0 2a_0^2 / N_0 = q_0^2 \quad (15)$$

Математические ожидания соответственно равны

$$\begin{aligned} \langle X'(l) \rangle &= (2Aa_0 / N_0) e_0 \cos(\varphi) = qq_0 \cos(\varphi) = m'_x \\ \langle Y'(l) \rangle &= (2Aa_0 / N_0) e_0 \sin(\varphi) = qq_0 \sin(\varphi) = m'_y \end{aligned} \quad (16)$$

Здесь $q = \sqrt{2A / N_0}$, $q_0 = \sqrt{2a_0 / N_0}$.

Заметим, что при таком подходе дисперсия шума $D_0 = q_0^2 \neq 0$ и не связана с амплитудой принятого сигнала, а ОСШ на выходе приемника определяется произведением qq_0 , которое при отсутствии сигнала ($A = 0$) обращается в 0. То есть, при $q = 0$ получается невырожденное распределение.

Далее вводятся параметры, аналогичные (8), (9) и распределение

$$\begin{aligned} m' &= \sqrt{(m'_x + C_x)^2 + (m'_y + C_y)^2} \\ W_R(z) &= \frac{z}{D_0} \exp\left(-\frac{z^2 + m'^2}{2D_0}\right) I_0\left(\frac{zm'}{D_0}\right) \end{aligned} \quad (17)$$

Учитывая, что вводя переменную $\lambda' = z / \sqrt{D_0}$ и параметр $(m'^2 / D_0) = \chi_0^2$, можно записать итоговое распределение

$$W_R(\lambda') = \lambda' \exp\left(-\frac{\lambda'^2 + \chi_0^2}{2}\right) I_0(\lambda' \chi_0) \quad (18)$$

Запишем явный вид параметра χ_0^2

$$\begin{aligned} \chi_0^2 &= \frac{m'^2}{D_0} = \frac{\left[(qq_0 \cos \varphi_0 + d \cos b)^2 + (qq_0 \sin \varphi_0 + d \sin b)^2\right]}{q_0^2} = \\ &= \left((q \cos \varphi_0 + d / q_0 \cos b)^2 + (q \sin \varphi_0 + d / q_0 \sin b)^2\right) \end{aligned} \quad (19).$$

Можно обозначить $\mu_0 = d / q_0$, видно, что этот параметр не зависит от ОСШ q .

Пусть $q \gg 1$ и при фиксированном d получаем

$$W_R(\lambda') = \lambda' \exp\left(-\frac{\lambda'^2 + q^2}{2}\right) I_0(\lambda' q) \quad (20)$$

(20) совпадает с распределением статистики при *равномерной* фазе.

Устремим $q \rightarrow \infty$ и воспользуемся асимптотикой функции Бесселя $I_0(z)$.

Получаем

$$W_R(\lambda) \rightarrow \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\frac{\lambda}{q}} \exp\left(-\frac{(\lambda - q)^2}{2}\right) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(\lambda - q)^2}{2}\right) \quad (21)$$

нормальный закон распределения, как в случае приема *известного сигнала*.

Соответственно при $q \rightarrow 0$, точнее $q \ll \mu_0$

$$W^{(0)}_R(z) = \frac{z}{q_0^2} \exp\left(-\frac{z^2 + d^2}{2q_0^2}\right) I_0\left(\frac{zd}{q_0^2}\right), \quad (22)$$

$$W^{(0)}_R(\lambda') = \lambda' \exp\left(-\frac{\lambda'^2 + \mu_0^2}{2}\right) I_0(\lambda' \mu_0).$$

В этом случае нет эффекта вырождения распределения (17), (18) при $q \rightarrow 0$

Поскольку выбор a_0 произволен, можно положить $a_0 = 1$ или взять таким, что $q_0^2 = 2a_0^2 e_0 / N_0 = 1$. В этом случае вид параметра χ_0 упрощается и остаются только нужные параметры (q, d, φ_0)

При $d \rightarrow 0$ получаем из (22) известное распределение Релея, как при приеме сигнала с равномерной фазой в случае отсутствия сигнала. При $d \gg 1$ получаем опять нормальное распределение, как при приеме известного (детерминированного) сигнала.

Итак, переход к модифицированному решающему правилу с одной стороны устраняет эффект вырождения статистики, с другой стороны в предельных случаях $q = 0$, $q \gg 1$ приводит к физически понятным характеристикам.

6. ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ И РАЗЛИЧЕНИЯ

На основе найденных распределений получим характеристики обнаружения сигнала со случайной неравномерно распределенной фазой и вероятности различения системы M ортогональных сигналов.

Из выражения (22) получаем функцию распределения

$$F^{(0)}(h, d) = \int_0^h W_R^{(0)}(\lambda, d) d\lambda, \quad \alpha = 1 - F^{(0)}(h, d) \quad (23)$$

Средняя вероятность ошибки различения при равновероятных M сигналах в ансамбле и одинаковых ОСШ на основе (18) и (23) имеет вид

$$Pe(q, d) = 1 - \int_0^\infty W_R(\lambda, \chi_0) \left(F^{(0)}(\lambda, d)\right)^{M-1} d\lambda \quad (24)$$

На рис 1 приведена функция $\alpha(h, d) = 1 - F(h, d)$ распределения модифицированной выходной статистики при отсутствии сигнала. Как видно из графика неравномерность фазы существенно влияет на распределение статистики и на значение порога обнаружения для заданного значения вероятности ложной тревоги α . На рис 2. Дано сравнение вероятности пропуска для равномерной и умеренно неравномерной ($d=0.5$) фазы при $b=0, \varphi_0=0$. Как и следовало ожидать неравномерность фазы уменьшает вероятность пропуска сигнала. На рис. 3 дано сравнение вероятности пропуска $\beta(q, d)$ при разной ширине распределения фазы и $b=0, \varphi_0=0$. Как следует из графиков, с увеличением неравномерности фазы вероятность пропуска уменьшается, но сравнительно слабо.

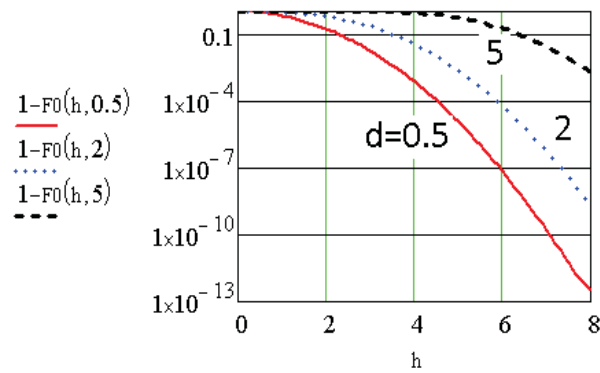


Рис. 1 Функция распределения при ОСШ $q=0$ и разной ширине распределения фазы

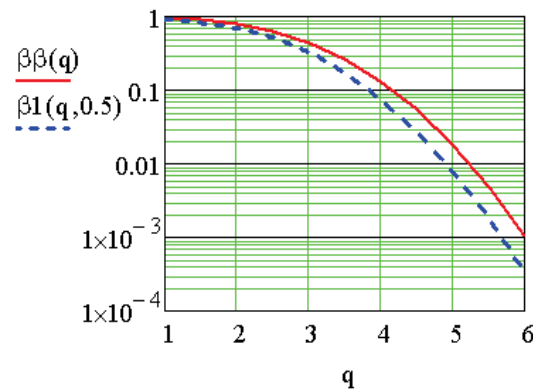


Рис2. Вероятности пропуска при равномерной и неравномерной ($d=0.5$) фазе
 $\alpha = 0.01, b = 0, \varphi_0 = 0$

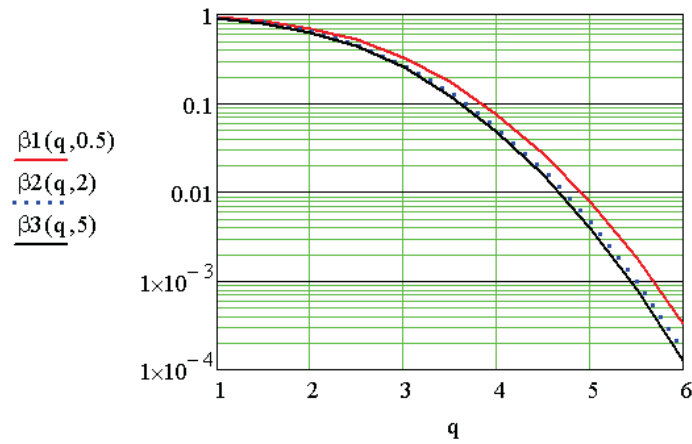


Рис.3 Вероятность пропуска при разных d и $\alpha = 0.01, b = 0, \varphi_0 = 0$

На рис. 4 Приведены зависимости средней вероятности ошибки различения от ОСШ q и ширины априорного распределения фазы d при числе сигналов $M = 4$. Значения $b = 0, \varphi_0 = 0$

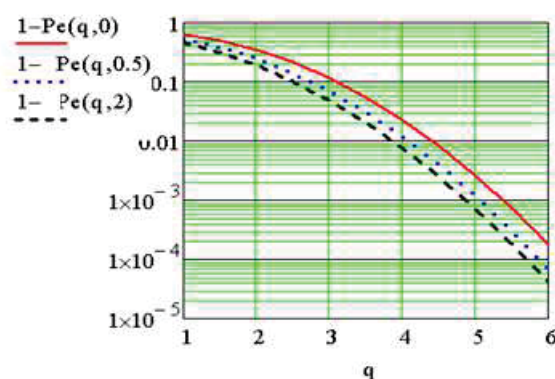


Рис. 4. Вероятность ошибки различения $M=4$ ортогональных сигналов

ЛИТЕРАТУРА

1. Витерби Э.Д. Принципы когерентной связи/ Пер. с англ. Под ред. Б.Р. Левина/- М.: Сов.радио, 1970.-392с.
2. Галкин В.А. Цифровая мобильная связь. Учебное пособие для вузов. -М.: Горячая линия-Телеком, 2007.-432с.
3. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией псевдослучайной последовательностью/В.И. Борисов, В.М. Зинчук, А.Е. Лимарев, Н.П. Мухин, Г.С. Нахмансон. Под ред. В.И. Борисова/-М.: Радио и связь, 2003.-640с.
4. Global Positioning System: Theory and Applications, Volume 1, Edited by B.W. Parkinson, J. J. Spilker Jr., 1996
5. Meyer H., and Ascheid Synchronization in Digital Communications, Vol 1, Phase, Frequency Locked Loops and Amplitude Control, Wiley, New York, 1990
6. Сетевые спутниковые радионавигационные систем/ под ред. В.С. Шебшаевича/. М.: Радио и связь, 1993.-408 с.
7. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех.-М.: Сов.радио, 1978.-296с.
8. Прокис Дж. Цифровая связь/Пер. с англ.-М. Сов Радио, 2000. -797 с.

REFERENCES

1. Viterbi A.J. Principles of coherent communications -Mc Graw-Hill Book Company, 1970
2. Galkin V.A. Digital mobile communication. 2007.-432p
3. Noise immunity of the radio communication systems with signal spectrum extension by pseudo-random sequence modulation / V.I. Borisov, V.M. Zinchuk, A.E. Limarev, N.P. Mukhin, G.S. Nakhmanson. Edited by V.I. Borisov: Radio and Communications, 2003.-640.
4. Global Positioning System: Theory and Applications, Volume 1, Edited by B.W. Parkinson, J. J. Spilker Jr., 1996
5. Meyer H., and Ascheid Synchronization in Digital Communications, Vol 1, Phase, Frequency Locked Loops and Amplitude Control, Wiley, New York, 1990
6. Network Satellite Radio Navigation Systems / edited by V.S. Shebshaevich : Radio and Communications, 1993. - 408.
7. E.I. Kulikov, A.P. Trifonov. Estimation of signal parameters against a noisy background.- M.: Soviet radio, 1978.- 296p
8. Proakis J.G. Digital communication. Mc Graw hill, 1995

ОПТИМИЗАЦИЯ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ДЛЯ LDPC ДЕКОДИРОВАНИЯ В ПОЛЕ ГАЛУА В КАНАЛАХ С ИМПУЛЬСНЫМ ШУМОМ

М. В. Хорошайлова¹

¹Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В этой статье предлагается оптимизация передачи данных путем вычисления апостериорных вероятностей принятых значений для не двоичного LDPC декодирования в канале с аддитивным белым шумом класса А (AWAN). Чтобы проверить производительность предложенной инициализации, проводятся экспериментальные исследования с точки зрения сходимости, достоверности и надежности передачи данных. Предварительные результаты показывают, что алгоритм декодирования с оптимизированной инициализацией для не двоичных LDPC кодов работает лучше, чем конкурирующие методы и алгоритм двоичных кодов LDPC на канале AWAN.

Ключевые слова: передача данных, LDPC декодирование, канал с импульсным шумом, поле Галуа

OPTIMIZATION OF DATA TRANSMISSION FOR LDPC DECODING IN THE GALOIS FIELD IN CHANNELS WITH PULSE NOISE

M. V. Khoroshailova¹

¹ Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. In this article, data optimization is proposed by calculating the a posteriori probabilities of the accepted values for non-binary LDPC decoding in a channel with additive white noise of class A (AWAN). To test the performance of the proposed initialization, experimental studies are conducted in terms of convergence, reliability and reliability of data transmission. Preliminary results show that the decoding algorithm with optimized initialization for non-binary LDPC codes works better than competing methods and the LDPC binary code algorithm on the AWAN channel.

Keywords: data transmission, LDPC decoding, pulse noise channel, Galois field

1. ВВЕДЕНИЕ

Современная навигационная спутниковая связь отличается высокой скоростью передачи данных. Чтобы избежать битовых ошибок при передаче данных, коды с низкой плотностью контроля четности (LDPC) признаны эффективными для применения в навигационной связи. Обычно LDPC декодирование применяется для канала с аддитивным белым гауссовским шумом (AWGN) и сильно ухудшается при столкновении с импульсным шумом. Однако навигационная связь часто страдает от импульсивных помех из-за возникновения высокоамплитудных «всплесков». Работая в жестких условиях, например, в подводной среде в окружении акустических шумов или в энергетике, декодер не двоичных кодов LDPC неизбежно подвергается импульсным помехам, что вызывает низкую достоверность передаваемой информации и даже приводит к сбою связи. Поэтому в настоящее время оценка и анализ кодов LDPC в

$GF(q)$ для навигационной спутниковой связи, особенно в суровых условиях, привлекают внимание разработчиков.

2. ИНИЦИАЛИЗАЦИЯ ДАННЫХ В ПРОЦЕССЕ ДЕКОДИРОВАНИЯ

Недвоичные коды LDPC можно рассматривать как разновидность линейных блочных кодов, которые являются расширением двоичных кодов LDPC над $GF(q)$. Разница между недвоичными LDPC кодами и двоичными LDPC кодами заключается в том, что каждый ненулевой элемент разреженной матрицы проверки на четность должен быть получен из $GF(q)$. По сравнению с двоичными кодами LDPC, недвоичные коды LDPC лучше работают при передаче данных благодаря преимуществам в отношении устойчивости к пакетным ошибкам и высокой скорости передачи.

Значительный объем исследований был сосредоточен на разработке, кодировании, декодировании и анализе производительности недвоичных кодов LDPC. Алгоритм итеративного декодирования, основанный на ВР, является важным алгоритмом декодирования мягких решений. Согласно этому алгоритму сообщения доставляются между узлами переменных и узлами проверки во время итераций после инициализации. Далее полученные коды обновляются до тех пор, пока не будут выполнены уравнения проверки на четность или не будет достигнут верхний предел числа итераций.

Поскольку вероятность перехода канала используется только в процессе инициализации, сосредоточимся на оптимизации инициализации LDPC декодирования в канале AWAN.

Начальные сообщения, отправленные из переменного узла v_j в контрольный узел c_i , представляют собой вероятности j -го кодового слова u_j , равные $\{a_1, a_2, \dots, a_q\}$ соответственно, при заданной полученной последовательности y . И это может быть выражено как

$$P_j^a = P(u_j = a_k | y), \text{ где } 1 \leq k \leq q \text{ и } a_k \text{ обозначает элемент } GF(q). \text{ Расширяем } a_k$$

до двоичной последовательности $\{a_{k1}, a_{k2}, \dots, a_{kp}\}$, и тогда уравнение перепишем в виде

$$\begin{aligned} P_j^a &= P(u_{j,1} = a_{k1}, \dots, u_{j,p} = a_{kp} | y_{j,1}, \dots, y_{j,p}) = \\ &= P(u_{j,1} = a_{k1} | y_{j,1}) \cdot P(u_{j,2} = a_{k2} | y_{j,2}) \cdot \dots \cdot P(u_{j,p} = a_{kp} | y_{j,p}) \end{aligned}$$

Существует отображение между расширенным кодовым словом u и передаваемой последовательностью x из-за модуляции BPSK. Таким образом, $P(u_{j,1} = a_{k1} | y_{j,1})$ равно $P(x_{j,1} = 1 - 2a_{k1} | y_{j,1})$.

3. ОПТИМИЗИРОВАННАЯ ПЕРЕДАЧА ДАННЫХ ДЛЯ LDPC ДЕКОДИРОВАНИЯ В КАНАЛЕ С ИМПУЛЬСНЫМ ШУМОМ

Во время инициализации обычного процесса декодирования получаем апостериорную вероятность принятых битов из вероятности перехода канала AWGN, которое страдает от ухудшения частоты ошибок по битам (BER) в условиях

импульсного шума. Следовательно, для декодирования LDPC в $GF(q)$ в канале AWAN, поскольку параметры канала используются только при инициализации декодирования, необходимо улучшить инициализацию процесса итеративного декодирования без изменения режима передачи информации между переменными и проверочными узлами. В этом случае оптимизированная инициализация может быть применена к различным традиционным алгоритмам LDPC декодирования через $GF(q)$, такие как самый быстрый алгоритм распространения доверия вычисления преобразования Фурье, (от англ. Fast Fourier Transform belief propagation FFT BP и расширенный алгоритм min-sum (EMS). Алгоритм декодирования BP с оптимизированной инициализацией для LDPC кодов по $GF(q)$ на канале AWAN можно проиллюстрировать блок-схемой на рис. 1.

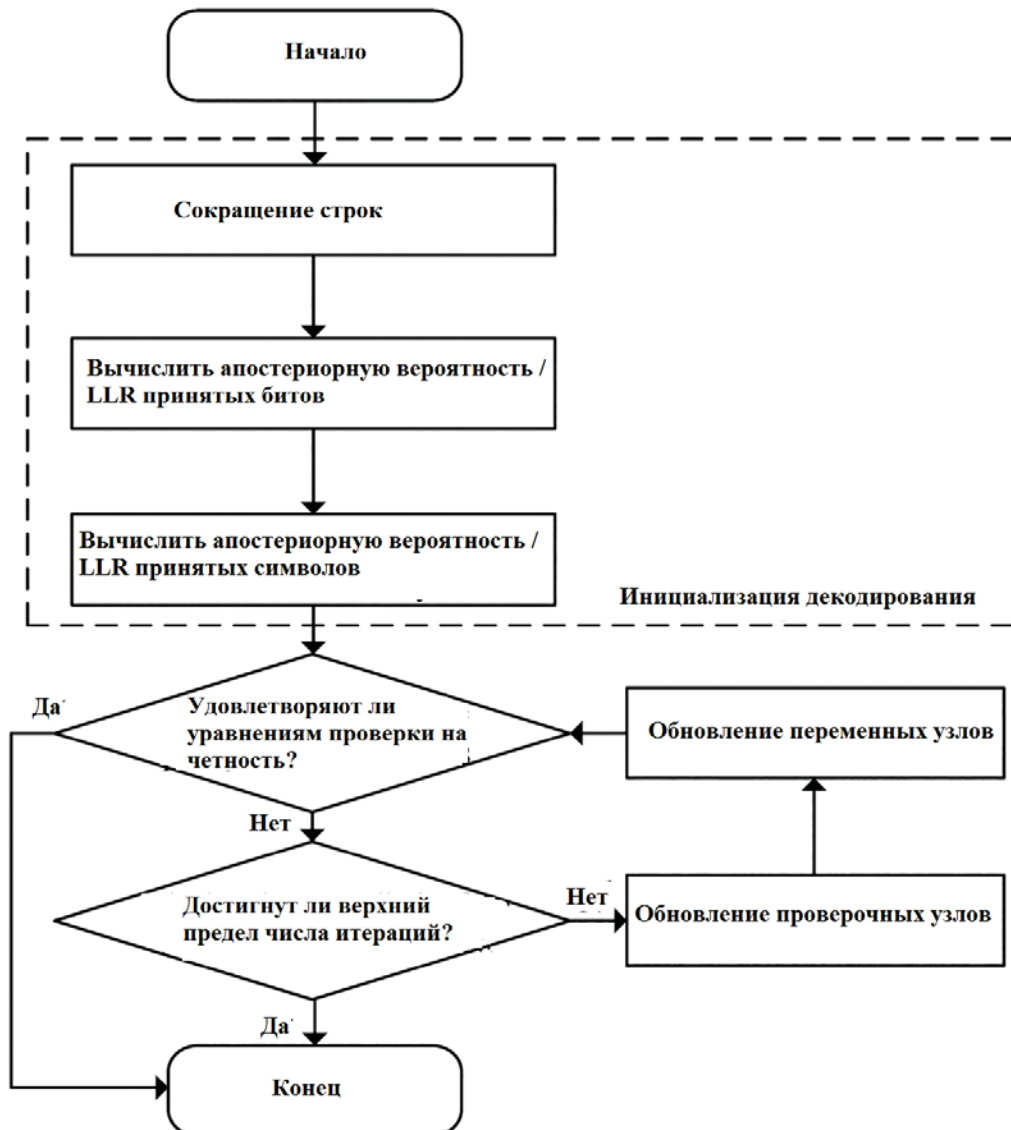


Рис. 1. Блок-схема декодирования BP для кодов LDPC по $GF(q)$ на канале AWAN

На рис. 2 представлены характеристики LLR при разных амплитудах принимаемого сигнала на каналах AWGN и AWAN. Из рис. 2 можно сделать вывод, что LLR пропорционален амплитуде принятого сигнала для канала AWGN, в то время как для канала AWAN он имеет нелинейную связь с амплитудой принятого сигнала. В частности, для канала AWAN LLR пропорционален амплитуде принятого сигнала и

аналогичен LLR канала AWGN, когда амплитуда сигнала меньше 1. С другой стороны, по мере увеличения амплитуды принятого сигнала соответствующий LLR ухудшается из-за того, что принимаемый сигнал с высокой вероятностью может содержать импульсный шум.

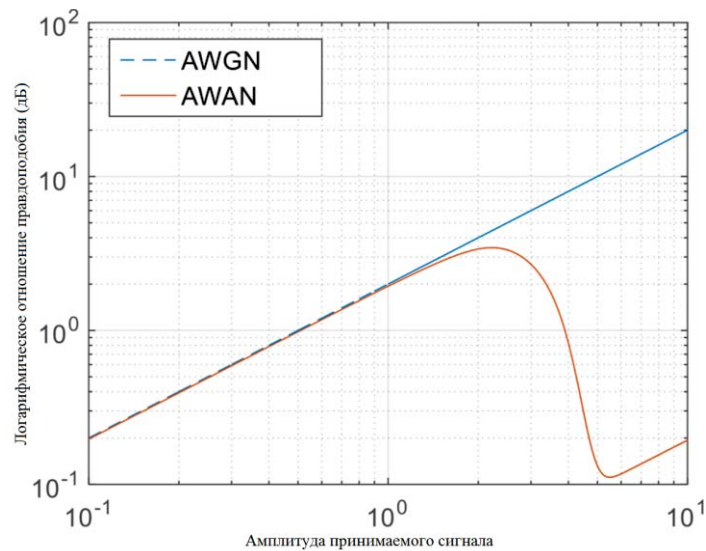


Рис. 2. LLR для каналов AWGN и AWAN

Для эксперимента использовались нерегулярные квазициклические (QC) коды LDPC (88, 44) и (200, 100) по GF(64) со скоростью передачи 1/2 и двоичный нерегулярный код QC-LDPC (528, 264) со скоростью передачи 1/2, декодер был настроен на выполнение не более 50 итераций. Различные методы декодирования оцениваются и сравниваются в отношении сходимости, достоверности и надежности. Экспериментальные результаты указывают на превосходство предложенной оптимизированной инициализации.

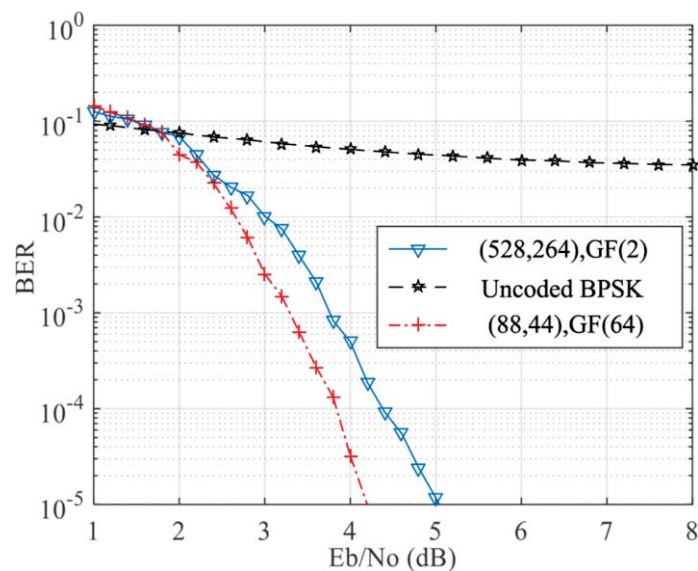


Рис. 3. Сравнение производительности кодов LDPC по GF(2) и GF(64) на канале AWAN

На рис. 3 показано, что производительность BER двоичных кодов LDPC в канале AWAN ухудшается примерно на 1,7 дБ по сравнению с кодами LDPC по GF(64), что показывает, что коды LDPC по GF(64) превосходят двоичные коды LDPC по каналу AWAN.

На рис. 4 показано сравнение производительности предлагаемого подхода с кодами QC LDPC (88, 44) и (200, 100) по GF(64) на канале AWAN с $A = 0,1$ и $\Gamma = 0,1$. Можно заметить, что как для длинных, так и для коротких кодов алгоритм декодирования с оптимизированной инициализацией может выполняться точно, а коды QC LDPC (200, 100) имеют выигрыш кодирования на 1 дБ по сравнению с кодами QC LDPC (88, 44) при $\text{BER} = 10^{-5}$. Можно сделать вывод, что предложенная инициализация демонстрирует превосходную надежность.

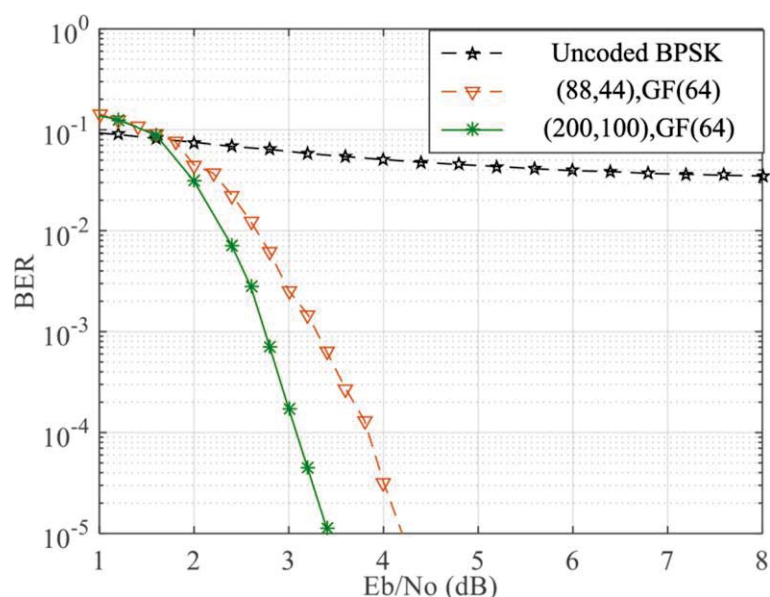


Рис. 4. Сравнение производительности кодов QC LDPC на канале AWAN с $A = 0,1$ и $\Gamma = 0,1$

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Было проведено LDPC декодирование в GF(q) в условиях импульсного шума для современной навигационной спутниковой связи. Предложена оптимизированная инициализация для LDPC декодирования в GF(q) в канале AWAN, которую можно использовать в алгоритме итеративного декодирования на основе ВР. Результаты моделирования показывают, что алгоритм декодирования с оптимизированной инициализацией обеспечивает усиление кодирования 12,2 дБ при $\text{BER} = 10^{-5}$ по сравнению с обычными методами на выделенном канале AWAN. Более того, LDPC кодирует GF(q) получает усиление кодирования 1,7 дБ по сравнению с двоичными кодами LDPC при $\text{BER} = 10^{-5}$ на канале AWAN. Надежность и влияние параметров канала подтверждаются при рассмотрении кодов LDPC с различной длиной и канала с параметрами AWAN.

ЛИТЕРАТУРА

1. Хорошайлова М.В. Архитектура канального кодирования на основе ПЛИС для 5G беспроводной сети с использованием высокоуровневого синтеза / М.В. Хорошайлова // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2018. – Т. 14. № 2. – С. 99-105.
2. Wijekoon V, Viterbo E, Hong Y, Micheloni R, Marelli A. A Novel Graph Expansion and a Decoding Algorithm for NB-LDPC Codes. IEEE Transactions on Communications. 2019.
3. Pathak Y, Shukla PK, Tiwari A, Stalin S, Singh S, Shukla PK. Deep Transfer Learning based Classification Model for COVID-19 Disease. IRBM. 2020.
4. Башкиров А.В. Алгоритмы низкой сложности декодирования и архитектура для не двоичных низкоплотностных кодов / А.В. Башкиров, М.В. Хорошайлова // Радиотехника. 2016. № 6. С. 10-14.

REFERENCES

1. Khoroshaylova M.V. FPGA-based channel coding architecture for a 5G wireless network using high-level synthesis / M.V. Horoshailova // Vestnik of Voronezh State Technical University. – 2018. – T. 14. № 2. – C. 99-105.
2. Wijekoon V, Viterbo E, Hong Y, Micheloni R, Marelli A. A Novel Graph Expansion and a Decoding Algorithm for NB-LDPC Codes. IEEE Transactions on Communications. 2019.
3. Pathak Y, Shukla PK, Tiwari A, Stalin S, Singh S, Shukla PK. Deep Transfer Learning based Classification Model for COVID-19 Disease. IRBM. 2020.
4. Bashkirov A.V. Low-complexity decoding algorithms and architecture for non-binary low-density codes / A.V. Bashkirov, M.V. Khoroshaylova // Radio engineering. 2016. № 6. C. 10-14.

ОСОБЕННОСТИ ОРГАНИЗАЦИИ И ВЫПОЛНЕНИЯ ЗАДАЧ КОМПЛЕКСНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ НА СОВРЕМЕННОМ ЭТАПЕ

И. А. Сидоренко¹

¹ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж, Россия

Аннотация. Проанализированы актуальные организационные, технические и методические вопросы организации и выполнении задач комплексного технического контроля объектов защиты в современных условиях.

Ключевые слова: комплексный технический контроль, объект защиты, распределение ресурса, оценка разведдоступности.

FEATURES OF THE ORGANIZATION AND PERFORMANCE OF COMPLEX TECHNICAL CONTROL TASKS AT THE PRESENT STAGE

I. A. Sidorenko¹

¹MESC AF «Air Force Academy», Voronezh, Russia

Abstract. The actual organizational, technical and methodological issues of the organization and performance of tasks of complex technical control of objects of protection in modern conditions are analyzed.

Keywords: comprehensive technical control, object of protection, resource allocation, intelligence availability assessment.

1. ВВЕДЕНИЕ

Важнейшие геостратегические изменения, происшедшие в мире за последнее время, заметно снизили вероятность глобального вооруженного конфликта, не повлекли за собой снижения опасности конфликтов локальных [1, 2]. Большинство ведущих стран мира, чье военно-политическое влияние усилилось, стали уделять возрастающее внимание развитию технических средств разведок (ТСР) как важного фактора успешного решения широкого круга задач оперативного, оперативно-тактического и тактического характера [3, 4].

Опыт локальных вооруженных конфликтов последних лет характеризуется высокой и постоянно нарастающей динамикой изменения оперативной обстановки и возрастающей ролью ТСР в информационном обеспечении боевых действий войск и подготовке к ним [5]. При этом к наиболее информативным и опасным видам технических разведок следует отнести прежде всего радио- и радиотехническую разведку (РРТР), а также видовые разведки: телевизионную (ТВР), инфракрасную (ИКР), радиолокационную (РЛР) и фотографическую (ФР) космического, воздушного и наземного базирования. По мнению ведущих военных специалистов, достижение информационного превосходства над противником является одним из основных направлений развития систем защиты информации и информационной безопасности [6]. Выполнение мероприятий КТК включает в себя контроль ОЗ в различных физических полях. Проведение мероприятий КТК в радиодиапазоне заключается в контроле

правильного функционирования своих радиоэлектронных средств (РЭС), а также для защиты циркулирующей в них конфиденциальной информации от ТСР.

Специалист в данной области отвечает за эффективность защиты информации, передаваемой и обрабатываемой различными средствами, от ее утечки по техническим каналам. Для этого ему необходимо оперативно пресекать нарушения в функционировании своих РЭС, таких как несоблюдение допустимых параметров излучения или передача в открытом режиме связи конфиденциальной информации.

В настоящее время стремительно увеличивается количество РЭС и радиосетей, что влечет за собой ряд проблем при проведении КТК. Так, при организации КТК появляется проблема распределения разнородного ресурса контроля между объектами защиты [7–10]. Следующей проблемой становится совершенствование приемной аппаратуры, внутрикомплексной связи. После приема и обработки сигнала от источника радиоизлучения (ИРИ) необходимо в кратчайшие сроки провести оценку разведдоступности объекта защиты, принять меры к закрытию (ослаблению) технического канала утечки информации.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Исходя из существующих проблем в области КТК, задача исследования состоит в разработке общей концепции создания перспективной пространственно-распределенной системы радиоконтроля, применяющая актуальные методы решения данных проблем. Для достижения поставленной цели проведен анализ тенденций развития РЭС, порядок применения и распределения сил и средств КТК, аппаратных и программных средств обработки принимаемых сигналов и измерения частоты, методик оценки разведдоступности объектов защиты. Кроме того, необходимо рассмотреть вопрос применения современных средств автоматизации при обучении специалистов КТК.

3. ОБЗОР И АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ РЕЗУЛЬТАТОВ

Одним из важных и ответственных этапов при проведении КТК является правильное распределение имеющихся разнородных ресурсов контроля, обеспечивающее наибольший охват объектов защиты. Методика определения частоты и продолжительности контроля эффективности защиты информации, которая за счет использования положений метода выборочного контроля позволяет оценить, какое количество сеансов излучений следует проконтролировать, чтобы с заданной вероятностью не пропустить определенное количество нарушений в не проконтролированных сеансах излучений предложена в работе [11].

На этапе распределения ресурсов особое распространение получили методы «весовых коэффициентов» [12]. В работе [7] разработан алгоритм рационального распределения разнородных комплексов и средств КТК по объектам контроля и защиты в условиях ограниченного ресурса сил, средств и времени при планировании мероприятий по противодействию техническим средствам разведки (ПД ТСР) при реализации оперативных действий (по отдельным задачам КТК) по защите критически важных объектов. Кроме того, применение данного алгоритма обеспечивает выработку

новых тактических приемов и способов выполнения разноплановых задач КТК в различных оперативно-тактических условиях. Методика адаптивного распределения разнородных средств комплексного технического контроля по объектам защиты в различных физических полях с использованием метода весовых коэффициентов в условиях ограниченного ресурса сил, средств и времени при планировании мероприятий по противодействию техническим средствам разведки приводится в [8]. В этом случае при составлении план-графика применения средств КТК (рисунок 1) учитываются не только количество, пространственно-энергетические характеристики ОЗ и возможности средств КТК применительно к условиям выполнения типовых задач контроля, но и важность защищаемой информации.



Рис. 1. Применение сил и средств КТК

Методика адаптивной настройки параметров алгоритма рационального распределения разнородных комплексов и средств КТК по объектам контроля и защиты в различных физических полях в условиях ограниченного ресурса сил, средств и времени при планировании мероприятий по ПД ТСР рассматривается в [9]. Методика основана на оптимизации системы комплексного технического контроля с нелинейной двухиндексной функцией при независимых элементах системы за счет использования метода весовых коэффициентов [9]. Применение (функционирование) ОЗ на множестве условий конкурентного взаимодействия ТСР и средств КТК рассматривается по результатам оценки состояний разведзащищенности ОЗ. В качестве критерия такой оценки предлагается использовать ценность результатов КТК, учитывающих существенность какого-либо мероприятия ПД ТСР, своевременность получения

информации о нарушении требований ПД ТСП, репрезентативность, содержательность, достаточность, доступность, актуальность и точность результатов КТК.

Метод и реализующие его процедуры рационального распределения разнородного ресурса радиоэлектронной системы защиты охраняемых сведений объектов КТК, который базируется на применении основных положений метода «весовых коэффициентов» с измененным порядком ранжирования объектов контроля (по их относительной важности, информативности контролируемых и защищаемых параметров в различных физических полях) и измененным порядком формирования матрицы эффективности радиоэлектронной системы защиты (РЭСЗ) охраняемых сведений объектов КТК рассмотрен в [10]. При этом распределение многофункциональных комплексов КТК по объектам осуществляется по критерию – максимум относительного количества критически важных объектов, вскрытие которых предотвращено за счет своевременного предотвращения нарушений требований по ПД ТСП.

Распределение в группах на основе благосостояния [13] основывается на роулсеанском и утилитаристском критериях благосостояния, а также функции максимальной полезности в группе. Обобщение методов распределения ресурсов приводится в монографии [14]. Данный анализ проводится как с системными, так и с теоретико-игровыми подходами. Автор, подводя итоги своего анализа, выделяет главные проблемы при решении задач распределения: проблема выбора и проблема распределения ресурса.

Следующим немаловажным этапом является прием сигнала, его обработка и определение параметров в аппаратуре радиомониторинга. В работе [15] изложены результаты исследований, направленные на повышение функциональной устойчивости элементной базы приемного тракта средств радиомониторинга, предложен порядок приема сигнала на процедуре безмультипликативной обработки, обеспечивающий реализацию режима функциональной устойчивости для частотного детектирования. В работе [16] проведено сравнение схемы с полосовым фильтром и частотным детектором, построенными на процедуре пересечения, со схемой в составе полосового фильтра, частотного детектора с фазовым преобразованием частотной модуляции, построенными на процедуре умножения и амплитудного ограничителя на процедуре пересечения. Предлагаемые в данных работах [15, 16] схемы обработки сигналов позволяют повысить эффективность применения средств КТК мер противодействия техническим разведкам, в условиях сложной радиоэлектронной обстановки.

Процесс обнаружения компонентов сигнала статистическим анализом подробно изложен в работе [17]. В последнее время активно начали применяться алгоритмы адаптивной фильтрации с ограничениями, обладающие высокой устойчивостью к негауссовскому шуму. Среди них надежный алгоритм М-оценки с наименьшим средним, имеющий значительную производительность на фоне импульсного шума, основанного на характеристике антиимпульсного шума функции М-оценки. Приведенный методический аппарат позволяет проводить обобщенные оценки возможностей РТР по обнаружению маломощных ИРИ с учетом временного фактора

для усредненных параметров средств по видам РТР на основе функционального подхода к определению вероятностных характеристик обнаружения [18].

Стремительное увеличение количества РЭС и высокая загруженность радиочастотного спектра повышает требования, предъявляемые к приемной аппаратуре средств радиомониторинга, прежде всего, по точности измерения частоты сигнала. Один из возможных вариантов решения данной проблемы – совместное применение процедур пересечения и объединения [19] и частотной дискриминации. Помимо загруженности радиочастотного спектра и числа РЭС, увеличивается и число средств радиоэлектронной борьбы, что заставляет проводить радио- и радиотехнический контроль РЭС в условиях воздействия преднамеренных радиоэлектронных помех [20]. Данный фактор негативно сказывается на качестве функционирования приемного тракта средств радиомониторинга. В работе [21] рассмотрен способ повышения устойчивости от средств функционального поражения за счет применения процедуры нелинейной обработки сигнала в приемном тракте. Методический подход к синтезу функционально-устойчивых схем обработки сигналов в комплексах радиомониторинга, позволяющий в силу наличия нелинейных свойств безмультипликативных процедур обработки сигналов удерживать показатели качества (помехоустойчивость, энергетическая, структурная и информационная скрытности) в заданных пределах при значительных изменениях внешних условий сложной электромагнитной обстановки предложен в [22].

На основании результатов исследований [15, 16, 19, 21, 22], посвященных повышению функциональной устойчивости элементов приемного тракта РЭС, предложены алгоритмы на процедуре безмультипликативной обработки, обеспечивающие реализацию режима функциональной устойчивости для частотного детектирования. Проведены результаты сравнения алгоритмической схемы с полосовым фильтром и частотным детектором, построенными на процедуре пересечения, со схемой в составе полосового фильтра, частотного детектора с фазовым преобразованием частотной модуляции, построенными на процедуре умножения и амплитудного ограничителя на процедуре пересечения.

Обеспечив правильный прием сигнала аппаратурой КТК, специалисту необходимо оценить вероятность обнаружения защищаемого объекта средствами технической разведки иностранных государств. Руководящий документы, описывающие методику данной оценки, требуют большого количества исходных данных, а сложность их проведения не позволяет выполнить данную оценку не имеющим соответствующей квалификации людям. Приведенный в работе [18] методический аппарат позволяет проводить обобщенные оценки возможностей РТР по обнаружению маломощных источников радиоизлучений (ИРИ) с учетом временного фактора для усредненных параметров средств по видам РТР на основе функционального подхода к определению вероятностных характеристик обнаружения. Методика определения требуемой частоты и продолжительности КТК эффективности защиты информации на критически важных объектах (КВО) [11], базирующаяся на положениях метода выборочного контроля, представлена на рисунке 2.

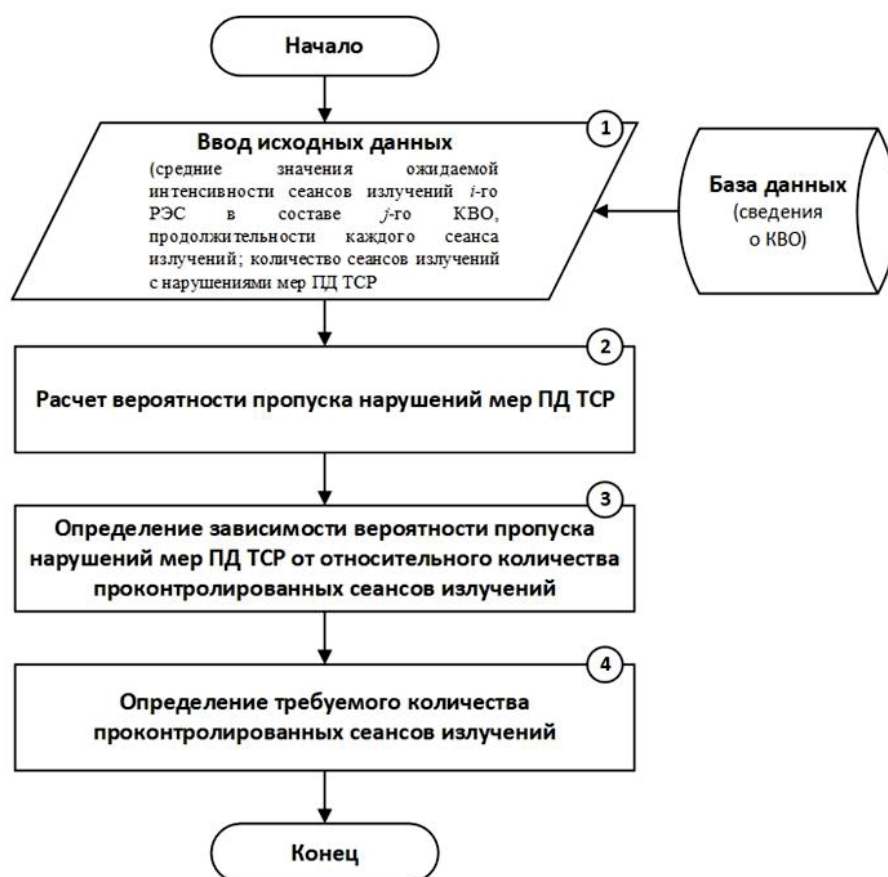


Рис. 2. Методика определения требуемой частоты и продолжительности КТК

Методика основана на использовании положений метода выборочного контроля и позволяет оценить, какое количество сеансов излучений следует проконтролировать, чтобы с заданной вероятностью не пропустить определенное количество нарушений в не проконтролированных сеансах излучений. В [23] обоснованы показатели и критерии, используемые при проведении оценки разведдоступности ИРИ. Полученная оценка отличается повышенной точностью, однако требует большого количества данных о контролируемом РЭС и специальной подготовки.

В последнее время стала актуальной задача повышения качества подготовки специалистов КТК, за счет применения современных автоматизированных обучающих систем (АОС) и средств компьютерного моделирования [24, 25]. В целях улучшения качества подготовки, необходимо смоделировать наиболее полную группу демаскирующих признаков и сложную радиоэлектронную обстановку, для этого на первоначальном этапе необходимо составить структуру и функциональную модель объектов контроля. Вариант решения данной задачи рассмотрен в работе [25], где приведена концептуальная модель процесса формирования компетенций специалистов технической защиты информации, которая по видам деятельности и срокам подготовки позволяет формировать компетенции, необходимые для решения задач информационной безопасности, что позволяет учитывать обобщенные способы действий в различных условиях для отработки конкретных ситуаций. Модель,

отражающая процесс применения технических средств обучения и позволяющая предъявить требования к информационно-обучающим воздействиям на различных уровнях обучения специалистов в области радиомониторинга [26], показывала высокую дидактическую эффективность при подготовке специалистов в области КТК.

Немаловажным остается проблема развития командных компетенций выпускника, умений правильно оценивать обстановку, распределять имеющиеся ресурсы и анализировать результаты работы. В работе [27] приводятся результаты моделирования, позволяющие определить требуемые вероятностно-временные характеристики своих подсистем управления и обосновать объемы, выделяемых для поражения объектов АСУ РЭБ противника, ресурсов огневого поражения, радиоэлектронного подавления и специальных программных воздействий. Результаты исследования можно использовать при разработке информационно-расчетных систем, что позволит повысить эффективность борьбы за превосходство в управлении и достичь высокой эффективности применения основных систем вооружения за счет учета новых факторов быстропротекающих конфликтных процессов, задаваемых характеристиками подсистем противника и своих подсистем.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной статье представлены результаты анализа существующих вариантов организационных, технических и методических вопросов по организации и выполнении задач КТК объектов защиты в современных условиях. Дальнейшие исследования будут целесообразно направить на разработку новой модели перспективной пространственно-распределенной системы радиоконтроля, с учетом выявленных недостатков, объединение вариантов их решения для обеспечения модульной, согласованной системы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Новичков Н.Н., Федюшко Д.И., Костин В.В., Милованова Л.Р. Российское оружие в Сирии: анализ, итоги, выводы / Под общ. ред. и с предисловием В.Н. Половинкина. – М.: ООО «Статус», 2018. – 336 с.
2. Сахнин А.А., Игнатенков В.Г. Защищенное информационное пространство. Комплексный технический контроль радиоэлектронных средств. – М.: Горячая линия–Телеком, 2016. – 336 с.
3. Меньшаков Ю.К. Основы защиты от технических разведок: учебное пособие. – М.: ИПЦ «Маска», 2017 – 572 с.
4. Бражников А.Е., Меньшаков Ю.К. Иностранные разведки. Сегодня. – М.: Медиа Группа «Авангард», 2015. – 458 с.
5. Попов И.М., Хамзатов М.М. Война будущего: концептуальные основы и практические выводы. Очерки стратегической мысли. – М.: Кучково поле, 2016. – 832 с.
6. Щекотихин В.М., Королев А.В., Королева В.В. и др. Информационная война. Информационное противоборство: теория и практика. Монография / Под общ. ред. В.М. Щекотихина. – М.: Академия ФСО России, ЦАТУ, 2010. – 999 с.
7. Леньшин А.В., Кравцов Е.В. Алгоритм распределения разнородного ресурса комплексов и средств комплексного технического контроля по объектам контроля и защиты // Телекоммуникации. – 2017. – № 8. – С. 13–17.
8. Леньшин А.В., Кравцов Е.В. Методика адаптивного распределения сил и средств комплексного технического контроля по объектам защиты в различных физических полях

- разнесенного приема // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2020. – № 4. – С. 15–22.
9. Леньшин А.В., Кравцов Е.В. Оптимизация распределения разнородного ресурса комплексов и средств комплексного технического контроля по объектам защиты в различных физических полях // Телекоммуникации. – 2021. – № 2. – С. 17–20.
 10. Леньшин А.В., Кравцов Е.В. Метод рационального распределения разнородного ресурса радиоэлектронной системы защиты охраняемых сведений объектов комплексного технического контроля // Телекоммуникации. – 2021. – № 12. – С. 31–38.
 11. Леньшин А.В., Кравцов Е.В. Методика определения частоты и продолжительности контроля эффективности защиты информации на критически важных объектах // Телекоммуникации. – 2021. – № 5. – С. 30–34.
 12. Берзин Е.А. Оптимальное распределение ресурсов и элементы синтеза систем / Под ред. Е.В. Золотова. – М: Радио и связь, 1974. – 304 с.
 13. Короткова Ю. В. Метод распределения ограниченного ресурса между различными группами на основании их функции полезности // Экономика и математические методы. – 2010, Том 46. – № 2. – С. 89–99.
 14. Величко С.В., Сербулов Ю.С., Лемешкин А.В. Информационные технологии выбора и распределения ресурсов технологических систем. Монография. – Воронеж: Воронежский институт высоких технологий, 2006. – 244 с.
 15. Кравцов Е.В., Куцева О.А., Лихоманов М.О., Яценко Б.М. Повышение информационной скрытности данных в телекоммуникационных системах на основе способа и схемы обработки сложных сигналов с произвольным числом элементов и распознаванием формы автокорреляционной функции // Телекоммуникации. – 2021. – № 10. – С. 11–20.
 16. Кравцов Е.В., Лихоманов О.М., Рюмшин Р.И. Функционально устойчивый алгоритм частотного детектирования на процедуру безмультипликативной обработки // Радиотехника. – 2021. – № 1. – С. 44–52.
 17. Ljubisa Stankovic, Srdjan Stankovic, Moeness Amin. Missing samples analysis in signals for applications to L-estimation and compressive sensing // Signal Processing. – 2014. – vol. 91. – pp. 401–408.
 18. Кравцов Е.В. Метод обнаружения маломощных источников радиоизлучения // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2021. – № 4. – С. 13–20.
 19. Кравцов Е.В., Лихоманов М.О., Рюмшин Р.И. Способ повышения точности измерения частоты сигнала на основе совместного применения процедур пересечения и объединения // Телекоммуникации. – 2020. – № 5. – С. 28–32.
 20. Леньшин А.В. Бортовые системы и комплексы радиоэлектронного подавления. – Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2014. – 590 с.
 21. Болкунов А.А., Кравцов Е.В., Рюмшин Р.И. Исследование способа повышения функциональной устойчивости полосового не рекурсивного фильтра на процедуре пересечения // Телекоммуникации. – 2018. – № 2. – С. 17–22.
 22. Леньшин А.В., Кравцов Е.В. Разработка и исследование схем обработки сложных сигналов, обеспечивающих повышение функциональной устойчивости средств радиомониторинга в сложной электромагнитной обстановке // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2020. – № 2. – С. 4–12.
 23. Хорев А.А. Оценка возможностей средств радиоразведки по перехвату информации // Специальная техника. – 2009. – № 2. – С. 54–64.
 24. Зиброва Н.В., Кравцов Е.В. Системы радио- и радиотехнического контроля: научно-методические основы оптимизации кадрового потенциала при их создании // Теория и техника радиосвязи. – 2021. – № 1. – С. 38–46.
 25. Нагалин А.В., Кравцов Е.В., Сеньюков Г.А. Концептуальная модель оптимизации временных затрат на формирование компетенций на примере подготовки специалистов технической защиты информации // Вестник Воронежского института МВД России. – 2014. – № 3. – С. 203–209.

26. Леньшин А.В., Нагалин А.В., Кравцов Е.В., Сеньюков Г.А. Оценка эффективности технических средств обучения специалистов в области радиомониторинга // Радиотехника. – 2015. – № 12. – С. 89–94.
27. Козлитин С.Н., Козирацкий Ю.Л., Будников С.А. Моделирование совместного применения средств радиоэлектронной борьбы и огневого поражения в интересах повышения эффективности борьбы за превосходство в управлении // Системы управления, связи и безопасности. – 2020. – №1. – С. 152–156.

REFERENCES

1. Novikov N.N., Fedyushko D.I., Kostin V.V., Milovanova L.R. Russian weapons in Syria: analysis, results, conclusions / Under the general ed. and with a preface by V.N. Polovinkin. - M.: LLC "Status", 2018– - 336 p.
2. Sakhnin A.A., Ignatenkov V.G. Protected information space. Complex technical control of radio-electronic means. - M.: Hotline-Telecom, 2016– - 336 p.
3. Menshakov Yu.K. Fundamentals of protection from technical intelligence: textbook. - M.: CPI "Mask", 2017 □ 572 p.
4. Brazhnikov A.E., Menshakov Yu.K. Foreign intelligence. Today. - Moscow: Avangard Media Group, 2015. - 458 p.
5. Popov I.M., Khamzatov M.M. The war of the future: conceptual foundations and practical conclusions. Essays of strategic thought. - M.: Kuchkovo field, 2016– - 832 p.
6. Shchekotikhin V.M., Korolev A.V., Koroleva V.V., etc. Information warfare. Informational confrontation: theory and practice. Monograph / Under the general editorship of V.M. Shchekotikhin. - M.: Academy of FSO of Russia, TSATU, 2010– - 999 p.
7. Lenshin A.V., Kravtsov E.V. Algorithm of distribution of heterogeneous resource of complexes and means of complex technical control on objects of control and protection // Telecommunications. - 2017. - No. 8. - pp. 13-17.
8. Lenshin A.V., Kravtsov E.V. Methodology of adaptive distribution of forces and means of complex technical control over protection objects in various physical fields of spaced reception // Radio engineering and telecommunication systems. - 2020. - No. 4. - pp. 15-22.
9. Lenshin A.V., Kravtsov E.V. Optimization of the distribution of a heterogeneous resource of complexes and means of complex technical control over objects of protection in various physical fields // Telecommunications. - 2021. - No. 2. - pp. 17-20.
10. Lenshin A.V., Kravtsov E.V. Method of rational distribution of heterogeneous resource of radio-electronic system of protection of protected information of objects of complex technical control // Telecommunications. - 2021. - No. 12. - pp. 31-38.
11. Lenshin A.V., Kravtsov E.V. Methodology for determining the frequency and duration of monitoring the effectiveness of information protection at critical facilities // Telecommunications. - 2021. - No. 5. - pp. 30-34.
12. Berzin E.A. Optimal resource allocation and elements of system synthesis / Ed. by E.V. Zolotov. - Moscow: Radio and Communications, 1974. - 304 p.
13. Korotkova Yu. V. Method of distribution of a limited resource between different groups based on their utility function // Economics and mathematical methods. - 2010, Volume 46. - No. 2. - pp. 89-99.
14. Velichko S.V., Serbulov Yu.S., Lemeshkin A.V. Information technologies of selection and allocation of resources of technological systems. Monograph. - Voronezh: Voronezh Institute of High Technologies, 2006. - 244 p.
15. Kravtsov E.V., Kushcheva O.A., Likhomanov M.O., Yatsenko B.M. Increasing information secrecy of data in telecommunication systems based on the method and scheme of processing complex signals with an arbitrary number of elements and recognition of the form of the autocorrelation function // Telecommunications. - 2021. - No. 10. - pp. 11-20.
16. Kravtsov E.V., Likhomanov O.M., Ryumshin R.I. Functionally stable algorithm of frequency detection for the procedure of non-multiplicative processing // Radio Engineering. - 2021. - No. 1. - pp. 44-52.

17. Ljubisa Stankovic, Srdjan Stankovic, Moeness Amin. Missing samples analysis in signals for applications to L-estimation and compressive sensing // Signal Processing. - 2014. - vol. 91. - pp. 401-408.
18. Kravtsov E.V. Method of detecting low-power sources of radio emission // Radio engineering and telecommunication systems. - 2021. - No. 4. - pp. 13-20.
19. Kravtsov E.V., Likhomanov M.O., Ryumshin R.I. A method for improving the accuracy of signal frequency measurement based on the joint application of intersection and unification procedures // Telecommunications. - 2020. - No. 5. - pp. 28-32.
20. Lenshin A.V. Onboard systems and electronic suppression complexes. - Voronezh: CPI "Scientific Book", 2014— - 590 p.
21. Bolkunov A.A., Kravtsov E.V., Ryumshin R.I. Investigation of a method for increasing the functional stability of a non-recursive bandpass filter on the intersection procedure // Telecommunications. - 2018. - No. 2. - pp. 17-22.
22. Lenshin A.V., Kravtsov E.V. Development and research of complex signal processing schemes that ensure an increase in the functional stability of radio monitoring tools in a complex electromagnetic environment // Radio engineering and telecommunication systems. - 2020. - No. 2. - pp. 4-12.
23. Khorev A.A. Assessment of the capabilities of radio intelligence tools for intercepting information // Special equipment. - 2009. - No. 2. - pp. 54-64.
24. Zibrova N.V., Kravtsov E.V. Systems of radio and radio engineering control: scientific and methodological foundations of optimization of personnel potential in their creation // Theory and technology of radio communication. - 2021. - No. 1. - pp. 38-46.
25. Nagalin A.V., Kravtsov E.V., Senyukov G.A. Conceptual model of optimization of time costs for the formation of competencies on the example of training specialists in technical protection of information // Bulletin of the Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia. - 2014. - No. 3. - pp. 203-209.
26. Lenshin A.V., Nagalin A.V., Kravtsov E.V., Senyukov G.A. Evaluation of the effectiveness of technical means of training specialists in the field of radio monitoring // Radio Engineering. - 2015. - No. 12. - pp. 89-94.
27. Kozlitsin S.N., Koziratsky Yu.L., Budnikov S.A. Modeling of the joint use of electronic warfare and fire damage in the interests of increasing the effectiveness of the struggle for supremacy in management // Control systems, communications and security. - 2020. - No. 1. - pp. 152-156.

ОЦЕНКА ИНТЕНСИВНОСТИ ВХОДНОГО ПОТОКА В СИСТЕМЕ МАССОВОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ – ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ, МОДЕЛИРОВАНИЕ И RL-ОБУЧЕНИЕ

А.В. Зюльков¹

¹ Воронежский госуниверситет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. На основе предложенной простой вероятностной модели коэффициента использования одноканальной системы массового обслуживания найдена оценка максимального правдоподобия интенсивности поступающего потока требований и ее вероятностные и статистические характеристики. Проведено сравнение с результатами имитационного моделирования.

Ключевые слова: система массового обслуживания, интенсивность потока, коэффициент использования, вероятностная модель, вероятностная смесь, оценка максимального правдоподобия.

ESTIMATION OF THE INTENSITY OF THE INPUT FLOW IN THE QUEUEING SYSTEM

A.V. Zyul'kov¹

¹ Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. A simple probabilistic model of the utilization factor of a single-channel queueing system is proposed. On the basis of the utilization factor, an estimate of the maximum likelihood of the intensity of the incoming flow of requirements and its probabilistic characteristics are found. A comparison with the results of simulation modeling is carried out.

Keywords: queueing system, flow intensity, utilization factor, probabilistic model, probabilistic mixture, maximum likelihood estimate.

1. ВВЕДЕНИЕ

Оценка производительности компьютерных систем играет важную роль. Она помогает разработчикам определить оптимальную конфигурацию на этапе проектирования системы, такую как количество ЦП и размер памяти. При этом в качестве моделей обычно используют системы и сети массового обслуживания. Они позволяют количественно оценить показатели производительности системы, моделируя стохастическое динамическое поведение. Для этого необходимо моделировать процессы поступления и обслуживания требований, интенсивности которых необходимо задавать на основе наблюдения за другими характеристиками систем.

В [1] наблюдали серию прибытий и отправлений в фиксированное время, а затем оценили скорость прибытия и скорость обслуживания в простой очереди. В [2] оценено время обслуживания и ожидания в системе $G|G|1$ по данным о времени ожидания в очереди. В [3] рассмотрена оценка скорости поступления и скорости обслуживания на основе данных о длине очереди в последовательные моменты времени для $M|M|K$ системы. В [4] оценивается скорость прибытия и скорость обслуживания в системе $M|M|1$. Эмпирический байесовский подход рассмотрен в [5] для определения скорости прибытия и обслуживания в очереди системы $M|M|1$ на основе данных о времени

прибытия и обслуживания требования. В [6] оценена интенсивность трафика, на основе данных о загрузке системы $M|M|1$.

Перечисленные работы предполагали, что время прибытия и количество приходов во временном интервале являются наблюдаемыми. Другими словами, мы знаем точное время прибытия работы и время обслуживания. Однако при оценке процессов поступления компьютерных систем, таких как CPU-task, наблюдения, которые можно использовать для оценки, весьма ограничены.

Одной из доступных для наблюдения характеристик систем являются данные об использовании, определяющиеся как данные временного ряда, состоящего из временных долей периодов занятости в фиксированных временных интервалах. На практике они используются для представления таких состояний сервера, как загрузка ЦП. Определение данных использования показывает, что процесс сбора данных осуществляется только в серии дискретных временных интервалов, и существуют недостающие данные между двумя соседними временными интервалами. Данные об использовании - единственные данные, которые мы можем получить в компьютерных системах.

В [7] с использованием ЕМ-алгоритма (популярного метода итеративного вычисления оценки максимального правдоподобия по наблюдаемым данным) найдены численные оценки интенсивности по методу максимального правдоподобия на основании данных об использовании. Однако использованная методика и ее реализация достаточно сложны, несмотря на то, что в предположениях [7] возможна разработка простой вероятностной модели коэффициента использования системы. Такая модель будет служить основой для синтеза и анализа алгоритма оценки интенсивности.

Цель настоящей работы состоит в

- получении оценки максимального правдоподобия (ОМП) интенсивности поступающего потока требований, ее вероятностных и статистических характеристик;
- сравнении с результатами имитационного моделирования.

2. ОЦЕНКА ИНТЕНСИВНОСТИ ПОСТУПАЮЩЕГО ПОТОКА

Разработанная вероятностная модель плотности вероятности случайной величины U - коэффициента использования (КИ) системы представляет собой смесь дискретных и равномерной непрерывной плотностей и имеет вид

$$w(u) = P_0\delta(u) + P_{01} + P_1\delta(u-1), \quad P_0 = P(U=0), \quad P_{01} = P(0 < U < 1), \quad P_1 = P(U=1). \quad (1)$$

От интенсивности поступающего потока λ , интенсивности обслуживания μ и доли времени подсчета КИ d зависят лишь весовые параметры этой смеси, которые, как показано в предыдущей работе, в рассматривавшемся диапазоне изменения параметра λ с высокой точностью могут быть аппроксимированы полиномами второго порядка.

Они содержат полную информацию о величине λ . Оценить λ по наблюдаемым данным можно

- используя аналитические выражения для вероятностей P_0, P_{01}, P_1 , находя оценки параметров λ по каждой вероятности, а затем – их взвешенную сумму;

- по методу моментов;
- по методу максимального правдоподобия.

Оценки первыми двумя способами могут быть легко найдены, однако они демонстрируют чрезвычайно высокую чувствительность к флуктуациям наблюдаемых данных и, соответственно, точности оценки вероятностей P_0, P_{01}, P_1 . Ввиду этого, сосредоточимся на ОМП, учитывая множество ее достоинств.

Как следует из предыдущих результатов, наблюдаемые данные (число нулевых n_0 , промежуточных n_{01} и единичных n_1 значений утилизации) имеют полиномиальное распределение. Поэтому функция правдоподобия и ее логарифм для набора данных объемом $n = n_0 + n_{01} + n_1$ представляются в виде

$$L(\lambda) = P_0^{n_0}(\lambda) P_{01}^{n_{01}}(\lambda) P_1^{n_1}(\lambda), \quad (2)$$

$$M(\lambda) = n_0 \ln P_0(\lambda) + n_{01} \ln P_{01}(\lambda) + n_1 \ln P_1(\lambda). \quad (3)$$

Ориентируясь, вслед за [3], на возможные небольшие значения параметра λ , для нахождения ОМП можно использовать квадратичную аппроксимацию логарифма функции правдоподобия.

На рисунках в качестве иллюстрации приведены графики логарифма функции правдоподобия (рис.1) и ее производной (рис.2) для одной из реализаций наблюдаемых с истинным значением $\lambda_0 = 1$,

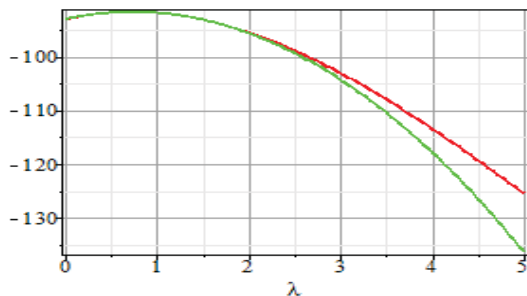


Рис.1

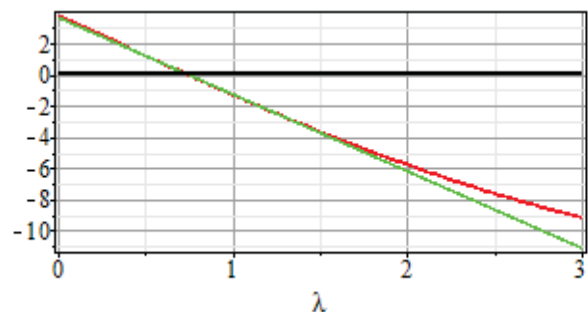


Рис. 2

построенные по формуле (3) с использованием точных соотношений, полученных в предыдущей работе, и квадратичной аппроксимации функции правдоподобия. Из рисунков видно, что эти функции плавно меняются в рассматриваемом диапазоне значений параметра λ , что позволяет надеяться на хорошую возможную точность простых аппроксимационных формул для оценки λ . Кроме того, очевидно, что для данной реализации наблюдаемых данных оценка существенно отличается от истинного значения.

Явное аналитическое выражения для ОМП, полученное из решения уравнения правдоподобия для выбранных значений параметров ($\mu = 10$, $d = 0,05$) имеет вид

$$\lambda_m \approx (22.37n_0 - 1.25n_1 - 18.94n) / (-2.42n_0 + 0.0091n_1 + 3.34n). \quad (3)$$

Величина, полученная при замене частот в (3) вероятностями $P_0(\lambda, \mu)$, $P_{01}(\lambda, \mu)$, $P_1(\lambda, \mu)$ несущественно отличается от истинного значения λ ввиду хорошей точности квадратичной аппроксимации вероятностей.

Статистические характеристики λ_m можно найти путем усреднения (3) по мультиномиальному распределению выборки наблюдаемых данных (значений КИ)

$$P(N_0 = n_0, N_{01} = n_{01}, N_1 = n_1) = \frac{n!}{n_0! n_{01}! n_1!} P_0^{n_0}(\lambda, \mu), P_{01}^{n_{01}}(\lambda, \mu), P_1^{n_1}(\lambda, \mu).$$

Выборочное среднее ОМП λ_m (3) существенно отличается от истинного значения λ . В таблице 1 приведены значения λ_m , рассчитанные по формуле (3) на основе результатов имитационного моделирования.

Таблица 1

λ	0,2	0,5	1,0	1,5	2,0	2,2
λ_m	2,762	1,604	0,139	-0,983	-1,821	-2,183
λ'_m	0,187	0,519	1,02	1,497	1,994	2,256
Δ	0,003	0,006	0,011	0,012	0,018	0,022

Это происходит из-за смещения оценки. Его можно ликвидировать, вводя модифицированную оценку λ'_m . Использование линейной аппроксимации зависимости $\lambda_m(\lambda)$ приводит к удовлетворительным результатам при модификации оценки. Однако в дальнейшем используем квадратичную аппроксимацию, обладающую большей точностью. На рис.3

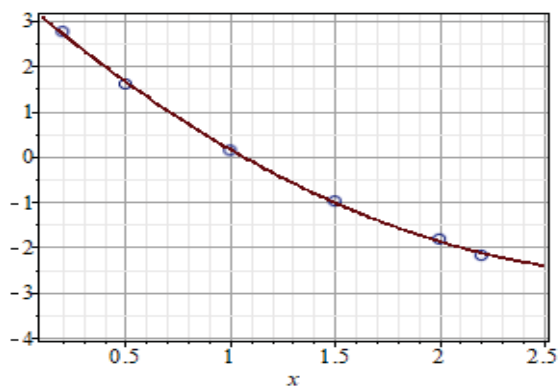


Рис. 3

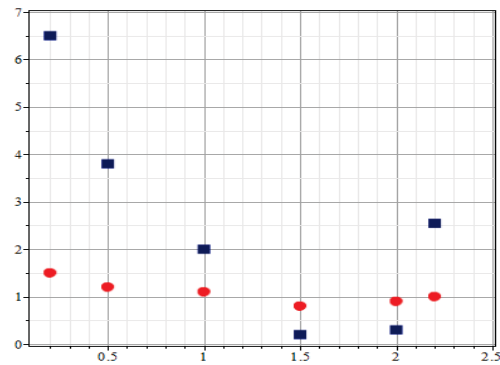


Рис. 4

приведена зависимость $\lambda_m(\lambda)$ по данным таблицы 1 и ее аппроксимация полиномом 2 порядка. Используя одну ветвь соответствующей обратной функции, найдем функциональное преобразование $\lambda'_m = f(\lambda_m)$, уменьшающее смещение оценки в рассматриваемом диапазоне значений λ

$$f(y) = 3.08 - 1.25 \sqrt{2.64 + y}.$$

В таблице 1 приведены значения модифицированной ОМП λ'_m по результатам имитационного моделирования 4000 прогонов по $T=200$ интервалов наблюдения при $\mu=10$, $d=0,05$. Параметры выбраны для сопоставления с результатами [7]. Нижняя строка таблицы задает полуширину Δ доверительного 95% интервала ОМП по данным имитационного моделирования. Сравнение среднеквадратической ошибки σ оценки и величины доверительного интервала указывает на наличие утяжеленных хвостов у распределения ОМП. В самом деле, если для гауссовского распределения $\Delta > \sigma$ более чем в полтора раза, то по результатам моделирования σ больше (существенно больше) Δ . Таким образом, в данной задаче нельзя опираться на «привычную» связь среднеквадратичной ошибки и доверительного интервала и логичнее характеризовать разброс значений оценки величиной Δ .

На рис. 4 прямоугольными маркерами нанесена зависимость величины относительной погрешности (в процентах) средней оценки $\langle \lambda'_m \rangle$ от λ , а овальными – величина относительного доверительного интервала оценки Δ/λ (в процентах). Как следует из рисунка, использование простейших аппроксимаций позволяет получить оценку удовлетворительного качества в большей части рассматриваемого диапазона интенсивностей λ .

На рис.5 из [7] представлена лучшая из полученных в этой работе реализация интервальной оценки (на промежутке T) интенсивности $\lambda(t)$. Она получена с помощью марковского подхода [8] к синтезу функции правдоподобия и ЕМ-алгоритма нахождения

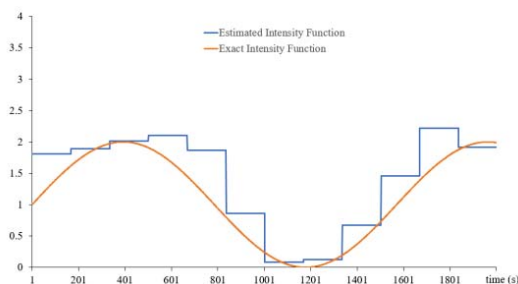


Рис.5

ОМП на интервалах. Очевидно, что предложенный подход приводит к существенно лучшим результатам. Более того, судя по предварительным результатам моделирования, он с успехом может быть использован и при меньших значениях T .

3. RL-ОБУЧЕНИЕ

Приведенные результаты по виду и характеристикам несмещенной оценки интенсивности λ

- задают явное выражение для ОМП, которое приведено лишь для фиксированных параметров ввиду громоздкости общей формулы;
- имеют высокую точность для использованных значений параметров.

Однако они получены при весьма ограничительных предположениях относительно диапазона величин λ , значений μ и d .

. Кроме того есть и другие существенные ограничения.

Возможное расширение функциональности и увеличение устойчивости измерения и фильтрации $\lambda(t)$ возможно за счет использования методов машинного обучения. В программе имитационного моделирования “Anylogic” реализованы возможности

- обучения RL-агента на основе реализованной имитационной модели;

- экспорт обученного RL-агента в автономное приложение Java и его дальнейшее использование.

Обучение осуществляется в облаке “Azure” с использованием высоко-уровневого специализированного языка “inkling” (Microsoft), а экспорт – с использованием контейнеров “Docker”.

Особенностью применения описанных инструментов является возможность их совместного использования, что позволяет сочетать преимущества имитационного моделирования и глубинного обучения. Результатом является обученный RL-агент, готовый для дальнейшего использования.

В качестве примера на рис. приведена одна из кривых, характеризующих качество обучения в рассматриваемой задаче.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученная в работе приближенная вероятностная модель (7) коэффициента использования системы массового обслуживания $M|M|1$ в виде смеси распределений

- достаточно проста;
- имеет высокую точность;
- подтверждается результатами имитационного моделирования.

Она может служить основой для синтеза алгоритмов оценки параметров системы на основе доступных данных о ее использовании.

Синтезированная с ее помощью простая модифицированная оценка максимального правдоподобия не смещена и имеет малую дисперсию. Возможность использования этой оценки для определения интенсивности входного потока по коэффициенту использования системы при малых временах наблюдения подтверждается результатами имитационного моделирования.

Подход и результаты, представленные в работах, частично справедливы и для неоднородного пуассоновского потока поступающих на обслуживание требований. Поскольку для измерения КИ используется малая часть d интервала наблюдения, часто поток в этом интервале можно считать однородным.

Обучение

Полученные результаты позволяют рекомендовать разработанный подход для кусочно-линейной оценки интенсивности поступающего на обслуживание потока требований в системе $Mt|M|1|K$ на основе данных о коэффициенте использования системы на малом временном интервале.

В заключение необходимо отметить, что все аналитические выкладки и расчетные численные результаты в работе получены с использованием системы компьютерной алгебры “Maple”. Моделирование осуществлялось в среде имитационного моделирования “Anylogic”.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ и НЦНИ в рамках научного проекта № 20-51-15001.

ЛИТЕРАТУРА

1. D. Thiruvaiyaru, I. V. Basawa, and U. N. Bhat “Estimation for a class of simple queueing networks,” *Queueing Syst.*, vol. 9, no. 3, pp. 301–312, Sep. 1991.
2. I. V. Basawa, U. N. Bhat, and R. Lund, “Maximum likelihood estimation for single server queues from waiting time data,” *Queueing Syst.*, vol. 24, nos. 1–4, pp. 155–167, Mar. 1996.
3. J. V. Ross, T. Taimre, and P. K. Pollett, “Estimation for queues from queue length data,” *Queueing Syst.*, vol. 55, no. 2, pp. 131–138, Feb. 2007.
4. A. P. Pant and R. P. Ghimire, “M(t)/M/1 queueing system with sinusoidal arrival rate,” *J. Inst. Eng.*, vol. 11, no. 1, pp. 120–127, 2015.
5. D. Thiruvaiyaru and I. V. Basawa, “Empirical Bayes estimation for queueing systems and networks,” *Queueing Syst.*, vol. 11, no. 3, pp. 179–202, Sep. 1992.
6. A. Choudhury and A. Basak, “Statistical inference on traffic intensity in an M/M/1 queueing system,” *Int. J. Manage. Sci. Eng. Manage.*, vol. 13, no. 8, pp. 274–279, Oct. 2018.
7. C. Li, H. Okamura and T. Dohi, "Parameter Estimation of Mt/M/1/K Queueing Systems With Utilization Data," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 42664-42671, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2906796.
8. H. Okamura, T. Dohi and K. S. Trivedi, "Markovian Arrival Process Parameter Estimation With Group Data," in *IEEE/ACM Transactions on Networking*, vol. 17, no. 4, pp. 1326-1339, Aug. 2009, doi: 10.1109/TNET.2008.2008750.
9. Клейнрок Л. Теория массового обслуживания. — М.: Машиностроение, 1979. — 432 с.

REFERENCES

1. D. Thiruvaiyaru, I. V. Basawa, and U. N. Bhat “Estimation for a class of simple queueing networks,” *Queueing Syst.*, vol. 9, no. 3, pp. 301–312, Sep. 1991.
2. I. V. Basawa, U. N. Bhat, and R. Lund, “Maximum likelihood estimation for single server queues from waiting time data,” *Queueing Syst.*, vol. 24, nos. 1–4, pp. 155–167, Mar. 1996.
3. J. V. Ross, T. Taimre, and P. K. Pollett, “Estimation for queues from queue length data,” *Queueing Syst.*, vol. 55, no. 2, pp. 131–138, Feb. 2007.
4. A. P. Pant and R. P. Ghimire, “M(t)/M/1 queueing system with sinusoidal arrival rate,” *J. Inst. Eng.*, vol. 11, no. 1, pp. 120–127, 2015.
5. D. Thiruvaiyaru and I. V. Basawa, “Empirical Bayes estimation for queueing systems and networks,” *Queueing Syst.*, vol. 11, no. 3, pp. 179–202, Sep. 1992.
6. A. Choudhury and A. Basak, “Statistical inference on traffic intensity in an M/M/1 queueing system,” *Int. J. Manage. Sci. Eng. Manage.*, vol. 13, no. 8, pp. 274–279, Oct. 2018.
7. C. Li, H. Okamura and T. Dohi, "Parameter Estimation of Mt/M/1/K Queueing Systems With Utilization Data," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 42664-42671, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2906796.
8. H. Okamura, T. Dohi and K. S. Trivedi, "Markovian Arrival Process Parameter Estimation With Group Data," in *IEEE/ACM Transactions on Networking*, vol. 17, no. 4, pp. 1326-1339, Aug. 2009, doi: 10.1109/TNET.2008.2008750.
9. L. Kleinrock “Queueing systems” - John Wiley&Sons, 1975, - 440 p.

ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ШУМОПОДОБНОГО СИГНАЛА В МНОГОКАНАЛЬНОМ ПРИЕМНОМ УСТРОЙСТВЕ С ПРИНЯТИЕМ РЕШЕНИЯ В КАЖДОМ КАНАЛЕ С УЧЕТОМ МАЖОРИТАРНОГО АЛГОРИТМА КОНТРОЛЬНЫХ ПРОВЕРОК

Ю.В. Сидоров, В.И.Шестопалов, А. И. Мордовин

АО «Концерн «Созвездие»

Аннотация. Рассмотрен режим обнаружения шумоподобного сигнала в многоканальном приемнике с принятием решения в каждом канале. Проведена оценка помехоустойчивости обнаружения многоканальным приемником шумоподобного сигнала с учетом мажоритарного алгоритмов контрольных проверок.

Ключевые слова: обнаружение шумоподобного сигнала, алгоритмы контрольных проверок, распределения Релея, Райса.

NOISE IMMUNITY EVALUATION BY DETECTING A NOISE-LIKE SIGNAL IN A MULTI-CHANNEL RECEIVING DEVICE WITH DECISION-MAKING IN EACH CHANNEL WITH REGARD TO MAJORITY ALGORITHM OF CONTROL CHECKS

Yu. V. Sidorov, V.I. Shestopalov, A.I. Mordovin,

JSC «Sozvezdie» Concern»

Abstract. Noise-shaped signal detection mode in a single-channel receiver is considered. Evaluation of noise immunity of noise-shaped signal detection using a single-channel receiver with account of control checks algorithm is implemented.

Keywords: noise-shaped signal detection, control checks algorithm, Raileigh distribution, Rice distribution.

1. ШУМОПОДОБНЫЙ СИГНАЛ

При передаче информации для обеспечения высокой помехоустойчивости в каналах связи широкое распространение получили радиолинии применяющие шумоподобные фазоманипулированные сигналы (ШПС) на основе псевдослучайных последовательностей (ПСП)[1-4].

Применение таких сигналов в радиолиниях позволяет обеспечить высокую помехозащищенность от сосредоточенных по спектру помех, а также обеспечить скрытность передачи. Особенностью оптимального корреляционного обнаружения таких сигналов является обеспечение взаимной синхронизации передающей и приемной аппаратуры[5]. Взаимная синхронизация передатчика и приемника обеспечивается применением синхросигнала передаваемого в суммарном ШПС сигнале. Устранение временной неопределенности между приходящим от передатчика ШПС сигналом и опорным сигналом от генератора ПСП в приемном устройстве происходит в режиме обнаружения, после этого проводится синхронизация фазы приходящего сигнала и осуществляется когерентное выделение приходящей информации. То есть процесс обнаружения ШПС сигнала осуществляется в режиме некогерентной обработки.

Для сокращения времени обнаружения принимаемого ШПС сигнала применяют схему корреляционного многоканального обнаружителя. Вариант схемы корреляционного многоканального обнаружителя, с принятием решения в каждом канале, представлен на рис.1.

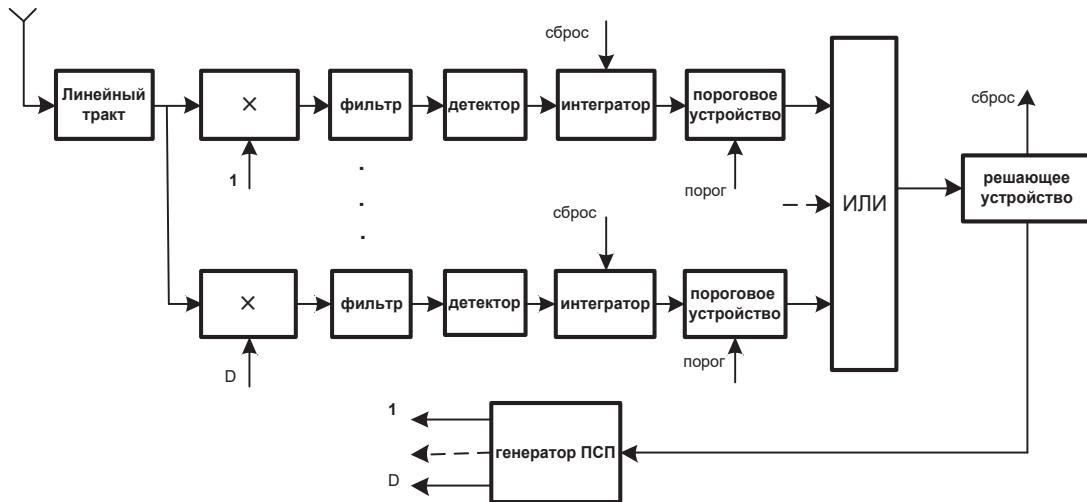


Рис.1 Схема корреляционного многоканального обнаружителя ШПС сигнала с принятием решения в каждом канале.

Принимаемый ШПС сигнал имеет следующие параметры: T - период длительности псевдослучайной последовательности (ПСП); τ - длительность элементарного импульса ПСП; $T/\tau = N$ - число элементарных импульсов в периоде ПСП, которые характеризуются как база сигнала ШПС. Для устранения временной неопределенности приходящего ШПС сигнала используется многоканальное корреляционное приемное устройство, представленное рис.1 работает следующим образом.

После прохождения принятого сигнала через линейный тракт, сигнал поступает на входы D корреляционных каналов. В корреляционных каналах приходящий сигнал умножается на опорные копии, которые поступают с D выходов генератора ПСП и сдвинутые друг относительно друга на величину длительности элементарного импульса ПСП. С выхода умножителя сигнал поступает на фильтр с полосой $\Delta f = 1/2T$ и далее через детектор на интегратор со сбросом, у которого время интегрирования равно- T . Сигнал с выхода интегратора поступает на пороговое устройство, где принимается решение о превышении порога приходящим сигналом. Сигналы с выходов пороговых устройств через схему ИЛИ поступают в решающее устройство.

Решающее устройство в конце периода T принимает решение о сдвиге опорных копий генератора ПСП на $D\tau$ периодов, в случае отсутствия сигнала на выходе схемы ИЛИ. При наличии сигнала на выходе схемы ИЛИ, решающая схема останавливает перестройку опорной копии генератора ПСП, и проводит дополнительные контрольные проверки, длительность которых определяется выбранным алгоритмом. На основании

контрольных проверок принимается окончательное решение об обнаружении сигнала. После устранения временной неопределенности, проводится процесс точной подстройки опорной копии генератора ПСП, синхронизация фазы приходящего сигнала и когерентное выделение принимаемой информации.

Вероятность ложной тревоги на выходе схемы ИЛИ ($P_{ЛПД}$) определяется числом корреляционных каналов (D) и вероятностью ложной тревоги в каждом канале ($P_{ЛП}$) и имеет вид

$$P_{ЛПД} = 1 - (1 - P_{ЛП})^D \quad (1)$$

С учетом разложения по формуле Ньютона [5]

$$(1 - B)^D = \sum_{\gamma=0}^D (-1)^\gamma C_D^\gamma B^\gamma \approx 1 - DB \quad (2)$$

вероятность ложной тревоги на выходе схемы ИЛИ можно представить в виде

$$P_{ЛПД} = 1 - (1 - P_{ЛП})^D \approx DP_{ЛП} \quad (3)$$

За весь полный цикл проверки всех N точек неопределенности ШПС сигнала вероятность ложной тревоги за полный цикл ($P_{ЛПЦ}$) можно представить в виде

$$P_{ЛПЦ} = 1 - (1 - P_{ЛПД})^{N/D} \approx \frac{N}{D} P_{ЛПД} \quad (4)$$

В качестве алгоритма контрольной проверки можно использовать факт превышения порога в g из m интервалах T на длительности этапа контрольной проверки mT . Тогда вероятность ложной тревоги ($P_{ЛП}^{g \rightarrow m}$) и ($P_{ОБ}^{g \rightarrow m}$) правильного обнаружения за этапе контрольной проверки длительностью mT определяется формулой Бернулли и имеет вид [6]

$$P_{ЛПД}^{g \rightarrow m} = \sum_{i=g}^m C_m^i P_{ЛПД}^i (1 - P_{ЛПД})^{m-i} \quad (5)$$

$$P_{ОБ}^{g \rightarrow m} = \sum_{i=g}^m C_m^i P_{ОБ}^i (1 - P_{ОБ})^{m-i} = \sum_{i=g}^m C_m^i (1 - P_{ПР})^i P_{ПР}^{m-i} \quad (6)$$

где C_m^i - число сочетаний из m по i , $P_{ПР}$ - вероятность пропуска сигнала.

Вероятность ложной тревоги за полный цикл ($P_{ЛПЦ}^{g \rightarrow m}$) всех N точек неопределенности ШПС сигнала, с учетом рассматриваемого алгоритма контрольной проверки, можно представить в виде

$$P_{ЛПЦ}^{g \rightarrow m} = P_{ЛПЦ} P_{ЛПД}^{g \rightarrow m} = \frac{N}{D} P_{ЛПД} \left(\sum_{i=g}^m C_m^i P_{ЛПД}^i [1 - P_{ЛПД}]^{m-i} \right) \quad (7)$$

Вероятность пропуска сигнала ($P_{ПРК}^{g \rightarrow m}$) с учетом рассматриваемого алгоритма контрольной проверки, при совпадении приходящего сигнала и опорной копии, можно представить в виде

$$P_{ПРК}^{g \rightarrow m} = 1 - P_{ОБ} P_{ОБ}^{g \rightarrow m} = 1 - [1 - P_{ПР}] \left[\sum_{i=g}^m C_m^i (1 - P_{ПР})^i P_{ПР}^{m-i} \right] \quad (8)$$

При отсутствии на входе полезного сигнала, полный цикл времени проверки всех точек неопределенности ШПС сигнала с учетом многоканальности и перестройки генератора ПСП с шагом $D\tau$ можно представить в виде

$$T_{Ц} = \frac{N}{D} T + \Delta \quad (9)$$

где Δ - время контрольных проверок.

2. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ШУМОПОДОБНОГО СИГНАЛА

Время контрольных проверок можно представить в виде тогда полный цикл времени проверок всех точек неопределенности имеет виде

$$T_{\text{ц}} = \frac{N}{D}T + \frac{N}{D}P_{\text{лпд}}mT \quad (10)$$

Вероятность ложной тревоги для приемного устройства $P_{\text{лпд}}$ задается в виде вероятность ложной тревоги ($P_{\text{лтч}}$) за час работы приемного устройства в режиме обнаружения сигнала. Вероятность ложной тревоги за час работы можно представить в виде

$$P_{\text{лтч}} = 1 - \left(1 - P_{\text{лтцк}}^{g \rightarrow m}\right)^M \approx MP_{\text{лтцк}}^{g \rightarrow m} \quad (11)$$

где $M = \frac{3600}{T_{\text{ц}}}$

Учитывая малое значение величины $\frac{N}{D}P_{\text{лпд}}$ выражение (10) можно представить в виде

$$T_{\text{ц}} = \frac{N}{D}T + \frac{N}{D}P_{\text{лпд}}mT \approx \frac{N}{D}T \quad (12)$$

Тогда с учетом (11) и (12) величину $P_{\text{лтцк}}^{g \rightarrow m}$ можно представить в виде

$$\Delta = \frac{N}{D}P_{\text{лпд}}mT \quad P_{\text{лтцк}}^{g \rightarrow m} = \frac{P_{\text{лтч}}TN}{3600D} \quad (13)$$

На выходе амплитудного детектора каждого канала при наличии только шума плотность распределения определяется законом Релея [7].

$$W_1(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (14)$$

где σ^2 - дисперсия шума.

Вероятность ложной тревоги в каждом канале можно ($P_{\text{лт}}$) представить в виде [7]

$$P_{\text{лт}} = \int_{\eta}^{\infty} W_1(x)dx = \int_{\eta}^{\infty} \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)dx \quad (15)$$

где η - порог, который обеспечивает требуемую вероятность ложной тревоги на каждой точке неопределенности принимаемого ШПС сигнала.

Проведем замену $dy=dx$ $y = \frac{x}{\sigma}$ (нормированный порог $\eta_n = \frac{\eta}{\sigma}$) тогда

$$P_{\text{лт}} = \int_{\eta_n}^{\infty} y \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right)dy = \exp\left(-\frac{\eta_n^2}{2}\right) \quad (16)$$

Из выражения (16) получаем величину нормированного порога в виде.

$$\eta_n = \sqrt{-2\ln(P_{\text{лт}})} \quad (17)$$

При контрольной проверке по алгоритму наличия превышения порога в 2-х из 3-х интервалах Т на длительности этапа контрольной проверки 3Т, вероятность ложной тревоги за полный цикл всех N точек неопределенности ШПС сигнала с учетом (7) можно представить в виде

$$P_{\text{ЛПЧ}}^{2 \rightarrow 3} = \frac{N}{D} P_{\text{ЛПД}} \left(\sum_{i=2}^3 C_3^i P_{\text{ЛПД}}^i [1 - P_{\text{ЛПД}}]^{3-i} \right) \approx 3ND^2 P_{\text{ЛП}}^3 \quad (18)$$

Из (18) получаем

$$P_{\text{ЛП}} = \left(\frac{P_{\text{ЛПЧ}}^{2 \rightarrow 3}}{3ND^2} \right)^{\frac{1}{3}} \quad (19)$$

С учетом (13) величину можно представить в виде

$$P_{\text{ЛП}} = \left(\frac{P_{\text{ЛПЧ}} T}{3 \times 3600 D^3} \right)^{\frac{1}{3}} \quad (20)$$

Величина нормированного порога (17) с учетом (20) будет иметь вид

$$\eta_n^{2 \rightarrow 3} = \sqrt{-2 \ln(P_{\text{ЛП}})} = \sqrt{\frac{2}{3} (\ln 3 + 3 \ln D + \ln 3600 - \ln P_{\text{ЛПЧ}} - \ln T)} \quad (21)$$

При контрольной проверке по алгоритму наличия превышения порога в 3-х из 3-х интервалах Т на длительности этапа контрольной проверки 3Т, вероятность ложной тревоги за полный цикл всех N точек неопределенности ШПС сигнала с учетом (7) можно представить в виде

$$P_{\text{ЛПЧ}}^{3 \rightarrow 3} = \frac{N}{D} P_{\text{ЛПД}} \left(\sum_{i=3}^3 C_3^i P_{\text{ЛПД}}^i [1 - P_{\text{ЛПД}}]^{3-i} \right) = ND^3 P_{\text{ЛП}}^4 \quad (22)$$

Из (22) получаем

$$P_{\text{ЛП}} = \left(\frac{P_{\text{ЛПЧ}}^{3 \rightarrow 3}}{ND^3} \right)^{\frac{1}{4}} \quad (23)$$

С учетом (13) величину можно представить в виде

$$P_{\text{ЛП}} = \left(\frac{P_{\text{ЛПЧ}} T}{3600 D^4} \right)^{\frac{1}{4}} \quad (24)$$

При этом с учетом (24) величина нормированного порога (17) будет иметь вид

$$\eta_n^{3 \rightarrow 3} = \sqrt{-2 \ln(P_{\text{ЛП}})} = \sqrt{\frac{1}{2} (\ln 3600 + 4 \ln D - \ln P_{\text{ЛПЧ}} - \ln T)} \quad (25)$$

При контрольной проверке по алгоритму наличия превышения порога в 3-х из 5 интервалов Т на длительности этапа контрольной проверки 5Т, вероятность ложной тревоги за полный цикл всех N точек неопределенности ШПС сигнала с учетом (7) можно представить в виде

$$P_{\text{ЛПЧ}}^{3 \rightarrow 5} = \frac{N}{D} P_{\text{ЛПД}} \left(\sum_{i=3}^5 C_5^i P_{\text{ЛПД}}^i [1 - P_{\text{ЛПД}}]^{5-i} \right) \approx 10ND^3 P_{\text{ЛП}}^4 \quad (26)$$

С учетом (13) и (26) величину можно представить в виде

$$P_{\text{ЛП}} = \left(\frac{P_{\text{ЛПЧ}} T}{10 \times 3600 D^4} \right)^{\frac{1}{4}} \quad (27)$$

При этом с учетом (27) величина нормированного порога (17) будет иметь вид

$$\eta_n^{3 \rightarrow 5} = \sqrt{-2 \ln(P_{\text{ЛП}})} = \sqrt{\frac{1}{2} (\ln 10 + 4 \ln D + \ln 3600 - \ln P_{\text{ЛПЧ}} - \ln T)} \quad (28)$$

При контрольной проверки по алгоритму наличия превышения порога в 5 из 5 интервалов T на длительности этапа контрольной проверки $5T$, вероятность ложной тревоги за полный цикл всех N точек неопределенности ШПС сигнала с учетом (7) можно представить в виде

$$P_{\text{ЛТЦК}}^{5 \rightarrow 5} = \frac{N}{D} P_{\text{ЛТД}} \left(\sum_{i=5}^5 C_5^i P_{\text{ЛТД}}^i [1 - P_{\text{ЛТД}}]^{5-i} \right) = ND^5 P_{\text{ЛТ}}^6 \quad (29)$$

Из (29) с учетом (13) получаем

$$P_{\text{ЛТ}} = \left(\frac{P_{\text{ЛТЧ}} T}{3600 D^6} \right)^{\frac{1}{6}} \quad (30)$$

При этом с учетом (30) величина нормированного порога (17) будет иметь вид

$$\eta_n^{5 \rightarrow 5} = \sqrt{-2 \ln(P_{\text{ЛТ}})} = \sqrt{\frac{1}{3} (\ln 3600 + 6 \ln D - \ln P_{\text{ЛТЧ}} - \ln T)} \quad (31)$$

На выходе амплитудного детектора при наличии сигнала и шума плотность распределения определяется законом Райса [7]

$$W_2(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{x A}{\sigma^2}\right) \quad (32)$$

где и A - соответственно дисперсия шума и амплитуда сигнала;

$I_0\left(\frac{x A}{\sigma^2}\right)$ - модифицированная функция Бесселя нулевого порядка.

Вероятность пропуска при совпадении приходящего сигнала и опорной копии можно представить в виде [7]

$$P_{\text{ПП}} = \int_0^{\eta_n} W_2(x) dx = \int_0^{\eta_n} y \exp\left(-\frac{y^2 + 2h^2}{2}\right) I_0(\sqrt{2}hy) dy \quad (33)$$

где $dy = \frac{dx}{\sigma}$, $h^2 = \frac{A^2}{2\sigma^2}$, а $\eta_n = \frac{\eta}{\sigma}$ отношение сигнал/шум.

С учетом величины нормированного порога (21), (25), (28) и $\eta_n^{5 \rightarrow 5}$ (31) вероятность пропуска (33) можно представить в виде $\eta_n^{3 \rightarrow 3}$ $\eta_n^{3 \rightarrow 5}$

$$P_{\text{ПП}}^{2 \rightarrow 3} = \int_0^{\sqrt{\frac{2}{3} (\ln 3 + 3 \ln D + \ln 3600 - \ln P_{\text{ЛТЧ}} - \ln T)}} y \exp\left(-\frac{y^2 + 2h^2}{2}\right) I_0(\sqrt{2}hy) dy \quad (34)$$

$$P_{\text{ПП}}^{3 \rightarrow 3} = \int_0^{\sqrt{\frac{1}{2} (\ln 3600 + 4 \ln D - \ln P_{\text{ЛТЧ}} - \ln T)}} y \exp\left(-\frac{y^2 + 2h^2}{2}\right) I_0(\sqrt{2}hy) dy \quad (35)$$

$$P_{\text{ПП}}^{3 \rightarrow 5} = \int_0^{\sqrt{\frac{1}{2} (\ln 10 + 4 \ln D + \ln 3600 - \ln P_{\text{ЛТЧ}} - \ln T)}} y \exp\left(-\frac{y^2 + 2h^2}{2}\right) I_0(\sqrt{2}hy) dy \quad (36)$$

$$P_{\text{ПП}}^{5 \rightarrow 5} = \int_0^{\sqrt{\frac{1}{3} (\ln 3600 + 6 \ln D - \ln P_{\text{ЛТЧ}} - \ln T)}} y \exp\left(-\frac{y^2 + 2h^2}{2}\right) I_0(\sqrt{2}hy) dy \quad (37)$$

При контрольной проверке по алгоритму наличия превышения порога в 2-х из 3-х интервалов Т на длительности этапа контрольной проверки 3Т, вероятность пропуска $(P_{\text{ПК}}^{2 \rightarrow 3})$ при совпадении приходящего сигнала и опорной копии, с учетом (8) можно представить в виде

$$P_{\text{ПК}}^{2 \rightarrow 3} = 1 - [1 - P_{\text{ПП}}^{2 \rightarrow 3}] \left[\sum_{i=2}^3 C_3^i (1 - P_{\text{ПП}}^{2 \rightarrow 3})^i (P_{\text{ПП}}^{2 \rightarrow 3})^{3-i} \right] \approx P_{\text{ПП}}^{2 \rightarrow 3} + 3(P_{\text{ПП}}^{2 \rightarrow 3})^2 \quad (38)$$

С учетом (34) выражение (38) имеет вид

$$P_{\text{ПК}}^{2 \rightarrow 3} = \sqrt{\frac{2}{3} \left(\ln 3 + 3 \ln D + \ln 3600 - \ln P_{\text{ЛПЧ}} - \ln T \right)} \int_0^{\sqrt{\frac{2}{3} \left(\ln 3 + 3 \ln D + \ln 3600 - \ln P_{\text{ЛПЧ}} - \ln T \right)}} y \exp \left(-\frac{y^2 + 2h^2}{2} \right) I_0(\sqrt{2}hy) dy + \quad (39)$$

$$+ 3 \left\{ \sqrt{\frac{2}{3} \left(\ln 3 + 3 \ln D + \ln 3600 - \ln P_{\text{ЛПЧ}} - \ln T \right)} \int_0^{\sqrt{\frac{2}{3} \left(\ln 3 + 3 \ln D + \ln 3600 - \ln P_{\text{ЛПЧ}} - \ln T \right)}} y \exp \left(-\frac{y^2 + 2h^2}{2} \right) I_0(\sqrt{2}hy) dy \right\}^2$$

При контрольной проверке по алгоритму наличия превышения порога в 3-х из 3-х интервалов Т на длительности этапа контрольной проверки 3Т, вероятность пропуска $(P_{\text{ПК}}^{3 \rightarrow 3})$ при совпадении приходящего сигнала и опорной копии, с учетом (8) можно представить в виде

$$P_{\text{ПК}}^{3 \rightarrow 3} = 1 - [1 - P_{\text{ПП}}^{3 \rightarrow 3}] \left[\sum_{i=3}^3 C_3^i (1 - P_{\text{ПП}}^{3 \rightarrow 3})^i (P_{\text{ПП}}^{3 \rightarrow 3})^{3-i} \right] = 4P_{\text{ПП}}^{3 \rightarrow 3} \quad (40)$$

С учетом (35) выражение (40) имеет вид

$$P_{\text{ПК}}^{3 \rightarrow 3} = 4 \int_0^{\sqrt{\frac{1}{2} \left(\ln 3600 + 4 \ln D - \ln P_{\text{ЛПЧ}} - \ln T \right)}} y \exp \left(-\frac{y^2 + 2h^2}{2} \right) I_0(\sqrt{2}hy) dy \quad (41)$$

При контрольной проверке по алгоритму наличия превышения порога в 3-х из 5 интервалов Т на длительности этапа контрольной проверки 5Т, вероятности пропуска $(P_{\text{ПК}}^{3 \rightarrow 5})$ при совпадении приходящего сигнала и опорной копии, с учетом (8) можно представить в виде

$$P_{\text{ПК}}^{3 \rightarrow 5} = 1 - [1 - P_{\text{ПП}}^{3 \rightarrow 5}] \left[\sum_{i=3}^5 C_5^i (1 - P_{\text{ПП}}^{3 \rightarrow 5})^i (P_{\text{ПП}}^{3 \rightarrow 5})^{5-i} \right] \approx P_{\text{ПП}}^{3 \rightarrow 5} + 10(P_{\text{ПП}}^{3 \rightarrow 5})^3 \quad (42)$$

$$P_{\text{ПК}}^{3 \rightarrow 5} = \sqrt{\frac{1}{2} \left(\ln 10 + 4 \ln D + \ln 3600 - \ln P_{\text{ЛПЧ}} - \ln T \right)} \int_0^{\sqrt{\frac{1}{2} \left(\ln 10 + 4 \ln D + \ln 3600 - \ln P_{\text{ЛПЧ}} - \ln T \right)}} y \exp \left(-\frac{y^2 + 2h^2}{2} \right) I_0(\sqrt{2}hy) dy + \quad (43)$$

$$+ 10 \left\{ \sqrt{\frac{1}{2} \left(\ln 10 + 4 \ln D + \ln 3600 - \ln P_{\text{ЛПЧ}} - \ln T \right)} \int_0^{\sqrt{\frac{1}{2} \left(\ln 10 + 4 \ln D + \ln 3600 - \ln P_{\text{ЛПЧ}} - \ln T \right)}} y \exp \left(-\frac{y^2 + 2h^2}{2} \right) I_0(\sqrt{2}hy) dy \right\}^3$$

При контрольной проверке по алгоритму наличия превышения порога в 5 из 5 интервалов Т на длительности этапа контрольной проверки 5Т, вероятности пропуска $(P_{\text{ПК}}^{5 \rightarrow 5})$ при совпадении приходящего сигнала и опорной копии, с учетом (8) можно представить в виде

$$P_{\text{ПРК}}^{5 \rightarrow 5} = 1 - [1 - P_{\text{ПР}}^{5 \rightarrow 5}] \left[\sum_{i=5}^5 C_3^i (1 - P_{\text{ПР}}^{5 \rightarrow 5})^i (P_{\text{ПР}}^{5 \rightarrow 5})^{5-i} \right] = 6P_{\text{ПР}}^{5 \rightarrow 5} \quad (44)$$

С учетом (37) выражение (44) имеет вид

$$P_{\text{ПРК}}^{5 \rightarrow 5} = 6 \int_0^{\sqrt{\frac{1}{3} \left(\ln 3600 + 6 \ln D - \ln P_{\text{ПРЧ}} - \ln T \right)}} y \exp \left(-\frac{y^2 + 2h^2}{2} \right) I_0(\sqrt{2}hy) dy \quad (45)$$

Будем считать, что скорость передачи равна $\frac{1}{T}$. Для наглядности полученного результата по выражениям (39), (41), (43) и (45) проведены расчеты, которые представлены в таблице 1 и 2 и на рис. 2, 3, 4 и 5 при различных значениях параметров.

Таблица 1.

	$P_{\text{ПРЧ}} = 10^{-2} T=0,05 \quad D=1$				$P_{\text{ПРЧ}} = 10^{-3} T=0,001 \quad D=1$			
Рпрк= 10^{-1}	2-3	3-3	3-5	5-5	2-3	3-3	3-5	5-5
	$h^2=10,3$	$h^2=10,3$	$h^2=9,44$	$h^2=9,5$	$h^2=10,98$	$h^2=10,91$	$h^2=10,08$	$h^2=10,13$
Рпрк= 10^{-2}	2-3	3-3	3-5	5-5	2-3	3-3	3-5	5-5
	$h^2=11,9$	$h^2=11,77$	$h^2=11,3$	$h^2=11,07$	$h^2=12,47$	$h^2=12,27$	$h^2=11,81$	$h^2=11,56$
Рпрк= 10^{-3}	2-3	3-3	3-5	5-5	2-3	3-3	3-5	5-5
	$h^2=13,0$	$h^2=12,76$	$h^2=12,5$	$h^2=12,1$	$h^2=13,52$	$h^2=13,24$	$h^2=12,96$	$h^2=12,56$

Зависимость вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок 2-3;3-3;3-5;5-5 при $P_{\text{ПРЧ}} = 10^{-2} D=1$ (одноканальный режим обнаружения), $T=0,05$ сек (при скорости передачи 20 бит/сек) и $T=0,001$ сек (при скорости передачи 1000 бит/сек).

Таблица 2.

	$P_{\text{ПРЧ}} = 10^{-2} \quad T=0,05 \quad D=10$				$P_{\text{ПРЧ}} = 10^{-2} \quad T=0,001 \quad D=10$			
Рпрк= 10^{-1}	2-3	3-3	3-5	5-5	2-3	3-3	3-5	5-5
	$h^2=12,3$	$h^2=11,6$	$h^2=11,78$	$h^2=11,21$	$h^2=12,71$	$h^2=12,03$	$h^2=12,14$	$h^2=11,55$
Рпрк= 10^{-2}	2-3	3-3	3-5	5-5	2-3	3-3	3-5	5-5
	$h^2=13,59$	$h^2=12,86$	$h^2=13,24$	$h^2=12,47$	$h^2=13,94$	$h^2=13,24$	$h^2=13,54$	$h^2=12,77$
Рпрк= 10^{-3}	2-3	3-3	3-5	5-5	2-3	3-3	3-5	5-5
	$h^2=14,5$	$h^2=13,78$	$h^2=14,21$	$h^2=13,4$	$h^2=14,82$	$h^2=14,11$	$h^2=14,48$	$h^2=13,67$

Зависимость вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок 2-3;3-3;3-5;5-5 при $P_{\text{ПРЧ}} = 10^{-2} \quad D=10$ (многоканальный режим обнаружения), $T=0,05$ сек (при скорости передачи 20 бит/сек) и $T=0,001$ сек (при скорости передачи 1000 бит/сек).

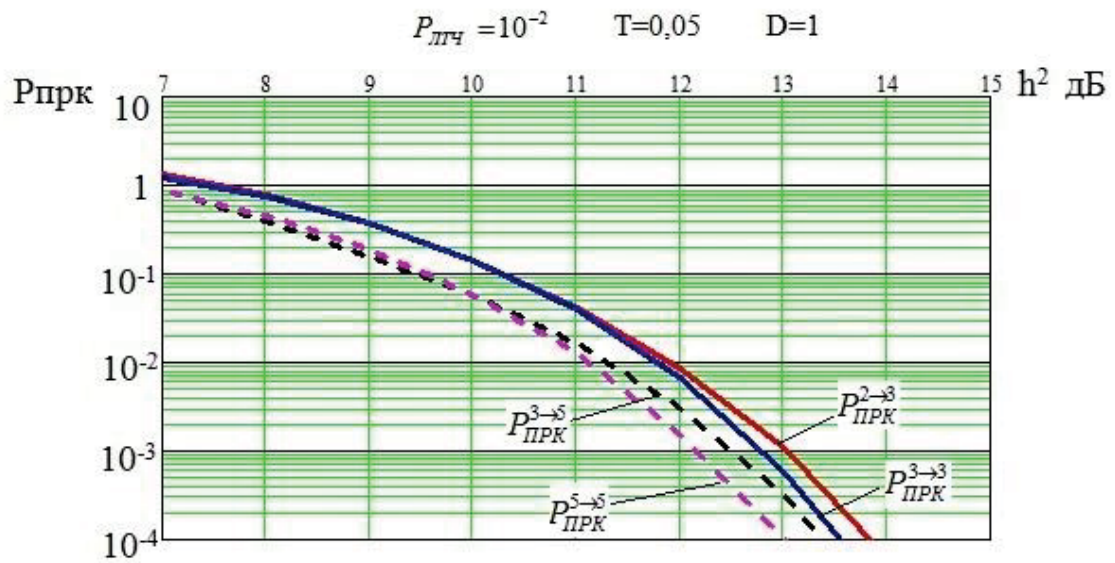


Рис.2 Графики зависимости вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок 2-3; 3-3; 3-5; 5-5 при $P_{\text{лгч}} = 10^{-2}$ $D=1$ (одноканальный режим обнаружения), и $T=0,05$ сек (при скорости передачи 20 бит/сек)

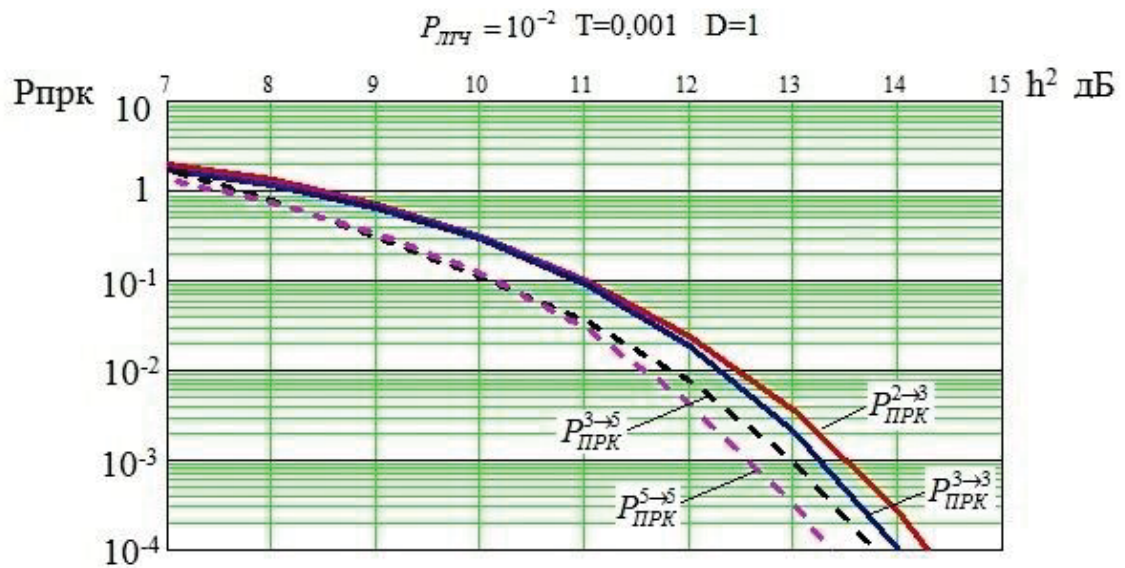


Рис.3 Графики зависимости вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок 2-3; 3-3; 3-5; 5-5 при $P_{\text{лгч}} = 10^{-2}$, $D=1$ (одноканальный режим обнаружения), и $T=0,001$ сек (при скорости передачи 1000 бит/сек)

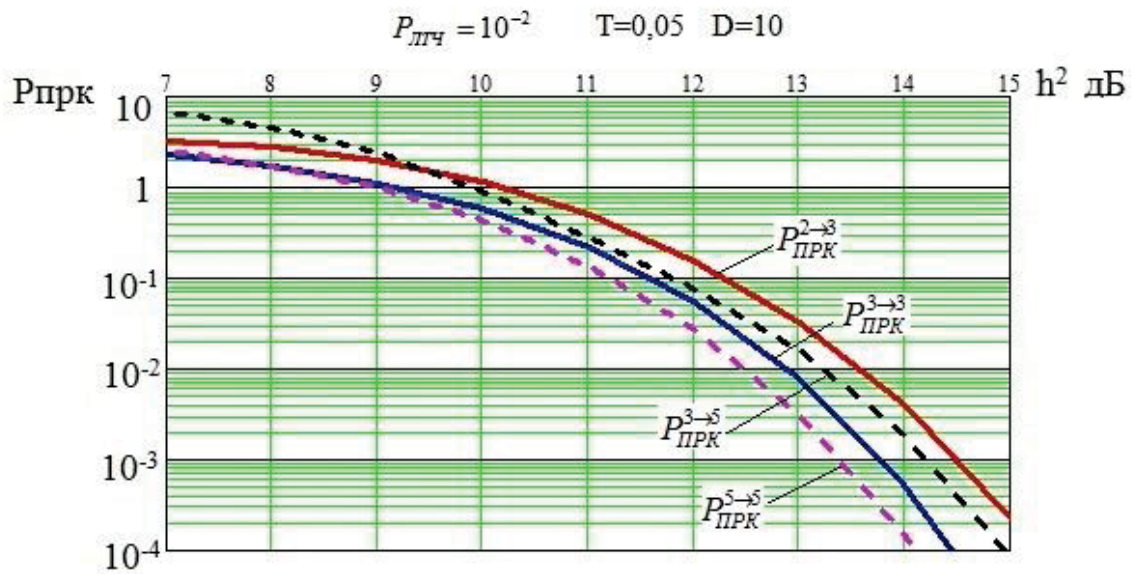


Рис.4 Графики зависимости вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок 2-3; 3-3; 3-5; 5-5 при $P_{\text{лгч}} = 10^{-2}$ $D=10$ (многоканальный режим обнаружения), и $T=0,05$ сек (при скорости передачи 20 бит/сек)

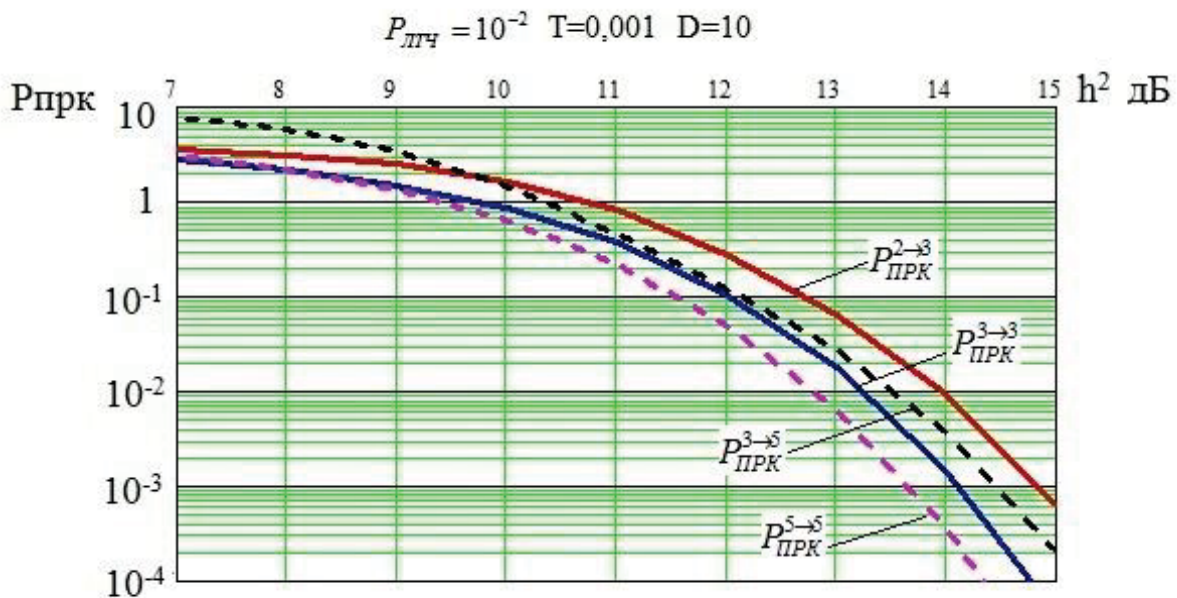


Рис.5 Графики зависимости вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок 2-3; 3-3; 3-5; 5-5 при $P_{\text{лгч}} = 10^{-2}$ $D=10$ (многоканальный режим обнаружения), и $T=0,001$ сек (при скорости передачи 1000 бит/сек)

При рассмотрении результатов расчета, представленных в таблицах 1 и 2 и на рис.2-5, видно:

- введение контрольных проверок по рассмотренным алгоритмам повышает помехоустойчивость обнаружения;

- в одноканальном режиме обнаружения выигрыш по помехоустойчивости:

при алгоритме контрольной проверки 5-5 по отношению к алгоритму контрольной проверки 3-3 составляет 0,8-0,66 дБ при скорости передачи информации 20 бит/сек и 1000 бит/сек;

при алгоритме контрольной проверки 3-5 по отношению к алгоритму контрольной проверки 2-3 составляет 0,9-0,5 дБ при скорости передачи информации 20 бит/сек и 1000 бит/сек;

- в многоканальном режиме обнаружения выигрыш по помехоустойчивости:

при алгоритме контрольной проверки 5-5 по отношению к алгоритму контрольной проверки 3-3 составляет 0,48- 0,38 дБ при скорости передачи информации 20 бит/сек и 1000 бит/сек ;

при алгоритме контрольной проверки 3-5 по отношению к алгоритму контрольной проверки 2-3 составляет 0,57-0,29 дБ при скорости передачи информации 20 бит/сек и 1000 бит/сек.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Многоканальный режим обнаружения при 10каналах обеспечивает сокращение времени обнаружения в 10 раз, но при переходе с одноканального режима обнаружения к многоканальному режиму обнаружения, при мажоритарном алгоритме контрольных проверок, наблюдается ухудшению помехоустойчивости обнаружения на 1,73-0,87дб.

ЛИТЕРАТУРА

1. Тузов Г.И. Статистическая теория приема сложных сигналов. – М.: «Сов.Радио», 1977. 400с.
2. Под ред. Тузова Г.И. Адресные системы управления и связи// Вопросы синхронизации// М. «Радио и связь», 1993 г., 378 с.
3. Под ред. Пестрякова В.Б. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации. – М.: «Сов.Радио», 1973. 424с
4. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: «Сов.Радио», 1985. 384с.
5. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимаев А.Е., Шестопалов В.И. Помехоустойчивость систем радиосвязи с расширением спектра прямой модуляцией псевдослучайной последовательности./ Под. ред. В.И.Борисова. – М.: РадиоСофт, 2011, -550 с.
6. Вентцель Е. С., Овчаров Л.Ф. Теория вероятностей .М., Наука. 1973.
7. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. М., Сов. Радио,1966, -680 с.

REFERENCES

1. Tuzov G.I. Statistical theory of reception of complex signals. - M.: "Sov.radio", 1977, 400s.
2. Ed. Tuzova G.I. Address control and communication systems//Problems of synchronization//M. "Radio and communication", 1993, 378 p.
3. Ed. Pestryakova V.B. Noise-like signals in information transmission systems. - M.: "Sov.Radio", 1973. 424p.
4. Varakin L.E. Communication systems with noise-like signals. - M.: "Sov.Radio", 1985. 384s.
5. Borisov V.I., Zinchuk V.M., Limarev A.E., Shestopalov V.I. Noise immunity of radio communication systems with direct modulation of a pseudo-random sequence. Ed. IN AND. Borisov. - M.: RadioSoft, 2011, - 550 p.
6. Ventzel E.S., Ovcharov L.F. Probability Theory. M., Science. 1973.
7. Tikhonov V.I. Statistical radio engineering. M., Sov. Radio, 1966, - 680 p.

ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ИТЕРАЦИОННОГО АЛГОРИТМА СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА НА ОСНОВЕ РЕГУЛЯРИЗАЦИИ НОРМОЙ ПЕРВОГО ПОРЯДКА

А. П. Пехтерев¹, Е. А. Маврычев²

¹ПАО «НПО «Алмаз», Москва, Россия

²Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева (НГТУ),
Нижний Новгород, Россия

Аннотация. Спектральный анализ сигналов с использованием методов, основанных на восстановлении разреженных сигналов (sparse recovery) позволяет достичь существенного улучшения характеристик разрешения по сравнению с известными классическими алгоритмами. Одним из наиболее распространенных подходов разреженного восстановления является минимизация квадрата ошибки, регуляризованного нормой первого порядка вектора неизвестных параметров. В этом случае получаемая задача оптимизации является задачей выпуклого программирования и эффективно решается с помощью итерационных алгоритмов градиентного типа, а именно проксимального градиентного алгоритма. В данной работе рассматривается применение метода регуляризации нормой первого порядка для оценки спектральных компонент сигнала. Представлена параллельная реализация проксимального градиентного алгоритма и показана возможность его эффективной реализации на высокопроизводительной вычислительной платформе на базе программируемых логических интегральных схем (ПЛИС).

Ключевые слова: спектральный анализ; разреженное восстановление; градиентный алгоритм; параллельные вычисления.

PARALLEL IMPLEMENTATION OF ITERATIVE ALGORITHM FOR SPECTRAL ANALYSIS BASED ON L_1 -NORM REGULARIZATION

A. P. Pehterev¹, E. A. Mavrychev²

¹PJSC «ALMAZ R&P Corp.», Moscow, Russia

²Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev, Nizhny Novgorod, Russia

Abstract. Spectral analysis based on the sparse recovery methods achieves higher resolution performances with compared to known classical algorithms. One of the most common sparse recovery approaches is minimizing the least square of a linear model regularized by the first-order norm of the vector of unknown parameters. In this case, the optimization problem is a convex programming problem and it is efficiently solved by using gradient-type iterative algorithm, namely, the proximal gradient algorithm. In this paper, we consider the application of the first-order norm regularization method for estimating the spectral components of a signal. A parallel implementation of the proximal gradient algorithm is presented and the possibility of its efficient implementation on a high-performance computing platform based on FPGA is shown.

Keywords: spectral analysis; sparse recovery; gradient descent; parallel computing.

1. ВВЕДЕНИЕ

Алгоритмы спектрального анализа с повышенным разрешением представляют интерес для многих приложений радиолокации, радиоастрономии, радиосвязи и др. Хорошо известными являются такие алгоритмы спектрального анализа как метод

минимальной дисперсии (метод Кейпона), авторегрессии, MUSIC, ESPRIT, максимального правдоподобия [1]-[2]. Однако, в последние годы особое внимание уделяется методам обработки разреженных сигналов [3]-[5], в том числе и для задач спектрального анализа [6]-[7], которые обеспечивают высокие характеристики разрешения сигналов. Априорной предпосылкой для использования данного подхода является предположение, что количество гармонических составляющих существенно меньше числа элементов разрешения и числа отсчетов наблюдаемой выборки. Поэтому такой сигнал является разреженным сигналом в частотной области.

Восстановление разреженных спектров основывается на поиске минимального числа гармонических составляющих и их комплексных амплитуд, при котором обеспечивается значение квадрата ошибки меньше заданной величины [3], [5], [7]. Получаемая задача оптимизации является невыпуклой, не имеющей решения полиномиальной сложности [3]. В связи с этим было предложено большое количество методов решения задачи разреженной аппроксимации, которые позволяют найти какое-либо приближенное решение с приемлемой вычислительной сложностью. Наиболее эффективным является подход, основанный на регуляризации квадрата ошибки нормой первого порядка информационного вектора [4]. Такая задача в регрессионном анализе получала название LASSO [8]. Данная задача является выпуклой и может быть решена методами квадратичного программирования с помощью алгоритма внутренней точки [9]. Задача LASSO является задачей безусловной оптимизации, поэтому для ее решения могут быть использованы итерационные алгоритмы градиентного типа, а именно алгоритм покоординатного спуска [10] и проксимальный градиентный алгоритм, который применительно к задаче LASSO получил название ISTA (iterative soft thresholding algorithm) [8], [11]. Способ повышения сходимости градиентных алгоритмов рассмотрен в работе [12] и хорошо известен как метод Нестерова. Для алгоритма ISTA предложена его модификация [11], называемая FISTA (fast ISTA), на основе метода Нестерова.

Последний алгоритм является наиболее предпочтительным для реализации на высокопроизводительных вычислительных платформах таких как программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС) и графические процессорные устройства (GPU). Важным аспектом для реализации алгоритма FISTA на высокопроизводительных платформах является возможность выполнения параллельных вычислений. В работах [13]-[15] рассмотрены реализации различных градиентных алгоритмов, в том числе FISTA, с использованием параллельных вычислений.

В настоящей работе предлагается параллельный итерационный алгоритм спектрального анализа на основе результатов работ [8] и [13]. Предлагаемый алгоритм основан на представлении задачи спектрального анализа как задачи минимизации квадрата ошибки с регуляризацией нормой первого порядка вектора неизвестных комплексных амплитуд. Решение этой задачи может быть получено с помощью ускоренного проксимального градиентного алгоритма FISTA, который может быть реализован в виде параллельных вычислений. Проводится математическое моделирование, показывающее скорость сходимости итерационного алгоритма и

вероятности разрешения. Рассматривается реализация параллельного итерационного алгоритма спектрального анализа на аппаратной платформе реального времени на базе ПЛИС.

2. МОДЕЛЬ СИГНАЛОВ И РАЗРЕЖЕННАЯ АППРОКСИМАЦИЯ

Рассмотрим комплексный сигнал $x(l)$ дискретного времени $l=1\dots L$, являющийся суперпозицией комплексных синусоид и шума

$$x(l) = \sum_{k=1}^K \tilde{a}_k e^{j\tilde{\omega}_k l} + v(l), \quad (1)$$

где K - число синусоид, $\tilde{a}_1, \dots, \tilde{a}_K$ - комплексные амплитуды синусоид, $\tilde{\omega}_1, \dots, \tilde{\omega}_K$ - нормированные круговые частоты, $v(l)$ - комплексный шум приемного устройства, который распределен по гауссовскому закону с нулевым математическим ожиданием и дисперсией равной единице.

Представим гармонический сигнал на частоте ω с нормированной амплитудой и нулевой начальной фазой в виде вектора

$$\mathbf{s}(\omega) = [1, e^{j\omega}, \dots, e^{j\omega(L-1)}]^T, \quad (2)$$

где $(.)^T$ означает операцию транспонирования.

Тогда выражение (1) можно переписать в векторном виде

$$\mathbf{x} = \sum_{k=1}^K \tilde{a}_k \mathbf{s}(\tilde{\omega}_k) + \mathbf{v}, \quad (3)$$

где $\mathbf{x} = [x(1), \dots, x(L)]^T \in \mathbb{C}^L$ - вектор сигнала размерности $L \times 1$, $\mathbf{v} = [v(1), \dots, v(L)]^T \in \mathbb{C}^L$ - вектор шума.

Анализ спектра производится по наблюдаемой выборке $\mathbf{x}$, в результате которого необходимо определить какие гармонические составляющие присутствуют в спектре и с какими амплитудами. Для того чтобы использовать подход, основанный на разреженной аппроксимации, рассмотрим представление модели (3) в разреженном виде. Для этого будем предполагать, что возможные значения частот гармоник являются дискретными и лежат в пределах $[0; 2\pi]$ с шагом $\Delta\omega = 2\pi / N$ или образуют дискретную сетку

$$\omega_n = (n-1)\Delta\omega, \quad n = 1, \dots, N. \quad (4)$$

Введем обозначение $\Omega \triangleq \{\omega_1, \dots, \omega_N\}$ - множество частот дискретной сетки. Тогда можно записать $\tilde{\omega}_1, \dots, \tilde{\omega}_K \in \Omega$, т.е. частоты гармоник в сигнале (3) принадлежат дискретному множеству частот Ω . Введем матрицу гармоник с частотами, соответствующими дискретной сетке

$$\mathbf{S} = [\mathbf{s}(\omega_1) \quad \mathbf{s}(\omega_2) \dots \mathbf{s}(\omega_N)] \in \mathbb{C}^{L \times N}. \quad (5)$$

Тогда вектор сигнала (3) перепишем в следующем виде

$$\mathbf{x} = \mathbf{S}\mathbf{a} + \mathbf{v}, \quad (6)$$

где $\mathbf{a} = [a_1 \dots a_N] \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ - разреженный вектор комплексных амплитуд гармонических составляющих сигнала, содержащий K ненулевых компонент $\tilde{a}_1, \dots, \tilde{a}_K$. Также можно

записать $\|\mathbf{a}\|_0 = K$, где $\|\cdot\|_0$ - норма нулевого порядка вектора, равная числу его ненулевых компонент.

Задача разреженной аппроксимации математически ставится следующим образом

$$\min_{\mathbf{a}} \|\mathbf{a}\|_0, \quad \|\mathbf{x} - \mathbf{S}\mathbf{a}\|_2^2 \leq \varepsilon^2, \quad (7)$$

т.е. выполняется поиск вектора параметров с наименьшим числом ненулевых компонент при условии, что квадрат ошибки между принятым сигналом и моделью не превышает величины ε^2 , выбор которой зависит от дисперсии собственного шума.

Как было отмечено выше, оптимизационная задача (7) является невыпуклой и не имеет алгоритма полиномиальной сложности, сходящегося к глобальному экстремуму. Рассмотрим подход, основанный на аппроксимации задачи (7), при котором вместо нормы нулевого порядка минимизируется норма первого порядка. Тогда задача (7) в приближенном виде представляется как

$$\min_{\mathbf{a}} \|\mathbf{a}\|_1, \quad \|\mathbf{x} - \mathbf{S}\mathbf{a}\|_2^2 \leq \varepsilon^2. \quad (8)$$

Часто, задачу условной оптимизации (8) представляют в виде задачи безусловной оптимизации

$$\min_{\mathbf{a}} \|\mathbf{x} - \mathbf{S}\mathbf{a}\|_2^2 + \lambda \|\mathbf{a}\|_1, \quad (9)$$

где λ - коэффициент регуляризации.

Задача (9), в литературе получила название LASSO [8]. Отметим, что задача (9) является минимизацией квадрата ошибки с добавлением регуляризирующей функции в виде нормы первого порядка вектора параметров линейной модели и широко используется в различных приложениях анализа данных, машинного обучения и обработки сигналов. Популярность данного подхода связана с тем, что, во-первых, решение задачи (9) при корректном выборе коэффициента регуляризации, является разреженным и, как правило, близким к решению исходной задачи (8), хотя и без каких-либо гарантий. Во-вторых, целевая функция в (9) является выпуклой, что дает возможность найти ее глобальный минимум с помощью алгоритмов полиномиальной сложности.

Задача (9) может быть сведена к одной из канонических форм выпуклой оптимизации и решена с использованием стандартных методов выпуклого математического программирования [9], в основе которых лежит алгоритм внутренней точки. Однако, чаще всего на практике используются алгоритмы градиентного типа. Обычный градиентный алгоритм для задачи (9) не является сходящимся, так как целевая функция в (9) не дифференцируема во всех точках. Поэтому может быть использован проксимальный градиентный алгоритм.

3. ИТЕРАЦИОННЫЕ АЛГОРИТМЫ ISTA/FISTA

Для недифференцируемых функций существует разновидность алгоритма градиентного спуска, который называют проксимальным градиентным алгоритмом [9]. Для задачи минимизации (9) использование проксимального подхода приводит к так называемому алгоритму ISTA [8].

Алгоритм ISTA является итерационным алгоритмом, в качестве начального приближения $\mathbf{a}^{(0)}$ используется случайный вектор. Далее выполняется итерационная процедура, в которой на i -ой итерации выполняется градиентный спуск, представляемый в виде

$$\tilde{\mathbf{a}}^{(i)} = \mathbf{a}^{(i-1)} - \gamma \mathbf{S}^H (\mathbf{x} - \mathbf{S} \mathbf{a}^{(i-1)}), \quad (10)$$

в котором к значению вектора $\mathbf{a}^{(i-1)}$, полученного на предыдущей итерации выполняется приращение пропорциональное градиенту квадрата ошибки $\|\mathbf{x} - \mathbf{S} \mathbf{a}\|_2^2$ с противоположным знаком. Скалярный коэффициент γ является шагом градиентного алгоритма или коэффициентом сходимости.

После градиентного приращения к полученному вектору $\tilde{\mathbf{a}}^{(i)}$ применяется проксимальная операция

$$\mathbf{a}^{(i)} = S_\lambda(\tilde{\mathbf{a}}^{(i)}), \quad (11)$$

где функция $S_\lambda(\tilde{\mathbf{a}})$ является проксимальным оператором, действующим на каждый элемент вектора $\tilde{\mathbf{a}}$ следующим образом

$$[S_\lambda(\tilde{\mathbf{a}})]_n = \frac{\tilde{a}_n}{|\tilde{a}_n|} \max\{|\tilde{a}_n| - \lambda, 0\}. \quad (12)$$

В результате применения проксимального оператора (11) получаем текущее значение оценки вектора комплексных амплитуд гармоник. Доказано, если выбрать коэффициент сходимости из условия $\gamma \leq 1/\|\mathbf{S}\|^2$, то алгоритм сходится к глобальному минимуму. Критерием останова градиентного спуска является условие

$$\|\mathbf{a}^{(i)} - \mathbf{a}^{(i-1)}\| \leq \delta, \quad (13)$$

при выполнении которого итерационная процедура останавливается, а полученное значение $\mathbf{a}^{(i+1)}$ является оценкой комплексного спектра, где δ - малая величина, характеризующая точность сходимости к экстремуму целевой функции (9). Если условие (13) не выполняется, то осуществляется переход на следующую итерацию градиентного алгоритма (10) при этом $i \leftarrow i + 1$.

Алгоритм FISTA, используемый для ускорения сходимости алгоритма ISTA, состоит из следующих шагов, выполняемых на каждой итерации,

$$\hat{\mathbf{a}}^{(i)} = S_\lambda(\mathbf{a}^{(i)} - \gamma \mathbf{S}^H (\mathbf{x} - \mathbf{S} \mathbf{a}^{(i)})), \quad (14)$$

$$\mathbf{a}^{(i+1)} = \hat{\mathbf{a}}^{(i)} - \frac{t_i - 1}{t_{i+1}} (\hat{\mathbf{a}}^{(i)} - \hat{\mathbf{a}}^{(i-1)}), \text{ где } t_{i+1} = \frac{1 + \sqrt{1 + 4t_i^2}}{2}. \quad (15)$$

Начальное приближение $\hat{\mathbf{a}}^{(0)}$ задается равным случайному значению вектора размерности $N \times 1$, а начальное приближение $\mathbf{a}^{(1)} = \hat{\mathbf{a}}^{(0)}$.

4. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ

Вычислительные операции алгоритма FISTA описываются выражениями (14), (15). Градиентное приращение в выражении (10) включает операции матрично-

векторного перемножения и сложения векторов в поле комплексных чисел, при этом матрично-векторные умножения являются наиболее затратными операциями. Перемножение матрицы $\mathbf{S}$ на вектор $\mathbf{a}^{(i)}$ требует LN комплексных умножений и сложений. Такое же количество операций затрачивается на перемножение матрицы $\mathbf{S}^H$ на вектор $\mathbf{z}^{(i)} = \mathbf{x} - \mathbf{S}\mathbf{a}^{(i)}$. Однако, разбив матрицу-множитель на подматрицы можно перейти к параллельному выполнению операций. Представим матрицу $\mathbf{S}$, которая имеет размерность $L \times N$ в виде следующих блочных матриц

$$\mathbf{S} = [\hat{\mathbf{S}}_1 \quad \hat{\mathbf{S}}_2 \dots \hat{\mathbf{S}}_{\hat{J}}] = \begin{bmatrix} \check{\mathbf{S}}_1 \\ \check{\mathbf{S}}_2 \\ \vdots \\ \check{\mathbf{S}}_{\check{J}} \end{bmatrix}, \quad (16)$$

где $\hat{J}$ - число блоков-столбцов матрицы $\mathbf{S}$, а $\check{J}$ - число блоков-строк.

Используя представление (16), операции, входящие в вычисление градиента выражении (14), можно записать

$$\mathbf{S}\mathbf{a}^{(i)} = \begin{bmatrix} \check{\mathbf{S}}_1 \mathbf{a}^{(i)} \\ \check{\mathbf{S}}_2 \mathbf{a}^{(i)} \\ \vdots \\ \check{\mathbf{S}}_{\check{J}} \mathbf{a}^{(i)} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{S}^H \mathbf{z}^{(i)} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{S}}_1^H \mathbf{z}^{(i)} \\ \hat{\mathbf{S}}_2^H \mathbf{z}^{(i)} \\ \vdots \\ \hat{\mathbf{S}}_{\hat{J}}^H \mathbf{z}^{(i)} \end{bmatrix}. \quad (17)$$

Таким образом, вычисление $\mathbf{S}\mathbf{a}^{(i)}$ разбивается на $\check{J}$ параллельных операций, а вычисление $\mathbf{S}^H \mathbf{z}^{(i)}$ - на $\hat{J}$ параллельных операций. При этом величина $\check{J}$ должна быть кратной L , а $\hat{J}$ должна быть кратной N . Полностью параллельных вычислений можно добиться при условии $\hat{J} = L$, $\check{J} = N$.

5. ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ

В данном разделе рассматриваются основные особенности реализации параллельного итерационного алгоритма FISTA на базе ПЛИС. В частности, выполнена реализация алгоритма на аппаратной платформе на базе ПЛИС Xilinx Kintex Ultrascale xsku115-flva1517 со следующими параметрами: число элементов дискретной сетки $N=512$, длительность сигнала $L=128$.

Наиболее рациональным подходом является применение стандартных IP ядер от разработчика САПР и производителя ПЛИС. IP ядро представляет собой заранее разработанный и отлаженный программный модуль, реализующий определенную функциональность и требующий лишь настройки параметров под конкретную задачу. Применение IP ядер позволяет существенно упростить и ускорить процесс разработки.

Наиболее сложным с точки зрения затрат вычислительных ресурсов является выполнение комплексных матрично-векторных перемножений. Именно здесь может быть наиболее полно раскрыт потенциал ПЛИС как высокопроизводительного вычислительного инструмента. Возможности ПЛИС позволяют производить

вычисления для нескольких независимых потоков одновременно, т.е. выполнять параллельные вычисления. Другой отличительной особенностью ПЛИС является возможность построения вычислительного конвейера, что позволяет разбить выполнение какой-либо сложной задачи на несколько этапов с одновременным совмещением их выполнения во времени для разных операндов. Например, комплексное умножение выполняется за несколько машинных циклов, равных такту рабочей частоты проекта. Однако при этом нет необходимости дожидаться результата умножения, чтобы вводить в умножитель новые операнды.

Анализируя формулы, образующие тело алгоритма, можно отметить, что в процессе вычисления возникает необходимость, последовательно одно за другим выполнить два матрично-векторных умножения с последующим векторным суммированием. Представляется оптимальным создать вычислительный кластер, используя который можно разбить вышеописанные задачи на множество однотипных выполняемых одновременно подзадач и выполнить исходную задачу максимально быстро. Элемент такого кластера, выполняющего умножения строки матрицы на вектор, приведен на рисунке 1.

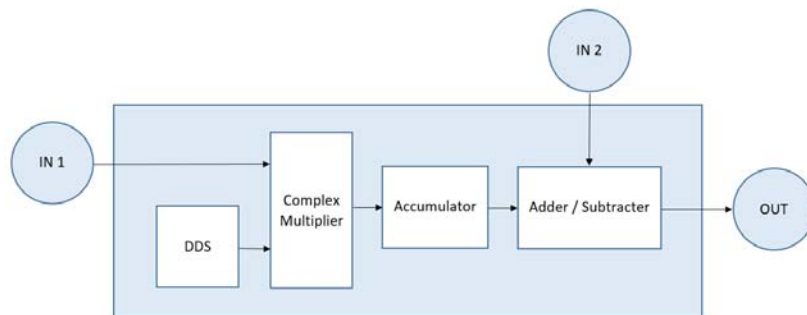


Рис. 1. Элемент вычислительного кластера.

Такая структура элемента кластера позволяет при помощи модуля Complex Multiplier выполнить перемножение потока входных операндов (поступающих со входа IN 1) с отсчетами комплексной гармоникой, формируемыми модулем DDS Compiler. В модуле Accumulator производится сохранение промежуточных результатов вычислений. Выполнение суммирования (или вычитания) полученного результата с операндом, поступающим со входа IN 2, выполняет Adder / Subtractor. Все упомянутые здесь модули – это IP ядра, которые не требуется создавать заново и нужно лишь настроить их параметры. Кластер из L таких элементов позволяет разбить исходную задачу умножения $\mathbf{S}\mathbf{a}^{(i)}$ на L независимых вычислительных потоков, кластер из N элементов разбивает задачу $\mathbf{S}^H\mathbf{z}^{(i)}$ на N потоков. Следует отметить, что формирование элементов матрицы $\mathbf{S}$, может быть относительно просто реализовано при помощи модуля DDS Compiler. Это очень удобный с точки зрения экономии ресурсов подход без использования ОЗУ.

Ключевое место в реализации проекта занимает операция проксимального оператора (12). Предлагаемая реализация такого оператора приведена на рисунке 2. Здесь, как и ранее, очень удобно использовать IP ядра, предоставляемые САПР – CORDIC, DDS Compiler и Complex Multiplier. Модуль CORDIC позволяет вычислить модуль и фазу комплексного числа. Функционал DDS Compiler и Complex Multiplier был описан ранее. Модуль Threshold (не являющийся IP ядром и, соответственно, требующий самостоятельной разработки) реализует функцию порогового сравнения. Связка компонентов CORDIC и DDS Compiler позволяет получить отношение комплексного числа к его модулю, требующееся для реализации оператора, без выполнения сложной для ПЛИС операции деления.

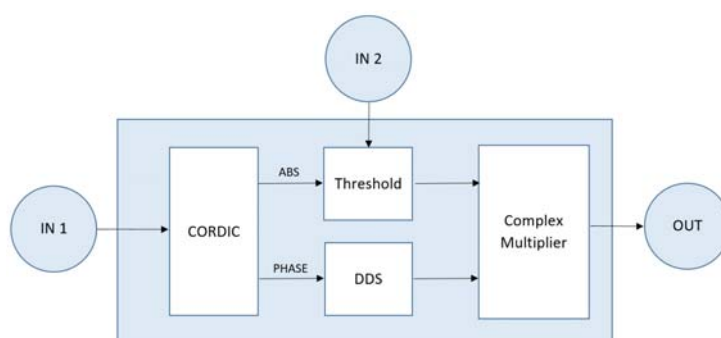


Рис. 2. Проксимальный оператор.

Структурная схема реализации параллельного итерационного алгоритма показана на рисунке 3. Входные параметры алгоритма представляют собой реализацию сигнала в виде набора комплексных отсчетов, или вектор $\mathbf{x}$. На выходе в качестве результата получаем оценку спектрального состава сигнала, представляемую в виде вектора $\mathbf{a}^{(i)}$.

Одновременно с поступлением входных данных происходит инициализация, при которой начальные приближения принимают случайные значения (этап 1). Этап 2 включает в себя матрично-векторное перемножение $\mathbf{S}\mathbf{a}^{(i)}$ с векторным суммированием $\mathbf{x} - \mathbf{S}\mathbf{a}^{(i)}$ и состоит из $L=128$ вычислительных потоков. На основе полученного результата выполняется матрично-векторное перемножение $\mathbf{S}^H \mathbf{z}^{(i)}$ с векторным суммированием $\mathbf{a}^{(i)} - \gamma \mathbf{S}^H \mathbf{z}^{(i)}$ и является этапом 3, который разбивается на $N=512$ потоков. Далее результат подается на вход модулей, реализующих функцию проксимального оператора (этап 4). На его выходе (этап 5) имеем оценку спектра, полученную в ходе текущей итерации алгоритма. В случае необходимости выполнения следующей итерации требуется обновить параметры и повторить вышеуказанные этапы.

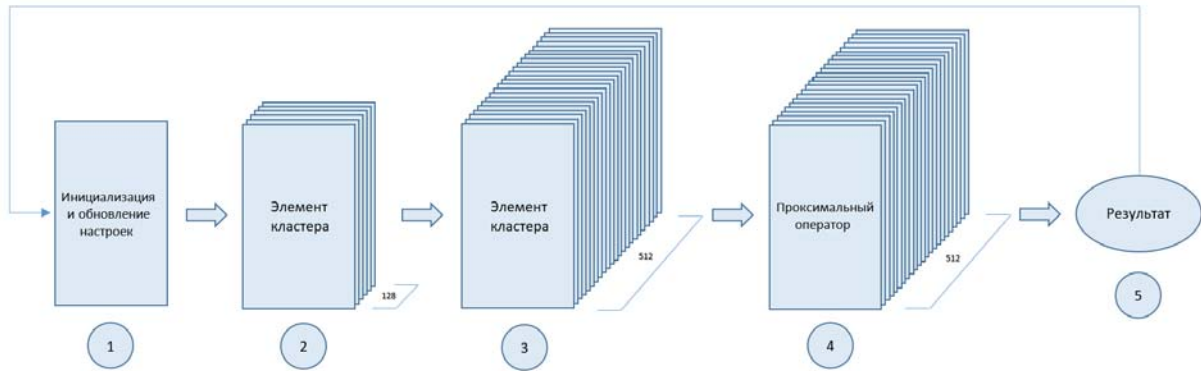


Рис. 3. Реализация алгоритма FISTA.

При реализации алгоритма FISTA в рамках указанных исходных данных получено, что одна итерация алгоритма выполняется за 700 тактов, что при относительно невысокой частоте тактирования проекта 250 МГц (4 нс) составляет 2.8 мкс.

6. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Рассмотрим примеры статистического моделирования. Аналогично предыдущему разделу будем рассматривать дискретную сетку с $N=512$ и длительность сигнала $L=128$. Формируется входной сигнал с тремя спектральными компонентами ($K=3$) на частотах $\tilde{\omega}_1 = 2\pi \cdot 50/N$, $\tilde{\omega}_2 = 2\pi \cdot 54/N$, $\tilde{\omega}_3 = 2\pi \cdot 90/N$ с равными амплитудами $|\tilde{a}_1| = |\tilde{a}_2| = |\tilde{a}_3| = A_0$ и случайной реализацией фаз и собственного шума. Статистическое моделирование выполняется с усреднением по ансамблю в 10000 реализаций.

В первом примере рассмотрим сходимость итерационных алгоритмов. Зависимости нормы вектора невязки восстановленного значения комплексной амплитуды на текущей и предыдущей итерациях $\|\mathbf{a}^{(i+1)} - \mathbf{a}^{(i)}\|$ от числа итераций показаны на рисунке 4. Как видно из рисунка 4 алгоритм FISTA обеспечивает лучшую сходимость по сравнению с алгоритмом ISTA.

В втором примере рассмотрим разрешающую способность итерационных алгоритмов разреженного восстановления. В качестве характеристики разрешения будем использовать вероятность успешной реализации алгоритма восстановления спектра. Успешным восстановлением будем считать случай, когда расположение в сетке частот восстановленных спектральных компонент совпадает с истинным или занимает одно из соседних по отношению к истинному положению при этом минимальная амплитуда из всех восстановленных компонент превышает максимальные шумовые значения амплитуд. На рисунке 5 показаны вероятности успешной реализации в зависимости от отношения сигнал/шум для алгоритмов ISTA/FISTA и для сравнения классического алгоритма спектрального оценивания MUSIC [2]. Для алгоритма FISTA и ISTA выполнено одинаковое число итераций, равное 250. Как видно из рисунка 5 алгоритмы разреженного восстановления ISTA/FISTA существенно превосходят алгоритм MUSIC по разрешающей способности.

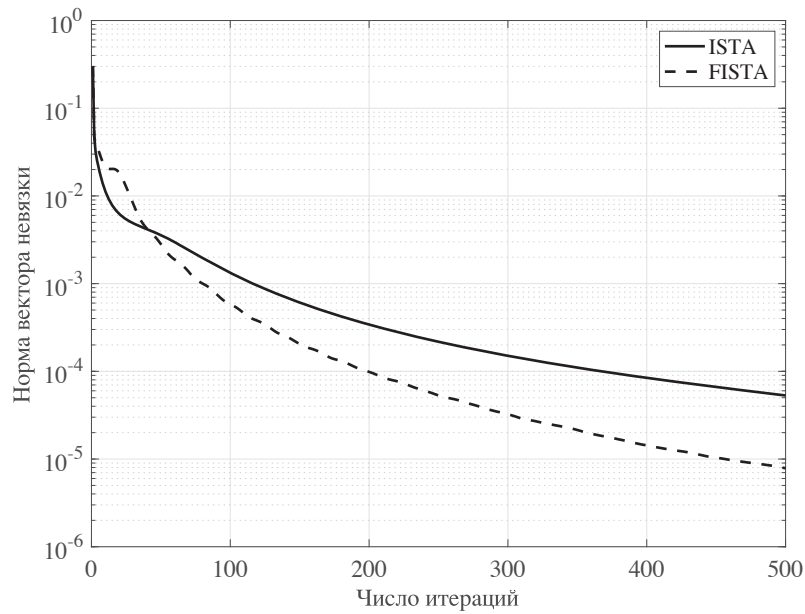


Рис. 4. Зависимость нормы вектора невязки от числа итераций.

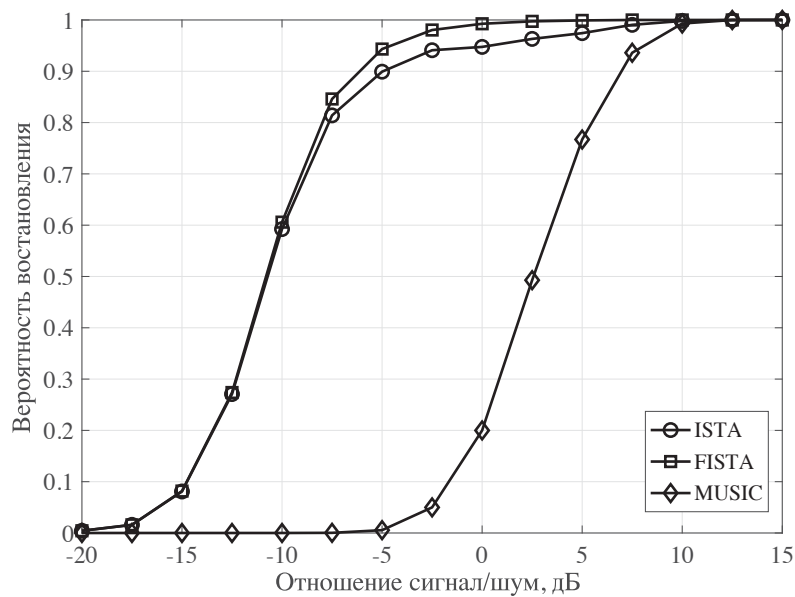


Рис. 5. Зависимость вероятности успешного восстановления от отношения сигнал/шум.

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в данной работе рассмотрен метод спектрального анализа на основе регуляризации квадрата ошибки нормой первого порядка вектора неизвестных комплексных амплитуд. Данный подход относится к группе методов разреженного восстановления сигналов. Регуляризация нормой первого порядка приводит к выпуклой оптимизационной задаче, для решения которой используется вычислительно эффективный алгоритм на основе параллельного проксимального градиентного алгоритма. С помощью математического моделирования получены результаты,

показывающие сходимость итерационного алгоритма и вероятностные характеристики разрешения. Приведены особенности реализации данного алгоритма с использованием вычислительной платформы на базе ПЛИС.

ЛИТЕРАТУРА

1. Марпл С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990. - 584 с.
2. Stoica P., Moses R. Spectral analysis of signals. Prentice Hall, NJ, 2005. - 427 p.
3. Foucart S., Rauhut H. A mathematical introduction to compressive sensing. Birkhäuser, 2013. – 625 p.
4. Donoho D. Compressed sensing // IEEE Transactions on Information Theory, 2006, Vol. 52, No. 4. - Pp. 1289-1306.
5. Donoho D.L., Huo X. Uncertainty principles and ideal atomic decomposition // IEEE Transactions on Information Theory, 2001, Vol. 47, No. 7. - Pp. 2845-2862.
6. Gorodnitsky I.F., Rao B.D. Sparse signal reconstruction from limited data using FOCUSS: a reweighted minimum norm algorithm // IEEE Trans. on Signal Processing, 1997, Vol. 45, No. 3. - Pp. 600–616.
7. Duarte M., Baraniuk R. Spectral compressive sensing // Applied and Computational Harmonic Analysis, 2013, Vol. 35, No 1. – Pp. 111-129.
8. Tibshirani R. Regression shrinkage and selection via the Lasso // Journal of the Royal Statistical Society Series B, 1996, Vol. 58, No. 1. - Pp. 267–288.
9. Boyd S., Vandenberghe L. Convex Optimization. Cambridge University Press, 2004. – 716 p.
10. Wu T.T., Lange K. Coordinated descent algorithms for LASSO penalized regression // The Annals of Applied Statistics, 2008, Vol. 2, No 1. – Pp. 224-244.
11. Beck A., Teboulle M. A fast iterative shrinkage-thresholding algorithm for linear inverse problems // SIAM Journal on Imaging Sciences, 2009, Vol. 2 No 1. – Pp. 183–202
12. Нестеров Ю.Е. Метод решения задачи выпуклого программирования со скоростью сходимости $O(1/k^2)$ // Доклады академии наук СССР, 1983б Т. 269, № 3. – С. 543–547.
13. Peng Z., Yan M., Yin W. Parallel and distributed sparse optimization // Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2013, 3-6 Nov., Pacific Grove, CA, USA.
14. Bradley J.K. Parallel coordinate descent for l_1 -regularized loss minimization / Bradley J.K., Kyröla A., Bickson D., Guestrin C., Guestrin C. // International Conference on Machine Learning, 2011, Pp. 321–328.
15. Zinkevich M., Weimer M., Li L., Smola A. Parallelized stochastic gradient descent // Neural Information Processing Systems, 2010, 6-9 Dec., Vancouver, BC, Canada. - Pp. 2595-2603.

REFERENCES

1. Marple Jr., S.L. Digital spectral analysis with application. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1987.
2. Stoica, P., Moses, R. Spectral analysis of signals. Prentice Hall, NJ, 2005. - 427 p.
3. Foucart, S., Rauhut, H. A mathematical introduction to compressive sensing. Birkhäuser, 2013. – 625 p.
4. Donoho, D. Compressed sensing // IEEE Transactions on Information Theory, 2006, Vol. 52, No. 4. - Pp. 1289-1306.
5. Donoho, D.L., Huo, X. Uncertainty principles and ideal atomic decomposition // IEEE Transactions on Information Theory, 2001, Vol. 47, No. 7. - Pp. 2845-2862.
6. Gorodnitsky, I.F., Rao, B.D. Sparse signal reconstruction from limited data using FOCUSS: a reweighted minimum norm algorithm // IEEE Trans. on Signal Processing, 1997, Vol. 45, No. 3. - Pp. 600–616.
7. Duarte, M., Baraniuk, R. Spectral compressive sensing // Applied and Computational Harmonic Analysis, 2013, Vol. 35, No 1. – Pp. 111-129.
8. Tibshirani, R. Regression shrinkage and selection via the Lasso // Journal of the Royal Statistical Society Series B, 1996, Vol. 58, No. 1. - Pp. 267–288.

9. Boyd, S., Vandenberghe, L. Convex Optimization. Cambridge University Press, 2004. – 716 p.
10. Wu, T.T., Lange, K. Coordinated descent algorithms for LASSO penalized regression // The Annals of Applied Statistics, 2008, Vol. 2, No 1. – Pp. 224-244.
11. Beck, A., Teboulle, M. A fast iterative shrinkage-thresholding algorithm for linear inverse problems // SIAM Journal on Imaging Sciences, 2009, Vol. 2 No 1. – Pp. 183–202
12. Nesterov, Y.E. A method for solving the convex programming problem with convergence rate $O(1/k^2)$, Dokl. Akad. Nauk SSSR, 1983, Vol. 269 No 3, pp. 543–547.
13. Peng, Z., Yan, M., Yin, W. Parallel and distributed sparse optimization // Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2013, 3-6 Nov., Pacific Grove, CA, USA.
14. Bradley, J.K. Parallel coordinate descent for l_1 -regularized loss minimization / Bradley, J.K., Kyröla, A., Bickson, D., Guestrin, C., Guestrin, C. // International Conference on Machine Learning, 2011, Pp. 321–328.
15. Zinkevich, M., Weimer, M., Li, L., Smola A. Parallelized stochastic gradient descent // Neural Information Processing Systems, 2010, 6-9 Dec., Vancouver, BC, Canada. - Pp. 2595-2603.

РЕАЛИЗАЦИЯ БИТОВОГО СОРТИРОВЩИКА ДЛЯ SCL ДЕКОДЕРА НА БАЗЕ FPGA XILINX ARTIX-7

Н. Ю. Чилихин, Е. К. Карпухина, А. О. Горюнов

Ульяновский государственный технический университет (УлГТУ), Ульяновск, Россия

Аннотация. Реализация SCL декодера предполагает решение задачи формирования, отслеживания и выявления всех потенциальных путей декодирования с целью нахождения компромисса между увеличением корректирующей способности и минимизацией вычислительных затрат оборудования. Однако наряду с этим у разработчиков зачастую возникает необходимость создания механизма снижения задержек в самом устройстве. В работе авторами решается эта актуальная задача за счет реализации битового сортировщика. Авторы используют в качестве аппаратной платформы FPGA Artix-7 компании Xilinx, а в качестве программной – их собственную среду программирования Vivado. Данное решение обусловлено тем, что по соотношению цена/качество/возможности использования/годовая лицензия в комплекте предложенный продукт ценностно выделяется среди конкурентов. Авторами в статье проводится сравнение 3 битовых сортировщиков: классического битового сортировщика BS, быстрого битового сортировщика FBS и быстрого удаленного битового сортировщика FRBS. Для реализации классического битового сортировщика использовались конвейерные регистры в конце каждого подэтапа. Для реализации быстрого битового сортировщика использовались конвейерные регистры для каждой двух подэтапов. Для реализации быстрого удаленного битового сортировщика последний журнал L необязательных подэтапов не будет использоваться. Таким образом, информация из списка не сортируется, что может привести к определенному снижению производительности алгоритма.

Ключевые слова: битовый сортировщик, быстрый битовый сортировщик, быстрый удаленный битовый сортировщик, декодер Тала-Варди, полярные коды, последовательный декодер Арикана, списочный декодер, программируемая логическая интегральная схема.

IMPLEMENTATION OF A BIT SORTER FOR SCL DECODER BASED ON FPGA XILINX ARTIX-7

N. Y. Chilikhin, E. K. Karpukhina, A. O. Goryunov

Ulyanovsk state technical university (UISTU), Ulyanovsk, Russia

Abstract. The implementation of the SCL decoder involves solving the problem of forming, tracking, and identifying all potential decoding paths in order to find a compromise between increasing the correction capacity and minimizing the computing costs of the equipment. However along with it developers often need to create a mechanism to reduce delays in the device itself. In the work, the authors solve this urgent problem by implementing a bit sorter. The authors use Xilinx's FPGA Artix-7 as a hardware platform and their own Vivado programming environment as a software one. This decision is due to the fact that in terms of price/quality/usability/annual license included the proposed product stands out among competitors in value. The authors in the article compare 3 bit sorters: classic bit sorter BS, fast bit sorter FBS, and fast remote bit sorter FRBS. To implement the classic bit sorter pipeline registers were used at the end of each sub-step. To implement a fast bit sorter pipeline registers were used for every two sub-steps. To implement a fast remote bit sorter the last $\log L$ of optional sub-steps will not be used. Thus the list information is not sorted that might lead to a certain decrease in the performance of the algorithm.

Keywords: bit sorter, fast bit sorter, fast remote bit sorter, Tala-Vardi decoder, polar codes, successive cancellation decoder, list decoder, FPGA.

1. ВВЕДЕНИЕ

За последние десятилетия полярные коды (ПК) трансформировались из скромного открытия, сделанного Э. Ариканом в 2008 году, в реального кандидата, который будет применяться в каналах управления стандарта подвижной связи 5G/IMT-2020 согласно рекомендациям 3GPP. Несомненными преимуществами ПК в сравнении с турбокодами и кодами LDPC являются достижение асимптотически возможной пропускной способности двоичного канала без памяти и возможность свободного выбора требуемого кодового расстояния в рамках метрики Хэмминга за счет использования расстояния Бхаттачария. В таблице 1 представлены основные итоги встреч группы 3GPP по оценке целесообразности применения полярных кодов [1].

Таблица 1. Итоги встреч рабочей группы 3GPP

Встреча рабочей группы 3GPP	Результаты, связанные с кодированием каналов
R1-84bApr. 2016AI: 8.1.6.1	LDPC, полярный код, сверточный код и турбокод идентифицированы как кандидаты для 5G.
R1-86Aug. 2016AI: 8.1.4.1	Пришли к соглашению, что схемы кодирования должны поддерживать гибкость длины информационного блока и длины кодового слова с согласованием скорости.
R1-87Nov. 2016AI: 7.1.5.1	1. Принять полярное кодирование (за исключением очень малых длин блоков) для каналов управления восходящей линией связи. 2. В качестве рабочего предположения принято полярное кодирование (за исключением очень малых длин блоков) для каналов управления нисходящей линией связи.
R1-88Feb. 2017AI: 8.1.4	1. Пришли к соглашению, что будут оценены различные конструкции полярного кода. 2. Максимальная длина исходного полярного кода N определяется как $N_{\max, DCI} = 512$ для управляющей информации нисходящей линии связи. 3. Как рабочее предложение $N_{\max, UCI} = 1024$ выбрана для управляющей информации восходящей линии связи.

За 13 лет научных изысканий было написано огромное количество научных статей и создан практический задел для последующих исследований. Особое место среди них занимают классический алгоритм Арикана, алгоритм Тала-Варди, алгоритм Кёттера и алгоритм Думера-Шабунова. Однако стоит отметить ряд работ [2, 3, 4, 5, 6, 7], в

которых представлены новаторские наработки: алгоритм декодирования ПК (перестановочное декодирование с кластерным подходом) [2, 3], расширение области применения ПК (оптические системы связи, системы обработки изображений, системы хранения данных, информационно-управляющие комплексы) [2, 3, 4, 5], преимущества использования расстояния Бхаттачария [7], инструменты управления пропускной способностью и гибкого выбора расстояния Хэмминга и нюансы структурных особенностей ПК [6] (показана взаимосвязь между ПК и кодами Рида-Маллера). В работе рассматривается исключительно списочный декодер последовательной отмены (Successive Cancellation List – SCL). Это обусловлено тем, что в сравнении с классическим декодером последовательной отмены (Successive Cancellation – SC) декодер SCL обладает более высокими корректирующими характеристиками. Стоит отметить, что декодеры SC и SCL целесообразно использовать в паре с циклическим избыточным кодом (Cyclic Redundancy Check – CRC). Однако с точки зрения решения задачи по снижению временных задержек наличие или отсутствие кода CRC не имеет значения [8, 9]. В работе [10] рассматривалась подобная задача, однако в качестве аппаратной платформы использовалась более дорогая и производительная серия Xilinx Kintex-7 (XC7K325T-2G900C). Логика реализации и программные решения достаточно похожи, однако использование аппаратной платформы Xilinx Artix-7 (XC7A100T) позволяет решать целый класс задач для IoT.

2. ОСОБЕННОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ БИТОВОГО СОРТИРОВЩИКА

Очевидно, что SCL декодеру нужен сортировщик, чтобы найти наилучший L -путь декодирования среди $2L$ в каждом этапе принятия решения. Это означает, что активация модуля сортировки происходит определенное число раз. Во время сортировки ядро декодера ожидает лучшего пути (по вероятностным оценкам логарифмического отношения правдоподобия LLR – Log-Likelihood Ratio) декодирования без выполнения каких-либо операций. По сути, декодер находится в состоянии ожидания решения для последующей обработки информации [9, 10].

Следовательно, задержка модуля сортировки имеет большое влияние на общую задержку декодера SCL. В дополнение к этому вероятность каждого пути декодирования представлена двумя LL , каждый из них имеет точность P бит. Хотя эти LL должны быть отсортированы, чтобы определить самый высокий L из LL , необходимо найти L индексов победителей и их номера в списке. Остальные L -пути отбрасываются. Выходная информация сортировщика используется для создания жестких решений и обновления значений списка указателей.

3. РЕАЛИЗАЦИЯ БИТОВОГО СОРТИРОВЩИКА

Чтобы ограничить время ожидания, а также использование ресурсов, был реализован алгоритм битового сортировщика (Bit Sorter - BS) [9, 10]. Алгоритм BS – это алгоритм полупараллельной сортировки с низкой сложностью, который подходит для реализации в программируемой логической интегральной схеме (Field-Programmable Gate Array – FPGA) декодирования полярных кодов [10].

Рассмотрим схему битового сортировщика при $L = 4$ (рис. 1) [10]. Есть три этапа: S_1, S_2, S_3 , и эти этапы имеют такие подэтапы, как $S_{1,1}, S_{2,2}, S_{3,3}$. Тогда общий номер этапа равен $\log(L) + 1$, а общий номер подэтапа $\frac{(\log(L)+1)(\log(L)+2)}{2}$. Каждое ядро обработки списка предоставляет два пути LL для BS. Кроме того, входные индексы представлены $\log(L)$ бит с точностью $2L$ от одного до восьми так, что $LL_{1,1}$ является первым, $LL_{1,2}$ является вторым и $LL_{4,2}$ является восьмым входными индексами. Эти индексы соответствуют данным LL по всему сортировщику, чтобы сохранить список истории информации.

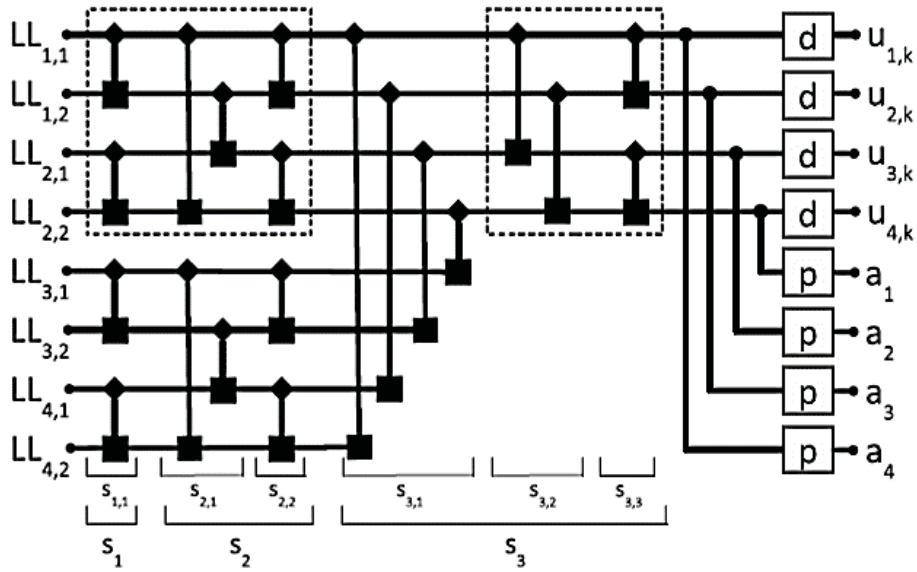


Рис. 1. Схема битового сортировщика для $L=4$.

Элементы в каждом подэтапе являются простыми компараторами, которые сравнивают левое верхнее значение LL с левым нижним. Компараторы не используют начальную информацию индекса, но они используют значения LL для сравнения. Для реализации BS применялись конвейерные регистры в конце каждого подэтапа, а для реализации быстрого битового сортировщика (Fast Bit Sorter – FBS) использовались конвейерные регистры для каждого двух подэтапов. Что касается быстрого удаленного битового сортировщика (Fast Remote Bit Sorter – FRBS), то последний журнал L необязательных подэтапов, подэтапы $S_{3,2}$ и $S_{3,3}$ не будут использоваться. Таким образом, информация списка не сортируется. Это может привести к снижению производительности алгоритма.

В конце S_3 есть четыре идентичных блока решений d , чтобы вынести жесткие решения относительно индексов отсортированных LL . Так как активируется сортировщик $K - \log L$ раз, когда $k = \{1 \rightarrow K \rightarrow L\}$ для всех списков $l = \{1 \rightarrow L = 4\}$, выходные жесткие решения сохраняются как $u_{l,k}$. Пусть на входе блока принятия решения t используется следующее правило принятия решения для формирования $u_{l,k}$

$$u_{l,k} = \begin{cases} 0, & t \bmod 2 = 1 \\ 1, & \text{остальные случаи} \end{cases}$$

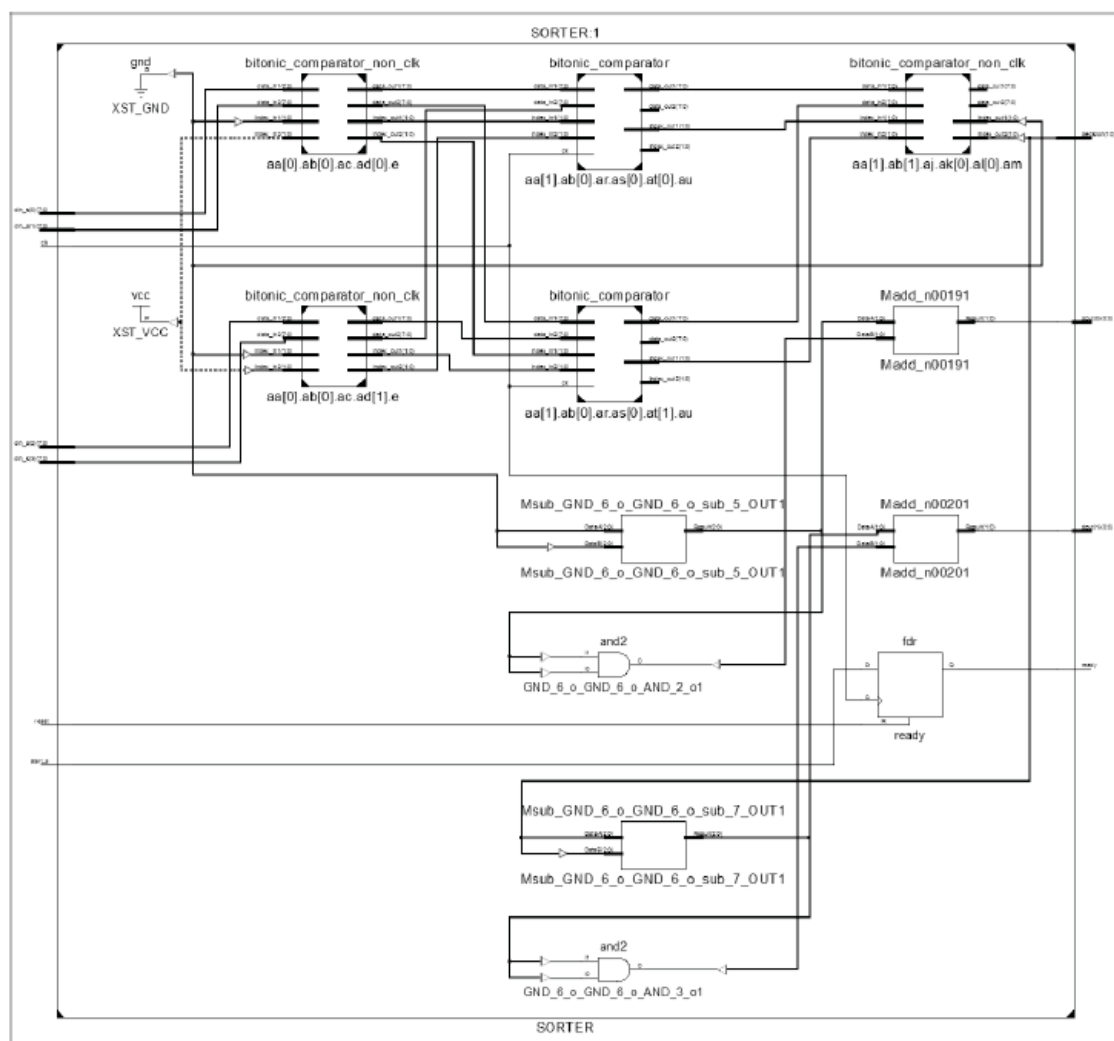
В дополнение к этому есть четыре блока указателя p для вычисления номера списка выходных индексов. Пусть вход блока указателя равен 1, а выход тогда равен $l/2$. Выход блока указателя определяет правило маршрутизации для блока обработки списка (List Processing Unit – LPU). Рекурсивный алгоритм используется для генерации сортировщика по L [10].

Использование ресурсов для всех 3 битовых сортировщиков показано в таблице 2. В таблице используются следующие обозначения: триггеры для комбинаторской логики (flip-flop – FF), логически-элементные таблицы (Logic Unit Table – LUT), срезы=секции поля платы (Slice).

Таблица 2. Реализация сортировщиков BS, FBS, FRBS

L	Сортировщик	FF	LUT	Slice	Период, нсек	Задержка, нсек
2	FRBS	29	136	69	0.56	0.53
	FBS	53	229	110	3.02	2.85
	BS	92	188	89	1.76	4.99
4	FRBS	148	507	214	4.01	4.23
	FBS	208	873	337	3.74	6.32
	BS	399	635	252	2.19	12.19
8	FRBS	505	1521	664	4.37	12.89
	FBS	801	2492	981	3.43	13.71
	BS	1487	2054	807	2.89	20.83
16	FRBS	1801	4804	2176	4.04	22.59
	FBS	2509	6580	2799	3.69	25.96
	BS	4805	6264	2609	2.77	31.23

Сортировщик FRBS имеет преимущества с точки зрения использования ресурсов и задержки, следовательно применение его на практике целесообразно. Схема FRBS для $L=2$ показана на рис. 2.

Рис. 2. Схема FRBS при $L=2$.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В представленной работе была показана аппаратная платформа для прототипирования натуральных образцов различных видов битовых сортировщиков SCL декодера. FPGA Xilinx Artix-7 XC7A100T является одним из лучших решений по соотношению цены и качества. Невысокая стоимость, бесплатная годовая лицензия, простота языка и среды программирования Vivado, встроенные библиотеки с готовыми решениями позволяют использовать эту платформу для реализации серьезных проектов IoT.

Сравнительный анализ 3 видов битовых сортировщиков BS, FBS, FRBS для SCL декодера показал, что быстрый удаленный битовый сортировщик FRBS имеет ряд преимуществ: низкое количество используемых триггеров типа FF, сравнительно низкое количество LUT, в среднем на 25 % ниже количество Slice и сокращение задержки на 30-50% в сравнении с BS и FBS. Таким образом, разработчики имеют возможность выбора битового сортировщика с точки зрения сокращения временных задержек и сложности реализации, однако необходимо учитывать особенность битового сортировщика FRBS.

ЛИТЕРАТУРА

1. Final Report of 3GPP TSG RAN WG1 92bis v1.0.0, Sanya, China, Technical Specification (TS), 16th–20th April 2018.
2. Gladkikh A. A., Chilikhin N. Y., Mishin D. V. Improving efficiency of fiber optic communication systems with the use of lexicographic decoding of polar codes // *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*, 2018. – С. 1077402.
3. 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.
4. Климов Р. В., Чилихин Н. Ю. Оптимизация трафика восстановления узлов распределенных систем хранения данных // В сборнике: РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ. XXII международная научно-техническая конференция, 2016. – С. 671-681.
5. Gladkikh A. A., Chilikhin N. Y., Mishin D. V., Ibragimov R. Z. Methods of coherent networks matching with codecs computational capabilities // *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*, 2019. – С. 1114605.
6. Чилихин Н. Ю. Структурные особенности кодовых комбинаций полярных кодов и кодов Рида-Маллера // *Современные проблемы проектирования, производства и эксплуатации радиотехнических систем*, 2015, № 5. – С. 139-141.
7. Наместников С. М., Чилихин Н. Ю. Многомерные кодовые конструкции с применением расстояния Бхаттачария // *Автоматизация процессов управления*, 2017, № 2 (48). – С. 28-34.
8. Саркис Г., Гросс В. Дж. Увеличение пропускной способности полярных декодеров // *IEEE Comm. Lett.*, апрель 2013, гл. 17. – С. 725.
9. Саркис Г., Джагд П., Варди А., Тибо К., Гросс В. Дж. Быстрые полярные декодеры: алгоритм и реализация // *IEEE Journal on Select. Areas in Comm.*, май 2014, гл. 32. – С. 946.
10. Arıkan E., Arıkan O., Alkar A. Z. An FPGA Implementation of Successive Cancellation List Decoding for Polar Codes // By Altug Sural M.S. in *Electrical and Electronics Engineering*, January 2016. – 66 p.

REFERENCES

1. Final Report of 3GPP TSG RAN WG1 92bis v1.0.0, Sanya, China, Technical Specification (TS), 16th–20th April 2018.
2. Gladkikh A. A., Chilikhin N. Y., Mishin D. V. Improving efficiency of fiber optic communication systems with the use of lexicographic decoding of polar codes // *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*, 2018. – P. 1077402.
3. Ganin D. V., Namestnikov S. M., Chilikhin N. Y. Modified algorithms of lexicographic decoding of polar codes in the image processing system // *Vestnik NGIEI*, 2017, № 11 (78). – Pp. 7-22.
4. Klimov R. V., Chilikhin N. Y. Optimization of the recovery traffic of nodes of distributed data storage systems // In the collection: *RADAR, NAVIGATION, COMMUNICATION. XXII International Scientific and Technical Conference*, 2016. – Pp. 671-681.
5. Gladkikh A. A., Chilikhin N. Y., Mishin D. V., Ibragimov R. Z. Methods of coherent networks matching with codecs computational capabilities // *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*, 2019. – P. 1114605.
6. Chilikhin N. Y. Structural features of code combinations of polar codes and Reed-Muller codes // *Modern problems of design, production, and operation of radio engineering systems*, 2015. – Pp. 139-141.
7. Namestnikov S. M., Chilikhin N. Y. Multidimensional code constructions using Bhattacharyya distance // *Automation of control processes*, 2017, № 2 (48). – Pp. 28-34.
8. Sarkis G., Gross V. J. Increasing the bandwidth of polar decoders // *IEEE Comm. Lett.*, April 2013, ch. 17. – P. 725.
9. Sarkis G., Giard P., Vardi A., Thibault K., Gross V. J. Fast polar decoders: algorithm and implementation // *IEEE Journal on Select. Areas in Comm.*, May 2014, ch. 32. – P. 946.
10. Arıkan E., Arıkan O., Alkar A. Z. An FPGA Implementation of Successive Cancellation List Decoding for Polar Codes // By Altug Sural M.S. in *Electrical and Electronics Engineering*, January 2016. – 66 p.

РЕГУЛЯРНЫЙ ПОИСК ВЫРОЖДЕННЫХ РЕШЕНИЙ В СИСТЕМЕ ПЕРЕСТАНОВОЧНОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ

С.В. Шахтанов

Нижегородский государственный инженерно-экономический университет (НГИЭУ), Княгинино, Россия

Аннотация: На примере кода Боуза-Чоудхури-Хоквингема (БЧХ) (15, 7, 5) предлагается алгоритм поиска полного множества непроизводительных перестановок (НП) символов кодовых векторов для получения полной когнитивной карты декодера (ПККД) с использованием программного продукта PYTHON. Обработка данных в системах управления на базе перестановочного декодирования (ПД) двоичных кодов объективно связана с некоторой вероятностью получения НП символов принятых кодовых векторов, которые не позволяют получить эквивалентный код (ЭК) по причине вырожденности порождающих матриц, соответствующих таким перестановкам [1-5]. Попытки оценить указанный параметр с использованием закономерностей построения помехоустойчивых кодов привели к результатам, носящим приблизительный ориентировочный характер [6, 7]. Для создания ПККД важно знать точный результат. В противном случае работа системы ПД становится неэффективной, поскольку декодер в ходе оперативной работы должен сохранять два противоречивых режима работы. С одной стороны, быстрый режим с опорой на когнитивную карту, в которую внесён не полный перечень НП и, с другой стороны, режим обучения, который в случае формирования перестановки, не внесённой в такую карту, существенным образом задерживает обработку оперативной информации за счёт требуемого интервала времени оценки вырожденности переставленной порождающей матрицы вероятного ЭК.

Ключевые слова: перестановочное декодирование, полная когнитивная карта декодера, образующая комбинация орбиты.

REGULAR SEARCH FOR DEGENERATE SOLUTIONS IN A PERMUTABLE DECODING SYSTEM

S.V. Shakhtanov

Nizhny Novgorod State Engineering and Economic University (NGIEU), Knyaginino town, Russia

Abstract. Using the example of the Bose-Chowdhury-Hockingham (BCH) code (15, 7, 5), an algorithm is proposed for searching for a complete set of unproductive permutations (UP) of code vector symbols to obtain a complete cognitive decoder map (CCDM) using a PYTHON software product. Data processing in control systems based on permutation decoding (PD) of binary codes is objectively associated with a certain probability of obtaining NP symbols of accepted code vectors that do not allow obtaining an equivalent code (EC) due to the degeneracy of generating matrices corresponding to such permutations [1-5]. Attempts to estimate this parameter using the regularities of constructing noise-resistant codes have led to results that are approximate in nature [6, 7]. To create a CCDM, it is important to know the exact result. Otherwise, the operation of the PD system becomes ineffective, since the decoder must maintain two contradictory operating modes during operational work. On the one hand, a fast mode based on a cognitive map, in which an incomplete list of NP is included, and, on the other hand, a training mode, which, in the case of the formation of a permutation not included in such a map, significantly delays the processing of operational information due to the required time interval for assessing the degeneracy of the rearranged generating matrix of the probable EC.

Keywords: permutation decoding, a complete cognitive decoder map, forming an orbit combination.

1. ВВЕДЕНИЕ

В современных условиях особое место в области автоматизации процессов управления занимают облачные вычисления и технологии обработки больших данных. С перспективой развития квантовых вычислительных средств значительно возрос интерес к шифрованию и искусственному интеллекту. В связи с этим, в разнообразных системах автоматического управления наблюдается возросший интерес к системам перестановочного декодирования (ПД) систематических избыточных кодов вызванный возможностями использования когнитивных методов обработки цифровых данных, позволяющих придать процедуре декодирования подобных кодов существенное ускорение. Получаемый при этом выигрыш по времени востребован во многих прикладных областях, от высокоскоростных оптических линий связи, требующих повышения эффективности работы системы опережающей коррекции ошибок в условиях применения сложных видов модуляции до систем дистанционного управления различными роботизированными или беспилотными объектами, включая системы с элементами анализа биометрических данных. За счёт применения полной когнитивной карты декодера (ПККД) упрощается вычисление параметров эквивалентного кода (ЭК), что обеспечивает временной выигрыш при реализации перестановочного декодирования. Однако возникает необходимость наличия большого объёма памяти такой карты для хранения продуктивных перестановок и соответствующих им порождающих матриц.

Активно входящие во многие сферы нейронные сети (НС) применимы и к перестановочному декодированию. В ряде современных научных работ этого направления освещаются в основном методы нейросетевого декодирования двоичных линейных блочных кодов [6-9]. Однако, актуальные направления развития общей теории связи, направленные на повышение спектральной эффективности большинства систем обмена данными, настоятельно диктуют использование в таких методах обработки цифровой информации недвоичных избыточных кодов, декодирование которых с точки зрения машинного обучения рассматривалось в статье [8]. В основном, НС реализуются на языке программирования Python. Разработка отдельных программ, решающих конкретные задачи ПД позволит в будущем объединить их в нейронную сеть, позволяя решить комплекс важных задач повышения достоверности данных в системах управления.

Цель работы – используя закономерности формирования непроизводительных перестановок (НП) на основе весового спектра кода, разработать семантическую и формальную модели поиска таких перестановок для кода Боуза-Чоудхури-Хоквингема (БЧХ) (15, 7, 5) с использованием программного продукта PYTHON со специальным выделением образующих комбинаций орбит для минимизации объёма когнитивной карты.

2. ОРБИТЫ ПЕРЕСТАНОВОК И ИХ СВОЙСТВА

В работе [10] для выбранного кода БЧХ приводится спектр кода (СК). Комбинаций минимального веса равного 5 в коде насчитывается 18. Веса 6 насчитывается 30 комбинаций, веса 7 имеется 15 комбинаций. Эти комбинации формируют первую половину СК. Обычно спектральный состав исследуемого класса кодов из-за групповых свойств и замкнутости пространства кодовых векторов при инверсии битов носят симметричный характер. С учётом этого в коде (15, 7, 5) будут комбинации веса 8 – 15 комбинаций, веса 9 – 30 комбинаций и комбинаций веса 10 – 18 комбинаций, что представляет вторую половину весового спектра. В указанной выше работе предполагалось (не утверждалось), что перестановки вида НП порождаются только комбинациями из состава первой половины. В этих комбинациях преобладают нулевые элементы, и именно нумераторы этих элементов в своих различных сочетаниях приводят к формированию НП. В ходе эксперимента требовалось доказать или опровергнуть высказанное в работе [10] предположение. Одновременно с этим требовалось проверить всегда ли перестановки нумераторов символов комбинаций вида НП в качестве образующей комбинации орбиты (ОКО) имеют минимальный вес по сумме нумераторов символов, попавших в перестановку, как это было в коде Хэмминга (7, 4, 3) [3]. Соблюдение этого правила при составлении когнитивной карты обеспечивает регулярный характер ПККД. Он заключается в том, что в качестве ОКО каждой орбиты циклических сдвигов будет находиться перестановка минимального веса, представленной в лексикографическом формате. Это означает, что процедура идентификации НП в когнитивной карте будет занимать минимальное время.

Было выявлено, что для исследуемого кода в качестве образующей комбинации цикла сдвига (орбиты) не обязательно выпадает комбинация минимального веса. Анализируя образцы комбинаций кода БЧХ веса 5 можно установить, что циклические сдвиги комбинации из второй строки (см. таблицу 1) обеспечат получение 15 образов указанного веса. Комбинация из третьей строки даёт при циклических сдвигах только три образца. Всего получается 18 образцов ОКО.

Таблица 1. Образцы комбинаций кода БЧХ веса 5

1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	1	0	0	0	1
0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1

При этом перестановка вида 1245ADE для второй строки из таблиц 1 совпадает с такой же перестановкой из нижней строки этой таблицы. Следовательно, в программе оценки уникальности ОКО необходимо каждую комбинацию проверять на предмет ее возможного появления в составе образцов перестановок из других весовых показателей.

В отличие от кода Хэмминга, для которого все НП соответствуют комбинация минимального веса и лежат в левой части СК в исследуемом коде БЧХ необходима проверка комбинаций веса 8. Действительно, число нулевых элементов в подобных

комбинациях может привести к перестановке нумераторов, связанных с семью нулевыми элементами из общего состава таких комбинаций. В таблице 2 приведены различные сочетания нумераторов, которые обеспечивают вырожденность переставленной порождающей матрицы и приводят к НП.

Таблица 2. Образцы трёх орбит перестановок из состава комбинации веса 8

Вариант 1								sum
2	3	5	6	7	c	e		49
3	4	6	7	8	d	f		56
4	5	7	8	9	e	1		48
5	6	8	9	a	f	2		55
6	7	9	a	b	1	3		47
7	8	a	b	c	2	4		54
8	9	b	c	d	3	5		61
9	a	c	d	e	4	6		68
a	b	d	e	f	5	7		75
b	c	e	f	1	6	8		67
c	d	f	1	2	7	9		59
d	e	1	2	3	8	a		51
e	f	2	3	4	9	b		58
f	1	3	4	5	a	c		50
1	2	4	5	6	b	d		42

Вариант 2								sum
1	2	4	5	6	b	d		42
2	3	5	6	7	c	e		49
3	4	6	7	8	d	f		56
4	5	7	8	9	e	1		48
5	6	8	9	a	f	2		55
6	7	9	a	b	1	3		47
7	8	a	b	c	2	4		54
8	9	b	c	d	3	5		61
9	a	c	d	e	4	6		68
a	b	d	e	f	5	7		75
b	c	e	f	1	6	8		67
c	d	f	1	2	7	9		59
d	e	1	2	3	8	a		51
e	f	2	3	4	9	b		58
f	1	3	4	5	a	c		50

Вариант 3								sum
1	6	8	b	c	e	f		67
2	7	9	c	d	f	1		59
3	8	a	d	e	1	2		51
4	9	b	e	f	2	3		58
5	a	c	f	1	3	4		50
6	b	d	1	2	4	5		42
7	c	e	2	3	5	6		49
8	d	f	3	4	6	7		56
9	e	1	4	5	7	8		48
a	f	2	5	6	8	9		55
b	1	3	6	7	9	a		47
c	2	4	7	8	a	b		54
d	3	5	8	9	b	c		61
e	4	6	9	a	c	d		68
f	5	7	a	b	d	e		75

Чтобы понять механизм образования вырожденных матриц, препятствующих образованию ЭК, была рассмотрена комбинация 001001001001001 кода БЧХ (15,7,5) и ее сдвиги по циклу. Для формирования и дальнейшего анализа всех ОКО данной комбинации была написана программа на языке PYTHON.

Суть программы заключается в следующем: на вход подаются все нумераторы нулевых символов комбинации и по ним находят все возможные перестановки, общее число которых определяется как C_k^n . Каждое новое сочетание нумераторов априори не является ОКО, поскольку ОКО однозначно определяется для каждого сочетания как комбинация наименьшего веса. Как итог, формируются таблицы ОКО для заданной комбинации кода БЧХ. Каждая ОКО, имеющая пересечения в сочетаниях одной комбинации и между комбинациями, обозначена соответствующим порядковым номером, например, (1), (8), а ОКО, являющиеся уникальными для комбинации 001001001001001 с циклом 3 обозначены в программе как (*).

Таким образом, для определения ОКО однозначно подходит вариант перестановки с номером 2. Во-первых, перестановка имеет минимальный вес по сумме нумераторов, а, во-вторых, перестановка 12456BD упорядочена в лексикографическом смысле. Варианты 1 и 3 для формирования ОКО пригодны, но требуют лексикографического форматирования и перевода комбинации минимального веса в верхнюю строку орбиты.

Предположим, что в результате оценки надёжности принятых двоичных символов образовалась перестановка вида 98F526A, а ПККД записана только комбинация ОКО из второго варианта с весом нумераторов, равным 42. В этом случае декодер делает несколько шагов.

Шаг 1. Декодер приводит полученную перестановку 98F526A веса 55 к лексикографическому формату, в результате получают перестановку вида 25689AF. ОКО остаётся неизвестной.

Шаг 2. Условный оператор. Если полученный вес $W \neq 42$, декодер переходит к двум параллельным вычислениям циклических сдвигов исходной комбинации 25689AF, при этом осуществляется в одном случае левый циклический сдвиг, а во втором случае правый сдвиг.

Шаг 3. Получают перестановки: в правом цикле 13679AB с весом 47. В левом цикле формируется перестановка 145789E с весом 48.

Шаг 4. Условный оператор. Если полученный вес $W \neq 42$, циклические сдвиги (влево, вправо) продолжаются.

Шаг 5. Получают перестановки: в правом цикле 2478ABC с весом 54. В левом цикле формируется перестановка 34678DF с весом 56.

Шаг 6. Условный оператор. Если полученный вес $W \neq 42$, циклические сдвиги (влево, вправо) продолжаются.

Шаг 7. Получают перестановки: в правом цикле 3589BCD весом 61. В левом цикле формируется перестановка 23567CE с весом 49.

Шаг 8. Условный оператор. Если полученный вес $W \neq 42$, циклические сдвиги (влево, вправо) продолжаются.

Шаг 9. Получают перестановки: в правом цикле 469ACDE весом 68. В левом цикле формируется перестановка 12456BD с весом 42.

Шаг 10. Условный оператор. Если полученный вес в одном из циклов равен 42. СТОП.

Перестановка 12456BD считается ОКО. Поскольку она относится к категории НП, декодер прекращает поиск ЭК и начинается процедура трансформации перестановки 12456BD в новую, или в случае каскадного кодирования принятая комбинация стирается.

Одновременное применение правого и левого циклического сдвига позволяет сократить время поиска ОКО, поскольку один из путей с высокой вероятностью оказывается короче другого. В этом легко убедиться, анализируя таблицу 2, третий вариант в ней.

Одним из перспективных направлений в данной предметной области является поиск рационального подхода к преобразованиям перестановки типа НП в перестановку, обеспечивающую получение ЭК. При этом очевидно, что с ростом длины кодового вектора и оптимальном значении информационных разрядов (в смысле достижения приемлемой скорости кода) вероятность положительного исхода при решении подобной задачи увеличивается.

3. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ЭКСПЕРИМЕНТА

Суть семантической модели заключалась в оценке перестановок связанных с нумераторами нулевых символов в каждом весовом разделе исследуемого кода. Этот тезис на данном этапе исследования невозможно представить, как утверждение, как теорему, но практическая проверка многих десятков перестановок показывает, что если в перестановке на позициях информационных разрядов находятся элементы комбинации, связанные с нулевыми битами, то переставленная в соответствии с этой перестановкой порождающая матрица оказывается вырожденной. Стоит в информационные разряды включить элемент кодовой комбинации, отвечающий единичному биту (хотя бы один), то вырожденность переставленной порождающей матрицы не проявляется и возникает возможность получения ЭК.

Разработанная формальная модель в виде программы на базе языка программирования PYTHON показала свою результативность в процедуре поиска перестановок, приводящих к результатам вида НП. Было выявлено большое число совпадающих перестановок, формирующихся от различных представителей СК. Результаты эксперимента наиболее наглядно представляются на рисунках 1 и 2.

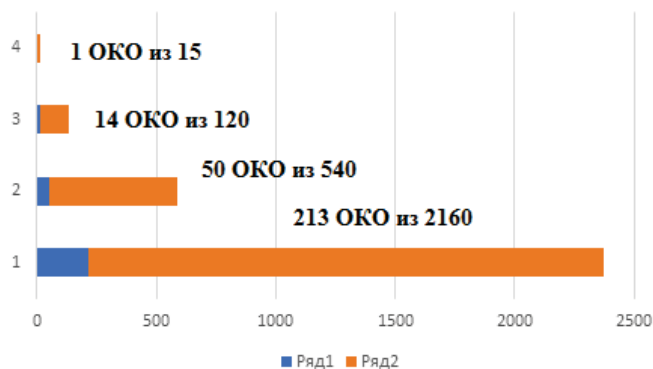


Рис. 1. Оценка общего количества непроизводительных перестановок для кода БЧХ (ряд 1) и число совпадающих (неуникальных ОКО) перестановок (ряд 2)

Позиция 4 по оси ординат на рисунке 1 относится к комбинациям веса 8. Позиция 3 относится к комбинациям веса 7, позиция 2 указывает на комбинации веса 6 и позиция 1 относится к комбинациям веса 5 соответственно.

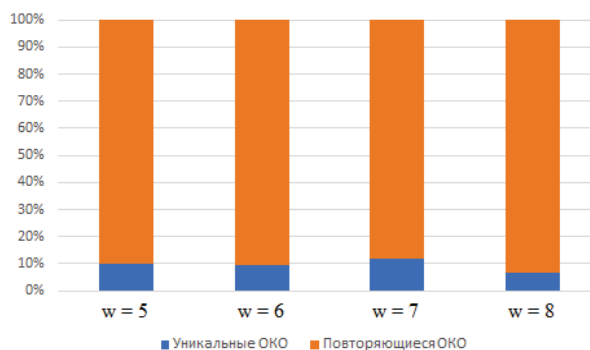


Рис. 2. Процентное соотношение уникальных ОКО к их общему количеству

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье была доказана необходимость применения ПККД, поскольку не все сочетания нулевых символов приводят к уникальной. ОКО, как считалось ранее. Более того, разница оказалась существенной – при записи в когнитивную карту декодера только уникальных ОКО для комбинаций веса 5 кода БЧХ (15,7,5) экономия памяти практически в 10 раз: записаны будут лишь 213 комбинаций из предполагаемых 2160. Общий процент уникальных ОКО относительно комбинаций всех орбит составляет всего 9,8%. В коде Хемминга это значение составляло 20%. Таким образом, включение в систему ПД карты ПККД вполне реализуемо.

Применение высокоуровневого языка программирования PYTHON позволяет быстро и точно получить воплощение механизма образования вырожденных матриц и открывает новые задачи, решение которых приведёт к усовершенствованию алгоритма формирования ЭК, тем самым осуществляя прорыв в области перестановочного декодирования. Решение отдельных задач с применением программирования позволит в дальнейшем объединить их в нейронную сеть, отражающую весь механизм работы перестановочного декодирования.

Одним из перспективных направлений в данной предметной области является поиск рационального подхода к преобразованиям перестановки типа НП в перестановку, обеспечивающую получение ЭК.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гладких А.А., Ал Тамими Таква Ф.Х. Концепция когнитивной обработки данных в системе перестановочного декодирования недвоичного избыточного кода // Электросвязь. – 2018. – № 9. – С. 69–74.
2. Гладких А.А. Перестановочное декодирование как инструмент повышения энергетической эффективности систем обмена данными / А.А. Гладких // Электросвязь. – № 8. – 2017, С. 52–56.
3. Бабанов Н.Ю., Гладких А.А., Наместников С. М., Шахтанов С. В. Свойства циклических структур в системе перестановочного декодирования избыточных кодов // Автоматизация процессов управления. – 2020. – № 2 (60). – С.82-89.
4. Давыдов И.Ю., Козлов Д.А., Шахтанов С.В., Шибеева М.Ю. Перестановочное декодирование в системе комбинаций кодовых конструкций при оценке биометрических данных / Автоматизация процессов управления. – 3 (47), 2019, С. 67 – 74.
5. Ганин Д.В., Тамразян Г.М., Шахтанов С.В., Саид Б., Бакурова А.Д. Процедура поиска множества вырожденных матриц в системе перестановок двоичного блочного кода. // Автоматизация процессов управления. – 2019. – № 4 (58). – С.82-89.

6. Gladkikh A. A., Ganin D. V., Pchelin N. A., Shakhtanov S. V., Ochepovsky A. V. Coding Methods and Permutation Decoding in the Systems for Network Processing of Data \ International Journal of Control and Automation Vol. 13, No.1, (2020), pp. 93-110.
7. Gladkikh A. A., Andriyanov N.A., Volkov Al. K., Volkov An. K., Shakhtanov S.V. Development of Network Training Complexes Using Fuzzy Models and Noise-Resistant Coding \ International Conference on Aviaemechanical Engineering and Transport (AviaENT 2019), 2019. pp 373-379.
8. Пчелин Н.А., Дамдам М. А. Я., Ал-Месри А. А. Я., Брынза А.А. Парадигма нейросетевого декодирования недвоичных избыточных кодов. // Автоматизация процессов управления. – 2021 – № 1 (63). – С. 74 – 81.
9. Гладких А.А. Основы теории мягкого декодирования избыточных кодов в стирающем канале связи / Ульяновск : УлГТУ, 2010. – 379 с.
10. Гладких А.А., Бакурова А.Д., Меновщиков А.В., Саид Басем А.С., Шахтанов С.В. Фрактальная кластеризация групповых кодов в системе вложенных полей Галуа // Автоматизация процессов управления. – 2020. – № 4 (62). – С.85-92.

REFERENCES

1. Gladkikh A. A., al Tamimi Takva F. H. the Concept of cognitive processing in the system of permutation decoding of non-binary redundant code // telecommunications. – 2018. – No. 9. – P. 69-74.
2. Gladkikh A.A. Permutation decoding as a tool to improve the energy efficiency of data exchange systems / A. A. Gladkikh // telecommunications. - No. 8. - 2017, pp. 52-56.
3. Babanov N.U., Gladkikh A.A., Namestnikov S.M., Shakhtanov S.V. Svoistva tsiklitceskih structure v sisteme perestanovochного decodirovaniya izbytochnyh codov [Properties of cyclic structures in the system of permutation decoding of redundant codes]. Avtomatizatsiia protsessov upravleniia [Automation of Control Processes]. 2020, no. 2 (60), pp. 82-89.
4. Davydov I.U., Kozlov D.A., Shakhtanov S.V., Shibaeva M.U. Perestanovochное decodirovanie v sisteme kombinatsiy codovykh constructsiy pri otsence biometrichetckih dannyh [Permutation decoding in the system of combinations of code constructions when evaluating biometric data] Avtomatizatsiia protsessov upravleniia [Automation of Control Processes]. 2019, no. 3 (47), pp. 67-74.
5. Ganin D.V., Tamarzyan G.M., Shakhtanov S.V., Said B., Bakurova A.D. Protsedura poiska mnozhestva vyrozdennyh matrits v sisteme perestanovok dvoichного blokovого coda [A procedure for searching for a set of degenerate matrices in a system of permutations of a binary block code] Avtomatizatsiia protsessov upravleniia [Automation of Control Processes]. 2019, no. 4 (58), pp. 82-89.
6. Gladkikh A. A., Ganin D. V., Pchelin N. A., Shakhtanov S. V., Ochepovsky A. V. Coding Methods and Permutation Decoding in the Systems for Network Processing of Data \ International Journal of Control and Automation Vol. 13, No.1, (2020), pp. 93-110.
7. Gladkikh A. A., Andriyanov N.A., Volkov Al. K., Volkov An. K., Shakhtanov S.V. Development of Network Training Complexes Using Fuzzy Models and Noise-Resistant Coding \ International Conference on Aviaemechanical Engineering and Transport (AviaENT 2019), 2019. pp 373-379.
8. Pchelin N.A., Damdam M.A.Y., Al-Merci A.A.Y., Brynza A.A. Paradigma neurosetevogo decodirovaniya nedvoichnyh izbytochnyh codov [The paradigm of neural network decoding of non-binary redundant codes] Avtomatizatsiia protsessov upravleniia [Automation of Control Processes]. 2021, no. 1 (63), pp. 74-81.
9. Gladkikh A.A. *Osnovy teorii myagkogo decodirovaniya izbytochnyh codov v stirauchem kanale svyazy* [Fundamentals of the theory of soft decoding of redundant codes in an erasing communication channel] Ulyanovsk, UISTU, 2010. 379 p.
10. Gladkikh A.A., Bakurova A.D., Menovchecov A.V., Said B., Shakhtanov S.V. *Fraktalnaya clasterizatsiya gruppovyh codov v sisteme vlozhennyh poley Galua* [Fractal clustering of group codes in the system of nested Galois fields] Avtomatizatsiia protsessov upravleniia [Automation of Control Processes]. 2020, no. 4 (62), pp. 85-92.

РОЕВОЕ ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ В РАСПРЕДЕЛЕННЫХ СЕТЯХ

В. В. Самойлов, А. З. Пономарев

АО «Научно-промышленная компания «Высокие технологии и стратегические системы»
(АО «НПК «ВТиСС»), Москва, Россия

Аннотация. Рассматриваются роевые протоколы для распределенных сетей. Исследуются технологии обеспечения связности сети. Предлагается структурная схема оборудования.

Ключевые слова: роевой протокол, распределенная сеть, системы связи специального назначения, гетерогенные ad hoc мобильные сети связи, режим сквозной ретрансляции данных.

THE DISTRIBUTED NETWORKS SWARM INTERACTION

V. V. Samoylov, A. Z. Ponomarev

JSC «Scientific and Production Company «High Technologies and Strategic Systems»
(JSC «SPC «HTSTS»), Moscow, Russia

Abstract. The swarm protocols for the distributed networks are considered. The connectivity technologies are investigated. The equipment block diagram is offered.

Keywords: the swarm protocol, the distributed network, special purpose communication systems, heterogeneous ad hoc mobile communication networks, end-to-end data relay mode.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в отношении современных, а также перспективных систем связи специального назначения (далее – СС СН) [1–4] сформулированы следующие основные тенденции технологического построения:

– переход от иерархического принципа построения системы связи, когда ее структура жестко увязывается со структурой организационной подчиненности абонентов к децентрализованно-сетевой структуре, которая не зависит от степени подчиненности абонентов и соответствует современным требованиям к сетцентрическим системам государственного и военного управления [5–8];

– отказ от построения систем на основе выделенной сетевой инфраструктуры и переход к гибриднему принципу [9–12];

– максимальное широкое использование для построения систем протоколов и технологий, применяемых в гражданской сфере [13–16].

Стационарные и мобильные узлы, на основе которых разворачиваются компоненты перспективных СС СН, привязываются к единой транспортной сети СС СН.

2. АРХИТЕКТУРА И ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ В СУЩЕСТВУЮЩИХ СПЕЦИАЛЬНЫХ СЕТЯХ СВЯЗИ

Наиболее ярким примером существующих сетей, основанных на принципах роевого взаимодействия (в частности, MANET) является используемая в странах НАТО система тактической радиосвязи SOVERON производства компании Rohde & Schwarz, наземный сегмент которой функционирует в диапазоне частот VHF/UHF. Данная

система обеспечивает связь в условиях электронного противодействия, сложного многолучевого распространения, вызванного рельефом местности. Использование псевдослучайной перестройки рабочей частоты (далее – ППРЧ) и усовершенствованных технологий шифрования обеспечивают устойчивость передачи данных от РЭБ и радиоперехвата [17–20]. SOVERON предоставляет наилучшие возможности для комбинированной высокоскоростной передачи данных (в том числе, потокового видео) на различных ТВД без использования спутниковых ретрансляторов. Используемые телекоммуникационные технологии предоставляют достаточную пропускную способность и стабильность каналов в наложенных IP сетях, применяемых в сочетании с роевыми принципами в рамках гетерогенных ad hoc мобильных сетей связи. На рисунке 1 приведено графическое представление взаимодействия в сети SOVERON.

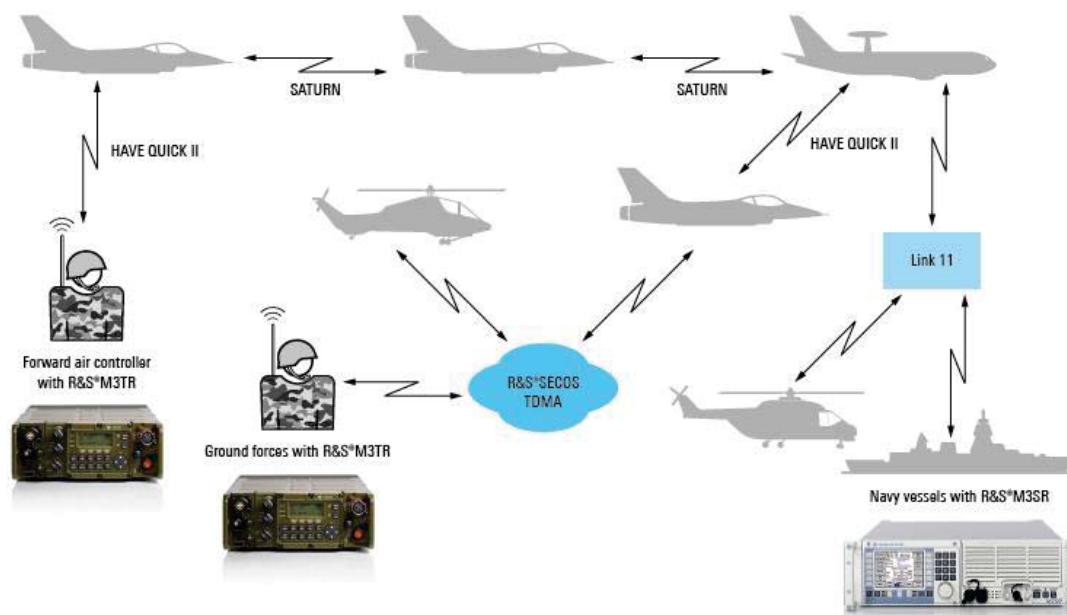


Рис. 1. Графическое представление взаимодействия в сети SOVERON.

На рисунке 2 показаны варианты взаимодействия между узлами (являющимися абонентами) сети SOVERON.

Сеть SOVERON обладает следующим функционалом:

- передача речи;
- передача данных;
- QoS;
- реализация UDP;
- оптимизация TCP/IP трафика;
- автоматическая адаптация скорости передачи данных;
- индикация качества приема (RQI);
- метод динамического канального доступа с предотвращением коллизий;
- автоматический перезапрос (ARQ);
- сетевое взаимодействие на принципах протоколов ad hoc;
- множественная ретрансляция;
- режим сквозной ретрансляции данных;

- поддержка multicast и unicast передачи данных;
- поддержка безопасности линии связи (COMSEC);
- формирование черных и белых списков;
- защищенная передача данных (TRANSEC);
- формирование графика работы узлов;
- система управления SOVERON RNMS;
- система управления безопасностью SOVERON.

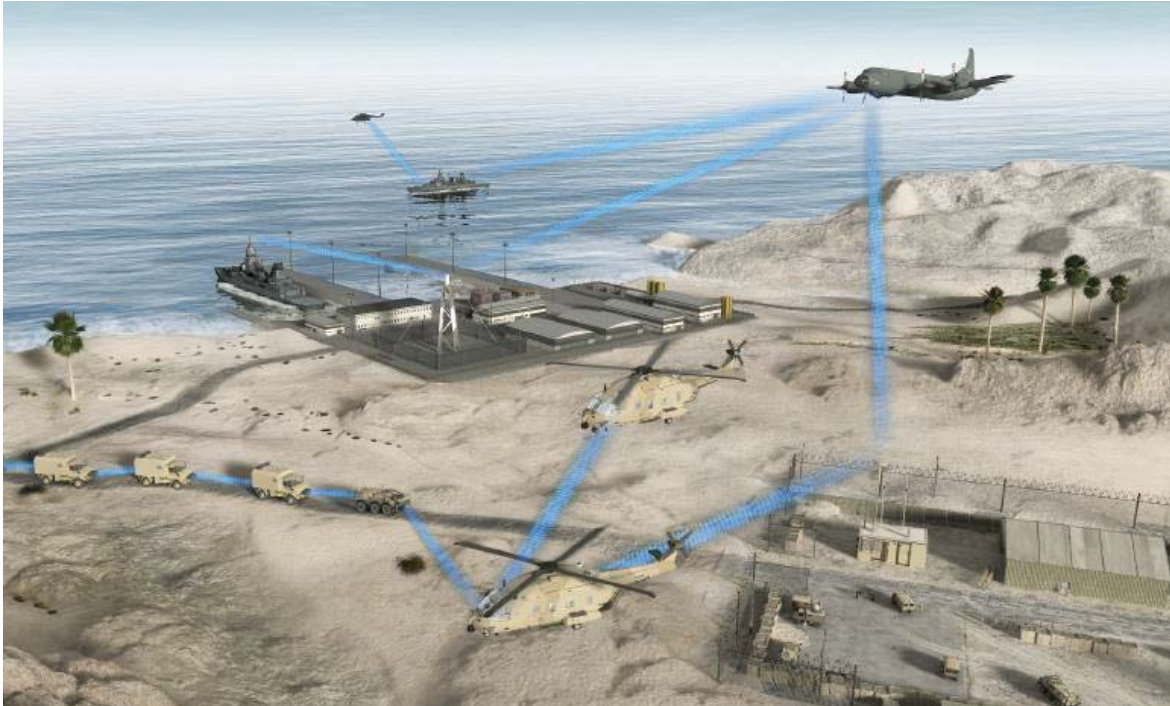


Рис. 2. Варианты взаимодействия между узлами сети SOVERON.

На рисунке 3 показана организация частотно-временного ресурса в системе SOVERON.

На рисунке 4 приведена мгновенная топология сети MANET из узлов-ретрансляторов, используемая в сети SOVERON.

На рисунке 5 представлена общая структура служб системы связи.

На рисунке 6 показана линейка оборудования, используемая для организации сети SOVERON.

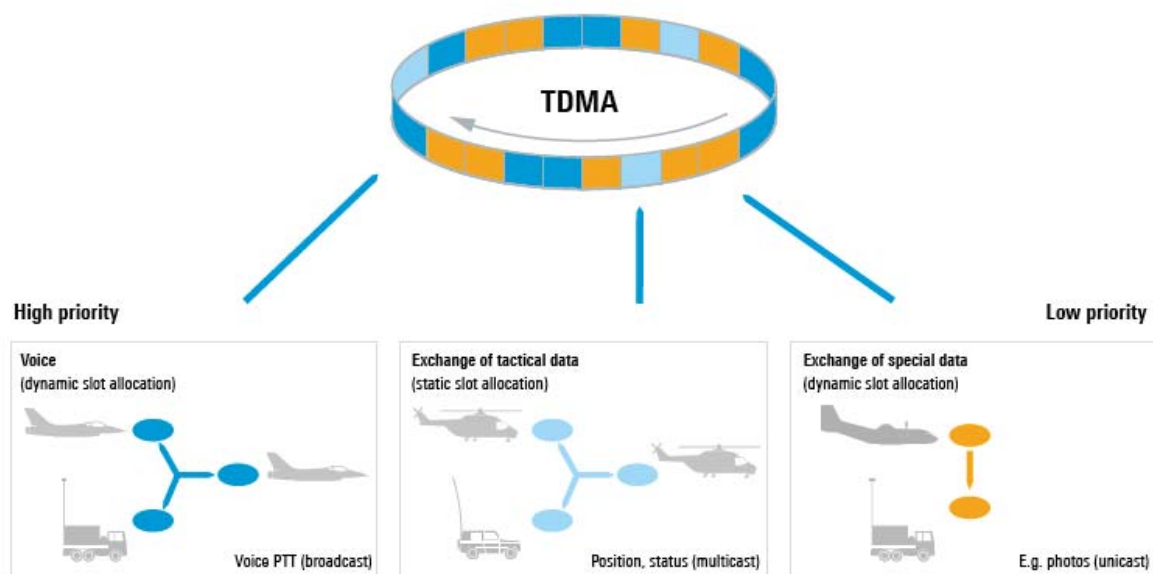


Рис. 3. Организация частотно-временного ресурса в системе SOVERON.

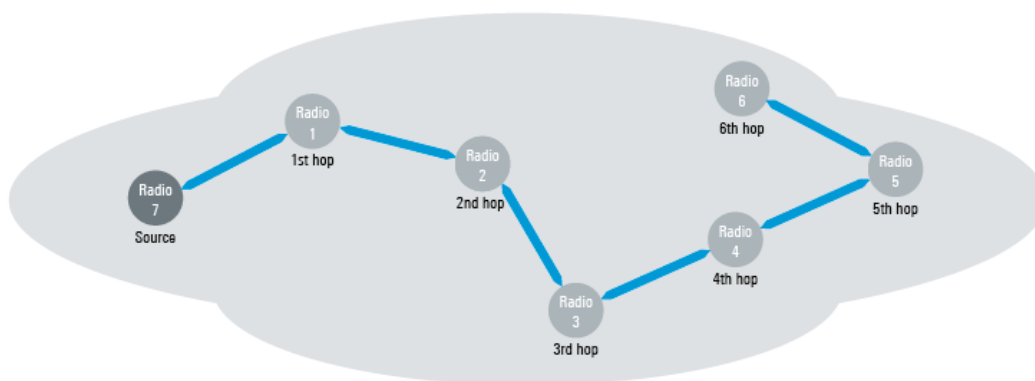


Рис. 4. Мгновенная топология сети MANET из узлов-ретрансляторов.

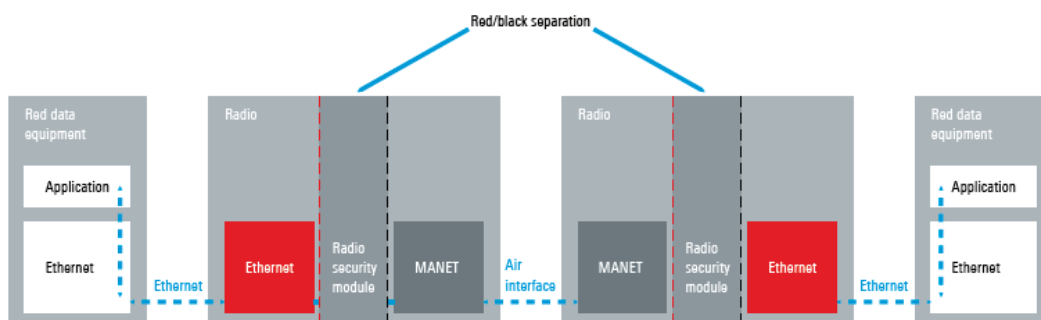


Рис. 5. Общая структура служб системы связи системы SOVERON.

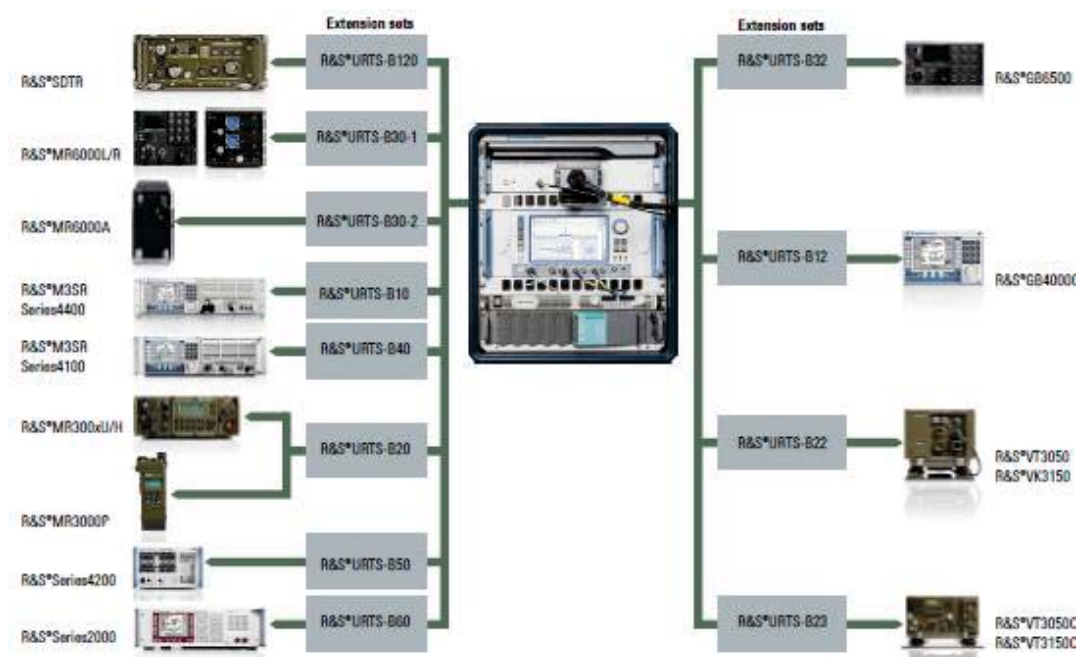


Рис. 6. Линейка оборудования, используемая для организации сети SOVERON.

3. ЛОГИЧЕСКАЯ АРХИТЕКТУРА, ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ И СОПРЯЖЕНИЕ УЗЛОВ ПРЕДЛАГАЕМОЙ ИНТЕГРИРОВАННОЙ СЕТИ СПЕЦИАЛЬНОЙ СВЯЗИ

3.1 Назначение системы

Предлагаемая интегрированная система связи сочетает набор функций, таких как: обнаружение и определение «своих» объектов и установление каналов связи по принципу каждый с каждым для обнаружения, распознавания и определения возможности приема/передачи информационных пакетов. При этом система каждого объекта может быть окончательной для приема/передачи, либо транзитной для отправки/приема пакетов последующему объекту.

Возможные условия работы:

- возможна ситуация, когда по дальности до объекта возникает необходимость многоступенчатых ретрансляций [21–24];
- ситуации «затенения» конечного объектами другими объектами. В этом случае возможно решение аналогично предшествующему пункту за счет ретрансляции;
- маршрутизация при большом количестве объектов в пределах зоны действия группы или объединения групп объектов [25–28]. При этом должны учитываться количество скачков, загруженность промежуточных каналов и узлов связи, возможность реордеринга пакетов.

Для устранения этих проблем необходимо решать следующие задачи:

- оптимизация путей прохождения пакетов по числу промежуточных узлов [29];
- формирование маршрута прохождения пакетов в зависимости от загрузки промежуточных узлов и каналов [30];
- подбор оптимальных размеров буфера систем каждого узла (начального, окончательного и промежуточных);
- различные условия прохождения радиосигналов в зависимости от среды распространения, помеховой ситуации как в самой среде, так и при условии

противодействия средств РЭБ [31, 32]. Также необходимо учитывать возможность переотражения от водной поверхности;

- различные требования к сети для пропуска разных типов трафика (голос, видео, данные, телематика);

- условия противодействия систем РЭБ, обуславливают необходимость реализации функций помехозащищенности и криптозащиты на всех этапах прохождения информационных пакетов. Хотя эта задача отчасти облегчается тем, что пакеты могут следовать к цели различными маршрутами.

3.2 Допущения, принимаемые для описания состава системы, ее структуры и адаптивных алгоритмов работы

Поскольку в данной работе рассматривается алгоритмистика функционирования системы без применения в конкретных комплексах, целесообразно принять следующие допущения:

- не указывать источники информации и параметров объектов, координат, и т. д.
- на входе системы стороннюю информацию и параметры обозначать условно;
- на выходе системы условно показывать системы и устройства, не относящиеся к ней, но задействованные в информационном обмене;

- предположительную информацию, которую необходимо будет отображать на устройствах командного пункта и центра управления системой также можно отображать условно;

- точность вычисления параметров и алгоритмов не учитывается, поскольку отработка, уточнения и корректировки должны производиться при проектировании конкретных образцов систем;

- состав системы принимается условным и ориентировочным, поскольку точное место установки программных модулей (какой модуль на каком конкретном блоке оборудования системы функционирует) также определяется в процессе создания (проектирования) конкретной системы [33, 34].

3.3 Состав системы

В первом приближении состав системы представляется следующим:

- модуль обнаружения и распознавания объекта;
- модуль сопровождения объекта;
- модуль идентификации объекта;
- модуль принятия решения на установления канала связи с объектом;
- модуль установления соединения;
- модуль управления лучом ДН и ППМ;
- модуль приема/передачи пакетов;
- модуль маршрутизации пакетов;
- модуль восстановления поврежденных пакетов;
- модуль шифрования и дешифрования пакетов;
- модуль обработки и распаковки/упаковки пакетов (для режима Терминал/БС);
- модуль взаимодействия с внешними источниками информации об объекте, его типе, местоположении и предполагаемой траектории движения;

- модуль взаимодействия с «пользователями», включающий в себя коммутатор 3го уровня (IP пакетов) и обеспечения SLA;
- модуль разведки и оценки РЭО и выбора оптимального соседнего узла («объекта») для организации линии связи.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При реализации системы вышеописанного типа необходимо максимальное использование существующих протоколов и алгоритмов взаимодействия узлов сети для обеспечения унификации и совместимости при взаимодействии с другими сетями, в том числе гражданского назначения. Аппаратный состав и состав передаваемых данных системы должны иметь возможность гибкой модификации в зависимости от динамики перемещения и функциональности объектов, оборудованных модулями связи данной системы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кочкаров А. А., Тимошенко А. В., Литвинов А. В., Лядова Е. Ф., Гайчук Ю. Н. Оценка непрерывности информационного взаимодействия и доведения информации в системах мониторинга с динамической структурой // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2019. – Т. 24. – № 8. – С. 66–71.
2. Кушнер А. К., Кочкаров А. А., Лядова Е. Ф. Моделирование структурного разрушения сложных сетевых систем без восстановления: компьютерное исследование // Успехи современной радиоэлектроники. – 2020. – Т. 74. – № 7. – С. 38–45.
3. Байгутлина И. А., Замятин П. А. Проверочно – испытательный комплекс для тестирования бортовых коммуникационных и навигационных устройств беспилотных автомобилей // В сборнике: технологические исследования: информационное обеспечение, алгоритм проведения, интерпретация результатов. Сборник статей по итогам Международной научно-практической конференции. – Стерлитамак: ООО «Агентство международных исследований», 2020. – С. 8–14.
4. Мырова Л. О. и др. Новое поколение российских спутниковых систем связи. Варианты создания терминального оборудования и реализации сервисов / Л. О. Мырова, С. В. Швец, И. А. Байгутлина, П. А. Замятин, Е. Ф. Лядова // Труды Научно-исследовательского института радио. – 2021. – № 4. – С. 33–43.
5. Байгутлина И. А., Замятин А. Ю. Некоторые аспекты создания региональных и национальных, телекоммуникационных сетей и сервисов // Информационные ресурсы России. – 2005. – № 1(83). – С. 1–2.
6. Шевырёв А. В., Замятин А. Ю. Концептуальные аспекты информационного противоборства // В сборнике: Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIII Международной научно-технической конференции. В 3-х томах. – 2017. – С. 1128–1137.
7. Байгутлина И. А. и др. Особенности построения и использования специализированной информационно-справочной системы «UAV-INFO» по беспилотным летательным аппаратам / Байгутлина И. А., Грищенко Д. А., Замятин П. А., Лядова Е. Ф. // В сборнике: Методы и программные средства информационного сервиса в информационных и пространственных полях. Сборник научных трудов. – Бургас, 2020. – С. 139–154.
8. Замятин В. Ю., Байгутлина И. А., Замятин П. А. Ресурсы интернет для доступа к материалам ледовых авиационных наблюдений // Славянский форум. – 2021. – № 1(31). – С. 283–296.
9. Байгутлина И. А. и др. Беспилотная авиация: история, применение, технологические перспективы / И. А. Байгутлина, М. Е. Бояров, А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля, П. А. Замятин, А. В. Литвинов, Е. Ф. Лядова, А. П. Соколова. – М.: Издательство ООО «Сам Полиграфист», 2022. – 544 с.

10. Байгутлина И. А. и др. Актуальные вопросы создания и применения беспилотных летательных аппаратов / И. А. Байгутлина, М. Е. Бояров, А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля, П. А. Замятин, Е. Ф. Лядова. – М. : Издательство ООО «Сам Полиграфист», 2022. – 612 с.
11. Замятин В. Ю., Байгутлина И. А., Замятин П. А. Развитие и совершенствование технологий ведения государственного фонда данных и формирования информационных ресурсов Росгидромета // В сборнике: Методы и программные средства информационного сервиса в информационных и пространственных полях; сборник научных трудов. – Бургас: Институт за хуманитарни науки, икономика и информационни технологии=Институт гуманитарных наук, экономики и информационных наук, 2020. – С. 155–174.
12. Замятин В. Ю., Байгутлина И. А., Замятин П. А. Цифровизация материалов ледовых авиационных наблюдений // Славянский форум. – 2021. – № 1(31). – С. 269–282.
13. Мырова Л. О. и др. Низкоорбитальные спутниковые системы связи Starlink и OneWeb / Л. О. Мырова, О. В. Ментус, А. Б. Давыдов, П. А. Замятин, Е. Ф. Лядова, А. С. Филатова // Труды Научно-исследовательского института радио. – 2021. – № 2. – С. 36–45.
14. Шайтура С. В., Байгутлина И. А. Анализ и выбор беспилотных летательных аппаратов для реализации геоинформационных сервисов мониторинга земель. – Славянский форум. – 2022. – № 1(35) – С. 406–419.
15. Байгутлина И. А., Замятин А. Ю., Замятин П. А. Передача и обработка информации как предмет рассмотрения международного союза электросвязи в разрезе кибербезопасности // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции: в 4 т. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2021. – С. 248–257.
16. Литвинов А. В. и др. Конверсия радиочастотного спектра. Вопросы технического регулирования / А. В. Литвинов, И. А. Байгутлина, А. Ю. Замятин, Е. Ф. Лядова. – М. : ООО «Сам полиграфист», 2019. – 124 с.
17. Литвинов А. В. и др. Конверсия радиочастотного спектра. Вопросы электромагнитной совместимости / А. В. Литвинов, А. В. Зайковский, А. Ю. Замятин, Е. Ф. Лядова., К. В. Яковлев. – М. : ООО «Сам полиграфист», 2019. – 48 с.
18. Литвинов А. В. и др. Контроль конверсии радиочастотного спектра / А. В. Литвинов, И. А. Байгутлина, А. Ю. Замятин, Е. Ф. Лядова. – М. : Научно-техническое издательство «Горячая линия – Телеком», 2019. – 212 с.
19. Замятин П. А. Вопросы эксплуатации беспилотных авиационных систем // Славянский форум. – 2021. – № 1(31). – С. 297–306.
20. Замятин П. А. Системы управления беспилотными летательными аппаратами // Инновационная наука. – 2020. – № 4. – С. 37–42.
21. Байгутлина И. А. и др. Применение геоинформационных технологий для моделирования и оценки сложной радиоэлектронной обстановки / И. А. Байгутлина, А. Б. Давыдов, П. А. Замятин, Е. Ф. Лядова // Славянский форум. – 2022. – № 1(35). – С. 162–172.
22. Грищенко Д. А. и др. Применение технологий искусственного интеллекта для управления системой связи летательного аппарата / Д. А. Грищенко, П. А. Замятин, Э. П. Черноштан, Д. М. Шапиро // Славянский форум. – 2020. – № 4 (30). – С. 181–192.
23. Замятин П. А. Планирование и обработка результатов экспериментов при реализации геоинформационных сервисов // Славянский форум. – 2020. – № 3 (29). – С. 259–269.
24. Байгутлина И. А. и др. Создание нового поколения терминального оборудования для спутниковых систем связи по программе «Сфера» / И. А. Байгутлина, А. Ю. Дыбля, П. А. Замятин, Е. Ф. Лядова // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции, посвященной 60-летию полетов в космос Ю.А. Гагарина и Г.С. Титова.: в 4 т. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2021. – С. 116–129.
25. Байгутлина И. А., Замятин П. А. Система защиты аэропортов от беспилотных летательных аппаратов // Славянский форум. – 2019. – № 4(26). – С. 289–298.
26. Замятин П. А. Классификационные признаки беспилотных летательных аппаратов аэродромного базирования // Chronos. – 2020. – № 4 (43). – С. 76–84.

27. Байгутлина И. А., Замятин П. А. Решение задач пространственного анализа с использованием нейропроцессоров российского производства // Славянский форум. – 2022. – № 1(35). – С. 301–313.
28. Байгутлина И. А. и др. Принципы построения, компоновочные решения и кластерный запуск малых космических аппаратов / И. А. Байгутлина, А. Ю. Дыбля, П. А. Замятин, Е. Ф. Лядова // Состояние и перспективы развития современной науки по направлению «Малые космические аппараты». Сборник статей I Всероссийской научно-технической конференции. – Анапа: Федеральное государственное автономное учреждение "Военный инновационный технополис «ЭРА», 2021. – С. 305–314.
29. Шайтура С. В. и др. Совокупная стоимость владения решениями на базе технологии «Интернет вещей» / С. В. Шайтура, П. А. Замятин, Л. П. Белю, Н. Л. Султаева // Вестник Курской государственной сельскохозяйственной академии. – 2021. – № 2. – С. 124–133.
30. Байгутлина И. А., Замятин П. А. Геоинформационные технологии, киберспорт и кибербезопасность // Славянский форум. – 2021. – № 2 (32). – С. 316–326.
31. Замятин П. А. Вопросы создания и применения бортовых компьютеров наземных, воздушных и морских робототехнических комплексов с использованием российских процессоров и микроконтроллеров // Славянский форум. – 2021. – № 4 (34). – С. 191–214.
32. Давыдов А. Б. и др. Построение распределённой системы радиоэлектронной борьбы в условиях развёртывания новых низкоорбитальных спутниковых группировок / А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля, П. А. Замятин, Е. Ф. Лядова // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции, посвященной 60-летию полетов в космос Ю.А. Гагарина и Г.С. Титова.: в 4 томах. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2021. – С. 124–133.
33. Давыдов А. Б. и др. Создание виртуальной адаптивной среды мобильного обучения / А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля, Е. Ф. Лядова, П. А. Замятин // Цифровое образование: новая реальность. Сборник материалов Всероссийской научно-методической конференции с международным участием. – Чебоксары: ООО «Издательский дом «Среда», 2020. – С. 84–89.
34. Давыдов А. Б. и др. Использование технологий искусственного интеллекта и виртуальной реальности при создании адаптивной системы мобильного обучения / А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля, Е. Ф. Лядова, П. А. Замятин, А. В. Минкин // Научная мысль. – 2021. – Т. 18. – № 4-1 (42). – С. 12–18.

REFERENCES

1. Kochkarov A. A., Timoshenko A. V., Litvinov A. V., Lyadova E. F., Ghaychuk Y. N. The estimation of the informational interaction continuity and the information delivery in the monitoring systems with the dynamic structures // *Electromagnetic waves and electronic systems*, Moscow: Radiotechnics, 2019. - Vol. 24. - No 8. - Pp. 66-71.
2. Kushner A. K., Kochkarov A. A., Lyadova E. F. Modeling Structural Destruction of Complex Network Systems Without Recovery: A Computer Study // *Advances in modern radio electronics*. – 2020. – V. 74. – No 7. – Pp. 38–45.
3. Baygutlina I. A., Zamyatin P. A. Verification and testing complex for testing on-board communication and navigation devices of unmanned vehicles // In the collection: technological research: information support, algorithm for conducting, interpretation of results. Collection of articles following the results of the International Scientific and Practical Conference. – Sterlitamak: JSC «International Research Agency», 2020. – Pp. 8–14.
4. Myrova L. O. and others. New generation of Russian satellite communication systems. Options for creating terminal equipment and implementing services / Myrova L. O., S. V. Shvets, I. A. Baygutlina, P. A. Zamyatin, E. F. Lyadova // *Proceedings of the Radio Research Institute*. – 2021. – No 4. – Pp. 33–43.
5. Baygutlina I. A., Zamyatin A. Y. Some aspects of the creation of regional and national, telecommunication networks and services // *Information resources of Russia*. – 2005. – No 1(83). – Pp. 1–2.

6. Shevyrev A. V., Zamyatin A. Y. Conceptual Aspects of Information Confrontation // In the collection: Radar, navigation, communications. Proceedings of the XXIII International Scientific and Technical Conference. In 3 volumes. – 2017. – Pp. 1128–1137.
7. Baygutlina I. A. and others. Features of the construction and use of the specialized information and reference system «UAV-INFO» for unmanned aerial vehicles / Baygutlina I. A., Gristchenko D. A., Zamyatin P. A., Lyadova E. F. // In the collection: Methods and software of information service in information and spatial fields. Collection of scientific papers. – Burgas, 2020. – Pp. 139–154.
8. Zamyatin V. Y., Baygutlina I. A., Zamyatin P. A. Internet resources for access to the materials of ice aviation observations // Slavic Forum. – 2021. – No 1(31). – Pp. 283–296.
9. Baygutlina I. A. and others. Unmanned aircraft: history, application, technological prospects / I. A. Baygutlina, M. E. Boyarov, A. B. Davydov, A. Y. Dyblya, P. A. Zamyatin, A. V. Litvinov, E. F. Lyadova, A. P. Sokolova. – M.: Publishing house LLC «Sam Polygraphist», 2022. – 544 p.
10. Baygutlina I. A. and others. Topical issues of creation and use of unmanned aerial vehicles / I. A. Baygutlina, M. E. Boyarov, A. B. Davydov, A. Y. Dyblya, P. A. Zamyatin, E. F. Lyadova. – M.: Publishing house LLC «Sam Polygraphist», 2022. – 612 p.
11. Zamyatin V. Y., Baygutlina I. A., Zamyatin P. A. Development and improvement of technologies for maintaining the state data fund and the formation of information resources of Roshydromet // In the collection: Methods and software of information service in information and spatial fields; collection of scientific papers. – Burgas: Institute for the Humanities, Economics and Information Technology=Institute for the Humanities, Economics and Information Sciences, 2020. – Pp. 155–174.
12. Zamyatin V. Y., Baygutlina I. A., Zamyatin P. A. Digitalization of materials of ice aviation observations // Slavic Forum. – 2021. – No 1(31). – Pp. 269–282.
13. Myrova L. O. and others. Low-orbit satellite communication systems Starlink and OneWeb / L. O. Myrova, O. V. Mentus, A. B. Davydov, P. A. Zamyatin, E. F. Lyadova, A. S. Filatova // Proceedings of the Radio Research Institute. – 2021. – No 2. – Pp. 36–45.
14. Shaitura S. V., Baygutlina I. A. Analysis and selection of unmanned aerial vehicles for the implementation of geoinformation services for monitoring land. – Slavic forum. – 2022. – No 1(35) – Pp. 406–419.
15. Zamyatin V. Y., Baygutlina I. A., Zamyatin P. A. Transmission and processing of information as a subject of consideration of the international telecommunication union in the context of cybersecurity // Radar, navigation, communication: a collection of proceedings of the XXVII International Scientific and Technical Conference: 4 v. – Voronezh: Voronezh State University, 2021. – Pp. 248–257.
16. Litvinov A. V. and others. Radio frequency spectrum conversion. Issues of technical regulation / A. V. Litvinov, I. A. Baygutlina, A. Y. Zamyatin, E. F. Lyadova. – M.: Publishing house LLC «Sam Polygraphist», 2019. – 124 p.
17. Litvinov A. V. and others. Radio frequency spectrum conversion. EMC Issues / A. V. Litvinov, A. V. Zaykovskiy, A. Y. Zamyatin, E. F. Lyadova., K. V. Yakovlev. – M.: Publishing house LLC "Sam Polygraphist", 2019. – 48 p.
18. Litvinov A. V. and others. RF spectrum conversion control / A. V. Litvinov, I. A. Baygutlina, A. Y. Zamyatin, E. F. Lyadova. – M.: Scientific and technical publishing house "Hot Line - Telecom", 2019. – 212 p.
19. Zamyatin P. A. Issues of operation of unmanned aerial systems // Slavic Forum. – 2021. – No 1(31). – Pp. 297–306.
20. Zamyatin P. A. Control systems for unmanned aerial vehicles // Innovative science. – 2020. – No 4. – Pp. 37–42.
21. Baygutlina I. A. and others. The use of geoinformation technologies for modeling and assessing a complex radio-electronic environment / I. A. Baygutlina, A. B. Davydov, P. A. Zamyatin, E. F. Lyadova // Slavic Forum. – 2022. – No 1(35). – Pp. 162–172.
22. Gristchenko D. A. and others. Application of artificial intelligence technologies to control the communication system of an aircraft / D. A. Gristchenko, P. A. Zamyatin, E. P. Chernoshtan, D. M. Shapiro // Slavic Forum. – 2020. – No 4 (30). – Pp. 181–192.
23. Zamyatin P. A. Planning and processing the results of experiments in the implementation of geoinformation services // Slavic Forum. – 2020. – No 3 (29). – Pp. 259–269.

24. Baygutlina I. A. and others. Creation of a new generation of terminal equipment for satellite communication systems under the «Sphere» program / I. A. Baygutlina, A. Y. Dyblya, P. A. Zamyatin, E. F. Lyadova // Radar, navigation, communications: Proceedings of the XXVII International Scientific and Technical Conference dedicated to the 60th anniversary of Y. A. Gagarin and G. S. Titov.: in 4 v. – Voronezh: Voronezh State University, 2021. – Pp. 116–129.
25. Baygutlina I. A., Zamyatin P. A. System for protecting airports from unmanned aerial vehicles // Slavic Forum. – 2019. – No 4(26). – Pp. 289–298.
26. Zamyatin P. A. Classification features of airfield-based unmanned aerial vehicles // Chronos. – 2020. – No 4 (43). – Pp. 76–84.
27. Baygutlina I. A., Zamyatin P. A. Solving problems of spatial analysis using Russian-made neuroprocessors // Slavic Forum. – 2022. – No 1(35). – Pp. 301–313.
28. Baigutlina I. A. and others. Construction principles, layout solutions and cluster launch of small spacecraft / I. A. Baigutlina, A. Y. Dyblya, P. A. Zamyatin, E. F. Lyadova // Status and prospects development of modern science in the direction of «Small spacecraft». Collection of articles of the I All-Russian Scientific and Technical Conference. – Anapa: Federal State Autonomous Institution «Military Innovative Technopolis» ERA», 2021. – Pp. 305–314.
29. Shaitura S. V. and others. The total cost of ownership of solutions based on the Internet of Things technology / S. V. Shaitura, P. A. Zamyatin, L. P. Belyu, N. L. Sultaeva // Bulletin of the Kursk State agricultural academy. – 2021. – No 2. – Pp. 124–133.
30. Baygutlina I. A., Zamyatin P. A. Geoinformation technologies, cybersport and cybersecurity // Slavic Forum. – 2021. – No. 2 (32). – Pp. 316–326.
31. Zamyatin P. A. Issues of creation and application of on-board computers for ground, air and marine robotic systems using Russian processors and microcontrollers // Slavic Forum. – 2021. – No. 4(34). – Pp. 191–214.
32. Davydov A. B. and others. Construction of a distributed system of electronic warfare in the conditions of deployment of new low-orbit satellite constellations / A. B. Davydov, A. Y. Dyblya, P. A. Zamyatin, E. F. Lyadova // Radiolocation, navigation, communications: Proceedings of the XXVII International Scientific and Technical Conference dedicated to the 60th anniversary of Y. A. Gagarin and G. S. Titova: in 4 volumes. - Voronezh: Voronezh State University, 2021. – Pp. 124–133.
33. Davydov A. B. and others. Creation of a virtual adaptive environment for mobile learning / A. B. Davydov, A. Y. Dyblya, E. F. Lyadova, P. A. Zamyatin // Digital education: a new reality. Collection of materials of the All-Russian scientific and methodological conference with international participation. – Cheboksary: «Sreda» Publishing House» LLC, 2020. – Pp. 84–89.
34. Davydov A. B. and others. Using artificial intelligence and virtual reality technologies to create an adaptive mobile learning system / A. B. Davydov, A. Y. Dyblya, E. F. Lyadova, P. A. Zamyatin, A. V. Minkin // Scientific Thought. – 2021. – T. 18. – No. 4-1 (42). – Pp. 12–18.

СИСТЕМА ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ ЕДИНОГО ИНФОРМАЦИОННОГО ПРОСТРАНСТВА НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИИ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ РЕЕСТРОВ (БЛОКЧЕЙН)

А. В. Ивкин, С. А. Вызулин, О. В. Годовых

Краснодарское высшее военное орденов Жукова и Октябрьской Революции Краснознаменное училище
имени генерала армии С.М.Штеменко (КВВУ), Краснодар, Российская Федерация

Аннотация. В статье рассматривается возможность применения технологии распределенных реестров (блокчейн) для построения системы защиты информации единого информационного пространства. Определены возможности применения смарт-контрактов для цифровизации функций должностных лиц. Разработана схема системы управления воинским подразделением с помощью смарт-контракта. Представлен граф взаимодействия должностных лиц в информационном пространстве ротного звена управления.

Выделена основная закономерность информационного взаимодействия в едином информационном пространстве, как сложной системы, влияющей на информационную безопасность.

Ключевые слова: технология распределенного реестра (блокчейн), электронный документ, единое информационное пространство.

INFORMATION PROTECTION SYSTEM OF THE UNIFIED INFORMATION SPACE BASED ON DISTRIBUTED LEDGER TECHNOLOGY (BLOCKCHAIN)

A. V. Ivkin, S. A. Vizulin, O. V. Godovych

Krasnodar Higher Military Orders of Zhukov and the October Revolution Red Banner School named after Army
General S.M.Shtemenko (KHMS), Krasnodar, Russian Federation

Abstract. The article discusses the possibility of using distributed ledger technology (blockchain) to build an information security system of a single information space. The possibilities of using smart-contracts to digitalize the functions of officials have been identified. A scheme of a military unit management system using a smart-contract has been developed. The graph of interaction of officials in the information space of the company management level is presented.

The main regularity of information interaction in a single information space as a complex system affecting information security is highlighted.

Keywords: distributed registry technology (blockchain), electronic document, unified information space.

1. ВВЕДЕНИЕ

Существуют разного рода автоматизированные (информационные) системы, которые используются в Вооруженных Силах Российской Федерации (ВС РФ). Однако, основной интерес Министерства обороны Российской Федерации (далее – МО РФ) направлен на создание единой (взаимоувязанной) автоматизированной системы управления, устойчивой к деструктивным воздействиям, адаптивной на всех звеньях управления к изменениям:

- 1) обстановки;

- 2) состава сил;
- 3) средств;
- 4) решаемых задач.

Создание такой системы возможно при эволюционном развитии автоматизированных (информационных) систем военного назначения, предусматривающим возможность внедрения в систему управления (далее – СУ) воинскими подразделениями перспективных организационных и технических решений с сохранением зарекомендовавших себя положительно известных информационных технологий.

В настоящее время информационное пространство МО РФ не является единым. Автоматизированные СУ военного назначения обеспечивают в основном информационный обмен неформализованными текстовыми и графическими файлами. Это снижает эффективность управления подразделениями ВС РФ. Распределенная инфраструктура хранения и обработки данных еще не создана. Нет единых правил и порядка описания, представления, формирования и использования информационных ресурсов МО РФ. Отсутствует единая система защиты информации.

Актуальная задача – обеспечить защиту информации циркулирующей в едином информационном пространстве (далее – ЕИП).

Цель статьи: – определить возможности технологии распределенных реестров по построению системы защиты информации единого информационного пространства.

2. ПРИМЕНЕНИЕ БЛОКЧЕЙН ТЕХНОЛОГИИ

В настоящее время технология способная обеспечить цифровизацию функций человека в информационном пространстве это – блокчейн. Применение блокчейн технологии может позволить выстроить эффективную систему защиты информации на этапе проектирования ЕИП МО РФ. Она предусматривает совместное использование технологий электронной подписи и смарт-контрактов (цифровых договоров).

Такой подход к организации системы защиты информации позволит обеспечить:

- 1) регламентацию условий доступа ко всем информационным объектам;
- 2) юридическую значимость информационных процессов;
- 3) учет всех информационных взаимодействий в ЕИП МО РФ;
- 4) замкнутость информационной среды ЕИП МО РФ.

Регламентация условий доступа к информационным ресурсам производится при регистрации учетной записи абонента одноранговой блокчейн-сети в распределенном реестре.

Применение технологии электронной подписи для заверения смарт-контракта (далее – СК) обеспечивает юридическую значимость информационных процессов.

Правила информационных взаимодействий записываются в СК в виде программного кода. Программный код СК записывается в распределенном реестре. В процессе исполнения СК в распределенном реестре делаются записи учета всех информационных взаимодействий между абонентами блокчейн-сети. Распределенный реестр состоит из множества блоков данных, которые организованы в хронологическом

порядке, связаны и защищены криптографическими доказательствами [1]. Записи о совершенных операциях с информационными объектами сохраняются в блокчейн-сети и являются уникальными и не модифицируемыми [2].

Архитектура одноранговой блокчейн-сети и механизм учета информационных взаимодействий обеспечивают замкнутость информационной среды ЕИП МО РФ.

Применение СК позволяет автоматизировать взаимодействия между субъектами и объектами управления в СУ.

СК – это автономные компьютерные программы обеспечивающие выполнение соглашения (договора) между пользователями блокчейн системы, которые выполняются самостоятельно в соответствии с условиями, установленными участниками соглашения.[3].

3. УНИВЕРСАЛЬНЫЙ СМАРТ-КОНТРАКТ

В Вооруженных Силах Российской Федерации имеет место иерархическая структура управления. Процесс управления может быть алгоритмизирован с помощью универсальных СК. Универсальный СК должен реализовывать правила и принципы взаимодействия между должностными лицами ВС РФ в соответствии с Уставами ВС РФ.

Универсальный СК – позволит обеспечить формализацию всех видов деятельности воинского подразделения и запись её результатов в цифровом пространстве блокчейн-сети.

СК содержит в себе:

- учет целей по достижению требуемого качественного состояния управляемого объекта;
- результат анализа состояния дел по конкретному виду деятельности;
- задачи, поставленные для достижения цели;
- выработанное управленческое решение;
- запланированные мероприятия;
- ссылки на организационные документы обеспечивающие выполнение мероприятий;
- сведения об организаторах выполнения процесса, ответственных исполнителях, форме контроля, порядке отчетности;
- результаты выполнения мероприятий, заверенные ЭП с одной стороны исполнителем, а с другой стороны лицом, поставившим задачу;
- результаты контроля;
- мероприятия по регулированию деятельности управляемого объекта и результата процесса управления.

Блок-схема универсального СК в процессе управления представлена на рисунке 1.

Блокчейн технология способна обеспечить увеличение и структурирование всего объема собираемых данных путем каталогизации универсальных СК.

Каталогизация позволит получать информацию об управляемом объекте по предметным областям.

Применение универсальных СК позволит создать протоколы управления не только повседневной деятельностью (в мирное время), но и боевыми действиями.

Деструктивные действия и реакция на них осуществляется следующим образом. При попытке любым узлом модифицировать байт-код СК этот узел будет заблокирован соответствующими узлами-регистраторами системы на основе создания и записи в распределенный реестр транзакции, содержащей соответствующий блокчейн-адрес и метку блокировки. Метка блокировки должна содержать «код причины блокировки». Исходный код СК должен реализовываться на основе функционирования защищенной среды разработки и применения объектно-ориентированного языка программирования (например, Python, Solidity и т.д.).



Рис. 1 Блок-схема универсального смарт-контракта в процессе управления

СК могут обеспечивать информационные процессы взаимодействия должностных лиц в процессе управления воинским подразделением.

Управленческая деятельность состоит из:

- учебно-боевой;
- административно-хозяйственной;
- воспитательной;
- военно-технической;
- служебно-распорядительной;
- контрольно-исполнительной.

В соответствии с уставом внутренней службы ВС РФ универсальной структурой воинского подразделения является полк.

Полк состоит из четко иерархически закрепленных уровней управления: 1) командир полка, 2) начальник штаба, 3) заместители командира полка, 4) управление

полка, 5) штаб полка, 6) командиры батальонов, 7) начальники штабов батальонов, 8) заместители командира батальона, 9) командиры рот, 10) заместители командира роты, 11) старшины, 12) командиры взводов, 13) заместители командира взвода, 14) командиры отделений, 15) солдаты.

4. ИЕРАРХИЧЕСКАЯ СИСТЕМА СМАРТ-КОНТРАКТОВ ДЛЯ ВС РФ

Наиболее уязвимое место в СУ воинскими подразделениями находится на стыке взаимодействия между автоматизированными (информационными) системами и человеком.

Связи, образованные с помощью СК, между элементами в системе управления ротного звена отражают их соответствие друг другу при управленческой деятельности. В СК должен быть заложен универсальный механизм реализации функции вида «если..., то...». По каждому виду управленческой деятельности должны быть указаны свои причинно-следственные связи между постоянными и переменными данными. Каждому уровню управления, начиная с младшего командного звена должен соответствовать уровень смарт-контракта. Запись в распределенный реестр необходимо производить в форме ациклического графа. Информационное пространство роты должно формировать минимальный тип ветвей распределенного реестра «блокчейн». Несколько ротных ветвей реестра формируют информационное пространство батальона и так далее по иерархии определенной Уставом ВС РФ (рисунок 2).

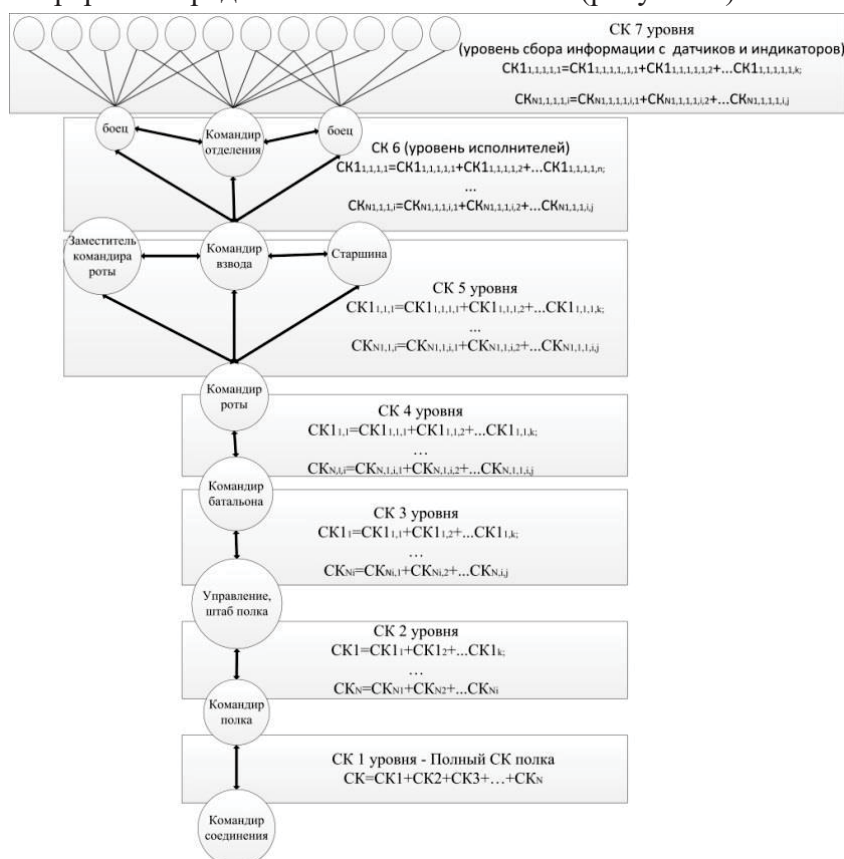


Рис. 2 Иерархическая система смарт-контрактов

Построение единого информационного пространства, начиная с роты, позволит сформировать всестороннюю картину состояния воинского подразделения по всем направлениям и видам управленческой деятельности. Интенсивный своевременный обмен информацией между должностными лицами, знание всесторонней информации об управляемом объекте приводит к положительному синергетическому эффекту процесса управления.

Сумма свойств системы управления организованной в едином информационном пространстве будет выше арифметической суммы свойств каждого из его элементов в отдельности. Следовательно, эффективность защиты информации системы управления организованной в ЕИП благодаря информационной замкнутости и возможности реализации связей между элементами по принципу «все со всеми» будет выше арифметической суммы показателей эффективности защиты информации элементов, организованной по отдельности.

Пример информационных связей нижнего уровня управления представлен в виде графа на рисунке 3.

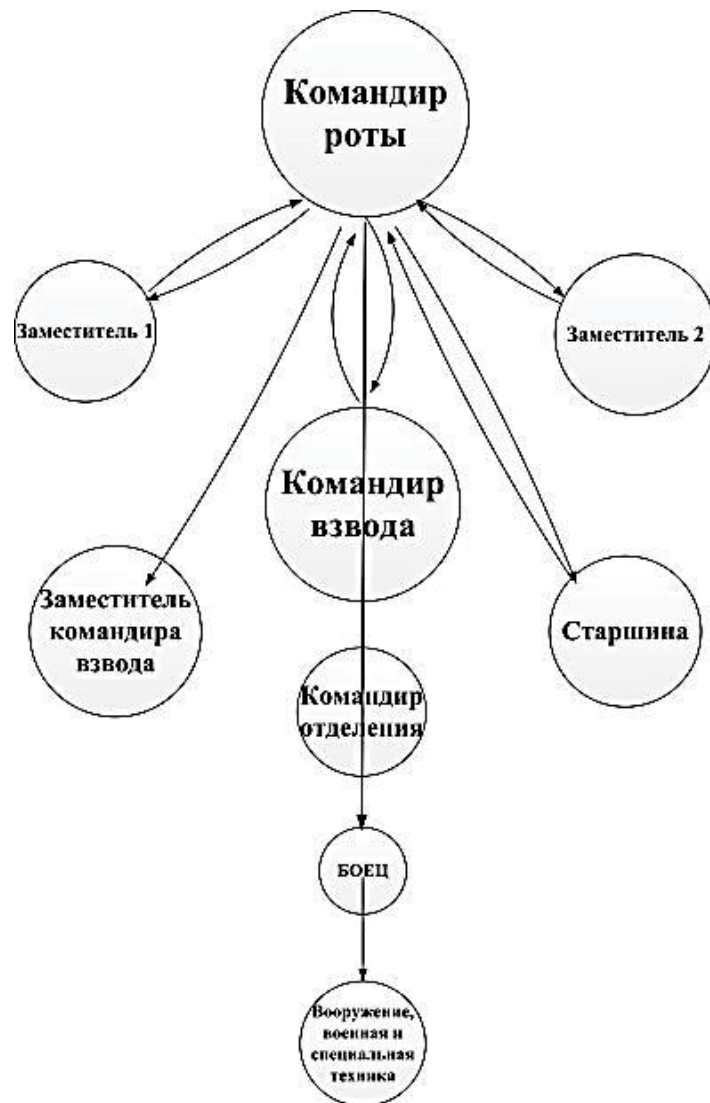


Рис. 3. Граф взаимодействия должностных лиц ротного звена управления

В процессе управления воинским подразделением командир роты организывает управление подразделением по служебным вопросам через заместителя по вооружению, заместителя по воспитательной работе и старшину. Управление подразделениями и военнослужащими осуществляется в соответствии с уставами ВС РФ по иерархии через командира взвода, заместителя командира взвода и командира отделения или напрямую, минуя то, или иное звено управления.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предлагаемая система защиты информации на основе технологии блокчейн для единого информационного пространства с применением универсальных СК позволит:

- выстроить единую систему защиты информации системы управления воинскими подразделениями;
- обеспечить выполнение условий доступа субъектов к объектам управления в соответствии с условиями их взаимодействий согласно руководящих и организационных документов;
- обеспечить непрерывный и неизменный учет и удобный аудит всех взаимодействий между субъектами и объектами управления;
- структурировать информационные ресурсы для обеспечения работы систем искусственного интеллекта по управлению большими данными;
- обеспечить информационную замкнутость с человеком.

Человек не находится вне ЕИП. Эффективность защиты информации системы управления организованной в ЕИП благодаря информационной замкнутости и возможности реализации связей между элементами по принципу «все со всеми» будет выше арифметической суммы показателей эффективности защиты информации элементов, организованной по отдельности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Равал С. Децентрализованные приложения. Технология Blockchain в действии. СПб. : Питер, 2017. 240 с.
2. Ивкин, А. В., Вызулин, С. А., Годовых, О. В. Технология распределенного реестра (блокчейн) в обеспечении защищенного электронного документооборота. XXVI Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC 2020), секция 1. Общие проблемы передачи и обработки информации. Цифровая обработка сигналов г. Воронеж, 2020 Т. 2 – с. 44-48.
3. Vitalik Buterin. Ethereum: a next generation smart contract and decentralized application platform (2013).
4. Устав внутренней службы Вооруженных Сил Российской Федерации.
5. Герасименко, В. А. Основы теории управления качеством информации / В. А. Герасименко. – Москва : депонирована в ВИНТИ, № 5392-В 89, 1989. – 410 с.
6. Герасименко, В. А., Таирян, В. И. Проблемы комплексного управления качеством информации в современных вычислительных системах и сетях / В. А. Герасименко, В. И. Таирян. – Москва : в сборнике классификаторы и документы, 1986, выпуск 1-6.
7. Герасименко, В. А., Малышев, Н. И., Таирян, В. И. Постановка задачи и методологические подходы к управлению качеством информации в автоматизированных системах / В. А. Герасименко, Н. И. Малышев, В. И. Таирян. – Москва : в сборнике проблемы повышения качества информации. МИИТ, 1988, выпуск 808, С. 62-63.

REFERENCES

1. Raval S. Decentralized applications. Blockchain technology in action. St. Petersburg: Peter, 2017. – 240 p.
2. Ivkin, A. V., Vizulin, C. A., Godovykh, O. V. Distributed registry technology (blockchain) in providing secure electronic document management. XXVI International Scientific and technical Conference on Radar Navigation Communication (RLNC 2020), section 1. General problems of information transmission and processing. Digital signal processing. G. Voronezh, 2020 T. 2 – c. 44-48.
3. Vitalik Buterin. Ethereum: a next generation smart contract and decentralized application platform (2013).
4. The Charter of the Internal Service of the Armed Forces of the Russian Federation.
5. Gerasimenco, V. A. Fundamentals of information quality management theory / V. A. Gerasimenco. – Moscow : deposited in VINITI, № 5392-V 89, 1989. – 410 c.
6. Gerasimenco, V. A., Tairyan, V. I. Problems of integrated information quality management in modern computing / V. A. Gerasimenco, V. I. Tairyan. – Moscow : in the collection of classifiers and documents, , 1986, release 1-6.
7. Gerasimenco, V. A., Malyshev, N. I., Tairyan, V. I. Problem statement and methodological approaches to information quality management in automated systems / V. A. Gerasimenco, N. I. Malyshev, V. I. Tairyan. – Moscow : in the collection problems of improving the quality of information. MIIT, 1988, release 808, C. 62-63.

СЛЕЖЕНИЕ ЗА ЗАДЕРЖКОЙ ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА С УЧЁТОМ ОСОБЕННОСТЕЙ ЕГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ

В. Ю. Дорошенко¹, И. М. Кириллов², Р. В. Титов¹

¹Воронежский государственный университет, Воронеж, Россия

²Московский физико-технический институт, Долгопрудный, Россия

Аннотация. В ходе натурных экспериментов были проанализированы особенности ионосферного распространения широкополосных сигналов декаметрового диапазона, среди которых: многолучевое распространение, частичные замирания, мощные импульсные помехи. С учетом данных особенностей был предложен алгоритм слежения за задержкой принимаемого сигнала.

Ключевые слова: ионосферная связь, декаметровый диапазон, многолучевое распространение, оценка канала, фильтр Калмана, слежение за задержкой.

DELAY TRACKING OF WIDEBAND HIGH FREQUENCY SIGNAL ACCOUNT INTO THE PECULIARITIES OF ITS DISTRIBUTION

V. Yu. Doroshenko¹, I. M. Kirillov², R. V. Titov¹

¹Voronezh State University, Voronezh, Russia

²Moscow Institute of Physics and Technology, Dolgoprudny, Russia

Abstract. In the course of field experiments, the features of the ionospheric propagation of wideband high frequency (WBHF) signals were analyzed, including: multipath propagation, partial fading and intense impulse interference. Taking into account these features, an algorithm for tracking the delay of the received signal was proposed.

Keywords: ionospheric communication, wideband high frequency, multipath propagation, channel estimation, Kalman filter, delay tracking.

1. АНАЛИЗ ПОВЕДЕНИЯ ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ

В современных системах ионосферной связи в декаметровом (ДКМВ) диапазоне сохраняет актуальность задача повышения скорости передачи данных и надёжности канала связи. В рамках решения этой задачи увеличивается интерес к использованию в ДКМВ диапазоне широкополосных сигналов (полоса от 12 до 96 кГц) вместо классических с полосой 1-3 кГц. Для создания алгоритмов обработки широкополосного сигнала необходимо, прежде всего, проанализировать особенности его распространения. Для этой цели в течение августа и ноября 2021 года были проведены эксперименты по зондированию реальных ДКМВ радиотрасс широкополосным сигналом.

В экспериментах происходила передача известного сигнала полосой 12 кГц (модуляция OFDM, 256 поднесущих, длительность символа 26,6(6) миллисекунд). На приемной стороне оценивались мгновенные амплитуды и фазы каждой из поднесущих как функции времени, тем самым получалась зависимость передаточной функции канала от времени. Обратное преобразование Фурье данной функции позволяло получить импульсную характеристику (ИХ) канала связи как функцию времени. Эксперименты

проводились на двух трассах – Воронеж-Троицк (дальность 500 км) и Воронеж-Приозерск (дальность 1200 км).

Основными особенностями измеренных ИХ канала являются:

а) Многолучевый характер распространения сигнала – ИХ имеют более одного пика.

б) Число лучей невелико, и они достаточно хорошо разрешаются во временной области на короткой трассе Воронеж-Троицк (см. рис. 1-4), а на трассе Воронеж-Приозерск встречаются как значительно разнесенные во времени (см. рис. 5, 6), так и располагающиеся компактно (см. рис. 6, 7).

в) Появление и пропадание лучей – события достаточно редкие, интервал между ними – порядка часа (ср. рис. 1 и рис. 2)

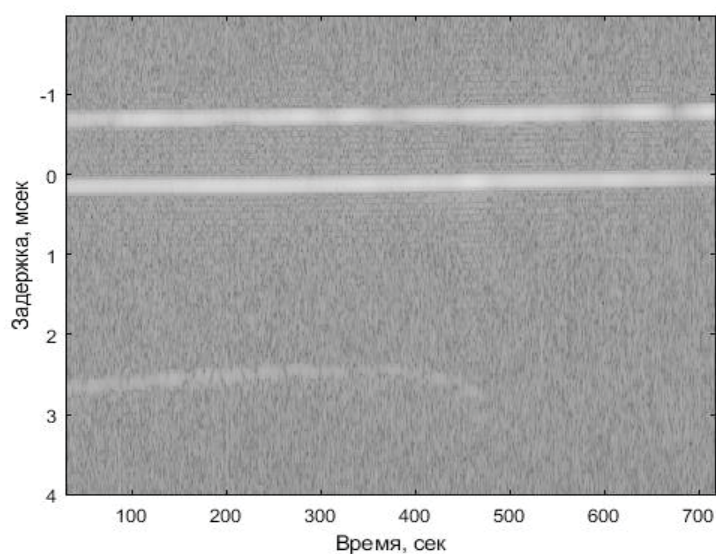


Рис. 1. Картина пропадания луча, 04 августа 13:17, Воронеж-Троицк, задержки лучей изменяются линейно.

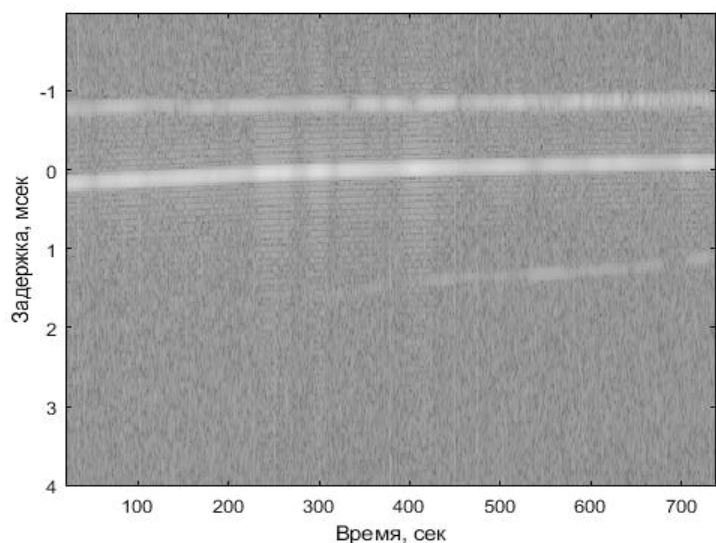


Рис. 2. Картина появления луча, 04 августа 14:17, Воронеж-Троицк.

г) Задержка лучей меняется медленно, характер этого изменения нельзя описать единой моделью – задержка может оставаться практически неизменной, меняться по линейному закону, меняться по криволинейному закону, претерпевать флуктуации.

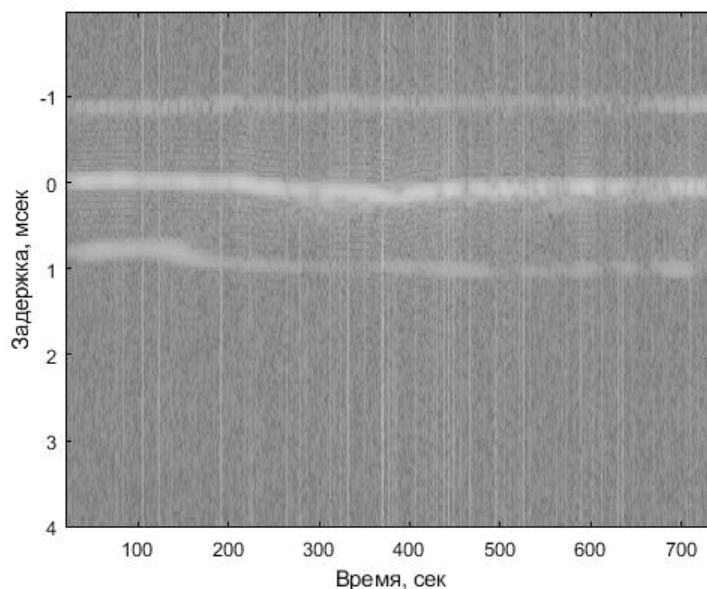


Рис. 3. Задержки лучей изменяются произвольным образом, 04 августа 14:34, Воронеж-Троицк.

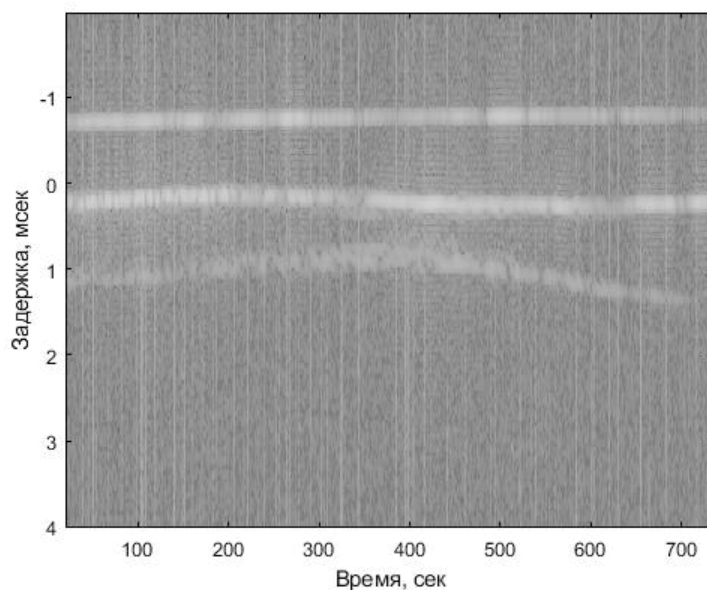


Рис. 4. Задержка 1-го луча меняется линейно, других – произвольно, 04 августа 14:47, Воронеж-Троицк.

д) Характер изменения задержки может быть разным для одного и того же луча в разные моменты времени, а может быть разным для разных лучей в одно и то же время. При этом на более длинной трассе Воронеж-Приозерск задержка тех лучей, которые расположены компактно во временной области, меняется одинаковым образом (см. рис. 6, 7)

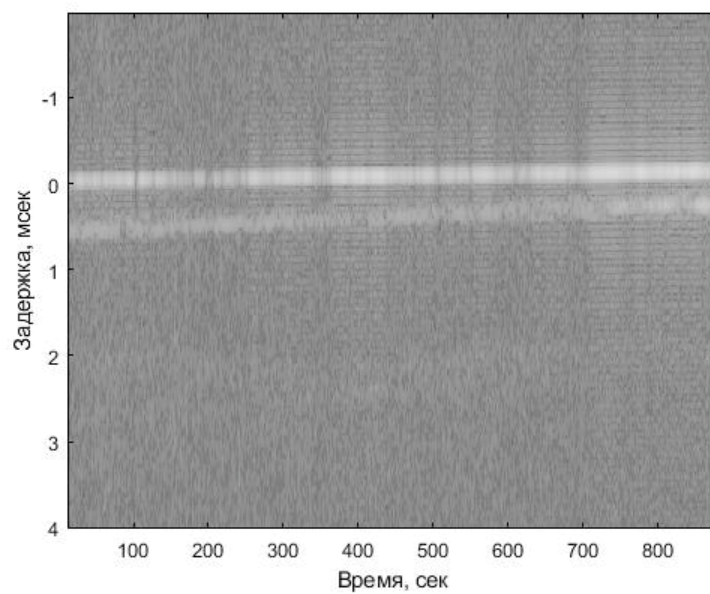


Рис. 5. Задержки лучей меняются линейно с разной скоростью, 17 ноября 13:00, Воронеж-Приозерск.

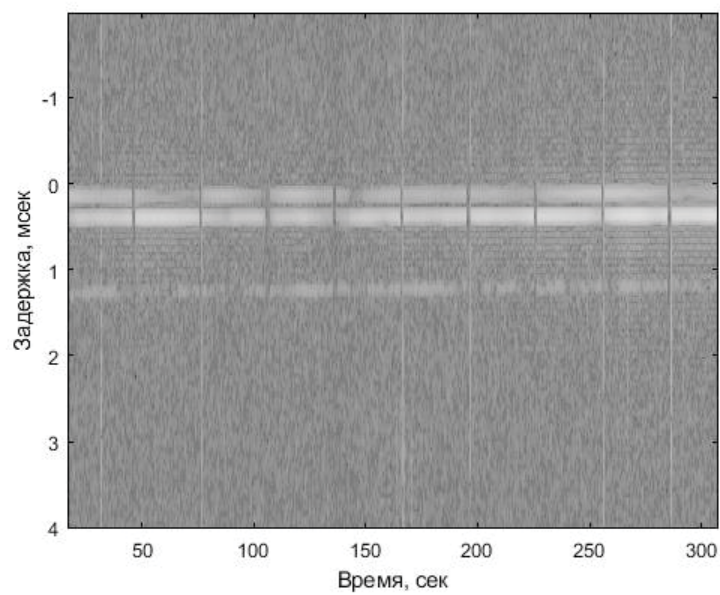


Рис. 6. Задержки двух близких лучей почти не меняются, задержка третьего (слабого) луча меняется линейно, 11 ноября 14:47, Воронеж-Приозерск.

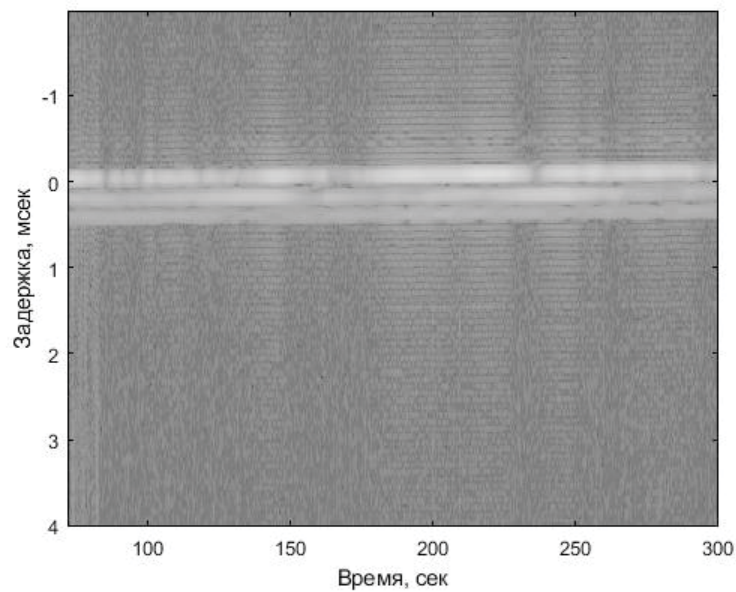


Рис. 7. Задержки близких лучей меняются одинаково линейно.
16 ноября 14:30, Воронеж-Приозерск.

е) Периодически появляются мощные импульсные помехи (рис. 3, 4).

ж) В одно и то же время один из лучей может претерпевать замираний, а другой луч их не претерпевать (рис. 2). При этом замирание луча – явление достаточно частое (периодичность явления - порядка полуминуты)

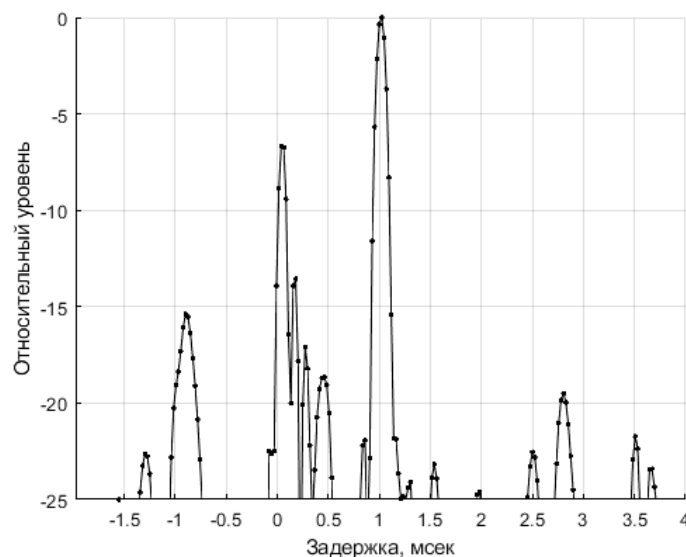


Рис. 8. Мгновенная ИХ канала. Правый луч не испытывает замираний, левый испытывает замирание, средний испытывает частичное замирание и искажение.

з) Замирания отдельных лучей для сигнала с широкой полосой носит не всегда полный, порой частичный характер: искажение формы пиков ИХ, «размытие» (рис. 3, 4) или «проседания» (рис. 5). Канал является частотно-селективным вследствие широкой полосы сигнала.

2. ПРЕДПОСЫЛКИ ПРИМЕНЕНИЯ ФИЛЬТРА КАЛМАНА ДЛЯ СЛЕЖЕНИЯ ЗА ВРЕМЕННЫМ ПОЛОЖЕНИЕМ ЛУЧЕЙ

Так как задержка лучей может меняться во времени, необходимо следить за его значением. Слежение осложняется упомянутыми выше факторами – наличием импульсных помех и замираниями лучей.

Применение алгоритма максимального правдоподобия или дискриминационных алгоритмов для слежения за задержкой [1, 2] потребует дополнительной модификации: перед каждой попыткой подстройки задержки необходимо будет принять в качестве истины одну из трех гипотез

а) в данный момент присутствует импульсная помеха, тогда текущая оценка задержки не происходит, вместо нее используется предыдущая,

б) в данный момент отсутствует импульсная помеха, но имеет место замирание луча, тогда текущая оценка задержки не происходит, вместо нее используется предыдущая,

в) в данный момент нет импульсной помехи и не имеет место замирание луча, и тогда используется алгоритм максимального правдоподобия или дискриминационный алгоритм для подстройки задержки.

Факт присутствия импульсной помехи можно установить достаточно однозначно. Например, используя алгоритм оценки мощности аддитивного шума, при котором измеряется мощность энергии, присутствующей вне основной полосы сигнала. В момент присутствия импульсной помехи значение такой оценки скачкообразно увеличивается на 10 дБ и более (рис. 9).

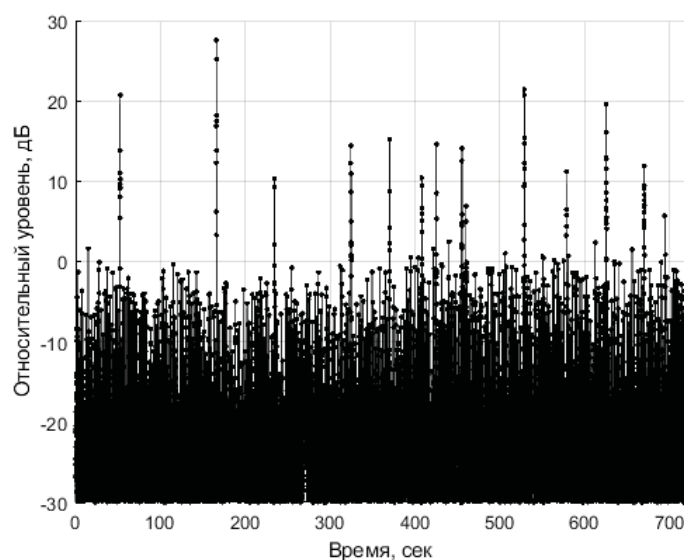


Рис. 9. Оценка мощности аддитивного шума как индикатор наличия импульсных помех.

В виду наличия частичных замираний, обусловленных широкой полосой сигнала, пик ИХ пропадает не полностью, и не всегда можно провести грань между присутствием и замиранием луча. Это требует более гибкого подхода к слежению за задержкой луча.

Такой подход может быть реализован с помощью дискретного фильтра Калмана [3, 4]. Особенностью такого фильтра Калмана является то, что для каждой итерации

формируется оценка дисперсии измеренной величины, поступающей на его вход. В зависимости от значения дисперсии изменяется степень влияния входной величины фильтра на его выходную величину.

Таким образом, слежение за задержкой лучей сигнала с широкой полосой будет представлять собой итеративную процедуру:

а) В окрестности значения задержки, полученного на предыдущей итерации, происходит оценка максимального правдоподобия текущего значения задержки или дискриминационная подстройка этой задержки. Данная оценка является предварительной.

б) Для полученной предварительной оценки задержки происходит вычисление ее дисперсии как непрерывной функции от величины амплитуды луча и как дискретной функции от факта наличия импульсной помехи.

в) Полученная предварительная оценка задержки и ее дисперсия являются входными величинами для дискретного фильтра Калмана. Значение на выходе фильтра Калмана является оценкой задержки на текущей итерации.

Таким образом выбор одной из рассмотренных ранее трёх гипотез осуществляется не явно, а путем вычисления дисперсии оценки задержки, при этом переход между гипотезами о претерпевании или непретерпевании лучом замирования становится плавным.

3. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ ФОРМАЛИЗАЦИЯ ФИЛЬТРА КАЛМАНА

Математическое выражение для расчета дисперсии входного измерения для фильтра будет иметь следующий вид:

$$V_v(j) = \begin{cases} V_{v0}/(A(j)/\sqrt{E_0}), & \text{если нет импульсной помехи} \\ V_{v0}/(A(j)/\sqrt{E_0}) + V_{IMP}, & \text{если есть импульсная помеха} \end{cases} \quad (1)$$

где $A(j)$ – значение амплитуды луча на текущей итерации; E_0 – средняя энергия луча для данной трассы, определяемая загодя; V_0 – номинальная дисперсия измерения задержки; V_{IMP} – заранее выбранная «заградительная» дисперсия, имеющая очень большое значение (например, $V_{IMP} = 1000 \cdot V_0$)

Экспериментальные измерения показывают, что текущих вычислительных мощностей вполне хватает для того, чтобы пользоваться оценкой максимального правдоподобия:

$$\begin{aligned} \Lambda(j, \tau) &= \int_{(j-1)T}^{jT} x(t)s(t - \tau)dt \\ \hat{\tau}_{предв}(j) &= \arg \max_{\tau} (\Lambda(j, \tau)) \end{aligned} \quad (2)$$

где $x(t)$ – ИХ канала, полученная на интервале времени T , соответствующем j -ой итерации, а $s(t)$ – опорный сигнал. При условии единичной энергии опорного сигнала будем иметь для $A(j)$:

$$A(j) = \Lambda(j, \hat{\tau}_{предв}(j)) \quad (3)$$

Таким образом чем глубже замирание, тем больше величина дисперсии $V_v(j)$ и тем меньшее влияние на состояние фильтра окажет входное значение $\hat{\tau}_{предв}(j)$.

Математическое моделирование с применением имитатора канала показывает, что дисперсия предварительной оценки задержки в (2) при энергии луча E_0 и при таком величине дискрета параметра τ , при котором не требуется последующее сглаживание, прежде всего обусловленной шумом квантования параметра τ . Тогда для V_{v0} имеем

$$V_{v0} \approx (0.5\Delta\tau)^2/3 \quad (4)$$

где $\Delta\tau$ – величина дискрета параметра τ в (2).

Для реализации фильтра Калмана необходимо также задать модель наблюдаемого процесса, связывающую вектор параметров текущего состояния процесса $\mathbf{x}(j)$ с предыдущим $\mathbf{x}(j-1)$ посредством матрицы эволюции $\Phi(j)$ и вектора аддитивных флуктуаций $\mathbf{w}(j-1)$:

$$\mathbf{x}(j) = \Phi(j)\mathbf{x}(j-1) + \Gamma(j-1)\mathbf{w}(j-1)$$

и модель наблюдений, связывающую измеряемые параметры $\mathbf{z}(j)$ с вектором $\mathbf{x}(j)$ посредством матрицы $\mathbf{H}(j)$ и вектора шумов измерения $\mathbf{v}(j)$:

$$\mathbf{z}(j) = \mathbf{H}(j)\mathbf{x}(j) + \mathbf{v}(j)$$

Так как в рассматриваемом случае состояние луча описывается задержкой, которая меняется медленно, а в общем характер ее изменений трудно описать полиномиальной зависимостью, целесообразно считать, что все изменения задержки луча являются флуктуациями.

$$\mathbf{x}(j) = \tau(j) = \tau(j-1) + w(j-1) \quad (5)$$

где $w(j)$ – флуктуации задержки, обусловленные процессами, протекающими в ионосфере, статистически независимые между собой, имеющие гауссовское распределение с нулевым средним и дисперсией V_w . Анализ экспериментальных данных дает следующую оценку для среднеквадратической величины флуктуаций $w(j)$

$$\sqrt{V_w} = (0.01 \dots 0.02) \text{ мсек} \quad (6)$$

Очевидно, что $\Phi(j) = 1$, $\Gamma(j) = 1$.

В силу того, что оценка задержки получается непосредственно, модель наблюдения $\mathbf{z}(j)$ примет так же простой вид

$$\mathbf{z}(j) = \hat{\tau}_{\text{предв}}(j) = \tau(j) + v(j) \quad (7)$$

где $v(j)$ – шумы измерения, статистически независимые между собой, имеющие гауссовское распределение с нулевым средним и дисперсией $V_v(j)$, значение которой получено выше. Также очевидно, что матрица $\mathbf{H}(j)$ также вырождается в единичный множитель $\mathbf{H}(j) = 1$.

С учетом выше сказанного алгоритм слежения за задержкой примет следующий вид

а) Получение на j -ой итерации входного значения для фильтра $\mathbf{z}(j) = \hat{\tau}_{\text{предв}}(j)$ согласно (2) и дисперсии $V_v(j)$ согласно (1)

б) Расчёт априорной дисперсии $V_\tau(j, j-1)$ параметров состояния для текущей итерации, используя апостериорную дисперсию $V_\tau(j-1, j-1)$ параметров состояния с предыдущей итерации:

$$V_\tau(j, j-1) = \Phi(j)V_\tau(j-1, j-1)\Phi^T(j) + \Gamma(j-1)V_w(j-1)\Gamma^T(j-1)$$

в) Расчёт коэффициента усиления фильтра Калмана для текущей итерации:

$$\mathbf{K}(j) = V_\tau(j, j-1) \cdot \mathbf{H}^T(j) \cdot (\mathbf{H}(j)V_\tau(j, j-1)\mathbf{H}^T(j) + V_v(j))^{-1}$$

г) Расчёт разностной величины, используя предыдущую оценку $\hat{x}(j-1)$ параметров $x(j-1)$ состояния процесса и текущую наблюдаемую входную величину $z(j)$

$$dz(j) = z(j) - H(j)\Phi(j)x(j-1)$$

е) Расчёт оценки $\hat{x}(j)$ параметров $x(j)$ текущего состояния процесса:

$$\hat{x}(j) = \Phi(j)x(j-1) + K(j)dz(j)$$

ж) Расчёт апостериорной дисперсии $V_\tau(j, j)$ параметров состояния для предыдущей итерации в целях использования при следующей итерации:

$$V_\tau(j, j) = (I - K(j)H(j)) \cdot V_\tau(j, j-1)$$

С учетом выбранных модели процесса (5) и модели наблюдений (7), вышеизложенный математический алгоритм примет следующий окончательный вид

$$\begin{aligned} K(j) &= 1 - \frac{V_v(j)}{V_\tau(j-1, j-1) + V_w + V_v(j)} \\ \hat{x}(j) = \hat{t}(j) &= \hat{t}(j-1) + K(j) \cdot (\hat{t}_{\text{предв}}(j) - \hat{t}(j-1)) \\ V_\tau(j, j) &= \frac{(V_\tau(j-1, j-1) + V_w) \cdot V_v(j)}{V_\tau(j-1, j-1) + V_w + V_v(j)} \end{aligned} \quad (8)$$

Таким образом, фильтр Калмана в рассматриваемой ситуации представляет собой адаптивный фильтр нижних частот, чей коэффициент усиления и ширина полосы зависят от дисперсии шумов $V_v(j)$ входных измерений $\hat{t}_{\text{предв}}(j)$. При глубоких замираниях или наличии импульсной помехи, коэффициент $K(j)$ будет стремиться к нулю, что приведет к $\hat{t}(j) \approx \hat{t}(j-1)$, т.е. состояние фильтра Калмана не изменится. При очень высокой энергии луча и отсутствии импульсных помех, коэффициент $K(j)$ будет стремиться к единице, а значит $\hat{t}(j) \approx \hat{t}_{\text{предв}}(j)$, т.е. выходное значение фильтра будет совпадать с входной оценкой максимального правдоподобия. При промежуточных же ситуациях будет происходить линейное взвешивание оценки максимального правдоподобия $\hat{t}_{\text{предв}}(j)$ и оценки задержки $\hat{t}(j-1)$, полученной на предыдущей итерации. Таким образом, представленный алгоритм является обобщением алгоритма максимального правдоподобия.

Для получения начальных значений $\tau(0)$ и $V_\tau(0,0)$, проводится процедура обнаружения луча используя классические алгоритмы обнаружения [1, 5, 6], при необходимости можно прибегнуть к некогерентным накоплениям для обнаружения сигнала, претерпевающего замирания:

$$\begin{aligned} \Lambda(\tau) &= \sum_{n=1}^N \left| \int_{(n-1)T}^{nT} x(t)s(t-\tau)dt \right| \\ \tau(0) &= \arg \max_{\tau} (\Lambda(\tau)) \end{aligned}$$

а в качестве $V_\tau(0,0)$ принять V_{v0} из (4).

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотренный способ позволяет эффективно следить за задержками широкополосного сигнала с учетом особенностей его распространения в многолучевом ионосферном канале связи. Более того, такое слежение позволяет в перспективе компактно описывать состояние канала связи в терминах задержка-амплитуда лучей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Куликов Е.И., Трифонов А.П., Оценка параметров сигналов на фоне помех. Москва: Советское радио, 1978 – 296 с.
2. Kaplan E.D., Understanding GPS: Principles and Application, Boston, London: Artech house, 2005 – 703 p.
3. Сэйдж Э., Мелс Д., Теория оценивания и её применение в связи и управлении. Москва: Связь, 1976 – 496 с.
4. Mohinder S. Grewal, Angus P. Andrews, Kalman filtering: theory and practice. USA: John Wiley and Sons, 2001 – 401 p.
5. Тихонов В. И., Статистическая радиотехника 2-изд. Москва: Радио и связь, 1982 – 624 с.
6. Акимов П.С., Бакут П.А., Богданович В.А., Теория обнаружения сигналов. Москва: Радио и связь, 1984 – 285 с.

REFERENCES

1. Kulikov, E. I., Trifonov A. P., Evaluation of signal parameters against interference. M.: Soviet Radio, 1978. – 264 p.
2. Kaplan E. D., Understanding GPS: Principles and Application, Boston, London: Artech house, 2005 – 703 p.
3. Sage, A. P., Melse J. L., Estimation Theory with Application to Communication and Control. M.: Svyaz, 1976 – 496 p.
4. Mohinder S. Grewal, Angus P. Andrews, Kalman filtering: theory and practice. USA: John Wiley and Sons, 2001 – 401 p.
5. Tihonov V. I., Statistical radio engineering, 2nd edition. M.: Radio i Svyz, 1982 – 624 p.
6. Akimov P. S., Bakut P. A., Bogdanovich V. A., Signal detection theory. M.: Radio i Svyz, 1984 – 285 p.

СЛЕЖЕНИЕ ЗА СОСТОЯНИЕМ ДЕКАМЕТРОВОГО КАНАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПИЛОТНОГО OFDM СИГНАЛА И КАНАЛА ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

В. Ю. Дорошенко¹, И. М. Кириллов², Р. В. Титов¹

¹Воронежский государственный университет, Воронеж, Россия

²Московский физико-технический институт, Долгопрудный, Россия

Аннотация. Рассмотрены особенности алгоритма слежения за состоянием декаметрового канала при передаче OFDM сигнала с пилотными символами. Показана целесообразность применения фильтра Калмана для получения высокой точности прогнозирования состояния канала. Рассмотрен алгоритм сжатия информации о канале для её доставки на передающую сторону по каналу обратной связи в целях SISO и MIMO прекодирования.

Ключевые слова: ионосферная связь, декаметровый диапазон, многоантенная система связи, многолучевое распространение, оценка канала, фильтр Калмана, обратный канал, сжатие информации.

HIGH FREQUENCY COMMUNICATION CHANNEL STATE TRACKING USING PILOT OFDM SIGNAL AND REVERSE FEEDBACK CHANNEL

V. Yu. Doroshenko¹, I. M. Kirillov², R. V. Titov¹

¹Voronezh State University, Voronezh, Russia

²Moscow Institute of Physics and Technology, Dolgoprudny, Russia

Abstract. The features of high frequency (HF) communication channel state monitoring and tracking via the OFDM signal with pilots are considered. The expediency of Kalman filter usage to obtain the high prediction accuracy of the channel state is shown. The algorithm of channel state information (CSI) compression for its delivery via reverse feedback channel to the transmitting side for SISO/MIMO precoding purposes is considered.

Keywords: ionospheric communication, wideband high frequency, MIMO, multipath propagation, channel estimation, Kalman filter, reverse channel, information compression.

1. ПРЕДПОСЫЛКИ ПРИМЕНЕНИЯ ФИЛЬТРА КАЛМАНА ДЛЯ СЛЕЖЕНИЯ ЗА КОМПЛЕКСНОЙ АМПЛИТУДОЙ ЛУЧЕЙ

В высокоскоростной системе ионосферной связи в декаметровом (ДКМВ) диапазоне при обработке принимаемого широкополосного OFDM сигнала для корректного выравнивания канала и демодуляции QAM, необходимо иметь максимально точную оценку передаточной функции канала (ПФК), то есть совокупность оценок комплексных коэффициентов передачи подканалов, образованных на соответствующих поднесущих OFDM. В то же время импульсная характеристика канала (ИХК) $x(t)$ связана с ПФК обратным преобразованием Фурье, и, как показывают эксперименты, ИХК представляет собой сумму лучей, каждый из которых во временной области имеет форму, близкую к $\text{sinc}()$. Следовательно, состояние канала можно охарактеризовать задержками и комплексными амплитудами этих лучей, число которых в экспериментах составляло от одного до трёх.

При передаче сигнала оценка ПФК осуществляется с помощью пилотных сигналов, которые должны или прерываться во времени, или передаваться не на всех поднесущих. Анализ передачи широкополосного OFDM сигнала полосой 12 кГц (256 поднесущих), показывает, что в один и тот же момент времени значения передаточной функции канала на соседних поднесущих слабо коррелированы.

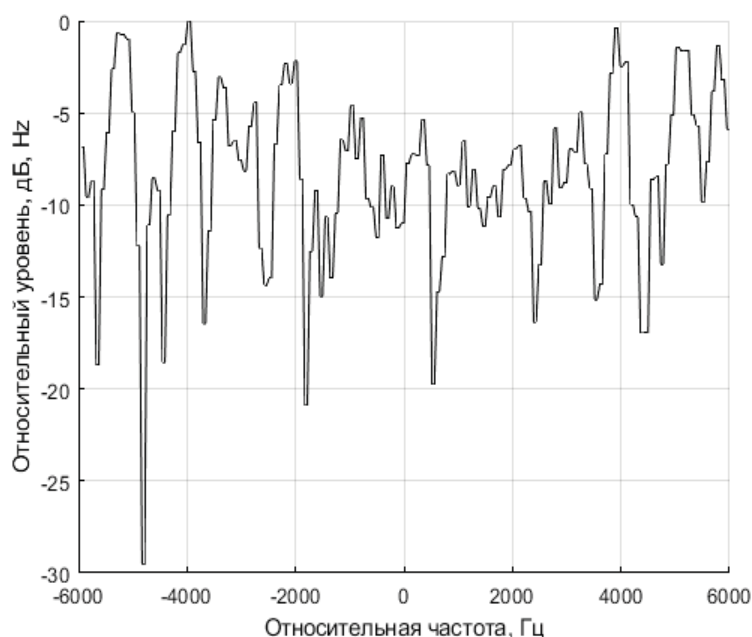


Рис. 1. Передаточная функция канала, 04 августа 14:47, Воронеж-Троицк)

Следовательно, для корректного получения импульсной характеристики для j -ого интервала необходимо иметь значения передаточной функции для всех частотных поднесущих на данном интервале. Это означает, что организация пилотных сигналов должна быть блочной (“Block-type pilot arrangement”, [1]). При такой организации невозможно непрерывное слежение за лучами, однако алгоритмы прекодирования и декодирования OFDM сигналов требуют непрерывного знания передаточной функции, а значит и непрерывного знания импульсной характеристики.

Для нужд прекодирования, когда надо знать оценку импульсной характеристики на передающей стороне еще до начала передачи данных, необходим эффективный алгоритм предсказания поведения ИХК. И если с учетом медленных изменений задержки луча можно просто её можно считать неизменной с момента последней полученной оценки, то поведение более быстро меняющейся комплексной амплитуды необходимо предсказывать.

Таким эффективным алгоритмом предсказания является фильтр Калмана, позволяющий оценивать не только наблюдаемую величину, но и её производные.

2. ФИЛЬТР КАЛМАНА ДЛЯ КОМПЛЕКСНОЙ АМПЛИТУДА ЛУЧА

На j -м интервале времени каждый луч помимо задержки $\tau(j)$ будет характеризоваться вектором

$$\mathbf{A}(j) = [A(j), A_1(j)]^T \quad (1)$$

где $A(j)$ – комплексная амплитуда луча, а $A_1(j)$ – его первая производная, производные высших порядков полагаются равными нулю. Учитывая очевидные соотношения $A(j) = A(j-1) + A_1(j-1) \cdot dT$, где dT – интервал времени между измерениями (наблюдениями), для модели процесса $\mathbf{A}(j)$ будем иметь

$$\begin{aligned} \mathbf{A}(j) &= \Phi(j)\mathbf{A}(j-1) + \Gamma(j-1)\mathbf{w}(j-1) \\ \Phi(j) &= \begin{pmatrix} 1 & dT \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \end{aligned}$$

где $\mathbf{w}(j)$ – вектор флуктуаций, имеющий гауссовское распределение, статистически независимые во времени, с нулевым средним и корреляционной матрицей $\mathbf{V}_w(j)$.

Так как в рассматриваемом случае измерению (наблюдению) подлежат только сами комплексные амплитуды, без производных, модель наблюдений принимает вид

$$\begin{aligned} z(j) &= \hat{A}(j) = \mathbf{H}(j)\mathbf{A}(j) + v(j) \\ \mathbf{H}(j) &= [1, 0, 0 \dots 0] \end{aligned} \quad (2)$$

где $v(j)$ – шум измерения $\hat{A}(j)$ величины $A(j)$, который имеет гауссовское распределение с нулевым средним и дисперсией $V_v(j)$. Следовательно, практический интерес представляют не по отдельности элементы вектора флуктуаций $\mathbf{w}(j)$, а их совокупное влияние на единственный наблюдаемый элемент вектора $\mathbf{A}(j)$, и можно принять, что все элементы вектора $\mathbf{w}(j)$, кроме одного, являются нулевыми, а матрицу $\Gamma(j)$ можно принять единичной. Корреляционная матрица $\mathbf{V}_w(j)$ также будет иметь единственный ненулевой элемент. Если предположить, что ненулевым является первый элемент $\mathbf{w}(j)$, тогда шум измерений и флуктуации процесса одинаковым образом входят в измеряемую величину $\hat{A}(j)$ и по отдельности их дисперсии на практике не оценить. Тогда в качестве ненулевого элемента вектора $\mathbf{w}(j)$ нужно принять флуктуацию производной. Имеем следующую уточненную модель процесса

$$\begin{aligned} \mathbf{A}(j) &= \Phi(j)\mathbf{A}(j-1) + \mathbf{w}(j-1) \\ \mathbf{A}(j) &= [A(j), A_1(j)]^T \\ \Phi(j) &= \begin{pmatrix} 1 & dT \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \\ \mathbf{w}(j) &= [0, w(j)]^T \\ \mathbf{V}_w(j) &= \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & V_w(j) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3)$$

Для выбранных моделей прежде всего интересны зависимости $V_w(j)$ и $V_v(j)$ от параметров приема и параметров передаваемого сигнала. Установлены такие зависимости могут быть с помощью имитатора канала, разработанного для отладки алгоритмов приема-передачи OFDM сигналов в ДКМВ диапазоне. Сначала в имитаторе канала устанавливается один луч с неизменяющимися во времени характеристиками, и при этом получается следующая зависимость:

$$V_v(j, \sigma_n^2, N_{sc}) = \frac{\sigma_n^2}{2 \cdot N_{sc} \cdot 10^{-2/10}} \quad (4)$$

где σ_n^2 – дисперсия аддитивного шума, N_{sc} – число поднесущих, равное числу отсчетов ИХК. Далее имея зависимость для $V_v(j, \sigma_n^2, N_{sc})$, уже получается зависимость $V_w(j)$ от параметров канала:

$$V_w(j, s_f, dT) = \frac{1}{dT^2} \cdot 10^{2 \cdot (0.48 + 0.83 \cdot s_f - 0.016 \cdot s_f^2) / 10} \quad (5)$$

где $s_f = 10 \cdot \log_{10}(\sigma_f^2)$, где σ_f – величина доплеровского рассеяния луча, и выражение (5) применимо для величин dT порядка 100...300 мсек.

С учетом выбранных модели наблюдений и модели процесса получим следующую формализацию фильтра Калмана:

а) Получение на j -ой итерации входного значения для фильтра $\mathbf{z}(j) = \hat{\mathbf{A}}(j)$ (от алгоритма слежения за задержкой) и дисперсии $V_v(j)$ согласно (4);

б) Расчёт априорной дисперсии $V_A(j, j-1)$ параметров состояния для текущей итерации, используя апостериорную дисперсию $V_A(j-1, j-1)$ параметров состояния с предыдущей итерации:

$$V_A(j, j-1) = \Phi(j) V_A(j-1, j-1) \Phi^T(j) + V_w(j-1) \quad (6)$$

где $V_w(j-1)$ рассчитывается исходя из (3) и (5)

в) Расчёт коэффициента усиления фильтра Калмана для текущей итерации:

$$K(j) = \frac{V_{1A}(j, j-1) \cdot \mathbf{H}^T(j)}{V_{1A}^1(j, j-1) + V_v(j)} \quad (7)$$

где $V_{1A}^1(j, j-1)$ – верхний левый элемент матрицы $V_A(j, j-1)$;

г) Расчёт разностной величины, используя предыдущую оценку $\hat{\hat{\mathbf{A}}}(j-1)$ параметров $\mathbf{A}(j-1)$ состояния процесса и текущую наблюдаемую входную величину $\mathbf{z}(j) = \hat{\mathbf{A}}(j)$;

$$dA(j) = \hat{\mathbf{A}}(j) - \left(\Phi(j) \hat{\hat{\mathbf{A}}}(j-1) \right)_1 \quad (8)$$

где $\left(\Phi(j) \hat{\hat{\mathbf{A}}}(j-1) \right)_1$ – первый элемент вектора, полученного в результате перемножения $\Phi(j) \cdot \hat{\hat{\mathbf{A}}}(j-1)$;

е) Расчёт оценки $\hat{\hat{\mathbf{A}}}(j)$ параметров $\mathbf{A}(j)$ текущего состояния процесса:

$$\hat{\hat{\mathbf{A}}}(j) = \Phi(j) \hat{\hat{\mathbf{A}}}(j-1) + K(j) dA(j) \quad (9)$$

ж) Расчёт апостериорной дисперсии $V_A(j, j)$ параметров состояния для предыдущей итерации в целях использования при следующей итерации:

$$V_A(j, j) = (\mathbf{I} - K(j) \mathbf{H}(j)) \cdot V_A(j, j-1) \quad (10)$$

Начальное значение вектора состояния выбирается $\hat{\mathbf{A}}(0) = [A(0), 0]^T$, где $A(0)$ – значение комплексной амплитуды, полученное в процессе обнаружения луча с использованием классических алгоритмов обнаружения [2, 3, 4].

В целях ускорения сходимости фильтра Калмана целесообразно задавать диагональные элементы $\mathbf{V}_A(0,0)$ значительно больше дисперсии шумов измерений $V_v(j)$, с поправкой на $1/dT$ для второго диагонального элемента.

3. АЛГОРИТМЫ СЖАТИЯ ИНФОРМАЦИИ ДЛЯ ОБРАТНОГО КАНАЛА

Зная оценку вектора состояния $\hat{\mathbf{A}}(j)$ для каждого луча, можно предсказать поведение ИХК и ПФК в будущем и использовать эту информацию в целях прекодирования на передающей стороне. Особенности передачи этой информации на передающую сторону заключаются в противоречии необходимости очень быстрой передачи вследствие быстрого устаревания данной информации и низкой скорости обратного канала. Для разрешения данного противоречия необходимы алгоритмы сжатия информации.

Такие алгоритмы прежде всего востребованы при большом числе приемных и передающих антенн, например, в конфигурации ММО 4x8. При такой конфигурации при трёх физических лучах для описания состояния канала всего потребуется 192 комплексных числа (а также дополнительно три задержки).

Идея сжатия производной (второго элемента вектора $\hat{\mathbf{A}}(j)$) заключается в следующем. Вариационный ряд для действительной и мнимой частей производной имеет вид, близкий к функции арксинуса, следовательно, взятие синуса от нормированных на максимум действительной и мнимой частей производной приведет к равномерно распределенным на $[-1,1]$ величинам. Данные величины далее можно равномерно квантовать с необходимой двоичной разрядностью. Так как и действительная, и мнимая части производной имеют одинаковый и симметричный вариационный ряд, для нормировки потребуется одно действительное число.

Таким образом, для ММО 4x8 при трёх лучах для описания 96 комплексных производных достаточно будет 192 целочисленных и одной действительной величины. Так как 192 действительных значений, получаемых из 96 комплексных, вполне достаточно для построения отдельно взятого вариационного ряда, максимум, на который он будет нормироваться, можно взять непосредственного из этого же ряда.

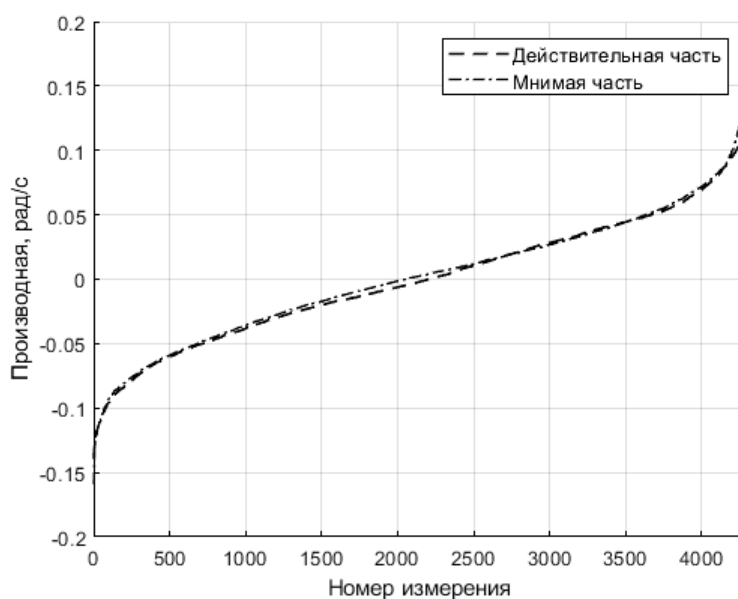


Рис. 2. Вариационный ряд для производной при фиксированном доплеровском рассеянии лучей.

Формально для рассматриваемого случая ММО 4х8 при трёх лучах процедуру квантования производной комплексной амплитуды можно представить следующим образом:

$$\begin{aligned} MS &= \max(|Sre(k)|, |Sim(k)|), k = 1 \dots 96, \\ Sreq(k) &= Q_-(\sin(\pi/2 \cdot Sre(k)/MS)), \\ Simq(k) &= Q_-(\sin(\pi/2 \cdot Sim(k)/MS)). \end{aligned} \quad (11)$$

где *Sre*, *Sim* — действительная и мнимая части производной, $Q_-()$ — процедура квантования числа, заведомо лежащего в диапазоне $[-1, 1]$.

Сжатие комплексной амплитуды (первого элемента вектора $\hat{\hat{A}}(j)$) состоит в переходе к отдельному рассмотрению фазы и действительной амплитуды. Фаза, естественным образом ограниченная на интервале $[0, 2\pi]$, подлежит сразу равномерному квантованию с необходимой двоичной разрядностью. Что касается амплитуды, то для все 96 действительных амплитуд сначала нормируются на максимум, выбранный среди них же, затем приравняются нулю все нормированные амплитуды, меньше наперед заданного уровня (например, одной десятой, т.е. -20 дБ), от оставшихся ненулевых действительных амплитуд вычисляется десятичный логарифм, который подлежит равномерному квантованию с необходимой двоичной разрядностью.

Таким образом, для ММО 4х8 при трёх лучах для описания 96 комплексных амплитуд достаточно будет 192 целочисленных и одной действительной величины.

Формально для рассматриваемого случая ММО 4х8 при трёх лучах процедуру квантования действительной амплитуды можно представить следующим образом:

$$\begin{aligned}
 MA &= \max(A(k)), k = 1 \dots 96, \\
 An(k) &= \begin{cases} \frac{A(k)}{MA}, & \text{если } \frac{A(k)}{MA} \geq 0.1 \\ 0, & \text{иначе} \end{cases} \\
 Aq(k) &= Q_+ \left(1 + \log_{10}(An(k)) \right).
 \end{aligned} \tag{12}$$

где A – действительная амплитуда, An – нормированная амплитуда, $Q_+(\cdot)$ – процедура квантования числа, заведомо лежащего в диапазоне $[0,1]$.

Таким образом 192 комплексных величины можно реорганизовать в 384 целочисленных, добавив дополнительно два действительных числа.

Вопрос о том, с какой разрядностью осуществлять квантование, решается исходя из следующих соображений. При медленно меняющемся канале погрешность прогноза канальных матриц на основе прогноза ПФК, усредненная по поднесущим, не должна быть хуже наперед заданного значения при квантовании, например, не хуже – 20дБ. При быстро меняющемся канале такая погрешность в случай квантования практически не должна отличаться от погрешности при отсутствии квантования.

Анализ с помощью имитатора канала, разработанного для отладки алгоритмов приема-передачи OFDM сигналов в ДКМВ диапазоне, были установлены следующие разрядности:

- 5 бит для квантования амплитуды
- 6 бит для квантования фазы
- по 4 бита на действительную и мнимую части производной

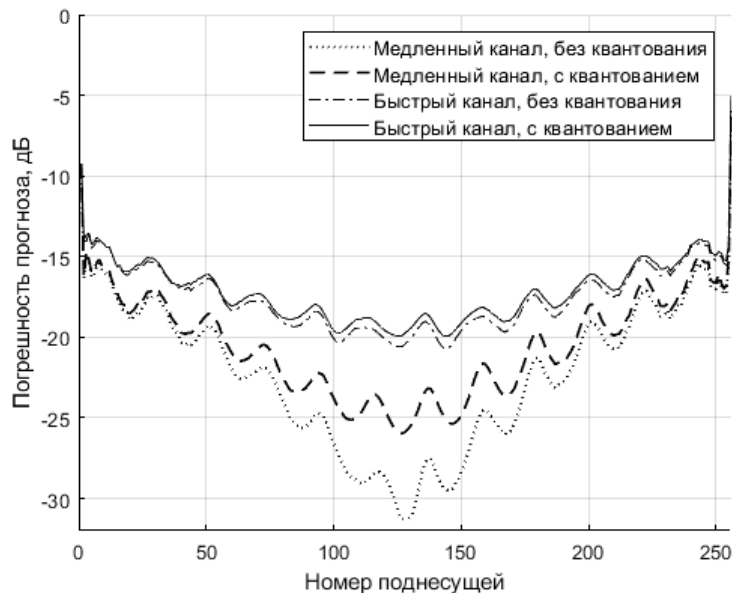


Рис. 3. Относительная погрешность прогноза канальной матрицы при выбранных разрядностях

Таким образом, если считать, что комплексное число стандартной точности занимает 64 бита, то предложенный алгоритм позволяет сжать 128 бит до 19. При этом дополнительная информация в виде всего двух действительных чисел в масштабах ММО 4x8 при трёх лучах является практически несущественной.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Слежение за комплексной амплитудой луча с помощью калмановской фильтрации и получаемые в ходе этого оценки производной позволяют на передающей стороне предсказывать по ним поведение комплексной амплитуды в будущем, и, следовательно, предсказывать и поведение ПФК, и реализовывать на основе предсказанной ПФК прекодирование передаваемого сигнала.

При этом информацию, передаваемую по каналу обратной связи, можно эффективно сжимать, снижая требования к его пропускной способности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Yong S.C., Jaekwon K., Won Young Y. и Chung G. K. MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB. Singapore: John Wiley and Sons (Asia), 2010 – 439 p.
2. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. Москва: Советское радио, 1978 – 296 с.
3. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника 2-изд. Москва: Радио и связь, 1982 – 624 с.
4. Акимов П.С., Бакут П.А., Богданович В.А. Теория обнаружения сигналов. Москва: Радио и связь, 1984 – 285 с.

REFERENCES

1. Yong S.C., Jaekwon K., Won Young Y. и Chung G. K. MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB. Singapore: John Wiley and Sons (Asia), 2010 – 439 p.
2. Kulikov, E. I., Trifonov A. P., Evaluation of signal parameters against interference. M.: Soviet Radio, 1978. – 264 p.
3. Tihonov V. I., Statistical radio engineering, 2nd edition. M.: Radio i Svyz, 1982 – 624 p.
4. Akimov P.S., Bakut P.A., Bogdanovich V.A., Signal detection theory. M.: Radio i Svyz, 1984 – 285 p.

СЛОЖНАЯ ДИНАМИКА ГЕНЕРАТОРА ВАН ДЕР ПОЛЯ С ДОПОЛНИТЕЛЬНЫМ КОЛЕБАТЕЛЬНЫМ КОНТУРОМ

М. И. Балакин, А. А. Тучин, В.Б. Байбурин¹

¹Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю.А., Саратов

Аннотация. Исследование связанных автоколебательных систем представляется важным как с теоретической, так и с практической точки зрения. Целью данной работы является решение задачи об идентификации колебательных режимов в системе связанных генераторов Ван дер Поля с дополнительным колебательным контуром и выявления границ областей их существования в пространстве управляющих параметров. Задача решается с использованием собственного программного обеспечения.

Ключевые слова: колебательные системы, автоколебания, мультистабильность, программное обеспечение.

SIMULATION OF A SYSTEM OF TWO VAN DER POL GENERATORS WITH AN ADDITIONAL OSCILLATORY CIRCUIT

M. I. Balakin, A.A. Tuchin, B. V. Baiburin ¹

¹Yuri Gagarin State Technical University of Saratov, Saratov

Abstract. The study of coupled self-oscillatory systems is important both from a theoretical and practical point of view. The goal of this work is to solve the problem of identifying oscillatory regimes in a system of coupled van der Pol generators with an additional oscillatory circuit and to identify the boundaries of their regions of existence in the space of control parameters. The problem is being solved using own software.

Keywords: oscillatory systems, self-oscillations, multi-stability, software.

1. ВВЕДЕНИЕ

Внимание исследователей в области теории колебаний и нелинейной динамики привлекают ансамбли взаимодействующих колебательных систем [1-4]. Это объясняется тем, что результаты, полученные при исследовании таких систем, во-первых, дополняют теорию синхронизации автоколебаний, а во-вторых, могут иметь приложения в различных областях науки и техники. В частности, такие системы могут использоваться в качестве центрального генератора ритма при разработке робототехнических комплексов, а также в области СВЧ-электроники [3-4]. Основное внимание при исследовании связанных систем уделяется не свойствам отдельной системы, а способу организации связи между ними, поскольку он играет ключевую роль в формировании динамических режимов.

Данная работа направлена на исследование системы связанных генераторов Ван дер Поля с дополнительным колебательным контуром. Известно, что в таком генераторе реализуется режим бистабильности: реализуются два колебательных режима с различным соотношением фаз [1]. Во взаимодействующих системах можно ожидать реализации большего количества колебательных режимов с различным соотношением фаз.

2. СИСТЕМА ГЕНЕРАТОРОВ ВАН ДЕР ПОЛЯ С ДОПОЛНИТЕЛЬНЫМ КОЛЕБАТЕЛЬНЫМ КОНТУРОМ

В рамках данной работы решена задача идентификации колебательных режимов и выявления границ областей их существования в пространстве управляющих параметров. В качестве управляющих параметров выступают отстройка по частоте второго генератора от первого, а также величина коэффициента связи между ними. Показано, что в исследуемой системе при определенной комбинации параметров реализуются четыре колебательных периодических режима, определены границы областей существования каждого из них (рисунок 1).

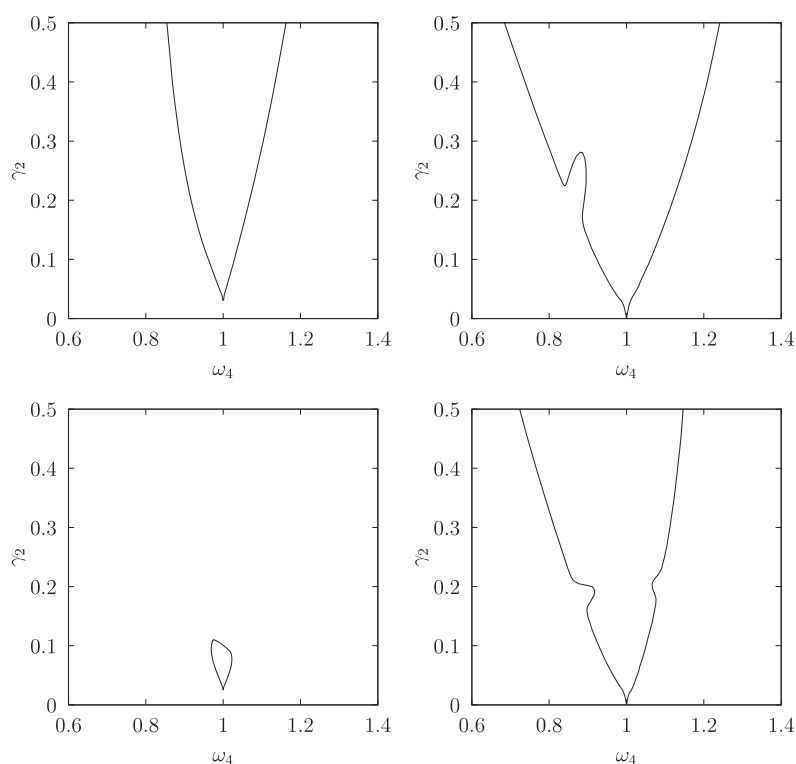


Рис. 1. Границы областей существования колебательных периодических режимов.

Для решения поставленной задачи было разработано программное обеспечение на языке программирования C++ с использованием фреймворка Qt. Программное обеспечение состоит из двух функциональных модулей. Первый модуль позволяет в автоматическом режиме осуществлять поиск периодических колебательных режимов, получать информацию о соотношении фаз между колебаниями парциальных систем. Второй модуль позволяет устанавливать значения начальных условий, осуществлять непрерывное интегрирование и наблюдение проекций фазовых траекторий в нескольких плоскостях при вариации начальных условий.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе проведено исследование динамики системы осциллятора Ван дер Поля с дополнительным колебательным контуром. Выявлено явление мультистабильности в системе, проведены исследования границ областей существования каждого из

колебательных режимов. Представлено программное обеспечение для моделирования нелинейных эффектов взаимодействия в исследуемых системах. В дальнейшем планируется рассмотрение модели системы с учётом временного запаздывания.

ЛИТЕРАТУРА

1. Astakhov S.V., Astakhov O.V., Astakhov V.V., Kurths J. Bifurcational mechanism of multistability formation and frequency entrainment in a Van der Pol oscillator with an additional oscillatory circuit // *International Journal of Bifurcation and Chaos*. 2016. Vol. 26. -Pp. 1650124.
2. Astakhov O. V., Kurths J., Astakhov S. V., Krakhovskaya N.S., Astakhov V.V. The emergence of multistability and chaos in a two-mode van der Pol generator versus different connection types of linear oscillators // *Chaos (Woodbury, N.Y.)*. 2018. Vol. 28, No 6. – Pp. 063118.
3. Adilova A. B., Ryskin N. M., Balakin, M. I., Gerasimova. S. A. Bifurcation analysis of multistability of synchronous states in the system of two delay-coupled oscillators. *chaos (Woodbury, N.Y.)*. 2021. Vol. 31, No 11. – Pp. 113103.
4. Balakin, M. I., Ryskin N. M. Balakin, M. I. Multistability and Complex Oscillatory Regimes in a Microwave Generator with Delayed Reflection from the Load // *Technical Physics Letters*. 2019. Vol. 45, No 3. – Pp. 278-280.

REFERENCES

1. Astakhov S.V., Astakhov O.V., Astakhov V.V., Kurths J. Bifurcational mechanism of multistability formation and frequency entrainment in a Van der Pol oscillator with an additional oscillatory circuit // *International Journal of Bifurcation and Chaos*. 2016. Vol. 26. -Pp. 1650124.
2. Astakhov O. V., Kurths J., Astakhov S. V., Krakhovskaya N.S., Astakhov V.V. The emergence of multistability and chaos in a two-mode van der Pol generator versus different connection types of linear oscillators // *Chaos (Woodbury, N.Y.)*. 2018. Vol. 28, No 6. – Pp. 063118.
3. Adilova A. B., Ryskin N. M., Balakin, M. I., Gerasimova. S. A. Bifurcation analysis of multistability of synchronous states in the system of two delay-coupled oscillators. *chaos (Woodbury, N.Y.)*. 2021. Vol. 31, No 11. – Pp. 113103.
4. Balakin, M. I., Ryskin N. M. Balakin, M. I. Multistability and Complex Oscillatory Regimes in a Microwave Generator with Delayed Reflection from the Load // *Technical Physics Letters*. 2019. Vol. 45, No 3. – Pp. 278-280.

СПОСОБ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО РАЗМЕЩЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ РЕТРАНСЛЯТОРОВ ПОЛЕЗНЫХ СООБЩЕНИЙ НА ОСНОВЕ СТОХАСТИЧЕСКИХ АЛГОРИТМОВ

И.Л. Жбанов¹, В.В. Севидов²

¹Военная академия войсковой противовоздушной обороны им. Маршала Советского Союза
А.М. Василевского, Смоленск, Россия

²Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В данной статье предложен новый автоматизированный алгоритм размещения мобильных средств ретрансляции в интересах восстановления провалов в едином информационном поле, вызванным рельефом местности. В качестве исходных данных предложено использование цифровых карт местности, для размещения мобильных ретрансляторов. Показаны результаты имитационного моделирования по формированию трехмерной, интегральной зоны связи. Предложены критерии оценки эффективности предлагаемого способа.

Ключевые слова: интегральная зона связи, мобильные средства ретрансляции.

AUTOMATED PLACEMENT METHOD UNMANNED REPEATERS OF USEFUL MESSAGES BASED ON STOCHASTIC ALGORITHMS

I.L. Zhbanov¹, V.V. Sevidov²

¹Military Academy of Military Air Defense named after Marshal of the Soviet Union A.M. Vasilevsky, Smolensk, Russia

²Military Academy of telecommunications named after Marshal of the Soviet Union S.M. Budyonny, Saint Petersburg, Russia

Abstract. This article proposes a new automated algorithm for the placement of mobile means of retransmission in the interests of restoring failures in a single information field caused by the terrain. The use of digital maps of the area for the placement of mobile repeaters is proposed as the initial data. The results of simulation modeling on the formation of a three-dimensional, integral communication zone are shown. Criteria for evaluating the effectiveness of the proposed method are proposed.

Keywords: integrated communication zone, mobile means of retransmission.

1. ВВЕДЕНИЕ

На сегодняшний день существует множество подходов [1–5] по решению оптимизационных задач, направленных на взаимное размещение объектов на некотором относительно непрерывном или дискретном пространстве возможных решений, основанных на различных подходах, в условиях априорно известной информации о месте расположения абонентов приема и передачи сообщений.

Во всех случаях эффективность оптимального решения будет зависеть от начальных, известных условий (количество наземных средств связи, требования к устойчивой передаче данных и т.д. их ТТХ, местности и т.д.).

В тоже время, в данных работах не учтена реализация потенциальных возможностей, при применении многофункциональных, мобильных средств ретрансляции полезных сообщений, способных изменять свое положения в пространстве (по высоте, дальности и азимуту). В настоящее время рядом

отечественных и зарубежных предприятий ведутся разработки многофункциональных бортовых системы, для комплексов беспилотной летательной авиации, которые нашли свое отражение при создании мобильных средств информатизации (МСИ) (контроля воздушного пространства, ретрансляции и т.д) (рисунок 1).



Рис. 1. Современные мобильные информационные системы сбора, обработки и передачи информации на БПЛА.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Однако внедрение мобильных средств ретрансляции требует соответствующее развитие автоматизированных систем поддержки и принятия решений (СППР). Которые должны быть направлены на решение основных задач по их размещению и управлению в пространстве.

В данной статье, предложен алгоритм решения оптимизационной задачи взаимного размещения МСИ, в интересах СППР, направленной на восстановление интегральной зоны связи, утрата которой вызвана провалами формируемыми рельефом местности, на основе применения МСИ и цифровых карт местности (ЦКМ).

При этом, целью решения данной задачи является определение координат МСИ в воздушном пространстве, с ограничением времени отводимого на принятие решения по их размещению.

3. ОПИСАНИЕ РАЗРАБОТАННОГО РЕШЕНИЯ

Рассмотрим основные этапы его работы в интересах пояснения сущности решаемых им задач. В начале, стоит определиться с исходной информацией, имеющейся у СППР (или лица принимающего решение), а именно:

$Z(L; P)$ – трехмерная, цифровая карта местности (ЦКМ), где L – длина и P – ширина ЦКМ (измеряемые в ячейках, размерность которых определена должностным уровнем лица принимающего решение, в зависимости от масштаба карты) (рисунок 3);

N_l – количество наземных средств связи, формирующих интегральную зону связи;

$x_l; y_l; z_l$ – координаты наземных средств связи, размещенных на местности;

V_M – объем зоны связи МСИ (упрощенно представлен в виде сферы, размер которой определяется дальностью передачи данных) (рисунок 4);

$x_{PU}; y_{PU}; z_{PU}$ – координаты пункта управления МСИ;

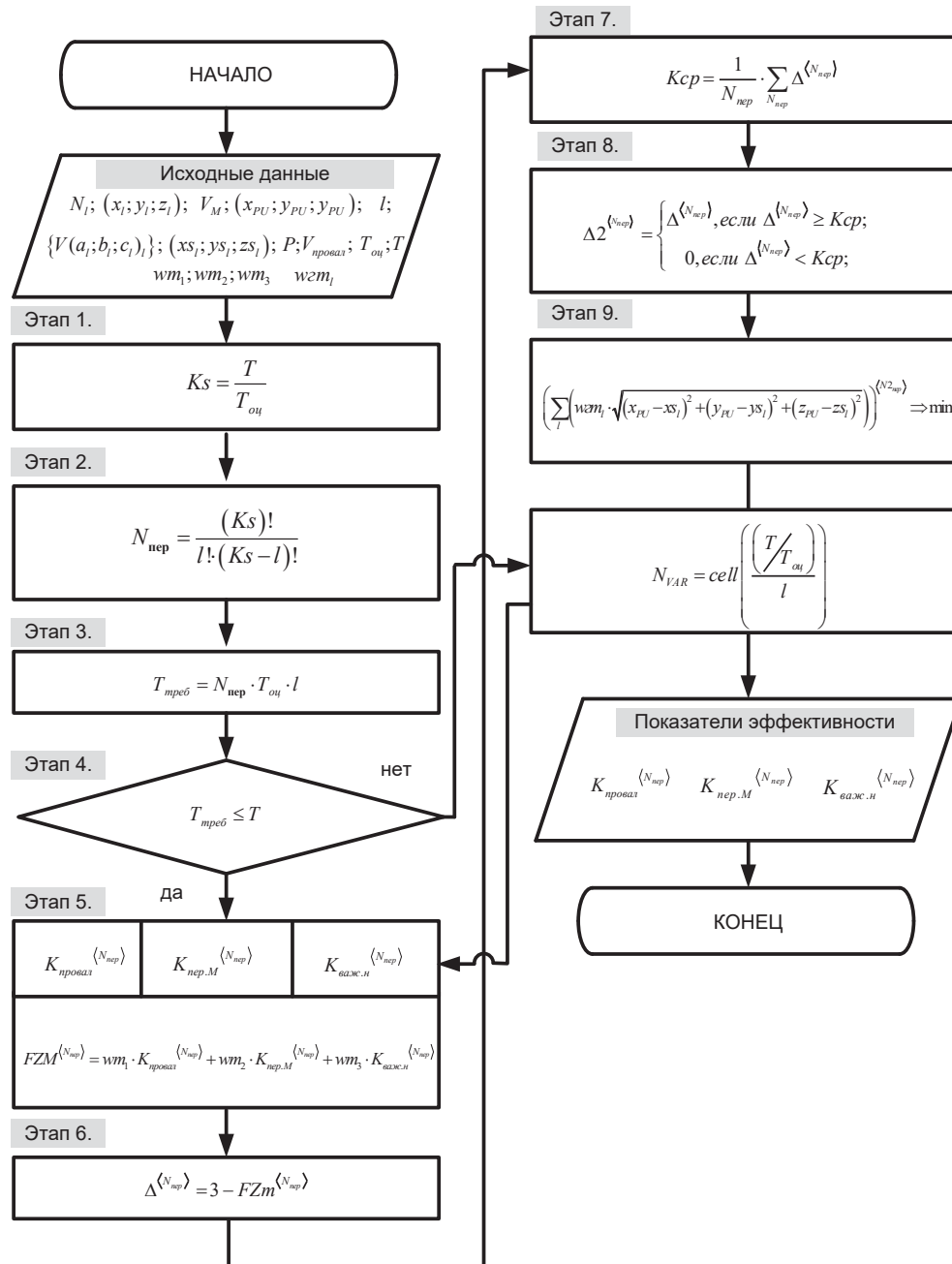


Рис. 2. Структурная схема алгоритма размещения мобильных средств локации.

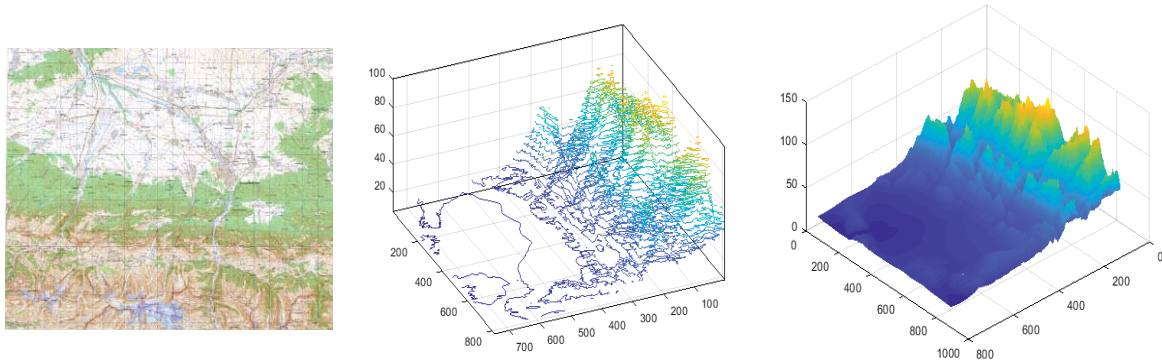


Рис. 3. Возможности современных геоинформационных систем по цифровому представлению местности (гора Казбек).

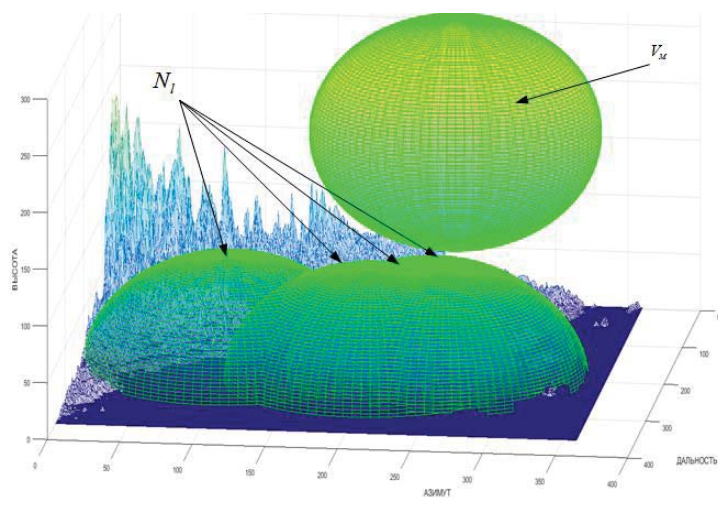


Рис. 4. Представление интегральной зоны связи, формируемой наземными средствами связи и зоны связи МСИ

$V(a_l; b_l; c_l)_l$ – области пространства, выделенные для размещения МСИ, где a_l – длина, b_l – ширина и c_l – высота каждой области пространства (каждая выделенная, область пространства представляет собой параллелепипед, и поделена на ячейки, количество которых Ks , а $xs_l; ys_l; zs_l$ координаты их центров, в которые можно поместить МСИ) (рисунок 5);

l – количество МСИ;

$T_{оц}$ – время, отводимое ЭВМ на разовую оценку размещения 1-го МСИ (БпЛА разведки);

T – время, отводимое СППР на помощь лицу принимающему решение на размещение МСИ;

P – количество провалов в интегральной зоне связи $p = \overline{1, P}$;

$V_{провал}$ – объем каждого провалов интегральной зоны связи (рисунок 6);

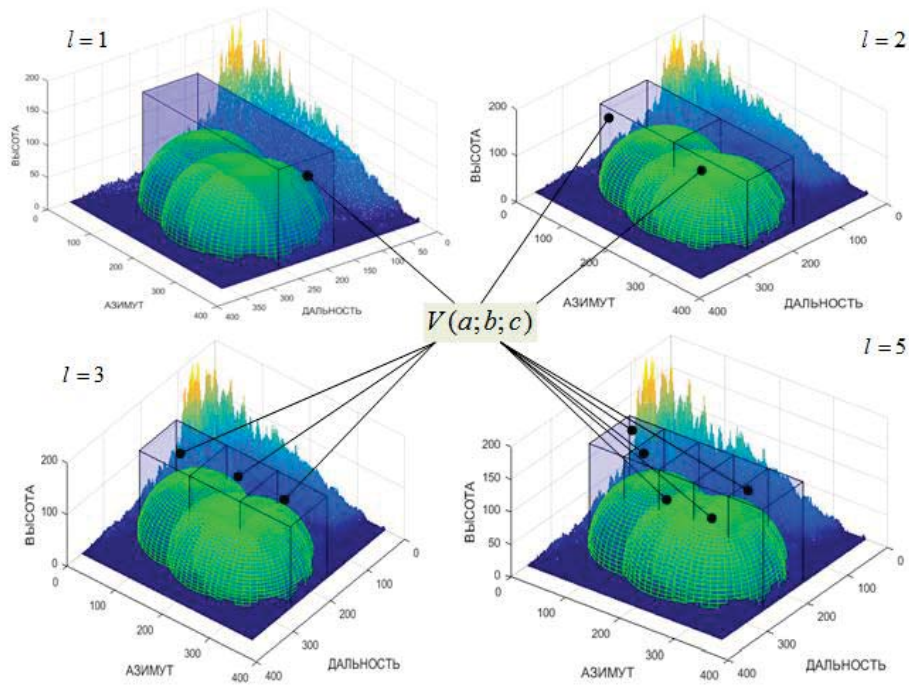


Рис. 5. Области пространства, выделенные для размещения МСИ.

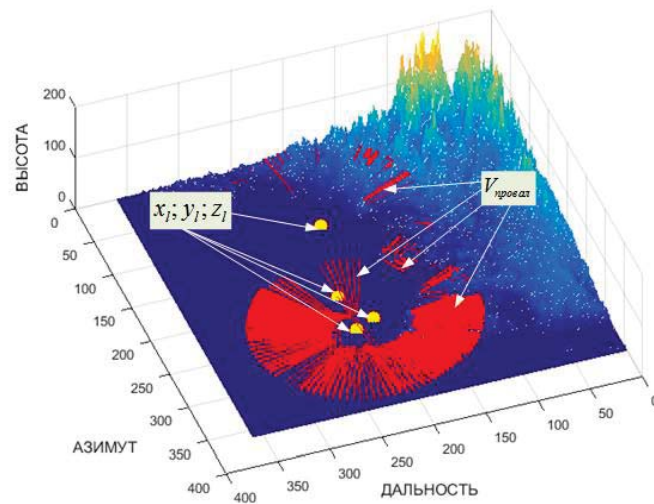


Рис. 6. Визуальное представление провалов, формируемых наземными средствами связи.

На первом этапе, определяется общее количество ячеек, выделенных для размещения МСИ, с учетом имеющихся вычислительных возможностей ЭВМ, по формуле (рисунок 7):

$$Ks = \frac{T}{T_{оц}}. \quad (1)$$

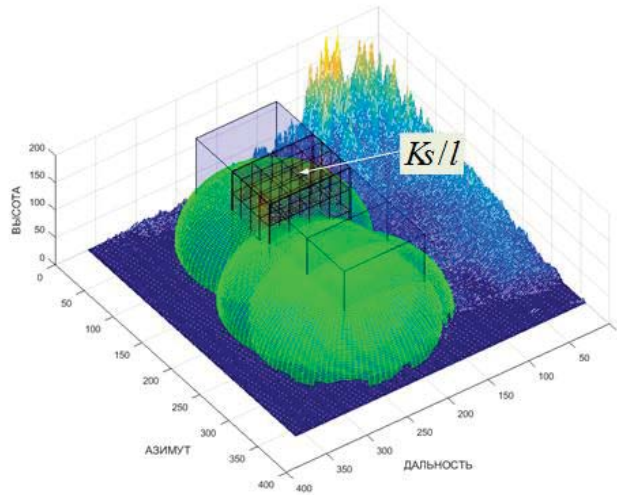


Рис. 7. Визуальное представление ячеек выделенных для размещения МСИ.

На втором этапе, определяется количество всех вариантов размещения МСИ без повторений, во всех областях пространства, выделенных для размещения l МСИ по формуле:

$$N_{\text{пер}} = \frac{(Ks)!}{l! \cdot (Ks - l)!}. \quad (2)$$

На третьем этапе, рассчитывается требуемое количество времени выполнения полного перебора всех вариантов размещения МСИ, без повторов, с учетом имеющихся вычислительных возможностей ЭВМ, по формуле:

$$T_{\text{треб}} = N_{\text{пер}} \cdot T_{\text{оц}} \cdot l. \quad (3)$$

На четвертом этапе проводится анализ возможности оценки всех неповторяющихся вариантов взаимного размещения МСИ без повторений за отведенное время, по соответствующему условию $T_{\text{треб}} \leq T$. При этом если условие выполняется, то переходят к пятому этапу.

На пятом этапе проводится последовательно, разовое размещение l МСИ, по одному в каждую ячейку (с координатами $xs_l; ys_l; zs_l$) объемов пространства $V(a_l; b_l; c_l)_l$, не повторяя варианты размещения.

И при каждом размещении рассчитываются:

коэффициент покрытия провалов зоны связи МСИ $K_{\text{провал}}^{\langle N_{\text{пер}} \rangle}$, который характеризует, на сколько заданные объемы провалов в интегральной зоне связи (формируемой наземными средствами связи) покрыты интегральной зоной связи МСИ ($\max(K_{\text{провал}}) = 1$, обозначение $\langle \dots \rangle$ – характеризует номер варианта размещения);

коэффициент перекрытия $K_{\text{пер.М}}^{\langle N_{\text{пер}} \rangle}$, который характеризует, насколько заданная область пространства перекрыта зонами связи формируемой взаимным размещением наземных связи и МСИ ($\max(K_{\text{пер.М}}) = 1$);

коэффициент покрытия важных направлений (областей пространства) передачи данных воздушных объектов $K_{\text{важ.н}}^{\langle N_{\text{пер}} \rangle}$, который характеризует, насколько область

пространства, в которой ожидается наиболее вероятное (по типу, по скорости полета и т.д.) появление воздушных объектов, перекрыта зонами обнаружения формируемой взаимным размещением наземных средств связи и МСИ ($\max(K_{\text{важ.н}}) = 1$).

На пятом этапе проводится расчет общего функционала FZM , который представляет собой свертку вышеописанных коэффициентов по формуле:

$$FZM^{\langle N_{\text{пер}} \rangle} = wm_1 \cdot K_{\text{провал}}^{\langle N_{\text{пер}} \rangle} + wm_2 \cdot K_{\text{пер.М}}^{\langle N_{\text{пер}} \rangle} + wm_3 \cdot K_{\text{важ.н}}^{\langle N_{\text{пер}} \rangle}, \quad (4)$$

где $wm_1; wm_2; wm_3$ – весовые коэффициенты важности, назначаемые лицом принимающим решение в зависимости от условий воздушной обстановке (по умолчанию равные единице).

Стоит отметить, что общий функционал FZM , может принимать различные варианты свертки разных коэффициентов, в том числе и по важности, но сущность предлагаемый способ от этого не изменит.

На шестом этапе находится разность между заранее вычисленным результатом для идеальных условий и результатом суммы каждого функционала $FZm^{\langle N_{\text{пер}} \rangle}$, для каждого варианта размещения МСИ относительно наземных средств связи, по формуле:

$$\Delta^{\langle N_{\text{пер}} \rangle} = 3 - FZm^{\langle N_{\text{пер}} \rangle}. \quad (5)$$

В результате получится набор паретооптимальных решений (рисунок 8).

Это вызвано тем, что в общем функционале FZm рассматриваются три пары противоречивых показателей друг относительно друга. Коэффициент покрытия провалов зоны связи МСИ относительно коэффициента перекрытия. Коэффициент покрытия провалов зоны обнаружения МСИ относительно коэффициента покрытия важных направлений. Коэффициент покрытия важных направлений относительно коэффициента перекрытия. Соответственно увеличение первого показателя в каждой паре приводит к уменьшению другого и наоборот, не давая МСИ сгруппироваться относительно одного провала в интегральной зоне связи сформированной средствами связи.

Таким образом, на седьмом этапе находится среднее арифметическое значение результатов разности всех вариантов по формуле

$$K_{\text{ср}} = \frac{1}{N_{\text{пер}}} \cdot \sum_{N_{\text{пер}}} \Delta^{\langle N_{\text{пер}} \rangle}. \quad (6)$$

На восьмом этапе формируется множество пригодных вариантов для дальнейшего использования по следующему правилу:

$$\Delta 2^{\langle N_{\text{пер}} \rangle} = \begin{cases} \Delta^{\langle N_{\text{пер}} \rangle}, & \text{если } \Delta^{\langle N_{\text{пер}} \rangle} \geq K_{\text{ср}}; \\ 0, & \text{если } \Delta^{\langle N_{\text{пер}} \rangle} < K_{\text{ср}}; \end{cases} \quad (7)$$

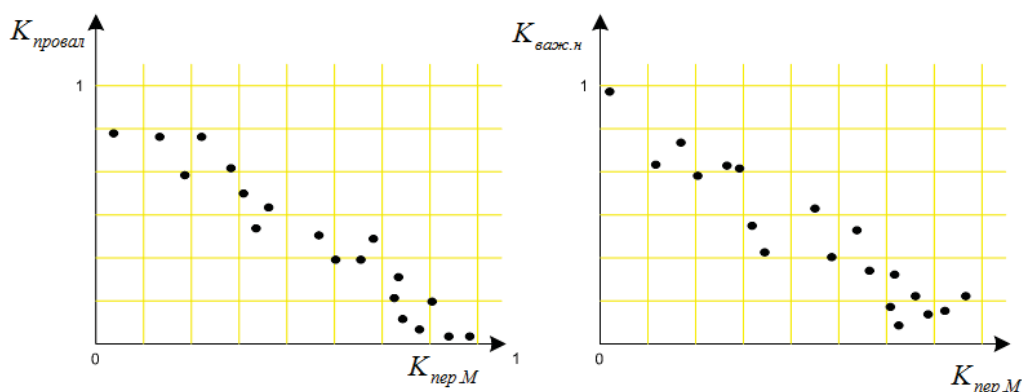


Рис. 8. Набор паретооптимальных решений для размещения МСИ.

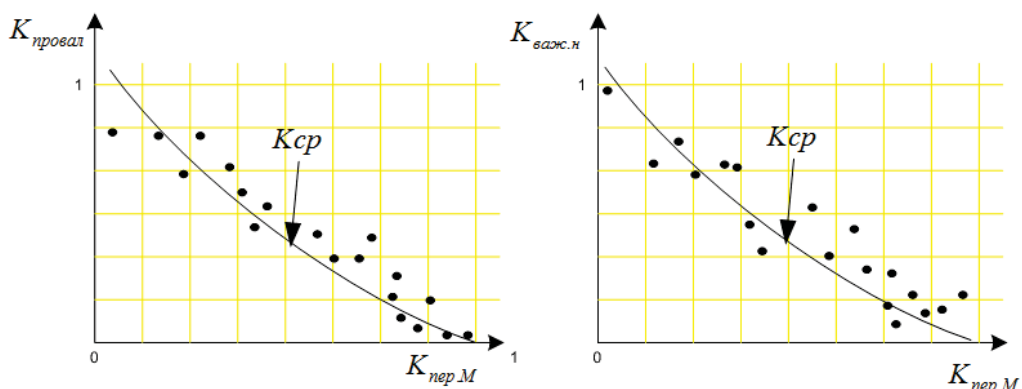


Рис. 9. Селекция паретооптимальных решений взаимного размещения МСИ.

Отметим, что на данном этапе, после отобранных, пригодных вариантов МСИ параллельно становится известно и количество оставшихся ячеек $N2_{пер} \leq N_{пер}$, в которые можно поместить МСИ (знак равенства, не исключает возможность одинакового результата для всех $\Delta^{(N_{пер})}$) (рисунок 9).

После чего, на девятом этапе выбирается лучший вариант размещения МИС из множества $\Delta^{(N2_{пер})}$ по правилу ближайшего расположения к пункту управления МИС (данное правило может быть изменено на усмотрение лица принимающего решение), расстояние до которого вычисляется по формуле

$$\left(\sum_l \left(wgm_l \cdot \sqrt{(x_{PU} - xs_l)^2 + (y_{PU} - ys_l)^2 + (z_{PU} - zs_l)^2} \right) \right)^{(N2_{пер})} \Rightarrow \min \quad (8)$$

где wgm_l – коэффициент важности (значение которого определяется лицом принимающего решение в зависимости от воздушной обстановки или дальностью связи до МСИ).

Возвращаясь к четвертому этапу, при отсутствии возможности выполнения процедуры полного перебора без повторений, определяется допустимое число вариантов размещения МСИ, которое может обчислить ЭВМ за отведенное время Т по формуле:

$$N_{VAR} = cell \left(\frac{\left(\frac{T}{T_{ou}} \right)}{l} \right), \quad (9)$$

где $cell$ – функция выделения целой части дробного числа.

Варианты размещений МСИ формируются из $V(a_l; b_l; c_l)_l$ областей пространства, по случайному, равномерному закону и оцениваются, как описано в этапах с пятого по девятый.

При этом адаптивность предлагаемого способа размещения МСИ в пространстве построена относительно выделенного времени отводимого лицу, принимающему решение. Так, при его наличии выполняется оценка полного перебора всех возможных вариантов, а при его отсутствии способ реализует функции алгоритмов случайного поиска глобального экстремума.

Результаты оценки эффективности предлагаемого способа усреднены по пятидесяти опытам, которые проводились с учетом влияния местности (ЦКМ) и использовании одного МСИ и представлены на рисунке 10. Под цифрой один – значение идеальных функционалов FZM , под цифрой два – результаты полного перебора вариантов размещений МСИ всех возможных значений бес повторений, под цифрой три – результат работы предложенного способа по случайному алгоритму, при ограничении времени отводимого на полный перебор составляющий 40% от него.

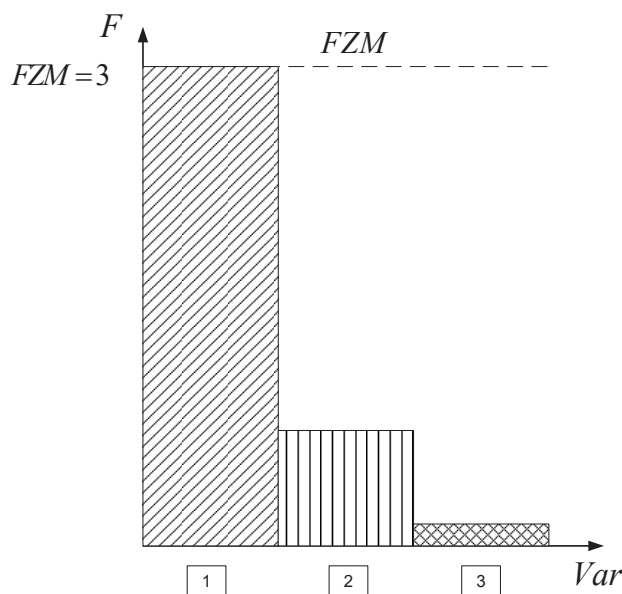


Рис. 10. Оценка эффективности предлагаемого способа.

Стоит отметить, что противоречащие друг другу коэффициенты, вводимые в функционал (4) никогда не позволят достигнуть максимальных значений функционала FZM , но способствуют расширению границ поиска глобального экстремума при случайном поиске наилучшего варианта размещения МСИ.

Полученные оценки апробированы на созданной авторским коллективом модели [7–12], которая может быть применена для различных условий организации связи.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предлагаемый адаптивный алгоритм размещения МСИ в пространстве универсален и может быть применен в областях телекоммуникации, при проектировании мобильных сетей связи и общего доступа с использованием ретрансляторов установленных на БПЛА, а также при планировании и размещении разнотипных локационных устройств в сложных условиях местности.

В качестве основных направлений совершенствования предлагаемого подхода по размещению МСИ в пространстве, в интересах восстановления разведывательного информационного поля, стоит выделить использование высокопроизводительных ЭВМ, так как детализация провалов получаемых на основе ЦКМ напрямую определяет эффективность получаемого решения.

Так на рисунке 11 показано влияние детализации на эффективность работы алгоритма, при полном переборе и при использовании случайного поиска с вводимым ограничением на время принятия решения (как на рисунке 10).

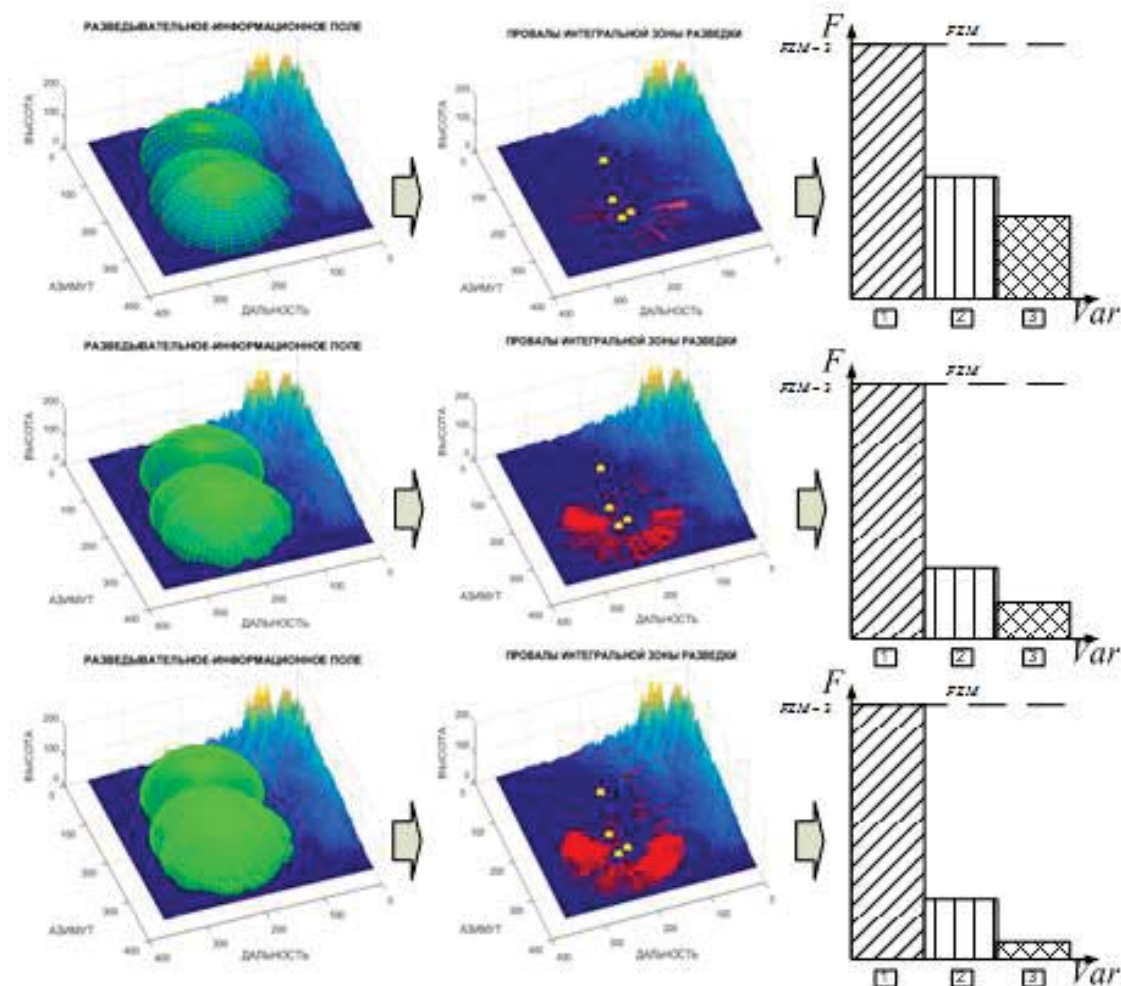


Рис. 11. Влияние детализации на эффективность принятия решения на размещение МСИ в пространстве.

Возможно отметить, что при низкой детализации количество провалов меньше, а следовательно и вероятность того, что МСИ их компенсирует выше.

Однако при росте детализации количество провалов возрастает, что влечет за собой снижение вариантов наилучшего размещения МСИ относительно разведывательного информационного поля, приводя к снижению значений функционала FZM и повышая требования к числу МСИ для его восстановления.

Стоит отдельно подчеркнуть, что приведенные оценки эффективности показаны, для конкретного порядка размещения наземных средств связи (в качестве примера) и будут меняться в разных условиях реализации предложенного алгоритма.

ЛИТЕРАТУРА

1. Батищев Д. И. Генетические алгоритмы решения экстремальных задач. Воронеж, 1995. 65 с.
2. Курейчик В.В., Сороколетов П.В. Концептуальная модель представления решений в генетических алгоритмах // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2008. – № 9 (86). – С. 7-12.
3. Бакало М.А., Курейчик В.В. Модифицированный алгоритм размещения методом парных перестановок // Известия ТРТУ. Тематический выпуск «Интеллектуальные САПР». 2007. – С. 77-84.
4. Курейчик В.В., Курейчик В.М., Генетический алгоритм размещения графа // Известия РАН. Теория и системы управления. – 2000. – № 5. – С. 67-74.
5. Курейчик В.М., Лебедев Б.К., Лебедев О.Б. Решение задачи размещения на основе эволюционного моделирования // Известия РАН. Теория и системы управления. – 2007. – № 4. – С. 78-90.
6. Гладков Л.А., Курейчик В.В., Курейчик В.М., Сороколетов П.В. Биоинспирированные методы в оптимизации. – М.: Физматлит, 2009.
7. Жбанов И.Л., Комонькин А.Н., Дзевгуть А.А., Логинов А.С., Севидов В.В. Пространственная модель размещения воздушных объектов локации в интересах восстановления провалов информационного поля за счет многокритериальной оптимизации. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ 2022614157, 17.03.2022. Заявка № 2022613211 от 09.03.2022.
8. Жбанов И.Л., Комонькин А.Н., Дзевгуть А.А., Логинов А.С., Севидов В.В. Пространственная модель размещения наземных объектов локации на цифровой карте местности за счет многокритериальной оптимизации. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ 2022614164, 17.03.2022. Заявка № 2022613270 от 09.03.2022.
9. Жбанов И.Л., Комонькин А.Н., Дзевгуть А.А., Логинов А.С., Севидов В.В. Пространственная модель представления интегральной зоны контроля воздушного пространства в виде набора информационных дискрет. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ 2022614414, 21.03.2022. Заявка № 2022613447 от 10.03.2022.
10. Жбанов И.Л., Комонькин А.Н., Дзевгуть А.А., Логинов А.С., Севидов В.В. Программа по расчету коэффициента перекрытия заданного района зонами ответственности различного назначения на цифровой карте местности. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ 2022614554, 23.03.2022. Заявка № 2022613435 от 10.03.2022.
11. Севидов В.В. Определение координат и параметров движения источника радиоизлучения на основе разностно-временных и разностно-доплеровских измерений. Программы для ЭВМ. Базы данных. Топологии интегральных микросхем. 2015. № 11. С. 2.
12. Волков Р.В., Саяпин В.Н., Севидов В.В. Модель движения искусственного спутника Земли // Программы для ЭВМ. Базы данных. Топологии интегральных микросхем. 2016. № 2. С. 112.

REFERENCES

1. Batishchev D. I. Genetic algorithms for solving extreme problems. Voronezh, 1995. 65 p.
2. Kureychik V.V., Sorokoletov P.V. Conceptual model of representation of solutions in genetic algorithms // Izvestiya SFU. Technical sciences. – 2008. – № 9 (86). – Pp. 7-12.

3. Bakalo M.A., Kureychik V.V. Modified placement algorithm by the method of paired permutations // *Izvestiya TRTU. Thematic issue "Intelligent CAD systems"*. 2007. – pp. 77-84.
4. Kureychik V.V., Kureychik V.M., Genetic algorithm of graph placement // *Izvestiya RAS. Theory and control systems*. - 2000. – No. 5. – pp. 67-74.
5. Kureychik V.M., Lebedev B.K., Lebedev O.B. Solution of the placement problem based on evolutionary modeling // *News of the Russian Academy of Sciences. Theory and control systems*. - 2007. – No. 4. – pp. 78-90.
6. Gladkov L.A., Kureychik V.V., Kureychik V.M., Sorokoletov P.V. Bioinspired methods in optimization. – M.: Fizmatlit, 2009.
7. Zhbanov I.L., Komonkin A.N., Dzevgut A.A., Loginov A.S., Sevidov V.V. Spatial model of placement of aerial objects of location in the interests of restoring information field failures due to multi-criteria optimization Certificate of registration of a computer program 2022614157, 03/17/2022. Application No. 2022613211 dated 09.03.2022.
8. Zhbanov I.L., Komonkin A.N., Dzevgut A.A., Loginov A.S., Sevidov V.V. Spatial model of the placement of ground objects of location on a digital terrain map due to multi-criteria optimization. Certificate of registration of the computer program 2022614164, 03/17/2022. Application No. 2022613270 dated 09.03.2022.
9. Zhbanov I.L., Komonkin A.N., Dzevgut A.A., Loginov A.S., Sevidov V.V. Spatial model of representation of the integrated airspace control zone in the form of a set of information discretized. Certificate of registration of the computer program 2022614414, 03/21/2022. Application No. 2022613447 dated 10.03.2022.
10. Zhbanov I.L., Komonkin A.N., Dzevgut A.A., Loginov A.S., Sevidov V.V. Program for calculating the overlap coefficient of a given area with responsibility zones for various purposes on a digital terrain map. Certificate of registration of the computer program 2022614554, 03/23/2022. Application No. 2022613435 dated 10.03.2022.
11. Sevidov V.V. Determination of coordinates and motion parameters of a radio emission source based on difference-time and difference-Doppler measurements. Computer programs. Databases. Topology of integrated circuits. 2015. No. 11. P.
12. Volkov R.V., Sayapin V.N., Sevidov V.V. Model of motion of an artificial satellite of the Earth // Computer programs. Databases. Topology of integrated circuits. 2016. No. 2. p. 112.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ И ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ НИЗКОЧАСТОТНОГО ШУМА

Г. П. Мазаев, А. Ю. Паршин, В. А. Телешинин

Рязанский государственный радиотехнический университет, Рязань, Россия

Аннотация. Прием узкополосного сигнала в радиотехнических системах может быть затруднен, так как при демодуляции выполняется перенос сигнала в область частот близких к нулю. В этой области значительное влияние оказывают низкочастотные шумы, в том числе фликкер-шум. Работа посвящена выполнению эксперимента по получению последовательности отсчетов фликкер-шума путем непосредственной генерации, а также последующей оценке статистических свойств шума. Генерация осуществляется при помощи натурного макета на операционном усилителе.

Ключевые слова: фазовый шум, фликкер шум, натуральный макет, статистические параметры.

EXPERIMENTAL RESEARCH AND EVALUATION OF LOW- FREQUENCY NOISE PARAMETERS

G. P. Mazaev, V. A. Teleshinin, A. Yu. Parshin

Ryazan State Radio Engineering University, Ryazan, Russia

Abstract. Reception of a narrow-band signal in radio engineering systems can be difficult, since during demodulation, the signal is transferred to the frequency range close to zero. In this area, low-frequency noises, including flicker noise, have a significant impact. The work is devoted to the implementation of an experiment to obtain a sequence of flicker noise samples by direct generation, as well as subsequent evaluation of the statistical properties of noise. Generation is carried out using a full-scale layout on an operational amplifier.

Keywords: phase noise, flicker noise, full-scale layout, statistical parameters.

1. ВВЕДЕНИЕ

Широкое распространение систем мониторинга и телеметрии с одной стороны формирует значительный объем передаваемой информации от всех датчиков, а с другой каждый датчик передает небольшой объем данных несколько раз в сутки. При указанных условиях требуемая пропускная способность очень низкая, порядка десятков бит/с, следовательно, появляется возможность сформировать сверхузкополосный сигнал. В радиотехнических системах с частотным разделением каналов таким образом обеспечивается высокая плотность каналов. Однако, в процессе приема и обработки сигнала осуществляется перенос его спектра в область нулевой частоты, что приводит к значительному влиянию низкочастотных шумов в радиоприемном тракте. К низкочастотным шумам относятся фликкер-шум, «попкорн»-шум и фазовые шумы, спектральная плотность мощности которых обратно пропорциональна частоте, обладающая максимальным значением при околонулевых частотах. В работе рассматривается влияние фликкер-шума.

При исследовании параметров шумов чаще всего используется гауссовская модель спектральной плотности мощности, в том числе для описания фликкер-шума. Тем не

менее, для дальнейшей компенсации воздействия фликкер-шума следует использовать более точное описание. Оценке параметров шума посвящено исследование, описанное в данной работе.

2. ФЛИККЕР-ШУМ

Фликкер-шум (1/f-шум, розовый шум) – аномальные флуктуации, для которых характерна обратно пропорциональная зависимость спектральной плотности мощности от частоты [1]. При рассмотрении временной реализации фликкер-шума наблюдается медленно меняющийся непериодический сигнал, на который накладывается более высокочастотный шум. Фликкер-шум присутствует во всех физических системах, изучаемых различными естественными науками. Например, погодные/климатические модели имеют компонент, обратно пропорциональный частоте [1, 2, 3, 4].

В первом приближении при моделировании фликкер-шума можно воспользоваться простейшей моделью, чтобы получить временные отсчеты процесса. Математическое описание шума при помощи простой модели имеет вид:

$$s(f) = n + e^{-f/\alpha}, \quad (1)$$

где n – случайная величина, α – коэффициент затухания, f – частота сигнала. Рассматриваемая модель описывает распределение мощности сигнала по частоте. Чтобы получить процесс во временной области, к формуле (1) необходимо применить обратное преобразование Фурье. Результат преобразования приведен на рисунке 1.

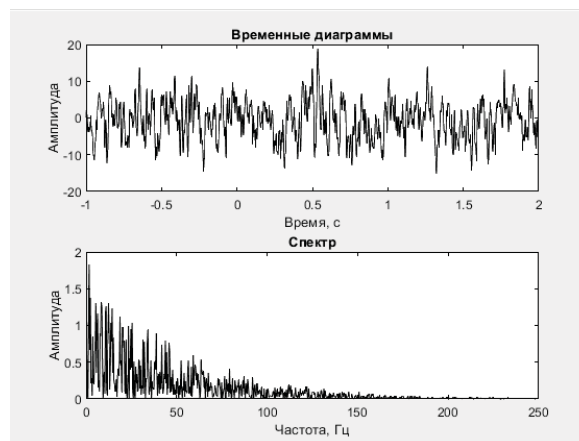


Рис. 1. Моделирование фликкер-шума.

При выполнении исследования с целью теоретического изучения воздействия шума на принимаемый сигнал разработана модель приемного устройства в САПР Matlab Simulink. В модели выполняется формирование радиочастотного колебания, полученного путем QAM-модуляции несущего сигнала, добавления реализации фликкер-шума и демодуляция полученного сигнала [5]. С целью оценки влияния низкочастотного шума выполняется расчет вероятности битовой ошибки после демодуляции информационного сигнала путем сравнения исходного и принятого сообщения. Структурная схема модели в окне Matlab Simulink изображена на рисунке 2. По результатам оценки вероятности битовой ошибки построен график (рисунок 3), на котором видно, что чем ниже частота

сигнала, тем сильнее воздействие шума. Таким образом, подтверждено утверждение о влиянии фликкер-шума на низкочастотный сигнал.

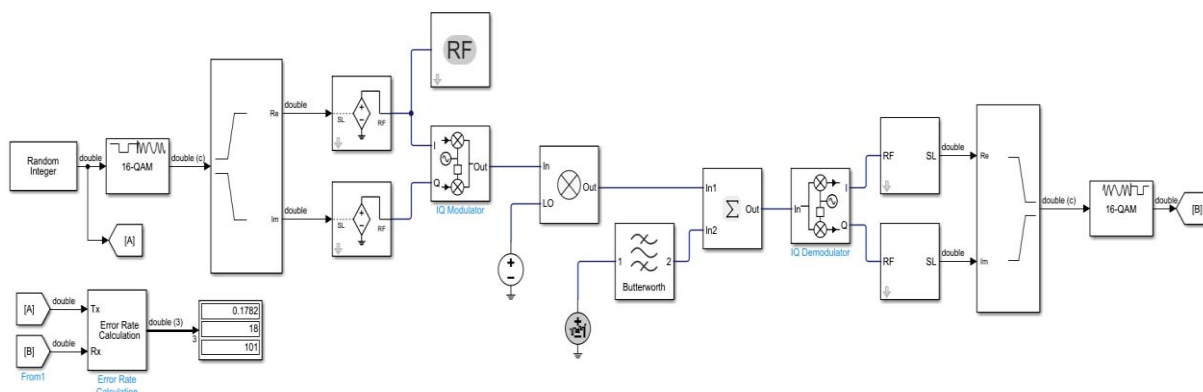


Рис. 2. Модель приемного устройства в САПР Matlab Simulink.

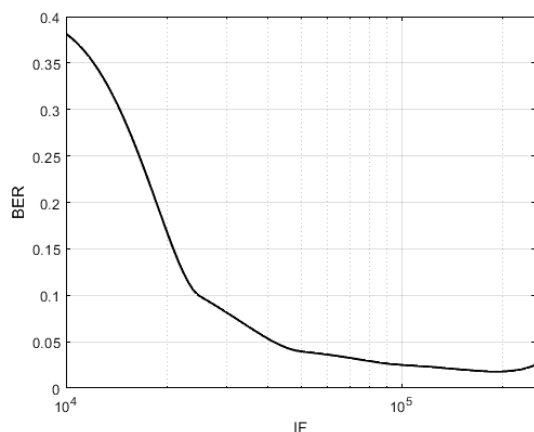


Рис. 3. Результат моделирования.

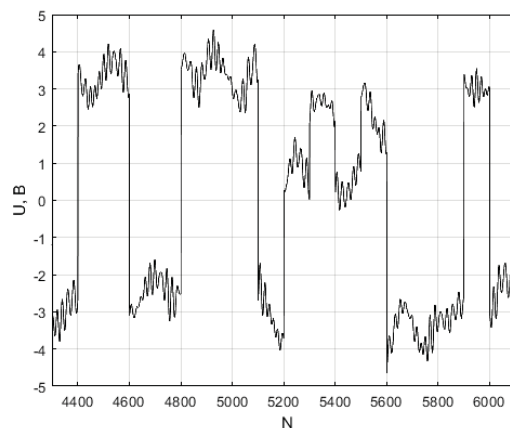


Рис. 4. Зашумленный сигнал.

Для формирования реализации фликкер-шума используется низкочастотный фильтр, частота среза которого определяется теоретическими сведениями о спектральной плотности мощности шума [5]. Разработанная модель является качественной и не дает точных числовых значений, а служит для демонстрации воздействия шума на сигнал.

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА СТАТИСТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ШУМА

Эксперимент, в ходе которого оценивались статистические параметры низкочастотного шума, осуществлялся на установке, состоящей из генератора шума в виде операционного усилителя в неинвертирующем включении и устройства сбора данных L-280. Усилитель включен по замкнутой схеме, внешний сигнал не используется, таким образом, выходной сигнал представляет собой временную реализацию шумового процесса. Процесс является собственным шумом операционного усилителя, который вызван внутренними взаимодействиями носителей заряда. В реальной ситуации на вход платы сбора данных одновременно воздействуют фликкер-шум и «попкорн» шум [6]. Источником «попкорн» шума являются внезапные скачки тока базы в биполярных транзисторах или порогового напряжения полевых транзисторов.

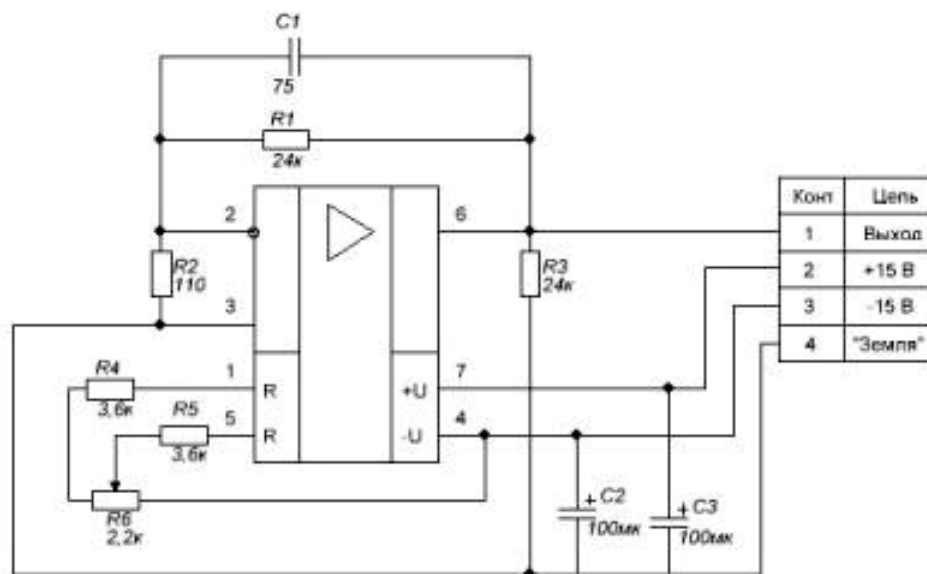


Рис. 5. Схема источника шума.

Запись велась на протяжении 10 минут при частоте дискретизации 400 кГц, таким образом было получено порядка 240 миллионов отсчетов шумового процесса. Обработка данных велась посредством MATLAB. В амплитудном спектре реального шумового процесса, в отличие от спектра, заданного простейшей моделью, присутствуют ярко выраженные пики, и чем выше частота, тем реже они возникают. Одной из причин появления паразитных спектральных составляющих может являться «попкорн»-шум.

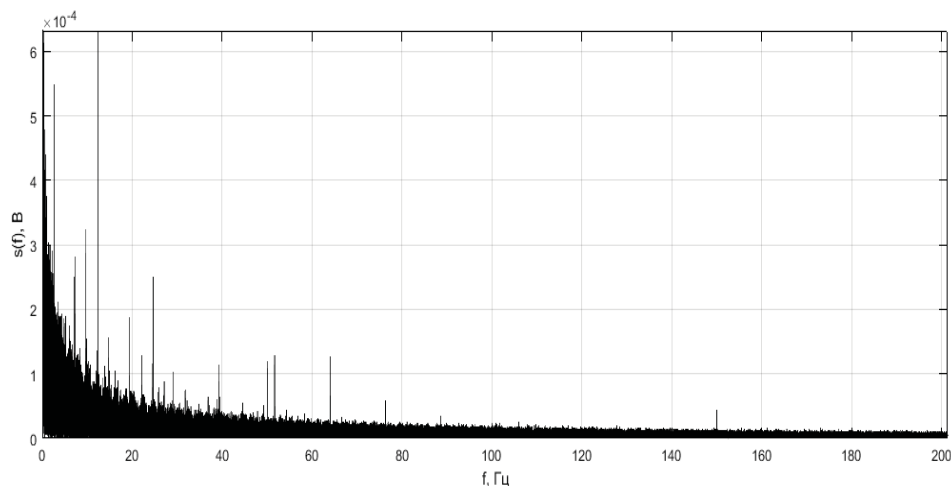


Рис. 6. Амплитудный спектр шумового процесса.

Фликкер-шум имеет закон распределения, близкий к гауссовскому (рисунок 7). Однако график плотности распределения является несимметричным, а также имеет неравномерности. Для оценки отклонения закона распределения случайной величины от нормального можно использовать коэффициент эксцесса. Коэффициент эксцесса — числовая характеристика степени остроты пика распределения случайной величины. Расчет коэффициента эксцесса осуществляется по формуле:

$$E = \frac{\mu_4}{\sigma^4} - 3, \quad (2)$$

где μ_4 – четвертый центральный момент, а σ – среднеквадратичное отклонение [7]. Для расчета по отсчетам оцифрованного шумового процесса используется выражение:

$$E \approx \frac{\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left(x_k - \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K x_k \right)^4}{\left(\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left(x_k - \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K x_k \right)^2 \right)^2} - 3. \quad (3)$$

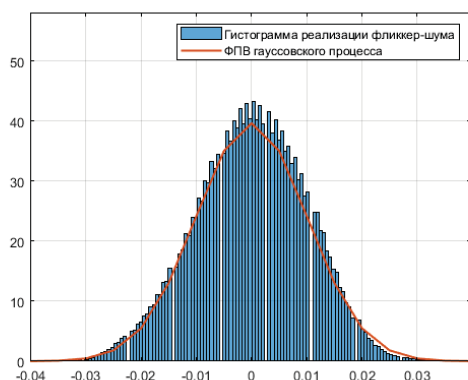


Рис. 7. Плотность вероятности фликкер-шума

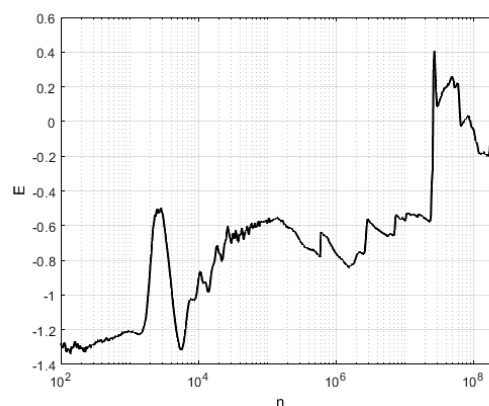


Рис. 8. зависимость коэффициента эксцесса от длины последовательности

В ходе обработки экспериментальных данных построен график, показывающий зависимость коэффициента эксцесса E от длины последовательности n . Из полученных результатов видно, что процесс нестационарен. Зависимость имеет скачкообразно меняющийся характер.

Следующей задачей научной работы будет продолжение экспериментов по исследованию реальных шумовых процессов и попытка установить закономерности в их поведении.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе обозначена проблема воздействия низкочастотного шума на принимаемый сигнал. В результате эксперимента доказан негауссовский характер фликкер-шума. Зависимость коэффициента эксцесса от числа отсчетов имеет отдельные «выбросы», обусловленные в том числе отдельными проявлениями «попкорн»-шума.

ЛИТЕРАТУРА

1. Букингем М., Шумы в электронных приборах и системах. М.: Мир, 1986, 399 с
2. Мацаев А.С. Фликкер-шум. Особенности, разнообразие и управление. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2020. №10. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.10.7>
3. B. Trump, The signal: a compendium of blog posts on op amp design topics. 2017
4. Kaukalys B., Ruseckas J. 1/f Noise from nonlinear stochastic differential equations // Physical Review, 2010
5. Yingbo Zhu, Design of a Direct Downconversion Receiver. The university of Adelaide, Australia, 2007
6. Art Key, Operational Amplifier Noise. Techniques and Tips for Analyzing and Reducing Noise, Elsevier, 2012.
7. Кобзарь А. И. Прикладная математическая статистика. М.: Физматлит, 2006, 816 с.

REFERENCES

1. Buckingham M., Noises in electronic devices and systems. Moscow: Mir, 1986, 399 p.
2. Matsaev A.S. Flicker-noise. Features, variety and management. Journal of Radio Electronics [electronic journal]. 2020. №10. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.10.7>
3. B. Trump, The signal: a compendium of blog posts on op amp design topics. 2017
4. Kaukalys B., Ruseckas J. 1/f Noise from nonlinear stochastic differential equations // Physical Review, 2010
5. Yingbo Zhu, Design of a Direct Downconversion Receiver. The university of Adelaide, Australia, 2007
6. Art Key, Operational Amplifier Noise. Techniques and Tips for Analyzing and Reducing Noise, Elsevier, 2012.
7. Kobzar A. I. Applied mathematical statistics. M.: Fizmatlit, 2006, 816 p.

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА ВИЗУАЛЬНОГО КОНТРОЛЯ ПОВЕРХНОСТНЫХ ДЕФЕКТОВ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ

М.А. Ромашченко¹, Д.В. Васильченко¹, Д.А. Пухов¹

¹ВГТУ, г. Воронеж, Россия

Аннотация. в данной статье рассматриваются способы определения дефектных участков топологии печатной платы, возникающих в процессе ее производства, а также возможность корректировки алгоритмов управления производственной линией. Особенностью является высокая точность определения дефектов и корректировка оборудования конвейерной линии в режиме реального времени.

Ключевые слова: искусственный интеллект, свёрточные нейронные сети, машинное зрение, глубокое обучение, повышение качества.

AUTOMATED SYSTEM FOR VISUAL INSPECTION OF SURFACE DEFECTS OF PRINTED CIRCUIT BOARDS

M.A. Romashchenko¹, D.V. Vasilchenko¹, D.A. Puhov¹

¹ VSTU, Voronezh, Russia

Abstract. This article discusses ways to identify defective sections of the topology of a printed circuit board that occur during its production, as well as the possibility of adjusting the algorithms for controlling the production line. A special feature is the high accuracy of defect detection and adjustment of conveyor line equipment in real time.

Keywords: artificial intelligence, convolutional neural networks, machine vision, deep learning, reducing the percentage of defects, improving quality.

1. ВВЕДЕНИЕ

Производство электронных устройств крупными партиями требует от любого предприятия переход к конвейерным линиям и максимальной автоматизации своего производства с целью увеличения скорости работы по выпуску продукции. Уже сейчас большая часть операций по установке компонентов производится автоматизированными линиями. Однако, такой фактор как контроль качества производимой печатной платы - остается на человеке. Доля ошибок, связанных с действиями человека, по некоторым оценкам может достигать порядка 15%. Такой процент ошибок может не только повлиять на выпускаемую продукцию, но и на имидж компании в целом. К тому же, применение человеческого труда для отбраковки на конвейерной линии, при больших скоростях работы приведет к еще большему числу пропущенных бракованных экземпляров, что связано с ограниченностью скорости реакции человека. Одним из выходов является увеличение числа контролеров, что также негативно влияет на материальные затраты и качество отбраковки. Все эти недостатки ведут к снижению продуктивности и экономической выгоды от выпускаемой продукции.

Одним из вариантов, предназначенных для применения на различных этапах производства и контроля - является применение глубоких нейронных сетей и машинного зрения. Данная область науки находится на начальной стадии внедрения в человеческую

жизнь, но может позволить автоматизировать большую часть процессов, выполнение которых, до этого, могло производиться исключительно человеком.

2. ДИАГРАММА ДЛЯ РАЗРАБОТКИ МЕТОДИКИ КОНТРОЛЯ ТОПОЛОГИИ ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЫ

Для осуществления дефектовки поверхности печатной платы необходимо выполнить целый ряд действий. В основе любого алгоритма, позволяющего осуществить обработку данных с применением нейронных сетей, лежит несколько основных принципов. Первый – качественная разметка данных для обучения нейронной сети. Второй - обучение нейронной сети. Третий – обеспечения идентичности поступающих на вход данных. Каждый из принципов можно разделить на отдельные этапы, но в общем случае методика построения работы и адаптация нейронной сети для каждого отдельного применения показана на рисунке 1.

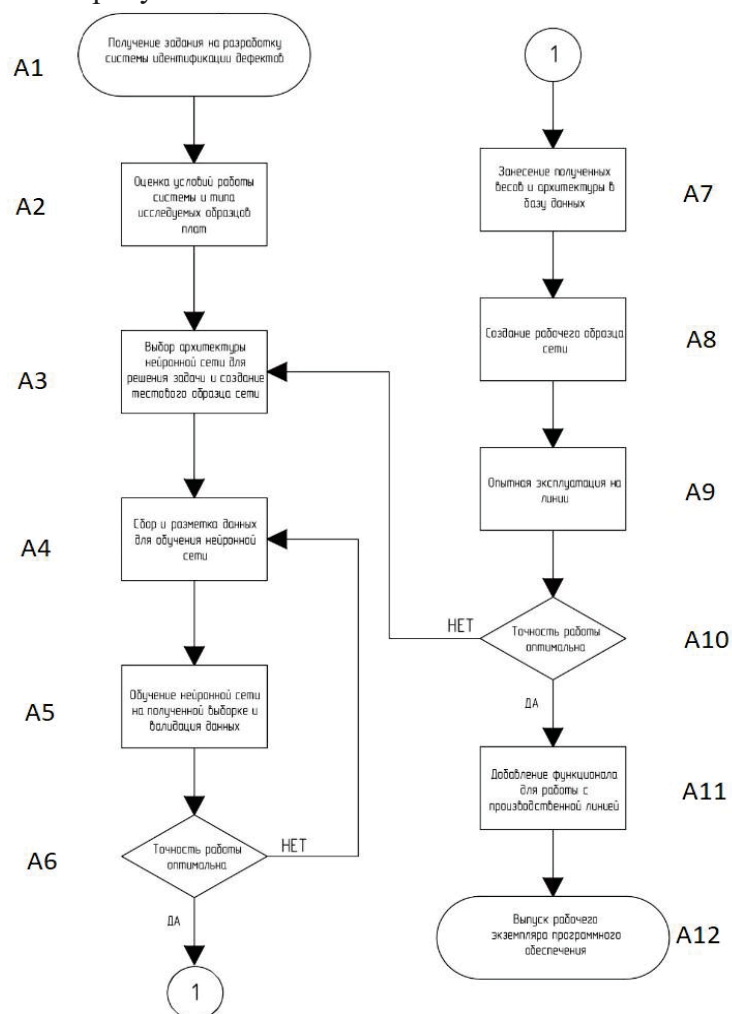


Рис. 1. Методика обучения нейронной сети

- A1 Получение задания на разработку системы идентификации дефектов
- A2 Оценка условий работы системы и типа исследуемых образцов плат
- A3 Выбор архитектуры нейронной сети для решения задачи и создание тестового образца сети

- А4 Сбор и разметка данных для обучения нейронной сети для решения задач и создание тестового образца сети
- А5 Обучение нейронной сети на полученной выборке и валидация данных
- А6 Выяснение точности оптимальной работы
- А7 Занесение полученных весов и архитектуры в базу данных
- А8 Создание рабочего образца сети
- А9 Опытная эксплуатация на линии
- А10 Выяснение точности оптимальной работы
- А11 Добавление функционала для работы с производственной линией
- А12 Выпуск рабочего экземпляра программного обеспечения.

3. ПРИМЕНЕНИЕ ПРОЦЕДУРЫ АНАЛИЗА ИЗОБРАЖЕНИЯ

На начальном этапе производится получение задания на создание системы, которое подвергается оценке с точки зрения области применения, разрабатываемого ПО и принципиальной возможности использования машинного зрения. Если применение возможно и особенности производства позволяют внедрить подобную систему - производится выбор архитектуры нейронной сети, которая будет наиболее подходящей исходя из требований к точности и скорости работы системы. Для реализации данной архитектуры в виде алгоритма обработки произведено конструирование нейронной сети с использованием языка Python и библиотек PyTorch, Keras, TensorFlow и Numpy. В итоге удалось получить сверточную нейронную сеть, на базе сверточной модели сети YOLOv5.

Для обучения выбранного алгоритма создается два типа выборки. Первая – тренировочная выборка. Данная выборка предназначена для «тренировки» алгоритма на обнаружение конкретных паттернов на изображении. В данном случае используется принцип «обучение с учителем», что подразумевает применение заранее размеченных и разбитых на классы тестовых изображений. Нейронная сеть в процессе обучения подбирает весовые коэффициенты опираясь на данные координат ограничивающих рамок в размеченных изображениях. Для апробации вычислений сеть обращается ко второму типу выборки – валидационной. Данный тип выборки схож с обучающей, за исключением того, что нейронная сеть обрабатывает изображения и сравнивает отклонения, полученные путём вычислений координат дефектов с реальными координатами, размеченными человеком. За счёт этого сеть может приблизительно определить качество работы и выдать результат в виде вероятности обнаружения дефекта в определенной области, а также произвести корректировку весовых коэффициентов. Графики, представляющие результат обучения, представлены на рисунке 2.

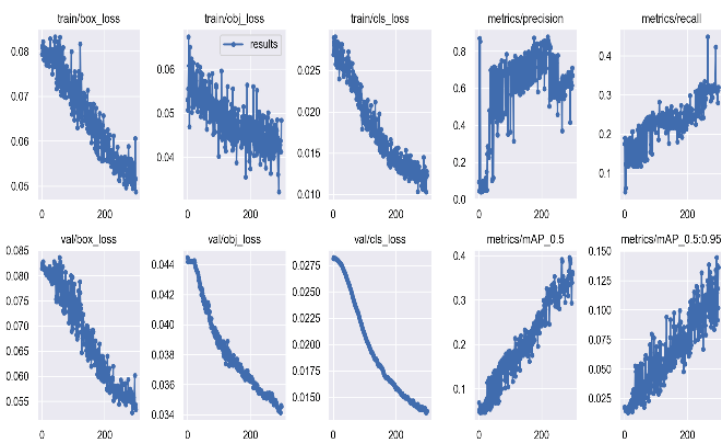


Рис. 2. Графики результата обучения нейронной сети

Для выделения областей дефектов разработанная сеть производит математические вычисления, представленные в формуле ниже:

$$C_i^j = P_{i,j} \times IOU_{pred}^{truth}, \quad (1)$$

где параметры j, i обозначают j – ю регрессивную ячейку i – ой сетки, C_i^j означает достоверность j – ой ограничивающей фигуры i – й сетки выделяемого дефекта. $P_{i,j}$ – это значение указывающее на существование в j – м поле нахождения искомого дефекта, если дефект существует в данном квадрате, то значение $P_{i,j} = 1$, в противном случае оно равняется 0. IOU_{pred}^{truth} является параметром, указывающим пересечение по объединению множества предсказанных результатов и множества истинных значений. Чем больше значение IOU_{pred}^{truth} тем выше вероятность правильного нахождения дефекта на плате.

Функция потерь, является оптимизирующей функцией и так же вычисляется при обучении сети для выявления ошибок алгоритма на каждом конкретном объекте. Вычисления происходит по формуле (2):

$$loss = l_{box} + l_{cls} + l_{obj}, \quad (2)$$

где l_{box} – функции регрессии с ограничением, l_{cls} – функция потери классификации, l_{obj} – функция потери достоверности.

В общем виде был получен алгоритм, который позволяет обнаружить на исходном изображении и обвести ограничивающей рамкой область дефекта, с указанием вероятности нахождения найденного дефекта в данной области. Для осуществления обучения нейронной сети необходимо разметить данные. Разметка данных представляет собой создание вручную ограничивающих рамок в местах нахождения дефекта на выборке из изображений. Далее, информация о местах нахождения дефекта относительно начала координат в размерной сетке разрешения изображения записывается в текстовый файл. В имени файла указывается принадлежность к конкретному изображению, а в содержании файла фигурируют координаты и название выделенной области (label) – пример показан на рисунке 3.

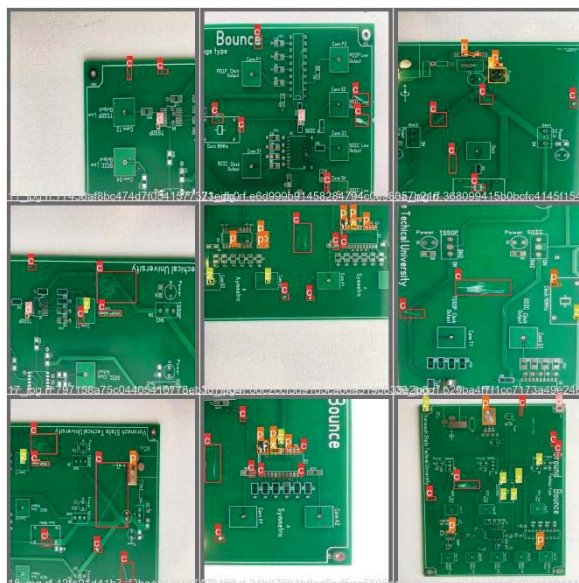


Рис. 3. Форма разметки изображений для создания обучающей и валидационной выборки.

Поскольку на вход данная сеть принимает изображения с разрешением 640x640 необходимо предварительно сжать исходное изображение до данных размеров. Для обработки видеоряда от камер, работающих по интерфейсу GigE, используется дополнительная библиотека, которая производит обработку данных о видеоряде и перерабатывается в единственный фрейм для обработки с исходным размером. Затем, с использованием библиотеки OpenCV производится преобразование размера изображения в необходимое, для последующей подачи его на вход нейронной сети. После этого обработанное изображение с нанесенными на него ограничивающими рамками формируется с учетом выхода сети и сохраняется как результат её работы в отдельный файл.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Увеличение объемов производства на ряду с уменьшением размеров как самих компонентов, так и печатных плат — значительно усложняет процесс выходного визуального контроля. Контроль всей партии на конвейерной линии с применением визуального контроля силами человека становится невозможным. В связи с этим разработка концептуально иных способов автоматизации производственных процессов на всех стадиях становится основной задачей. Повышение качества на ряду с увеличением количества производимых продуктов благоприятно сказывается на экономической составляющей предприятия. Увеличение количества выпускаемого продукта при сравнимом уровне затратах на выпуск единичного изделия позволяет уменьшить стоимость продукта, что благоприятно сказывается на рыночной конкуренции предприятия. Применение систем искусственного интеллекта для автоматизации производственных процессов приведет к качественному и количественному улучшению показателей производства. Совершенствование систем автоматизации на предприятии увеличивает его экономические показатели на ряду с повышением качества выпускаемых продуктов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ромашенко М.А., Васильченко Д.В., Рожненко С.Н. Методика оценки влияния электромагнитных помех на функционирование электронных средств в процессе их проектирования. // Радиотехника. 2021. Т. 85. № 6. С. 57-61.
2. Васильченко Д.В., Неклюдов А.Л., Ромашенко М.А. Программно-аппаратный комплекс тестирования электронных средств на воздействие электромагнитных помех. // Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXVI Международной научно-технической конференции. 2020. С. 386-391.
3. Ромашенко М.А., Васильченко Д.В., Неклюдов А.Л., Готов В.В., Глотова Т.С. Сканер ближнего электрического поля для двухсторонних и многослойных печатных плат. RU 189820 U1, 05.06.2019. Заявка № 2019108722 от 26.03.2019.
4. Ромашенко М.А., Васильченко Д.В., Рожненко С.Н., Балашов Ю.С. Методика формирования испытательных сигналов для оценки устойчивости электронных средств к ЭМП // Радиотехника. 2020. Т. 84. № 6 (12). С. 19-23.

REFERENCES

1. Romashchenko M.A., Vasilchenko D.V., Rozhnenko S.N. Methodology for assessing the influence of electromagnetic interference on the functioning of electronic devices in the process of their design. // Radio engineering. 2021. T. 85. No. 6. S. 57-61.
2. Vasilchenko D.V., Neklyudov A.L., Romashchenko M.A. Hardware and software complex for testing electronic devices for electromagnetic interference. // Radar, navigation, communication. Proceedings of the XXVI International Scientific and Technical Conference. 2020.S. 386-391.
3. Romashchenko M.A., Vasilchenko D.V., Neklyudov A.L., Glotov V.V., Glotova T.S.. Near electric field scanner for double-sided and multilayer printed circuit boards. RU 189820 U1, 05.06.2019. Application No. 2019108722 dated 26.03.2019.
4. Romashchenko M.A., Vasilchenko D.V., Rozhnenko S.N., Balashov U.S. Technique for the formation of test signals for assessing the stability of electronic devices to EMF // Radiotekhnika. 2020.Vol. 84.No. 6 (12). S. 19-23.

АЛГОРИТМ ОПТИМАЛЬНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ КОНТУРОВ ОБЪЕКТОВ НА ГИПЕРСПЕКТРАЛЬНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ

В. В. Шипко, М. Ф. Волобуев

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»,
Воронеж, Россия

Аннотация. Рассматривается статистически оптимальный алгоритм обнаружения контуров объектов на гиперспектральных изображениях. Алгоритм заключается в проверке гипотез по критерию Неймана-Пирсона об отсутствии контуров объекта в соседних пикселях относительно простой альтернативы их наличия. Приводятся характеристики обнаружения и результаты экспериментов, выполненные на реальных изображениях.

Ключевые слова: гиперспектральные изображения, контур, функция правдоподобия.

ALGORITHM FOR OPTIMAL DETECTION OF OBJECT CONTOURS IN HYPERSPECTRAL IMAGES

V. V. Shipko, M. F. Volobuev

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

Abstract. A statistically optimal algorithm for detecting object contours in hyperspectral images is considered. The algorithm consists in testing hypotheses according to the Neyman-Pearson criterion about the absence of object contours in neighboring pixels with respect to a simple alternative of their presence. The characteristics of detection and the results of experiments performed on real images are presented.

Keywords: hyperspectral images, contour, likelihood function.

1. ВВЕДЕНИЕ

Одной из тенденций развития современных иконических оптико-электронных систем является увеличение спектрального разрешения и внедрение методов и средств гиперспектральной съемки. Современные образцы гиперспектральной аппаратуры позволяют получать изображения в сотнях узких полосах ультрафиолетового, видимого и ближнего инфракрасного диапазонов спектра [1, 2]. Результаты гиперспектральных измерений могут эффективно использоваться для решения сложных задач обнаружения малоразмерных объектов, идентификации объектов исследуемой поверхности, выделения различий между близкими классами и т.д.

Важной задачей обработки формируемых гиперспектральных изображений (ГСИ) является обнаружение (выделение) объектов на различных фонах. Чаще всего такая задача решается путем выделения контуров объектов [3]. Использование контурных изображений позволяет существенно сократить вычислительные затраты различных алгоритмов последующего анализа и распознавания, что особенно актуально для обработки многокомпонентных ГСИ. Существует множество методов и алгоритмов выделения контуров на однокомпонентных изображениях [3], большинство из которых основано на использовании градиентных операторов, к которым относятся операторы

Робертса, Собела, Превитта и др. Выделение контуров при использовании указанных операторов обычно осуществляется в два этапа. Вначале вычисляются яркостные перепады (градиенты) в каждом элементе изображения, а затем их по модулю сравнивают с порогом. Если результат превышает порог, то считается, что элемент изображения принадлежит контуру, в противном случае считается, что он принадлежит фону. Однако указанный подход выделения контуров на однокомпонентных изображениях являются малоэффективными при покомпонентной обработке многокомпонентных ГСИ. Это связано в основном с отсутствием возможности учета взаимосвязи между спектральными компонентами. Анализировать последовательно контура каждого спектрального канала является задачей трудоемкой и неэффективной, а усреднение полученных результатов приводит к потере ценной информации. При этом выбор порога обнаружения контуров для большинства существующих алгоритмов имеет эвристический характер.

Целью данной статьи является разработка статистически оптимального алгоритма обнаружения контуров объектов на гиперспектральных изображениях.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Модель оцифрованного по строкам i и столбцам j L -компонентного гиперспектрального изображения Λ в общем случае имеет вид:

$$\Lambda = [\lambda_{i,j}^1 \quad \lambda_{i,j}^2 \quad \cdots \quad \lambda_{i,j}^L], \quad \lambda_{i,j}^l \in [0, \dots, 2^N - 1], \quad (1)$$

где $i = 1, \dots, I, j = 1, \dots, J$; I, J – число строк и столбцов изображения соответственно; l – индекс компоненты ГСИ, $l = 1, \dots, L$, N – степень квантования яркости компонент изображения Λ .

С учетом влияния различных факторов при формировании отдельных спектральных компонент ГСИ, модель такого изображения можно представить в виде аддитивной смеси полезной составляющей Λ и шума:

$$\mathbf{X} = \Lambda + \boldsymbol{\eta} = [x_{i,j}^1 \quad x_{i,j}^2 \quad \cdots \quad x_{i,j}^L], \quad x_{i,j}^l \in [0, \dots, 2^N - 1], \quad (2)$$

где $\boldsymbol{\eta} = [\eta^1 \quad \eta^2 \quad \cdots \quad \eta^L]$ – случайная спектрально и пространственно-некоррелированная аддитивная шумовая составляющая сигналов L -компонентного изображения с нулевым математическим ожиданием (МО) и некоторым значением среднеквадратического отклонения (СКО) $\sigma_{\text{ш}}^l$. Адекватность такой модели шума для многих приложений достаточно обоснована в ряде работ, например в [4]. Тогда будем считать, что яркости $x_{i,j}^l$ каждого пикселя ГСИ $\mathbf{X}$ независимые, несмещенные, распределенные по нормальному закону с неизвестным математическим ожиданием $m_{x_{i,j}}^l$ и известным СКО $\sigma_{\text{ш}}^l$.

$$W(x_{i,j}^l) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\text{ш}}} \cdot \exp\left(-\frac{(x_{i,j}^l - m_{x_{i,j}}^l)^2}{2(\sigma_{\text{ш}}^l)^2}\right). \quad (3)$$

Признаком отсутствия контура объекта на ГСИ является совпадение МО скалярных значений яркости соседних пикселей с некоторым допустимым отклонением $m_{x_{i,j}}^l \approx m_{x_{i\pm 1,j\pm 1}}^l = m^l$. Признаком наличия искомого объекта является совпадение вероятностных характеристик его контура с априорно определенными.

Будем рассматривать попарное сравнение значений яркости i,j -ых пикселей и соседних p,q -ых пикселей с неизвестным истинным значением m^l .

В таблице 1 представлено n парных комбинаций i,j -ых и соответствующих им соседних p,q -ых пикселей используемых при их совместном оценивании.

Таблица 1. Комбинации совместных пар значений индексов i,j и p,q

n	1	2	3	4
p	i	$i+1$	$i+1$	$i-1$
q	$j+1$	j	$j+1$	$j+1$
i, j	$1, \dots, I, 1, \dots, J-1$	$1, \dots, I-1, 1, \dots, J$	$1, \dots, I-1, 1, \dots, J-1$	$2, \dots, I, 1, \dots, J-1$

Последовательность сравнения пикселей ГСИ поясним на примере матрицы размером 3×3 , представленной на рисунке 1. Где стрелками показаны связи сравниваемых пикселей, штриховая линия показывает гипотетическую границу расположения контура.

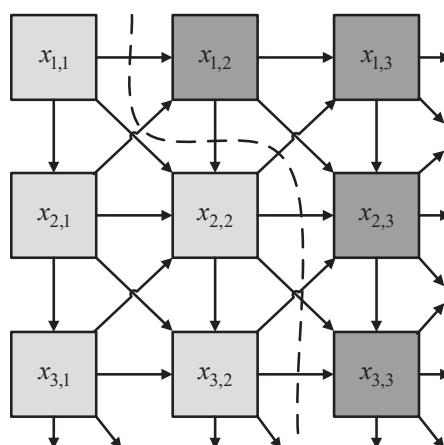


Рис. 1. Последовательность сравнения яркостей пикселей.

3. ОПИСАНИЕ АЛГОРИТМА

Воспользуемся критерием Неймана-Пирсона [5, 6] проверки гипотезы H_0 об отсутствии контуров изображений в соседних пикселях относительно простой альтернативы их наличия H_1 .

В соответствии с избранной процедурой проверки гипотез определим функции правдоподобия гипотез и оценим неизвестные в них параметры.

Для принятых моделей функция правдоподобия, как плотность вероятности значений измеряемого параметра при известном его истинном значении, описывается многомерным нормальным законом распределения.

В случае нулевой гипотезы об отсутствии контуров объектов на ГСИ, её функция правдоподобия зависит от одного неизвестного информационного параметра m^l :

$$W_n^l(m^l) = \frac{1}{2\pi\sigma_{\text{ш}}^2} \cdot \exp\left(-\frac{(x_{i,j}^l - m^l)^2 + (x_{p,q}^l - m^l)^2}{2(\sigma_{\text{ш}}^l)^2}\right), \quad (4)$$

где p, q – параметры пикселей окрестности, определяемые в соответствии с таблицей; n – номер анализируемой пары пикселей с координатами i, j и p, q .

Для отыскания оптимальной оценки неизвестного параметра воспользуемся методом максимального правдоподобия, для этого возьмем логарифм от функции правдоподобия (4) и продифференцируем ее.

$$\ln(W_n^l(m^l)) = \ln\left(\frac{1}{2\pi\sigma_{\text{ш}}^2}\right) - \frac{(x_{i,j}^l - m^l)^2 + (x_{p,q}^l - m^l)^2}{2(\sigma_{\text{ш}}^l)^2}, \quad (5)$$

$$\frac{\partial \ln(W_n^l(m^l))}{\partial m^l} = \frac{(x_{i,j}^l - m^l)^2 + (x_{p,q}^l - m^l)^2}{(\sigma_{\text{ш}}^l)^2}. \quad (6)$$

Приравняв полученное значение к нулю, получим оптимальную оценку математического ожидания.

$$\hat{m}_n^l = \frac{x_{i,j}^l + x_{p,q}^l}{2}. \quad (7)$$

Решающая статистика имеет следующий вид:

$$r_n^l = \frac{((x_{i,j}^l - \hat{m}_n^l)^2 + (x_{p,q}^l - \hat{m}_n^l)^2)}{(\sigma_{\text{ш}}^l)^2}. \quad (8)$$

В работе [7] показано, что такая решающая статистика имеет распределение хи-квадрат с одной степенью свободы. Тогда порог рассчитаем исходя из заданной вероятности ложной тревоги $P_{\text{лт0}}$, по обратным функциям распределения.

$$h_0 = \chi^{-2}(1 - P_{\text{лт0}}; 1). \quad (9)$$

Решение о наличии контуров объектов на ГСИ принимают путем сравнения решающей статистики (8) с порогом h_0

$$\overset{H_1}{r_n^l} \underset{H_0}{\geq} h_0. \quad (10)$$

При не превышении порога h_0 принимают гипотезу H_0 отсутствия контуров объектов в анализируемых пикселях на данном спектре, в противном случае принимают гипотезу H_1 о наличии контура в пикселях n -ой пары. В случае если хоть для одной из n пар для i, j -го пикселя в l -ой спектральной компоненте принята гипотеза H_1 , то этому пикселу присваивается 1, в остальных случаях – 0:

$$c_{i,j}^l = \begin{cases} 1, & \text{если } \forall n, \exists r_n^l \geq h_0, \\ 0, & \text{в остальных случаях.} \end{cases} \quad (11)$$

Общее решение о наличии контура в i, j -ом пикселе по всем спектральным компонентам ГСИ принимается в случае, если $\forall l, \exists c_{i,j}^l = 1$, т.е. конечное изображение контура будет определяться, как

$$c_{i,j} = \begin{cases} 1, & \left(\sum_l c_{i,j}^l \right) > 0, \\ 0, & \text{в остальных случаях.} \end{cases} \quad (12)$$

Структурная схема оптимального алгоритма обнаружения контуров представлена на рисунке 2.

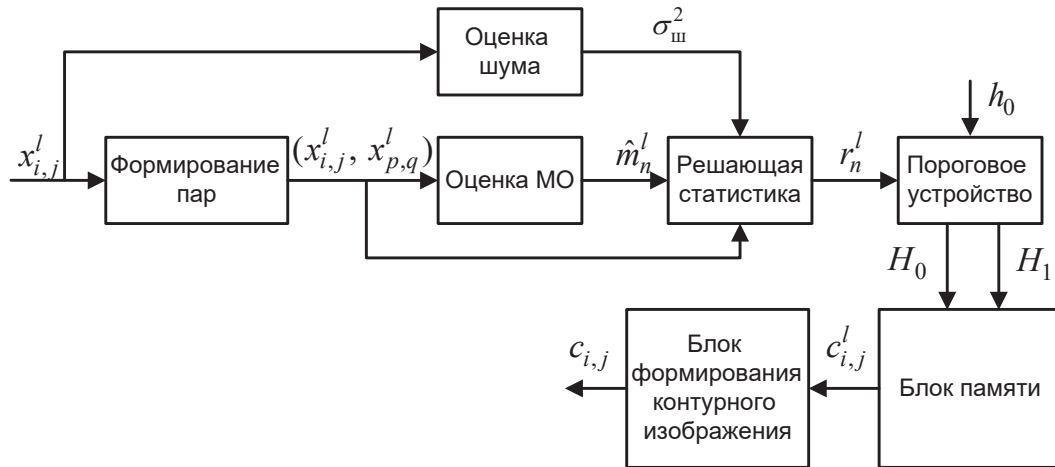


Рис. 2. Структурная схема оптимального алгоритма обнаружения контуров на гиперспектральном изображении.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ И ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ

На рисунке 3 приведены вероятности правильного обнаружения $P_{по}$ контура объекта в зависимости от отклонения $\delta = \frac{|m_{i,j}^l - m_{p,q}^l|}{\sigma_{ш}}$, полученные в результате статистического моделирования с объемом выборки в каждой точке анализа 10000.

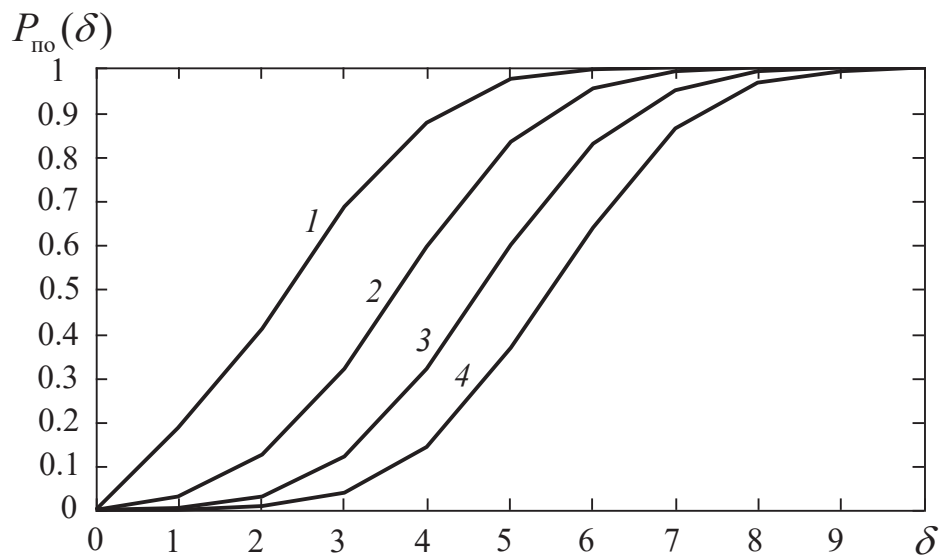


Рис. 3. Вероятность правильного обнаружения контура объекта при: 1 – $P_{лт0} = 10^{-1}$,
2 – $P_{лт0} = 10^{-2}$, 3 – $P_{лт0} = 10^{-3}$, 4 – $P_{лт0} = 10^{-4}$.

На рисунке 4 представлены выборочные ГСИ, полученные акустооптическим гиперспектрометром [2] в широком спектральном диапазоне (500-750нм) с интервалом 50нм. На рисунке 5 представлены выборочные ГСИ, полученные в узком спектральном диапазоне (745-770нм) с интервалом 5нм. На изображениях находятся два спектрально селективных объекта (объект 1 – нижний кубик, объект 2 – верхний кубик)

обладающих схожими по изменению, но разными по интенсивности спектральными характеристиками, представленными на рисунке 6, где кривая 1 – объект 1, 2 – объект 2, 3 – тень, 4 – фон.

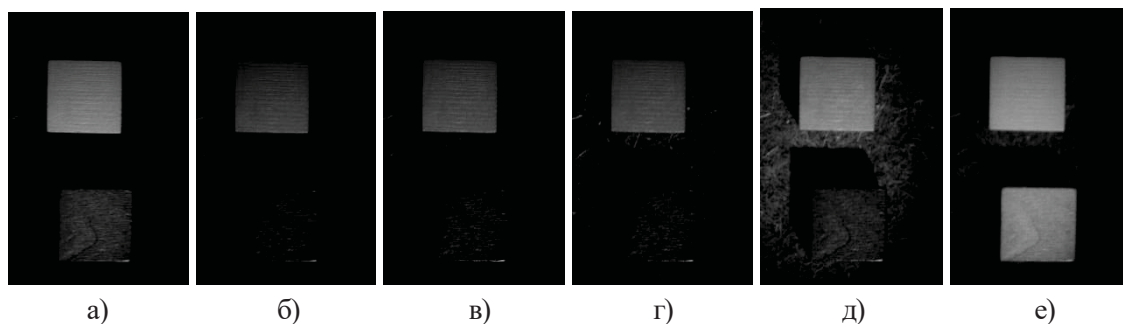


Рис.4. Выборка компонент ГСИ в широком спектральном диапазоне: а) – 500 нм, б) – 550 нм, в) – 600 нм, г) – 650 нм, д) – 700 нм, е) – 750 нм.

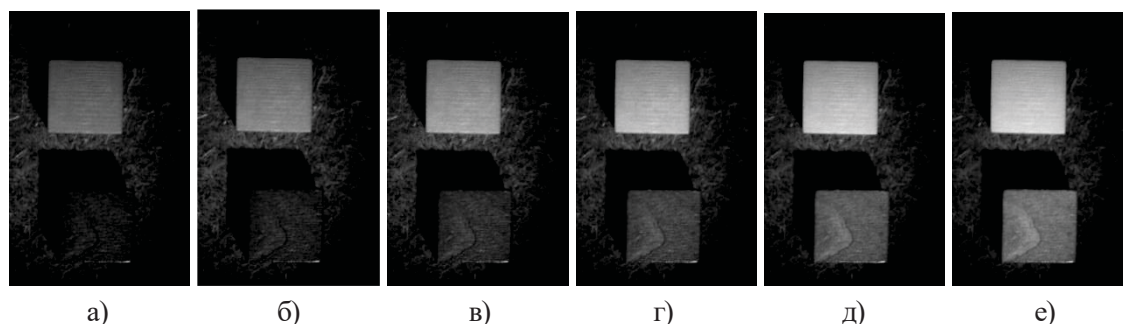


Рис.5. Выборка компонент ГСИ в узком спектральном диапазоне: а) – 745 нм, б) – 750 нм, в) – 755 нм, г) – 760 нм, д) – 765 нм, е) – 770 нм.

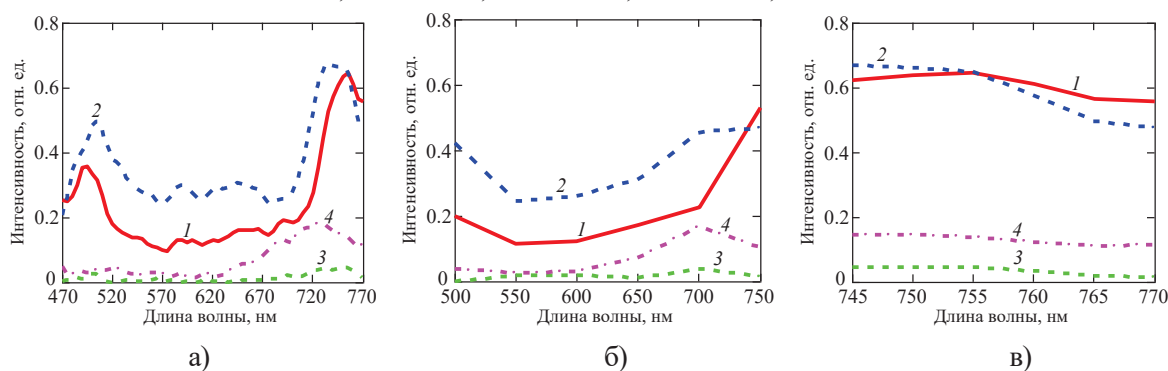


Рис.6. Нормированные спектральные интенсивности отражения: полного набора; а) 61 спектральная компонента в диапазоне 470-770 нм с интервалом 5 нм; б) шести спектральных компонент в широком диапазоне 550-750 нм с интервалом 50 нм; в) шести спектральных компонент в узком диапазоне 745-770 нм с интервалом 5 нм.

На рисунке 7 представлены результаты обнаружения контуров по выборкам изображений на рис. 4, 5 оптимальным по критерию Неймана-Пирсона алгоритмом (4)-(12) при различных заданных значениях вероятности ложной тревоги.

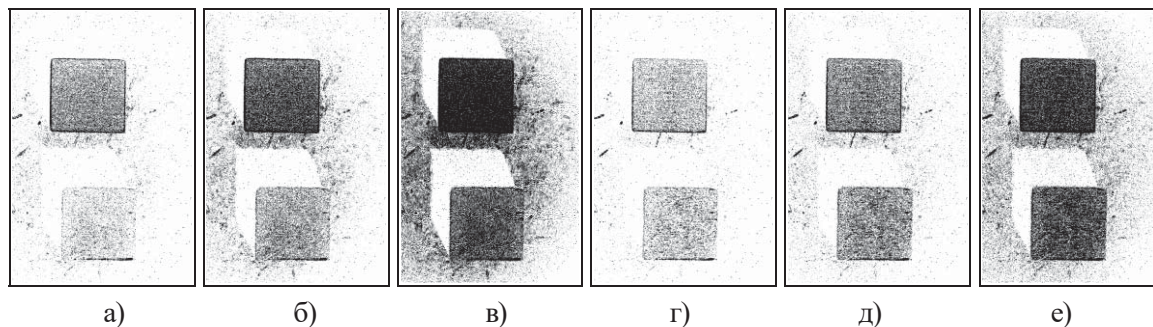


Рис.7. Результат обнаружения контуров на первом этапе: для набора ГСИ (рис.2) при а) $P_{лг0} = 10^{-4}$, б) 10^{-3} ; в) 10^{-2} и набора ГСИ (рис.3) при г) $P_{лг0} = 10^{-4}$, д) 10^{-3} ; е) 10^{-2} .

Анализ показал, что использование нескольких спектральных изображений в определенных диапазонах позволяет значительно снизить вычислительные затраты алгоритма без существенных потерь информации. Выбор наиболее информативных спектральных компонент позволяет снизить потери в достоверности при распознавании по ограниченному числу спектральных каналов. Поэтому выбор наиболее информативных спектральных компонент можно осуществить еще на этапе планирования съемки по априорной информации о наблюдаемых объектах и фоне, либо в процессе съемки с управляемой фрагментарной регистрацией по спектру, например, на основе акустооптических фильтров [2].

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, разработанный алгоритм позволяет в оптимальной постановке осуществлять выделение контуров объектов на гиперспектральных изображениях и может являться предварительным этапом последующего распознавания.

Разработанный алгоритм реализован программно и может быть использован как в бортовых гиперспектральных системах оперативного мониторинга, так и в наземных пунктах сбора и обработки информации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Виноградов А.Н., Егоров В.В., Калинин А.П., Родионов А.И., Родионов И.Д. Линейка авиационных гиперспектрометров ультрафиолетового, видимого и ближнего инфракрасного диапазонов // Оптический журнал. 2016. Т. 88. № 4. С. 54–62.
2. Пожар В.Э., Мачихин А.С., Гапонов М.И., Широков С.В., Мазур М.М., Шерышев А.Е. Гиперспектрометр на основе перестраиваемых акустооптических фильтров для БПЛА // Светотехника. 2018. № 4. С. 47-50.
3. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. Издание 3-е, исправленное и дополненное. М.: Техносфера, 2019. 1104 с.
4. Современные технологии обработки данных дистанционного зондирования Земли / Под ред. В.В. Еремеева. М.: Физматлит, 2015. 460 с.
5. Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М.: Издательство «Советское радио», 1977. 432 с.
6. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга 2. М.: Издательство «Советское радио», 1968 г. 504 с.
7. Волобуев М.Ф., Уфаев В.А. Обнаружение постепенных отказов в резервированной измерительной системе в зависимости от полноты вероятностного описания выходных сигналов // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2017. Т. 15, №10. С. 28-34.

REFERENCES

1. Vinogradov A.N., Egorov V.V., Kalinin A.P., Rodionov A.I., Rodionov I.D. A line of aviation ultraviolet, visible and near-infrared hyperspectrometers // Optical journal. 2016. V. 88. No. 4. P. 54–62.
2. Pozhar V.E., Machikhin A.S., Gaponov M.I., Shirokov S.V., Mazur M.M., Sheryshev A.E. Hyperspectrometer based on tunable acousto-optical filters for UAV // Svetotekhnika. 2018. No. 4. P. 47-50.
3. Gonzalez R., Woods R. Digital image processing. 3rd edition, corrected and enlarged. M.: Technosfera, 2019. 1104 p.
4. Modern technologies for processing data from remote sensing of the Earth / Ed. V.V. Eremeeva. M.: Fizmatlit, 2015. 460 p.
5. Repin V.G., Tartakovsky G.P. Statistical synthesis under a priori uncertainty and adaptation of information systems. M.: Publishing house "Soviet radio", 1977. 432 p.
6. B. R. Levin, Theoretical Foundations of Statistical Radio Engineering. Book 2. M.: Soviet Radio Publishing House, 1968. 504 p.
7. Volobuev M.F., Ufaev V.A. Detection of gradual failures in a redundant measuring system depending on the completeness of the probabilistic description of output signals // Information-measuring and control systems. 2017. Vol. 15, No. 10. pp. 28-34.

АЛГОРИТМ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ РАСПОЗНАВАНИЯ ДЛЯ ОХРАНЫ И ОБОРОНЫ ОБЪЕКТОВ КРИТИЧЕСКОЙ ИНФРАСТРУКТУРЫ

А. А. Кузьмин, Р. И. Куницын, Е. Н. Тихомиров

ФГКВБОУВО «Военная академия Ракетных войск стратегического назначения имени Петра Великого»
(ВА РВСН), Балашиха, Россия

Аннотация. Рассмотрен один из способов интеллектуализации автоматизированной системы охраны объектов РВСН, повышающий эффективность ее боевого применения. Введено понятие интеллектуализированной автоматизированной системы управления охраной и обороной. Представлен вариант алгоритма ее функционирования.

Ключевые слова: автоматизированная система охраны, алгоритм, эффективность, интеллектуализированная автоматизированная система управления охраной и обороной.

A FUNCTIONING ALGORITHM OF THE RECOGNITION SYSTEM FOR THE PROTECTION AND DEFENSE OF CRITICAL INFRASTRUCTURE FACILITIES

A. A. Kuzmin, R. I. Kunicin, E. N. Tihomirov

Peter the Great Strategic Missile Forces Academy, Balashiha, Russian Federation

Abstract. There is one of the methods of intellectualization of the security system, which increases the effectiveness of combat use considered in the article. Introduced the concept of a intellectualized computer control system for the RVSН objects security and defense. A variant of its functioning is presented.

Keywords: security system, algorithm, effectiveness, intellectualized computer control system for the RVSН objects security and defense.

1. ВВЕДЕНИЕ

Ракетные войска стратегического назначения круглосуточно и в любых условиях обстановки выполняют задачу по обеспечению постоянной готовности к проведению пусков ракет в соответствии с полученными боевыми приказами. Одним из основных направлений при обеспечении готовности является выполнение мероприятий охраны, а в случае ведения боевых действий (при отражении нападения) – охраны и обороны. Для повышения эффективности данных процессов на объектах РВСН также как и на других объектах критической инфраструктуры развернута автоматизированная система охраны.

2. АНАЛИЗ ПРИМЕНЯЕМЫХ СИСТЕМ ОХРАНЫ

АСО (рис.1) представляет собой часть ракетного вооружения, которая включает в себя программно-аппаратный комплекс, реализующий функции управления, технические средства охраны и наблюдения (ТСОН), технические средства предупреждения и воздействия (ТСПВ) и предназначена для охраны и обороны объектов особой важности [1]. Система управления АСО предъявляет повышенные требования к

профессиональным качествам оператора, его подготовке при этом не обеспечивает в полной мере поддержку в критических ситуациях, когда последствиями промедления в принятии решения могут быть существенные повреждения охраняемого объекта, а также имеет ряд других недостатков (рис.2).



Рис. 1. Структурная схема современной АСО

Основные недостатки системы управления АСО:	Инструменты, позволяющие повысить эффективность боевого применения АСО:	Перечень задач, решение которых позволит реализовать искомый инструментарий:
1) не реализован обмен высокоинформативными данными в режиме реального времени с вышестоящими звеньями управления	1) расширение возможностей информационного обмена различными видами данных в режиме реального времени с вышестоящими звеньями управления и системами разведки	1) разработка комплекса моделей интеллектуализированной системы управления охраной и обороной объектов РВСН с применением робототехнических комплексов военного и специального назначения
2) отсутствие информационного обмена с используемым в составе системы охраны комплексами разведки	2) применение передовых средств оптико-электронной, радио-, радиотехнической разведки	2) разработка алгоритмов функционирования интеллектуализированной системы управления охраной и обороной объектов РВСН с применением современных информационных технологий
3) недостаточная степень автоматизации управления процессами охраны и обороны	3) автоматизация управления процессами охраны и обороны за счет применения методов искусственного интеллекта для обнаружения, распознавания и целеуказания объектов противника для систем поражения	3) разработка методики построения интеллектуализированной системы управления охраной и обороной объектов РВСН с применением робототехнических комплексов военного и специального назначения
4) отсутствие систем обнаружения и противодействия системам наведения ВТО, робототехническим и дистанционно управляемым комплексам	4) применение системы поддержки принятия решения и контроля оператора в критической ситуации	
5) отсутствие систем поддержки принятия решений оператором в критических ситуациях	5) подготовка данных по обстановке для принятия решения командиром в высших степенях боевой готовности и при ведении боевых действий	

Рис. 2. Результаты анализа АСО

Одним из способов повышения эффективности противодействия противнику является интеллектуализация процессов управления. Так как ряд мероприятий охраны, а именно контроль обстановки посредством анализа изображений системы телевизионного наблюдения носят однообразный, циклический характер и выполняются согласно инструкций, содержащей строго формализованные правила, их выполнение может быть возложено на программные комплексы, реализующие алгоритмы распознавания противника, его целеуказания и последующего поражения по команде оператора. Подобные комплексы создают новый класс интеллектуализированных систем, являющийся результатом поэтапной автоматизации процессов и очередным шагом на пути к созданию полностью автономных систем.

3. ПРИМЕНЕНИЕ СИСТЕМЫ РАСПОЗНАВАНИЯ В СОСТАВЕ СИСТЕМЫ ОХРАНЫ

В настоящее время основные технологические операции АСО на объектах критической инфраструктуры такие как, переключение режимов работы технических средств предупреждения и воздействия, выполняются по команде с автоматизированного рабочего места оператора, который несет дежурство на одной из

охраняемых объектов, также как и дистанционное ведение боя посредством управления стрельбовыми комплексами с постов операторов, что является переходом к созданию автоматизированной системы управления охраной и обороной (АСУ ОиО). Применение программных комплексов, реализующих методы искусственного интеллекта под непосредственным руководством оператора в составе АСУ ОиО, создает переход к интеллектуализированной автоматизированной системе управления охраной и обороной (ИАСУ ОиО) (рис.3), которая позволит повысить эффективность боевого применения системы охраны за счет повышения вероятности распознавания противника и сокращения времени противодействия [2, 3].

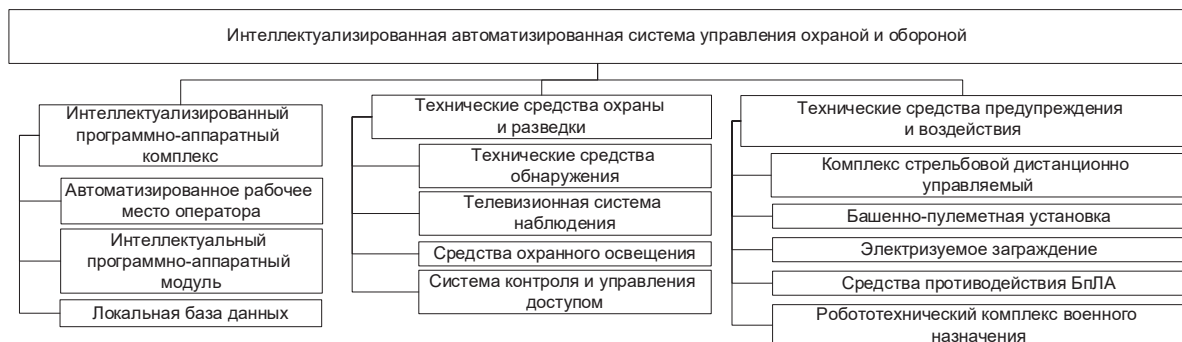


Рис. 3. Структурная схема ИАСУ ОиО

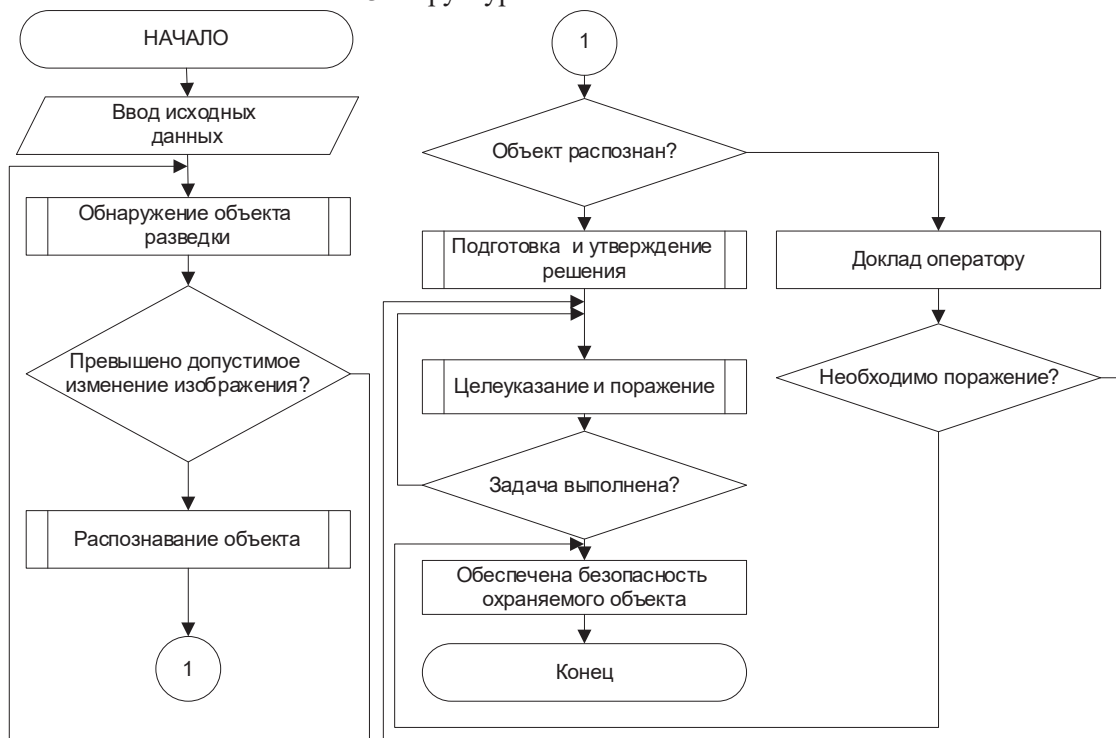


Рис. 4. Блок-схема алгоритма функционирования ИАСУ ОиО

Анализ опыта ведения боевых действий в рамках проведения специальной военной операции на территории Украины свидетельствует, что одной из основных угроз для объектов критической инфраструктуры является применение противником диверсионно-террористических групп (ДТГ), целями которых является разведка, вскрытие боевых порядков подразделений и частей, целеуказание, проведение диверсионной работы. Противодействие ДТГ осуществляется подразделениями охраны

посредством стационарных средств (АСО). Цель подразделений охраны – обнаружение, предотвращение действий и уничтожение ДТГ.

Для описания полезного эффекта интеллектуализации системы охраны проведено моделирование задачи противодействия противнику, которое представлено совокупностью подзадач обнаружения, распознавания и поражения. Моделирование сводится

к вычислению показателя эффективности боевого применения АСО при условии применения системы распознавания и без таковой. В качестве показателя эффективности целесообразно применить математическое ожидание числа уничтоженных ДТГ за время противодиверсионной борьбы ($t_{\text{пдб}}$):

$$W_{\text{пдб}} = M[N_{\text{ун}}^{\text{ДТГ}}(t_{\text{пдб}})] = 1/2(\sum_{i=1}^n P_i^{\text{пдг}} * N_i^{\text{ДТГ}} + \sum_{j=1}^m P_j^{\text{АСО}} * N_j^{\text{ДТГ}}),$$

где $W_{\text{пдб}}$ – эффективность противодиверсионной борьбы, $N_{\text{ун}}^{\text{ДТГ}}$ – число уничтоженных ДТГ, $P_i^{\text{пдг}}$ – вероятность уничтожения ДТГ силами ПДГ в i -ой операции, $N_i^{\text{ДТГ}}$ – количество уничтоженных ДТГ силами ПДГ в i -ой операции, $P_j^{\text{пдг}}$ – вероятность уничтожения ДТГ силами дежурной смены охраны в j -ой операции, $N_j^{\text{ДТГ}}$ – количество уничтоженных ДТГ силами дежурной смены охраны в j -ой операции.

Модель операции строится при следующих допущениях:

- 1) Подразделения охраны ведут поиск ДТГ посредством БпЛА, распознавание – посредством модуля распознавания;
- 2) Операторы охраняемых объектов ведут поиск посредством системы телевизионного обнаружения, распознавание – посредством модуля распознавания;
- 3) Вероятность обнаружения и поражения равны 1;
- 4) Время распознавания системой распознавания равно 1с.

Агрегированная модель на основе учета ряда обобщенных параметров $N_0^{\text{ДТГ}}$, $P_{\text{обн}}$,

$P_{\text{расп}}$, $P_{\text{пор}}$ имеет вид:

$$W_{\text{пдб}} = \begin{cases} N_0^{\text{ДТГ}} P_{\text{обн}} P_{\text{расп}} P_{\text{пор}}, & \text{при } N_0^{\text{ДТГ}} \leq N_0^{\text{пдг}}, P_{\text{обн}} = 1, P_{\text{пор}} = 1, \\ N_0^{\text{пдг}} P_{\text{обн}} P_{\text{расп}} P_{\text{пор}}, & \text{при } N_0^{\text{пдг}} \leq N_0^{\text{ДТГ}}, P_{\text{обн}} = 1, P_{\text{пор}} = 1, \end{cases}$$

где $P_{\text{обн}}$ – вероятность обнаружения ДТГ, $P_{\text{расп}}$ – вероятность распознавания ДТГ, $P_{\text{пор}}$ – вероятность поражения ДТГ, $N_0^{\text{ДТГ}}$ – начальное число военнослужащих ДТГ, $N_0^{\text{пдг}}$ – начальное число военнослужащих ПДГ.

Для дезагрегирования параметров модели используем рандомизированную модель пуассоновского типа [4,5], которая имеет следующий вид:

$$P_{\text{расп}} = 1 - \exp(-\lambda_{\text{расп}} t_{\text{расп}}),$$

где $\lambda_{\text{расп}}$ – интенсивность распознавания, которая с применением нормирующего коэффициента «4» равна:

$$\lambda_{\text{расп}} = 4 * k_{\text{обуч}} * k_{\text{изобр}},$$

где $\lambda_{\text{расп}}$, $k_{\text{обуч}}$ – коэффициент качества обучения программного комплекса распознавания (для оператора – коэффициент опыта), $k_{\text{изобр}}$ – качество, поступающего изображения в интеллектуальный программно-аппаратный модуль, осуществляющий функции распознавания, $k_{\text{быстр}}$ – коэффициент быстродействия (оперативность оператора), $t_{\text{расп}}$ – время распознавания (для системы распознавания $t_{\text{расп}} = \text{const}$).

При исследованиях эффективностей распознавания образов на изображении оператором и системой распознавания в одинаковых условиях при качественном обучении ($k_{\text{обуч}} = 1$) и высоком качестве изображений ($k_{\text{изобр}} = 1$) при условии, что быстродействие оператора ниже системы в 20 раз, то значения вероятностей правильного распознавания объектов оператором в зависимости от времени и математическое ожидание числа уничтоженных диверсантов (при $N_0^{\text{дтг}} = 18$) будут выглядеть следующим образом (табл.1).

Таблица 1. Вероятность распознавания образов оператором для $\lambda_{\text{расп}} = 4$

$t_{\text{расп}}, \text{с}$	1	2	5	10	12	14	16	18	20
$P_{\text{расп}}$	0,18	0,33	0,63	0,86	0,91	0,94	0,96	0,97	0,98
$M[N_{\text{ун}}^{\text{дтг}}(t_{\text{пдб}})]$	3,26	5,93	11,38	15,56	16,37	16,91	17,27	17,51	17,67

Для системы распознавания в соответствии с допущением время не будет иметь значения, поэтому рассмотрим зависимость вероятности распознавания и показателя эффективности (при $N_0^{\text{дтг}} = 18$) от интенсивности распознавания (табл.2).

Таблица 2. Вероятность распознавания образов системой распознавания

$\lambda_{\text{расп}}, \text{с}$	0,4	0,8	1,2	1,6	2,0	2,4	2,8	3,2	3,6	4,0
$P_{\text{расп}}$	0,32	0,55	0,69	0,79	0,86	0,90	0,93	0,95	0,97	0,98
$M[N_{\text{ун}}^{\text{дтг}}]$	5,93	9,91	12,58	14,37	15,56	16,37	16,91	17,27	17,51	17,67

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Анализ результатов позволяет сделать вывод, что при заданных **исходных данных** оператору необходимо до 20 с для достижения сравнимого с системой распознавания показателя эффективности. Следует отметить, что идеальных условий при реальном проведении эксперимента достичь трудно, поэтому для совершенствования модели необходимо раскрыть понятия «коэффициент качества обучения программного комплекса распознавания» и «качество, поступающего изображения в интеллектуальный программно-аппаратный модуль, осуществляющий функции распознавания».

Таким образом, интеллектуализация управления процессами охраны и обороны посредством применения алгоритмов распознавания образов позволяет повысить эффективность системы охраны при ведении противодиверсионной борьбы в

военное время и повышает оперативность принятия решения в критических ситуациях – в мирное. Перспективными направлениями исследований является строгая формализация правил принятия решения оператором, распознавание не только образов, но и событий, что позволит расширить пространство автоматического анализа ситуаций и подготовит переход к автономным системам.

ЛИТЕРАТУРА

1. Энциклопедия Ракетных войск стратегического назначения. – М.: ООО «Премьер Партнер», 2014. – 875 с.
2. Кузьмин А.А. Информационная модель интеллектуализированной автоматизированной системы управления охраной и обороной // Сборник тезисов всероссийской межведомственной научно-технической конференции по теоретическим и прикладным проблемам развития и совершенствования автоматизированных систем управления и связи «НАУКА и АСУ- 2021»–М.: Изд-во НИУ «МИЭТ», 2021.С.6-7.
3. Скиба В. А., Кузьмин А. А., Анализ методов и средств противодействия беспилотным летательным аппаратам в интересах Ракетных войск стратегического назначения // Военная мысль. 2021. №11. С. 104–114.
4. Рябчук В.Д., Кондратьев В.В., Ничипор В.И. К вопросу о методологии оценки эффективности функционирования систем управления общевойсковых формирований // Вестник Академии военных наук. 2008. №2. С. 61–68.
5. Ролдугин В.Д. Моделирование и оценка эффективности боевых действий РВСН / В.Д. Ролдугин. - М.: Военная академия РВСН им. Петра Великого, 2005. – 575 с.

REFERENCES

1. Encyclopedia of Strategic Missile Forces – М.: ООО «Premier Partner», 2014. – 875 p.
2. Kuzmin A.A. Information model of an intelligent automated security and defense management system// Collection of abstracts of the All-Russian interdepartmental scientific and Technical conference on theoretical and applied problems of development and improvement of automated control and communication systems «NAUKA & ASU- 2021»–M.: Publishing house NIU «MIET», 2021.p.6-7.
3. Sciba V.A., Kuzmin A.A.,Analysis of methods and means of countering unmanned aerial vehicles in the interests of Strategic Missile Forces// Voennaya Misl. 2021. №11. p. 104–114.
4. Ryabchuk V.D., Kondratiev V.V., Nichipor V.I.,On the issue of methodology for assessing the effectiveness of the management systems of combined arms formations // Vestnik Akademii voennih nauk. 2008. №2. p. 61–68.
5. Roldugin V.D. Simulation and evaluation of the effectiveness of combat operations of the Strategic Missile Forces / V.D. Roldugin. - M.: Peter the Great Strategic Missile Forces Academy, 2005. – 575 p.

МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОРИЕНТАЦИИ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ ОТНОСИТЕЛЬНО ПАССИВНОГО ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННОГО УСТРОЙСТВА

А. И. Стучилин, А. С. Иванов

ЗАО НИЦ «Резонанс», Москва, Россия

Аннотация. Рассмотрен метод измерения параметров пространственной ориентации воздушных объектов (ВО) относительно пассивного однопозиционного оптико-электронного устройства (ОЭУ) разведки воздушного пространства. Актуальность разработки метода связана с необходимостью определения пространственной ориентации ВО относительно ОЭУ при измерении дальности ВО. При разработке метода использованы геометрические методы сфероидической геодезии.

Ключевые слова: оптико-электронное устройство, воздушный объект, пространственная ориентация воздушного объекта, углы псевдорысканья, псевдотангажа, псевдокрена, сфероидическая геодезия.

METHOD OF MEASURING THE PARAMETERS OF AIR OBJECTS SPATIAL ORIENTATIONS RELATIVE TO PASSIVE OPTOELECTRONIC DEVICE

A.I. Stuchilin, A.S. Ivanov

CJS CRC «Rezonce», Moscow, Russia

Abstract. The paper considers a method for measuring the parameters of the air objects (AO) spatial orientation relative to a passive single-position optoelectronic device (OED) for airspace reconnaissance. The relevance of the development of the method is related to the need to determine the spatial orientation of the AO relative to the OED when measuring the range of the AO. When developing the method geometric methods of spheroidal geodesy were used.

Keywords: optoelectronic device; air object; air object spatial orientation; angles of pseudo yaw, pseudo pitch, pseudo roll; spheroidal geodesy.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время при разработке пассивных ОЭУ разведки воздушного пространства имеется проблема, связанная с измерением параметров пространственной ориентации ВО относительно ОЭУ. Суть проблемы заключается в том, что измерение углов пространственной ориентации ВО относительно ОЭУ необходимо проводить в трехмерном пространстве, лишенном каких-либо маркеров и опорных точек, из одной точки измерений, а основой для измерений служит двумерное изображение ВО, сформированное на фотоприемной матрице (ФМ) ОЭУ, которое для прямых измерений является малоинформативным.

К угловым параметрам пространственной ориентации ВО относительно пассивного однопозиционного ОЭУ относятся углы псевдорысканья, псевдотангажа и псевдокрена. Знание этих параметров необходимо для измерения дальности ВО пассивным ОЭУ [1, 2].

Решению задачи измерения угловых параметров положения ВО в пространстве посвящены работы некоторых авторов. В [3] эта задача решается путем сопоставления реального и эталонного контуров ВО на изображении, так называемый, контурный анализ. После предварительного распознавания контура и отнесения его к конкретному классу и модели ВО, информация о которых содержится в базе эталонов, происходит совмещение центров масс реального и эталонного контуров ВО. Затем происходит деформация эталонного контура для его «подгонки» под реальный контур. Однако, с учетом количества возможных вариантов расположения контура ВО в пространстве, а также сложности оконтуривания изображения ВО, особенно при наличии размытости изображения ВО, наличии помех, низком соотношении сигнал-шум, это является достаточно трудоемкой задачей. Причем, вероятность корректного определения типа ВО будет высокой, только для случая, когда наблюдаемая цель обладает уникальным контуром, в то время как внутриклассовая схожесть некоторых, например, гражданских самолетов очень высока и вероятность отнесения контура к одному из вариантов может быть не высокой. Метод опорных точек, рассмотренный в [4], оставляет неясным точность установки опорных точек как в ручном, так и в автоматическом режимах, работоспособность алгоритма при наблюдении ВО под ракурсом 0/4 и его применимость к ВО других типов, например, аэростатам, квадрокоптерам и др. При использовании методов, предложенных в [3, 4], заявленная точность определения угловых параметров положения ВО в пространстве составляет $10 - 15^\circ$, а относительная погрешность определения дальности до ВО $-10 - 15\%$.

В [5] разработан метод определения параметров пространственной ориентации ВО относительно ОЭУ на основе сопоставлении значений параметров двумерного изображения реального ВО, сформированного на ФМ, с соответствующими значениями параметров его эталонных изображений, полученных при вращении виртуальной 3D-модели ВО данного типа. При совпадении сравниваемых параметров из базы данных ОЭУ вызываются соответствующие изображению ВО значения углов его пространственной ориентации относительно ОЭУ. Необходимым условием работы метода является наличие информации о типе ВО. Недостатком метода является его зависимость от качества изображения ВО и точности оконтуривания изображения ВО. Наличие помех, инверсионного следа ВО, низкая контрастность изображения ВО предопределяют наличие ошибок в измерении параметров пространственной ориентации ВО относительно ОЭУ, которые при неблагоприятных условиях наблюдения ВО могут достигать $6 - 9^\circ$, что обуславливает погрешность измерения дальности ВО в пассивном ОЭУ в пределах до 4% .

2. ПРИМЕНЕНИЕ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ МЕТОДОВ СФЕРОИДИЧЕСКОЙ ГЕОДЕЗИИ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОРИЕНТАЦИИ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ ОТНОСИТЕЛЬНО ПАССИВНОГО ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННОГО УСТРОЙСТВА

Учитывая, что полет ВО осуществляется в небесной сфере, то для измерения параметров пространственной ориентации ВО относительно ОЭУ используем геометрические методы сфероидической геодезии, которые позволяют определять

взаимное положение точек пространства как на земной поверхности, так и в околоземном пространстве, а также линейную и угловую длину, начальный и конечный азимут, широту и долготу промежуточных точек ортодромии. При этом, учитывая небольшие дальности обнаружения ВО с помощью ОЭУ по сравнению с радиусом Земли, можно считать Землю сферической (без эллипсоидальных эффектов) [6].

Пространственная ориентация ВО характеризуется углами рысканья, тангажа и крена ВО (рисунок 1), которые определяются как углы между осями связанной (система координат ВО – XYZ) и земной (система координат ОЭУ – $X_g Y_g Z_g$) систем координат [7].

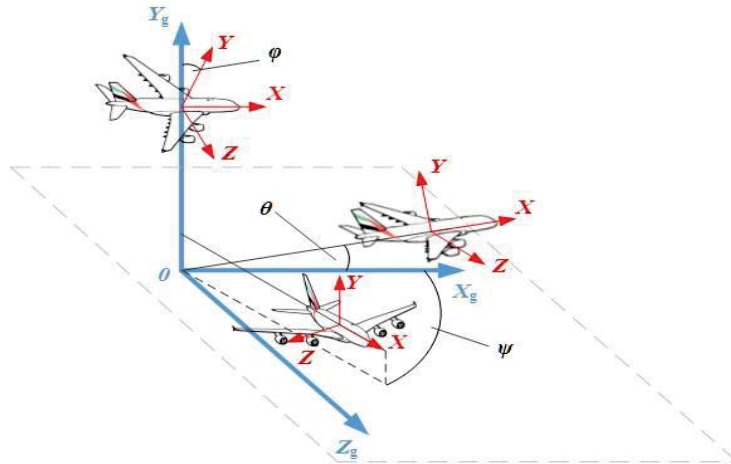


Рис. 1. Положение ВО относительно Земли в связанной системе координат.

Центр O связанной системы координат помещен в центр масс ВО, ось OX направлена от хвостовой к носовой части ВО, ось OZ перпендикулярна оси OX и направлена в сторону правой консоли крыла ВО, ось OY перпендикулярна плоскости XOZ и направлена вверх. Однако для определения пространственной ориентации ВО относительно ОЭУ необходимо знать углы положения ВО в связанной системе координат относительно линии визирования ОЭУ, а не Земли. Поэтому введем понятия углов псевдорысканья ψ' , псевдотангажа θ' и псевдокрена ϕ' (рисунок 2).

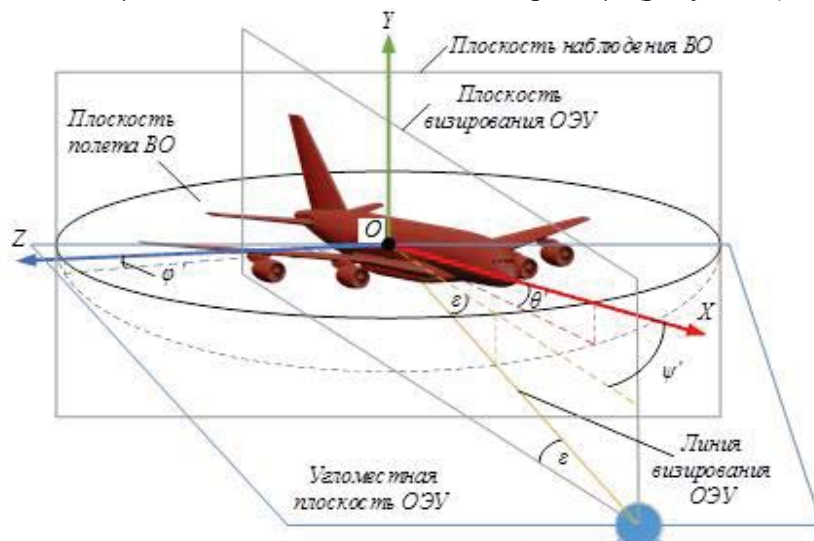


Рис. 2. Углы пространственной ориентации относительно ОЭУ.

Примем, что ВО движется в горизонтальной плоскости параллельной плоскости горизонта ОЭУ, называемой плоскостью полета ВО, и находится в центре наблюдаемой плоскости пространства - плоскости наблюдения ВО. Линия визирования - луч зрения, направленный из центра ФМ на ВО, проходит через центр поля зрения объектива и центр плоскости наблюдения ВО. Вертикальная плоскость, в которой проходит этот луч, назовем плоскостью визирования. Плоскость визирования ОЭУ соответствует вертикальной оси симметрии ФМ и плоскости наблюдения ВО. Плоскость, проходящая через горизонтальную ось симметрии ФМ и соответствующую ей ось в плоскости наблюдения ВО, назовем угломестной плоскостью ОЭУ. С учетом принятых обозначений углы псевдорысканья ψ' , псевдотангажа θ' и псевдокрена ϕ' определяются следующим образом.

Углом псевдорысканья ВО ψ' называется угол между направлением полета ВО (ось OX) в плоскости полета и плоскостью визирования ОЭУ. Нулевое значение угла псевдорысканья ψ' соответствует положению ВО в пространстве, при котором плоскость XOY связанной системы координат располагается в плоскости визирования ОЭУ, при этом ось OX направлена в сторону ОЭУ. Отсчет углов псевдорысканья ψ' производится в плоскости XOZ (плоскости полета ВО) от плоскости визирования ОЭУ: положительных – в направлении оси OZ ($0...+180^\circ$), отрицательных – в противоположном направлении ($0...-180^\circ$).

Углом псевдотангажа ВО θ' называется угол между линией фюзеляжа ВО (ось OX) в плоскости полета ВО и угломестной плоскостью ОЭУ. Нулевые значения угла псевдотангажа θ' соответствует положению ВО в пространстве, при котором плоскость XOZ связанной системы координат располагается в угломестной плоскости ОЭУ, а также в случае, когда ось OX расположена по нормали к линии визирования ОЭУ и параллельна горизонту. Отсчет углов псевдотангажа θ' производится в плоскости XOY от угломестной плоскости ОЭУ: положительных – в направлении оси OY ($0...+180^\circ$), отрицательных – в противоположном направлении ($0...-180^\circ$).

Углом псевдокрена ВО ϕ' называется угол между линией крыла ВО (ось OZ) в плоскости полета ВО и угломестной плоскостью ОЭУ. Нулевые значения угла псевдокрена ϕ' соответствует положению ВО в пространстве, при котором плоскость XOZ связанной системы координат располагается в угломестной плоскости ОЭУ, а также в случае, когда ось OZ расположена по нормали к линии визирования ОЭУ и параллельна горизонту. Отсчет углов псевдокрена ϕ' производится в плоскости ZOY от угломестной плоскости ОЭУ: отрицательных – в направлении оси OY ($0...+180^\circ$), положительных – в противоположном направлении ($0...-180^\circ$).

Способ измерения угла псевдорысканья ψ' . Примем, что ВО совершает полет горизонтально относительно Земли и не совершает маневров по тангажу и/или крену, что соответствует подавляющему большинству ситуаций полета ВО в пространстве.

Угол псевдорысканья ψ' в точках его измерения, траектория движения ВО в небесной сфере относительно ОЭУ и проекции этого движения на плоскость Земли показаны на рисунке 3.

где $\beta_{\psi n(n+1)}$ – азимут ВО в точке A_n (A_{n+1}) соответственно, град.;

$D_{гор n(n+1)}$ – дальность ВО в точке A_n (A_{n+1}) соответственно, м.

Использование горизонтальной дальности $D_{гор}$ начальной и конечной точек положения ВО в пространстве в (6, 7) обосновывается тем, что на момент измерения угла псевдорысканья ψ' наклонная дальность ВО еще не измерена. Учитывая обстоятельство, что измерения проводятся на сравнительно небольших дальностях по сравнению с радиусом Земли (до 50 км от точки стояния ОЭУ), то можно считать, что в момент этих измерений горизонтальная дальность $D_{гор}$ и длина соответствующей ортодромии ВО L практически равны между собой. Тогда горизонтальную дальность $D_{гор}$ начальной и конечной точек положения ВО в пространстве можно рассчитать, используя тригонометрические свойства прямоугольного треугольника по формуле:

$$D_{гор n(n+1)} = \frac{H_{зад}}{\tan \varepsilon_{\psi n(n+1)}}, \quad (8)$$

где $\varepsilon_{\psi n(n+1)}$ – угол места ВО в точке A_n (A_{n+1}) соответственно, град.;

$H_{зад}$ – произвольно заданная высота полета ВО, м.

Использование понятия произвольно заданная высота полета ВО $H_{зад}$ в (8) вызвано тем обстоятельством, что на момент измерения угла псевдорысканья ψ' наклонная дальность ВО еще не измерена. В связи с этим, вычислить истинные значения широты и долготы начальной и конечной точек положения ВО в пространстве не представляется возможным. Поэтому, для решения задачи измерения угла псевдорысканья ψ' предлагается его измерение проводить в воображаемой плоскости, параллельной плоскости полета ВО, расположенной на предварительно заданной высоте $H_{зад}$. В этом случае знания истинной дальности ВО в точках наблюдения ВО не требуется. Способ основан на свойстве параллельных плоскостей, при пересечении которых третьей плоскостью линии их пересечения параллельны. Принимается, что в течении периода измерения равного 1 сек ВО движется прямолинейно и параллельно Земле.

Пусть плоскостью полета ВО является некоторая горизонтальная плоскость A , в которой ВО движется через точки A_n и A_{n+1} на какой-либо высоте $H_{ВО}$ (рисунок 4). Направление линии визирования ОЭК до каждой из точек A_n и A_{n+1} определяется значениями азимута $\beta_{\psi n}$ и $\beta_{\psi n+1}$ и угла места $\varepsilon_{\psi n}$ и $\varepsilon_{\psi n+1}$.

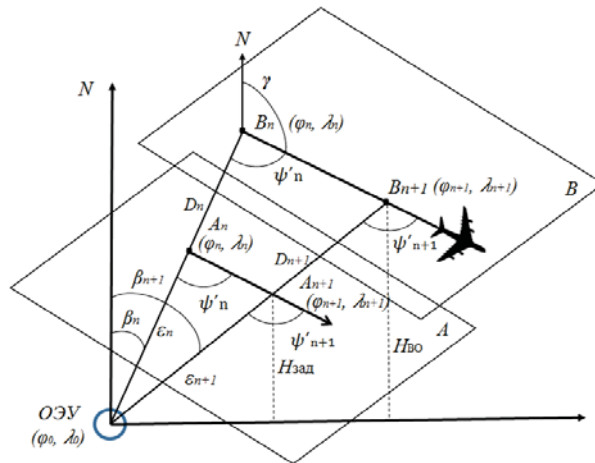


Рис. 4. Иллюстрация к измерению угла псевдорысканья ψ' ВО.

Условно перенесем линию движения ВО с плоскости A на некоторую воображаемую плоскость B , которая находится на заранее заданной высоте $H_{\text{зад}}$. В силу выше указанного свойства параллельных плоскостей отрезок $B_n B_{n+1}$ в плоскости B параллелен отрезку $A_n A_{n+1}$ в плоскости A . При параллельном переносе значения углов сохраняются. Одинаковыми при этом являются значения азимутов и углов места для точек A_n и A_{n+1} , а также B_n и B_{n+1} . Поэтому угол псевдорысканья ψ' в плоскости B равен углу псевдорысканья ψ' в плоскости A .

Конкретное значение заданной высоты $H_{\text{зад}}$ можно задать произвольно, т.к. не важно на какой высоте будет находиться воображаемая плоскость полета ВО. Моделирование измерений угла псевдорысканья ψ' показало, что удобнее всего выбрать в качестве значения заданной высоты $H_{\text{зад}}$ значение равное 1 м.

Для определения знака угла псевдорысканья ψ' необходимо учитывать направление движения ВО относительно ОЭУ следующим образом

$$\psi' = \begin{cases} \psi', & \begin{cases} \text{если } \beta_{\text{ц}n} < \beta_{\text{ц}n+1}, \beta_{\text{ц}n+1} - \beta_{\text{ц}n} < \pi; \\ \text{если } \beta_{\text{ц}n} > \beta_{\text{ц}n+1}, \beta_{\text{ц}n+1} - \beta_{\text{ц}n} < -\pi; \end{cases} \\ -\psi', & \begin{cases} \text{если } \beta_{\text{ц}n} < \beta_{\text{ц}n+1}, \beta_{\text{ц}n+1} - \beta_{\text{ц}n} > \pi; \\ \text{если } \beta_{\text{ц}n} > \beta_{\text{ц}n+1}, \beta_{\text{ц}n+1} - \beta_{\text{ц}n} > -\pi. \end{cases} \end{cases} \quad (9)$$

При пересечении ВО нулевого азимута в одну или другую сторону возникает перемена знака угла псевдорысканья ψ' в связи с тем, что больший азимут меняется на меньший и наоборот. В этом случае, при достижении ВО нулевого значения азимута знак угла псевдорысканья ψ' остается прежним и не изменяется, что учтено в (9).

Важным является определение границ использования разработанного способа. Моделирование реализации метода показало, что имеют место случаи, при которых угол псевдорысканья ψ' не определяется.

1. В Зените при угле места ВО $\varepsilon_{\text{ц}} = 90^\circ$, т.к. функция тангенса в знаменателе (8) не определена.

2. При угле места ВО $\varepsilon_{\text{ц}} = 0^\circ$, т.к. в этом случае в (8) возникает ситуация деления на нуль. В этом случае для обеспечения работы алгоритма угла псевдорысканья ψ' углу места присваивается минимально возможное значение. Таким значением может быть минимальный шаг энкодера опорно-поворотного устройства ОЭУ, который для некоторых типов энкодеров равен $2,14 \cdot 10^{-5}$ градуса.

3. При равенстве азимутов ($\beta_{\text{ц}n} = \beta_{\text{ц}n+1}$) и углов места ($\varepsilon_{\text{ц}n} = \varepsilon_{\text{ц}n+1}$) точек измерения движения ВО, что свидетельствует об отсутствии движения ВО, когда геометрические методы сфероидической геометрии не работают. На основании этого результата следует заключение, что в первой точке измерения A_1 значения угла псевдорысканья ψ' вычислить не представляется возможным, т.к. еще нет измерений во второй точке A_2 . Иными словами, движение ВО еще не зафиксировано. Поэтому угол псевдорысканья ψ' целесообразно вычислять в последующей точке измерения угла места и азимута ВО. Тогда формула для вычисления угла псевдорысканья ψ' примет вид

$$\psi'_{n+1} = \pi - \arccos \left(\frac{\cos L_n - \cos L_{n+1} \cos L_S}{\sin L_{n+1} \sin L_S} \right). \quad (10)$$

Исследования, проведенные в рамках НИР «Взгляд», показали, что ошибки определения углов пространственной ориентации ВО относительно пассивного однопозиционного ОЭУ составляли 1 – 2° при высоком уровне естественной освещенности и высокой контрастности изображения ВО и 3 – 5° при неблагоприятных условиях наблюдения ВО в пространстве [9, 10].

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, получен новый метод измерения углов пространственной ориентации ВО относительно пассивного однопозиционного ОЭУ, суть которого заключается в том, что угол псевдорысканья ψ' рассчитывается в воображаемой горизонтальной плоскости параллельной плоскости полета ВО с предварительно заданным значением высоты $H_{\text{зад}}$ этой плоскости с использованием геометрических методов сфероидической геодезии. Углы псевдотангажа θ' и псевдокрена φ' рассчитываются через угол псевдорысканья ψ' . При измерении углов пространственной ориентации ВО относительно пассивного однопозиционного ОЭУ результаты идентификации ВО не требуются.

Новизна метода измерения углов пространственной ориентации ВО относительно пассивного однопозиционного ОЭУ заключается в том, что углы пространственной ориентации ВО рассчитываются с использованием геометрических методов сфероидической геодезии без учета истинной дальности ВО.

Разработанный метод может быть применим для решения и других задач, связанных с наблюдением ВО в полете и определением его положения в пространстве.

ЛИТЕРАТУРА

1. Стучилин, А.И., Иванов А.С., Плетнев С.В. Об уточнении понятия дальности обнаружения для однопозиционного пассивного оптико-электронного комплекса разведки воздушного пространства. // Сборник материалов. Направления совершенствования объединенной системы ПВО государств-участников СНГ в интересах решения задач воздушно-космической обороны в современных условиях. 4-я Международная военно-научная конференция (28 февраля 2019 г., Тверь). Секция 8. Тверь: ВА ВКО, 2019. – С.199-208. Секретно. Инв. 62265 в.
2. А. Стучилин, В. Чернявский, П. Моисеенко, В. Золотухин. Способ определения дальности до движущегося воздушного объекта методом пассивной локации. Патент на изобретение №2603998 от 30.06.2016.
3. Малышев О.В. Определение пространственного положения и распознавание типов летательных аппаратов на основе контурного анализа: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Рыбинский государственный авиационный технический университет имени П.А. Соловьева, Рыбинск, 2011.
4. Мирозян А.С. Численные методы определения пространственного положения летательного аппарата на основе 2D-оптических изображений. / Мирозян А.С., Малышев О.В., Хмаров И.М., Мешков В.В., Шахов С.В. // Программные продукты и системы. 2011. №3. С. 33–41.
5. Иванов А.С., Стучилин А.И. Метод определения значений угловых параметров положения воздушного объекта в пространстве на основе анализа его изображения. // Смоленск. ВА ВПВО ВС РФ. Вестник войсковой ПВО. Специальный выпуск №7. Секр. Инв. № 23573. 2019. стр. 49-56.
6. Морозов В. П. Курс сфероидической геодезии. Изд. 2, перераб. и доп. М., Недра, 1979, 296 с.
7. Основы авиационной техники: Под ред. И.А. Шаталова. – Изд. второе, перераб. и доп. – М.: Изд-во МАИ, 1999. – 576 с.

8. Немченко, К.Э. Аналитическая геометрия. – М. : Эксмо, 2007. – 352 с.
9. Стучилин, А.И. Исследование вопросов использования в подразделениях ВКС оптико-электронных комплексов обнаружения и сопровождения воздушных объектов для повышения эффективности визуальной разведки. Отчет о НИР «Взгляд» / А.И. Стучилин, А.С. Иванов, С.В. Плетнев. Мойсеенко П.Г., Золотухин В.К. – М.: ЗАО НИЦ «Резонанс», 2018. – 102 с.
10. Стучилин А.И., Мойсеенко П.Г., Иванов А.С. Результаты испытаний ОЭК по обнаружению беспилотных летательных аппаратов. // сборник Тверь ВА ПВО. Секр. Инв. 62823в. 2021, стр. 309-318.

REFERENCES

1. Stuchilin A.I., Ivanov A.S., Pletnev S.V. On clarifying the concept of detection range for a single-position passive optical-electronic airspace reconnaissance complex. // Collection of materials. Directions for improving the unified air defense system of the CIS member states in the interests of solving the problems of aerospace defense in modern conditions. 4th International Military Scientific Conference (February 28, 2019, Tver). Section 8. Proceedings of the Military Air Defense Academy, Tver., 2019. – С.199-208. Classified, Inv. Number 62265 в.
2. Stuchilin A.I., Cherniavsky V., Moiseenko P., Zolotukhin V. - Method for determining the range to a moving air object using the passive location method. Patent for invention No. 2603998 dated 06/30/2016.
3. Malyshev O.V.. Determination of the spatial position and recognition of types of aircraft based on contour analysis: dissertation for the degree of Doctor of Technical Sciences. Rybinsk State Aviation Technical University named after P.A., Rybinsk, 2011.
4. Mirozyan A.S.. Numerical methods for determining the aircraft spatial position based on 2D optical images. / Mirozyan A.S., Malyshev O.V., Khmarov I.M., Meshkov V.V., Shakhov S.V. // Software products and systems. 2011. №3. pp. 33–41.
5. Ivanov A.S., Stuchilin A.I. Method for determining the values of the angular parameters of the air object position in space on the basis of its image analysis // Smolensk. Military Air Defense Academy of the RF Armed Forces. Military Air Defense Bulletin. Special issue №7. Classified, Inv. Number 23573. 2019. pp. 49-56.
6. Morozov V.P. Course of spheroid geodesy. Ed. 2, revised and additional M., Nedra, 1979, 296 pp.
7. Fundamentals of Aviation Engineering: Ed. I.A. Shatalov. – Ed. second, revised and additional – M.: Publishing House MAI, 1999. – 576 pp.
8. Nemchenko, K.E. Analytical geometry. – М. : Eksmo, 2007. – 352 pp.
9. Stuchilin A.I., Study of the use of optical-electronic complexes for the detection and tracking of air objects in the aerospace forces to improve the efficiency of visual reconnaissance. Report on the SRD "Vzglyad"/ Stuchilin A.I., Ivanov A.S., Pletnev S.V. Moiseenko P.G., Zolotukhin V.K. – М.: ЗАО SRC «Rezonans», 2018. – p. 102
10. Stuchilin A.I., Moiseenko P., Ivanov A.S. Test results of the optoelectronic complex for the detection of unmanned aerial vehicles. // Proceedings of the Military Air Defense Academy, Tver. Classified, Inv. number 62823в. 2021, pp. 309-318.

НЕКОТОРЫЕ МОДЕЛИ МНОГОАГЕНТНОЙ МАРШРУТИЗАЦИИ

М. С. Германчук, М. Г. Козлова, В. А. Лукьяненко, Л. И. Руденко

Крымский федеральный университет имени В.И. Вернадского», Симферополь, Россия

Аннотация. Рассматриваются модели прикладных задач многоагентной маршрутизации, обобщающих задачу многих коммивояжеров (mTSP). Для снижения сложности решения предлагается использовать методы упрощения модели до возможности использования полиномиальных алгоритмов. Декомпозиция, кластеризация задачи позволяет применять весь набор классических методов дискретной оптимизации и приближенных, метаэвристик, эволюционных алгоритмов на кластерах (части исходной сети), имеющих меньшую размерность. Большинство прикладных задач дискретной оптимизации можно представить в виде моделей псевдобулевой условной оптимизации с ДНФ ограничениями.

Ключевые слова: прикладные задачи многоагентной маршрутизации, модели типа mTSP, алгоритмы решения.

SOME MODELS OF MULTI-AGENT ROUTING

M. S. Germanchuk, M. G. Kozlova, V. A. Lukianenko, L. I. Rudenko

Crimean Federal University named after V. I. Vernadsky, Simferopol, Russia

Abstract. Models of applied multi-agent routing problems generalizing the problem of many traveling salesmen (mTSP) are considered. To reduce the complexity of the solution, it is proposed to use methods of simplifying the model to the possibility of using polynomial algorithms. Decomposition, clustering of the problem allows you to apply the entire set of classical methods of discrete optimization and approximate, metaheuristics, evolutionary algorithms on clusters (parts of the original network) having a smaller dimension. Most of the applied problems of discrete optimization can be represented in the form of pseudo-Boolean conditional optimization models with DNF constraints.

Keywords: applied tasks of multi-agent routing, mTSP-type models, solution algorithms.

1. ВВЕДЕНИЕ

Задачи маршрутизации многих агентов коммивояжеров (mTSP) имеют различные приложения. Как правило, в приложениях постановки задач отличаются от классических. В работах авторов рассматривались приложения к задачам принятия решений в выборе маршрутов по доставке воды в условиях чрезвычайных ситуаций [1, 6], планирования маршрутов сбора и перевозки ТБО, выбора туристических маршрутов по достопримечательностям Крыма [3], применялась методика многоагентной маршрутизации к задачам поиска стационарных состояний (циклов) динамических систем (символические образы) [2, 4] и др. Данные задачи характеризуются сложностью соответствующих сетей (графовых структур), входной информацией (полностью заданной, извлекаемой, поступающей алгоритмически и др.) и способом использования знаний о всех составляющих прикладных моделей. Одним из центральных положений является утверждение о возможности упрощения исходной задачи с целью получения приемлемого приближенного решения.

2. СПЕЦИФИКА МОДЕЛЕЙ МНОГОАГЕНТНОЙ МАРШРУТИЗАЦИИ

Классическая задача коммивояжера (ЗК) или Traveling Salesman Problem (TSP) является NP-трудной в сильном смысле, как и ее различные обобщения в виде многоагентных задач коммивояжера (Multiplay TSP – mTSP). Задачи mTSP рассматриваются на смежных сетях (большой размерности графа, сложной структуры). Классические методы дискретной оптимизации, такие как метод ветвей и границ, динамического программирования, не применимы из-за сложности задачи. Исходя из того, что задача mTSP является моделью некоторой реальной прикладной задачи, можно за счет переформулировки и снятия некоторых ограничений сразу представлять входные данные в виде, приводящем к полиномиально разрешимым задачам TSP или mTSP.

В указанных выше работах используются различного рода упрощения задачи, включающие кластеризацию, а также формализацию в виде задач псевдобоулевой оптимизации с ДНФ ограничениями, представленные в канонической форме (PB DNF). Несмотря на полиномиальную разрешимость PB DNF этап сведения к ней исходной задачи может иметь экспоненциальную сложность. В ряде случаев продукционная система знаний PB DNF и соответствующая система логического вывода может быть построена на базе прецедентной информации, что подтверждается работами В. И. Донского и М. Г. Козловой. Таким образом, может быть поставлена задача разработки прикладных моделей маршрутизации типа mTSP с учетом знаний о всех элементах сети, специфике ограничений и предписаний на выбор маршрутов многими агентами [6]. Соответствующие алгоритмы будут приближенными. Выбор композиции методов снижения размерности задачи и набор метаэвристик зависит от наличия знаний о задаче [7]. Рассмотрим несколько моделей и постановок задач.

1. Для сложной сети необходимо выяснить, сколько нужно агентов-коммивояжеров для совместного обхода вершин сети непересекающимися маршрутами коммивояжера.

Отметим лишь наиболее простой случай. Поставим данной задаче модель задачи о назначениях.

$$\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n c_{ij} x_{ij} \rightarrow \min, \quad (1)$$

$$\sum_{i=1}^n x_{ij} = 1, \sum_{j=1}^n x_{ij} = 1, i, j = \overline{1, n}, \quad (2)$$

где c_{ij} – весовой коэффициент, соответствует дуге (i, j) и x_{ij} – искомая величина,

$x_{ij} \in \{0, 1\}$, $x_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{если агент проходит по дуге } (i, j), \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases}$

Решение этой задачи имеет полиномиальную сложность. В результате получаем несколько кластеров, которым соответствуют маршруты коммивояжера. Если количество маршрутов k соответствует предполагаемому количеству агентов m , то решение задачи заканчивается. В противном случае необходимо объединить маршруты

($k > m$) или разбить на несколько ($k < m$). Понятно, что это решение далеко не всегда приводит к искомому решению, но оценки маршрутов, полученные с помощью задачи о назначениях, служат оценками для ветвления в соответствующей задаче коммивояжера на кластере.

2. Задача mTSP выбора m смешанных автомобильных и пеших маршрутов групп туристов. В качестве исходной информации будут достопримечательности, которые выбраны для посещения; возможные автомобильные и пешеходные маршруты, позволяющие посетить достопримечательности; точки начала пешеходных маршрутов, к которым нужно доставить группы туристов, и точки, где нужно забрать группы в конце маршрута. Требуется составить замкнутые маршруты автотранспорта (агентов) для перевозки каждой из групп туристов, посещающих выделенные достопримечательности (объекты-вершины) на пешеходных участках маршрутов и на автомобильных.

Данная задача сводится к задаче псевдоболевого программирования с учетом окон посещения достопримечательностей и ограничений, связанных с одновременным посещением группами одних и тех же объектов. При этом минимизируется длина пути автотранспорта или времени в пути.

3. Задача облета. Для выбора маршрутов многих коммивояжеров в сложной инфраструктурной сети можно использовать беспилотный летательный аппарат (БПЛА), так называемый дрон. Этот вариант mTSP порождает обобщение задачи многих коммивояжеров mTSPD. Данная задача связана с упрощением исходной сети, когда ей ставится в соответствие плоская сеть (координаты вершин задаются на плоскости облета) с весами, удовлетворяющими неравенству треугольника, что приводит к полиномиальным алгоритмам mTSP. Такой подход реализован в задаче mTSP для сети в изменяющихся условиях [6].

В построении решений указанных задач и многих других используется следующий алгоритм.

Алгоритм прикладной маршрутизации на приведенных сетях:

Вход: исходный граф $G(V, U)$ и весовая матрица C .

Выход: приближенное решение задачи дискретной оптимизации (ДО) на графе $G(V, U)$.

1. Задать граф $G(V, U)$ и весовую матрицу C .
2. Найти преобразование $\rho: C \rightarrow L$, т. е. по матрице C построить матрицу L с элементами $l_{ij} \geq 0$, $(i, j) \in U$, удовлетворяющими неравенству треугольника.
3. Учесть априорную информацию, запреты и предписания; преобразовать матрицу L в матрицу $\tilde{L}$, учитывающую данную информацию.
4. Провести анализ и упрощение матрицы $\tilde{L}$ (метрические характеристики; структурные составляющие: мосты, сочленения, висячие вершины; необходимость кластеризации), сформировать упрощенную матрицу $\tilde{\tilde{L}}$.

5. Для упрощенной матрицы $\tilde{\tilde{L}}$ решить задачу ДО.
6. Построить обратное соответствие $\tilde{\tilde{L}} \rightarrow \tilde{L} \rightarrow C$ и получить вариант решения, проверить на соответствие.
7. Предъявить приближенное решение исходной задачи ДО.

Для ряда задач ДО на графах существуют хорошие алгоритмы в случае планарных, метрических графов с весовыми коэффициентами, удовлетворяющими неравенству треугольника $l_{ij} \leq l_{ik} + l_{kj}$, $l_{ij} \geq 0$.

В реальных задачах между вершинами заданы расстояния $c_{ij} \geq 0$, где $(i, j) \in U$ – множество дуг, $i, j \in V$ – множество вершин. Зная координаты вершин $i \in V$, $|V| = n$, можно поставить расстояниям c_{ij} , не удовлетворяющим неравенству треугольника, расстояния $l_{ij} = \rho(i, j)$ равные расстоянию по прямой между вершинами i и j . Такого типа задачи возникают для задач облета вершин (объектов) на некоторой высоте над поверхностью. Понятно, что в общем случае $c_{ij} \geq l_{ij}$, а некоторым маршрутам нельзя поставить в соответствие маршруты на поверхности (более короткий путь может лежать через море, горы и другие препятствия). Система запретов и предписаний позволяет выбирать серию модельных графов (даже меньшей размерности), допускающих построение приближенных решений за приемлемое время. Для абстрактных сложных сетей построить отображение (обратимое), сводящее исходную задачу к более простой, не всегда возможно. Это видно на примере программ визуализации сложных сетей. С другой стороны, примеры визуализации указывают на возможность адаптивного, практического, корректного упрощения исходной графовой структуры и решения сложных задач (кластеризации, а тем самым и многоагентной маршрутизации).

Приведен пример реализации указанного алгоритма в задаче mTSP для случая прокладки маршрутов в чрезвычайных ситуациях [1].

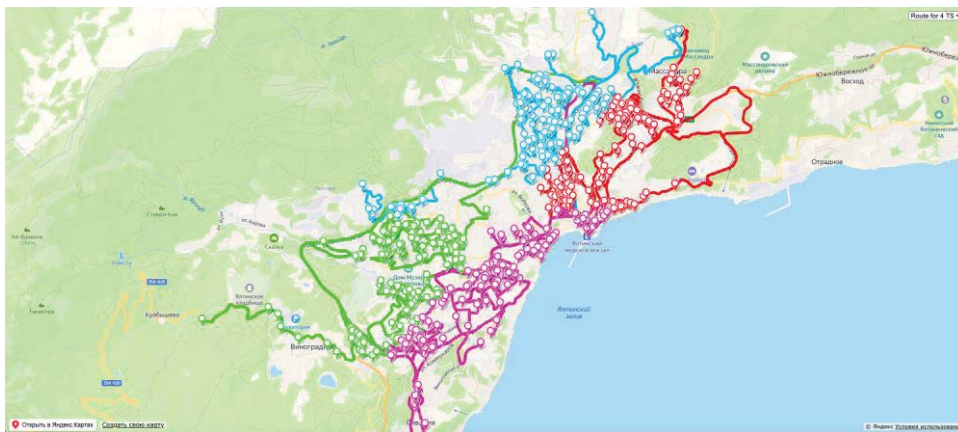


Рис. 1. Решение для четырех коммивояжеров в городе Ялта.

На рис. 1 представлены маршруты коммивояжеров, которые получены с помощью указанного алгоритма. Уточним некоторые этапы. Исходной инфраструктурной сети г. Ялты, на основании Яндекс.Карты объектов и дорог ставится в соответствие плоская сеть, в которой расстояния рассчитываются по прямой. Полученный полный граф подвергается кластеризации, а затем с помощью композиции генетического алгоритма и

метаэвристик находятся маршруты на каждом кластере. Сбалансированные маршруты получаются в результате изменения количества вершин в кластерах. Найденные маршруты проектируются на исходную сеть и отображаются на Яндекс.Карте.

Такой подход позволяет лицу, принимающему решение планировать различные мероприятия (и маршруты), проигрывая возможные варианты маршрутов.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в работе приведены модели прикладных задач маршрутизации, приводящие к обобщенным задачам многих коммивояжеров. Указана методика упрощения задачи за счет знаний, приведены модели и алгоритмы, а так же пример реализации сформулированной методики.

4. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследования В. А. Лукьяненко частично выполнены при поддержке гранта РФФИ № 20-58-S52006.

ЛИТЕРАТУРА

1. Германчук М. С. Задачи маршрутизации в чрезвычайных условиях / М. С. Германчук, М. Г. Козлова, В. А. Лукьяненко // Анализ, моделирование, управление, развитие социально-экономических систем: сборник научных трудов XIV Всероссийской с международным участием школы-симпозиума АМУР-2020, Симферополь-Судак, 14-27 сентября 2020 / ред. совет: А. В. Сигал (предс.) и др. – Симферополь: ИП Корниенко А. А., 2020. – 98-107.
2. Германчук М. С. Задача распознавания символического образа динамической системы / М. С. Германчук, В. А. Лукьяненко, А. О. Меньшиков // Математические методы распознавания образов: Тезисы докладов 19-й Всероссийской конференции с международным участием, г. Москва 2019 г. – М.: Российская академия наук, 2019. – С. 356-360.
3. Германчук М. С. Многоагентный подход в решении сетевых задач // Современные проблемы анализа динамических систем. Теория и практика: материалы международной открытой конференции 21-23 мая 2019 года / отв. ред. В. В. Зенина; М-во науки и высшего образования РФ, ФГБОУ ВО «ВГЛУ». – Воронеж, 2019. – С. 107-109.
4. Лукьяненко В. А. Задачи маршрутизации на сетевых структурах символического образа динамических систем / В. А. Лукьяненко, М. С. Германчук, О. С. Кортнева // «Информационные системы и технологии в моделировании и управлении»: сборник трудов V Международной научно-практической конференции (20-22 мая 2020 г.) / отв. редактор К. А. Маковейчук г. Симферополь: ООО «Издательство типография "Ариал"», 2020. – С. 178-185.
5. Германчук М. С. Псевдобулевы модели условной оптимизации для класса задач многих коммивояжеров / М. С. Германчук, М. Г. Козлова, В. А. Лукьяненко // Автомат. и телемех. – 2021. – № 10. – С. 25–45. <https://doi.org/10.31857/S0005231021100044>
6. Лукьяненко В. А. Специфика задач маршрутизации в условиях локальных преобразований сети / В. А. Лукьяненко, М. С. Германчук, О. О. Макаров // Математические методы распознавания образов: Тезисы докладов 20-й Всероссийской конференции с международным участием, г. Москва 2021 г. – М.: Российская академия наук, 2021. – С. 460-462.
7. Германчук М. С. Метаэвристические алгоритмы для многоагентных задач маршрутизации / М. С. Германчук, Д. В. Лемтюжникова, В. А. Лукьяненко // Проблемы управления, 2020. – Т. 6. – С. 3-13. DOI: <http://doi.org/10.25728/pu.2020.6.1>

REFERENCES

1. Germanchuk M. S. Tasks of routing in emergency conditions / M. S. Germanchuk, M. G. Kozlova, V. A. Lukyanenko // Analysis, modeling, management, development of socio-economic systems: collection of scientific papers of the XIV All-Russian Conference international participation of the school-symposium AMUR-2020, Simferopol-Sudak, September 14-27, 2020 / ed. advice: A. V. Sigal (pres.) and others - Simferopol: IP Kornienko A. A., 2020. - 98-107.
2. Germanchuk M. S. The problem of recognition of the symbolic image of a dynamic system / M. S. Germanchuk, V. A. Lukyanenko, A. O. Menshikov // Mathematical methods of pattern recognition: Abstracts of the 19th All-Russian Conference with international participation, Moscow, 2019, Moscow: Russian Academy of Sciences, 2019, pp. 356-360.
3. M. S. Germanchuk, "Multi-agent approach to solving network problems," *Sovremennye problemy analiza dinamicheskikh sistem. Theory and practice: materials of the international open conference May 21-23, 2019* / ed. ed. V. V. Zenina; Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation, VGLTU. - Voronezh, 2019. - S. 107-109.
4. Lukyanenko V. A. Routing problems on network structures of the symbolic image of dynamic systems / V. A. Lukyanenko, M. S. Germanchuk, O. S. Kortneva // "Information systems and technologies in modeling and control": collection of works V International scientific and practical conference (May 20-22, 2020) / ed. editor K. A. Makoveychuk Simferopol: Arial Printing House Publishing House LLC, 2020. - P. 178-185.
5. Germanchuk M. S., Kozlova M. G., Lukyanenko V. A. Pseudo-Boolean Conditional Optimization Models for the Class of Many Traveling Salesman Problems // *Avtomat. and telemekh.* - 2021. - No. 10. - P. 25-45. <https://doi.org/10.31857/S0005231021100044>
6. Lukyanenko V. A. Specificity of routing problems under conditions of local network transformations / V. A. Lukyanenko, M. S. Germanchuk, O. O. Makarov // Mathematical methods of pattern recognition: Abstracts of the 20th All-Russian conference with international participation , Moscow 2021 - M.: Russian Academy of Sciences, 2021. - P. 460-462.
7. Germanchuk M.S. Metaheuristic algorithms for multi-agent routing problems / M. S. Germanchuk, D. V. Lemtyuzhnikova, V. A. Lukyanenko // *Control problems*, 2020. – V. 6. – P. 3-13. DOI: <http://doi.org/10.25728/pu.2020.6.1>

ОБНАРУЖЕНИЕ КОМПАКТНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ЗАШУМЛЕННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ В СИСТЕМАХ НАБЛЮДЕНИЯ

В. Ю. Волков

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения (ГУАП);
Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»,
Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. Рассматривается задача обнаружения объектов интереса на монохромных изображениях, формируемых системами дистанционного наблюдения. Эффективность обнаружения и выделения изолированных компактных объектов можно существенно повысить, если использовать селекцию объектов по площади и форме. Исследован адаптивный многопороговый алгоритм, который формирует набор бинарных срезов. На каждом срезе производится морфологическая обработка с селекцией объектов, анализ геометрических характеристик объектов и установка порога обнаружения с учетом площади объекта и характеристики его компактности. Использование результатов селекции для различения и распознавания интересующих объектов по форме очень перспективно, поэтому важной задачей является оценка эффективности алгоритма при действии шума. Исследуется проблема обнаружения компактного объекта в виде диска на фоне шума. Рассмотрены свойства решающих статистик, влияние параметров алгоритма на их характеристики и рассчитаны характеристики обнаружения. Эффективность алгоритма проверяется на реальных изображениях, содержащих компактные объекты.

Ключевые слова: адаптивное обнаружение; многопороговая селекция; перколяция; критерий Неймана-Пирсона; сегментация изображений.

COMPACT OBJECTS DETECTION IN NOISY IMAGES IN SURVEILLANCE SYSTEMS

V. Yu. Volkov

St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation (SUAI);
St. Petersburg State Electrotechnical University "LETI",
Saint-Petersburg, Russia

Abstract. The problem of detecting objects of interest on monochrome images generated by remote surveillance systems is considered. The efficiency of detecting and isolating isolated compact objects can be significantly improved if we use the selection of objects by area and shape. An adaptive multi-threshold algorithm that forms a set of binary slices is investigated. Morphological processing with selection of objects, analysis of geometric characteristics of objects and setting the detection threshold taking into account the area of the object and the characteristics of its compactness are performed on each slice. The use of selection results for distinguishing and recognizing objects of interest by shape is very promising, therefore, an important task is to evaluate the effectiveness of the algorithm under the action of noise. The problem of detecting a compact object in the form of a disk against a background of noise is investigated. The properties of the decisive statistics, the influence of the algorithm parameters on their characteristics are considered and the detection characteristics are calculated. The effectiveness of the algorithm is tested on real images containing compact objects.

Keywords: adaptive detection; multi-threshold selection; percolation; Neyman-Pearson criterion; image segmentation.

1. ВВЕДЕНИЕ

Проблемы обнаружения, выделения и локализации интересных объектов на зашумленных изображениях актуальны при анализе изображений, получаемых различными системами дистанционного наблюдения, и поэтому интенсивно изучаются в последние десятилетия [1-6]. Основными различиями между объектами и шумовыми структурами являются связность точек объекта, изоляция объектов друг от друга и контраст интенсивностей. Фактически решается проблема сегментации, то есть разделения исходного изображения на области. Чаще всего используется пороговая сегментация, и пороговые значения могут быть глобальными или локальными.

Теоретические пороговые значения для данного критерия оптимальности могут использоваться только при известной статистике объектов и фона. В практических задачах такая информация недоступна, поэтому используется адаптация пороговых уровней. Хорошо известный алгоритм Отсу использует адаптивный глобальный порог. Среди алгоритмов, формирующих локальные пороговые значения, выделяется алгоритм Брэдли-Рота. Эти алгоритмы используют исходное изображение для формирования пороговых значений и никоим образом не учитывают свойства интересных объектов и результаты сегментации. Многие объекты, представляющие интерес, характеризуются компактностью, которую можно количественно оценить и использовать для повышения качества обнаружения и селекции. Также важным параметром является площадь объектов. Для этого параметра обычно задается диапазон значений.

Различные варианты многопороговой обработки основаны на свойствах гистограммы исходного изображения [7,8] и, как правило, не учитывают свойства интересных объектов и результаты их выделения. Для гетерогенных объектов в [6] исследуется подход, который предполагает построение трехмерной иерархической структуры объектов на основе многопороговой обработки с использованием эффекта перколяции. Такой подход позволяет связать свойства фрагментов объекта в соседних бинарных слоях и построить иерархическую структуру для последующей сегментации.

Учитывая перспективы использования результатов селекции для решения задач различения и распознавания интересных объектов по форме, важной задачей является оценка эффективности алгоритма при действии шума. В данной статье исследуется проблема обнаружения компактного объекта в виде диска на фоне шума. Рассмотрены свойства решающей статистики, влияние параметров алгоритма и рассчитаны характеристики обнаружения. Кроме того, эффективность алгоритма проверяется на реальном изображении, содержащем компактные объекты, представляющие интерес.

2. МНОГОПороГОВЫЙ АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ С СЕЛЕКЦИЕЙ ОБЪЕКТОВ

а. Многопороговая селекция компактных объектов

Обнаружение и селекция компактных объектов с учетом ограничений по площади и коэффициенту компактности рассмотрены в [6]. Исследуемый алгоритм многопороговой селекции использует в качестве полезной характеристики коэффициент удлинения периметра объекта $P_S = P^2/4\pi S$, где P – периметр объекта, S – его площадь

[9]. Эта характеристика является геометрическим инвариантом и имеет минимальное теоретическое значение, равное единице для объекта в форме диска. Однако, измеренный на зашумленных изображениях, этот коэффициент может значительно увеличиться даже для компактного объекта из-за появления фрактальных шумовых структур на его границах, которые резко увеличивают периметр объекта. Это существенно влияет на качество выбора, особенно при малых соотношениях сигнал/шум. Поэтому необходим подробный анализ характеристик этого метода, который приведен в данной статье.

6. Параметры алгоритма

Многопороговый алгоритм, предложенный и исследованный в [6], строит трехмерную иерархическую структуру объектов на основе набора двоичных срезов интенсивности, полученных с увеличением пороговых значений. В этой структуре интересующий объект может располагаться на нескольких бинарных слоях, в зависимости от его интенсивности и текстуры. Это состояние объекта определяется скоростью уменьшения его площади с увеличением порога. Для характеристики данного свойства вводится коэффициент K_S , равный отношению последующего значения площади объекта к полученному на предыдущем срезе.

Ограничение этого коэффициента влияет на количество новых объектов, которые появляются вместо исходного, когда его фрагментация увеличивается с увеличением порога. Однозначное определение преемника исходного объекта возможно, если этот коэффициент больше 0,5. Когда он увеличивается до единицы, на каждом слое создаются новые объекты из фрагментов объекта на предыдущем слое. Таким образом, одним из параметров алгоритма является граничное значение коэффициента устойчивости площади объекта K_P . Если при увеличении порога T на ΔT его площадь $S_{T+\Delta T} < K_P S_T$, то считается, что данный объект «погиб», а на его месте из фрагментов образуются новые объекты. Еще два параметра алгоритма связаны с селекцией и удалением объектов, имеющих площади, меньшие $S_{\min}$ и по коэффициенту компактности P_S , который ограничивается сверху значением $P_{S\max}$.

в. Обнаружение объекта в форме диска

Для определенности и уточнения влияния формы объекта на характеристики обнаружения рассмотрим объект в форме диска, который появляется в гауссовом шуме. В пикселях, занятых объектом, наблюдается (положительный) сдвиг в математическом ожидании распределения. Отношение сигнал/шум определяется как сдвиг, отнесенный к среднеквадратичному значению шума. Рисунок 1 показывает входные и выходные изображения для оптимального обнаружения сдвига в каждом пикселе в соответствии с критерием Неймана-Пирсона с вероятностью ложной тревоги $F = 0,01$ и с отношением сигнал/шум $d = 2,326$. Есть две причины, по которым нежелательно использовать накопление пикселей по площади объекта для увеличения отношения сигнал/шум. Во-первых, размер объекта часто неизвестен, а во-вторых, накопление разрушает границы объекта, которые очень информативны.

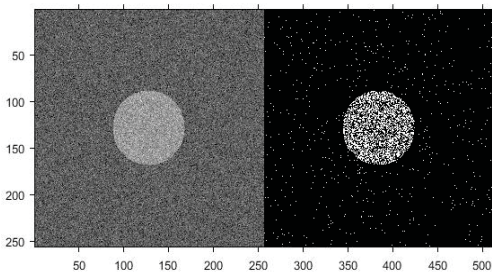


Рис. 1. Входное (слева) и выходное (справа) изображения с пороговой бинаризацией по критерию Неймана-Пирсона

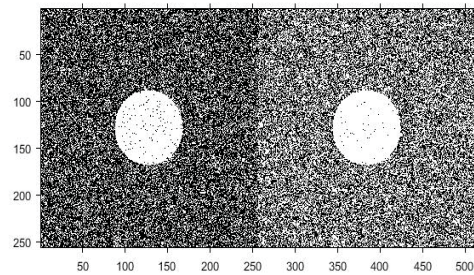


Рис. 2. Результаты бинаризации по Отсу (слева) и для адаптивного порога Брэдли-Рота (справа)

При использовании алгоритмов обнаружения с адаптивным порогом приходится столкнуться с некоторыми проблемами и потерями в качестве обнаружения. В случае порога Отсу невозможно контролировать уровень ложных срабатываний. При малом отношении сигнал/шум возникают проблемы с выделением формы объекта. В случае локального адаптивного среднего порога (алгоритм Брэдли-Рота) проблема подавления фона и выделения формы объекта не уменьшается. Это проиллюстрирует рис. 2, где показан результат сегментации с отношением сигнал/шум $d = 2,326$.

г. Селекция объектов по площади и компактности

Селекция объектов является эффективным средством повышения эффективности алгоритмов. Рисунок 3 показывает зависимости вероятности ложной тревоги от порогового уровня в случае удаления объектов с площадью, меньшей, чем $S_{\min}$, из выходного двоичного изображения. В этом случае можно увеличить вероятность правильного обнаружения объекта за счет снижения порогового уровня.

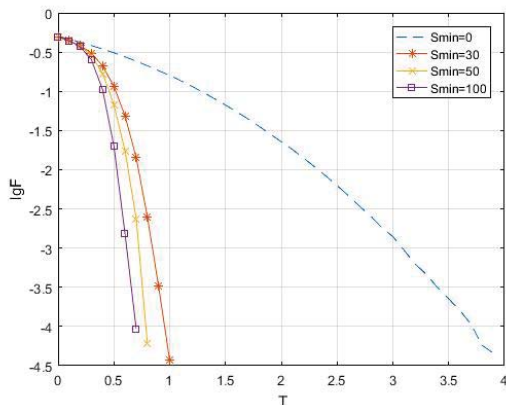


Рис. 3. Снижение вероятности ложной тревоги при удалении мелких объектов с $S < S_{\min}$ после селекции по площади

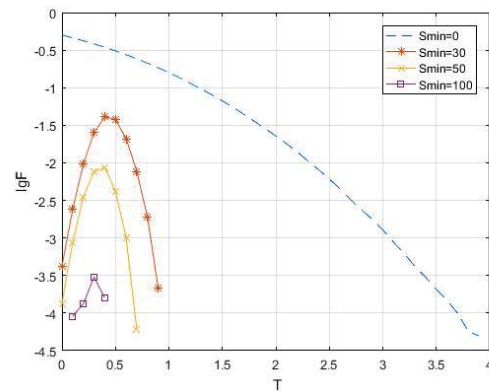


Рис. 4. Снижение вероятности ложной тревоги при удалении объектов с $P_S > P_{S_{\max}}$ после селекции по компактности

Аналогичный эффект снижения вероятности ложной тревоги наблюдается и в случае селекции объектов по компактности. Рисунок 4 показывает эффект совместной селекции объектов по площади и компактности при $P_{S_{\max}} = 10$. Таким образом, селекция позволяет значительно очистить выходное изображение от остатков фона.

д. Решающие статистики и эффективность обнаружения объектов

Многopороговый алгоритм определяет наилучший порог бинаризации для каждого объекта, который соответствует минимальному значению коэффициента компактности P_S . В случае чистого шума выбранные объекты имеют разные коэффициенты компактности, распределение которых по объектам показано на рис. 5 для $K_P = 0,5$. Оно довольно хорошо аппроксимируется по форме логнормальным распределением с эквивалентным математическим ожиданием и дисперсией, в то время как отношение среднего к медиане составляет примерно 1,5. Когда появляется полезный объект, это распределение становится шире (Рис. 6), и становится отличным от логнормального. Информативным параметром является минимальное значение P_S , которое связано с оптимальным порогом T_{opt} . Для компактных объектов алгоритм находит этот минимум при высоких пороговых значениях, а для фоновых объектов – при более низких значениях.

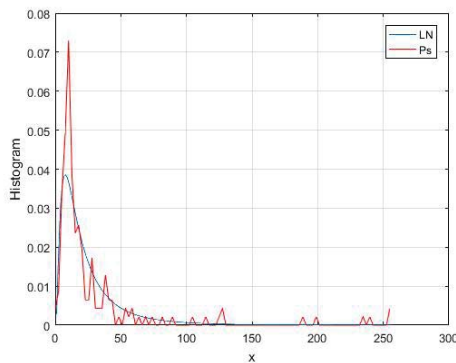


Рис. 5. Распределение коэффициента компактности P_S по объектам в чистом шуме

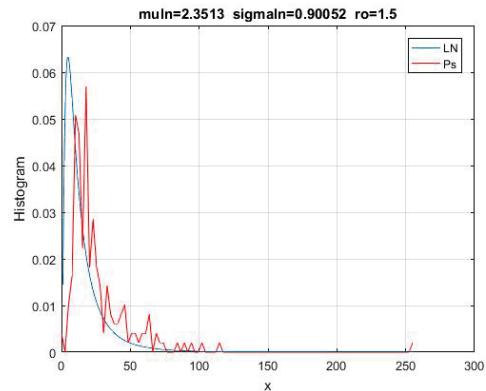


Рис. 6. Распределение коэффициента компактности P_S по объектам при появлении диска в шуме с $d = 10$

Решающими статистиками, позволяющими обнаружить и выделить компактные объекты могут быть минимальные коэффициенты P_S , соответствующие им оптимальные пороги T_{opt} , а также значения площадей выделенных объектов.

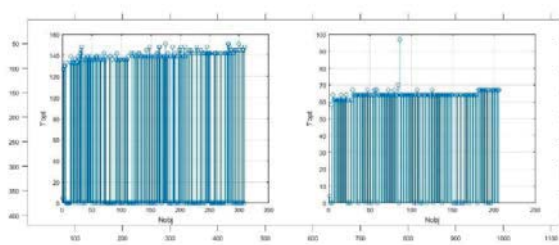


Рис. 7. Распределения оптимальных пороговых значений для объектов

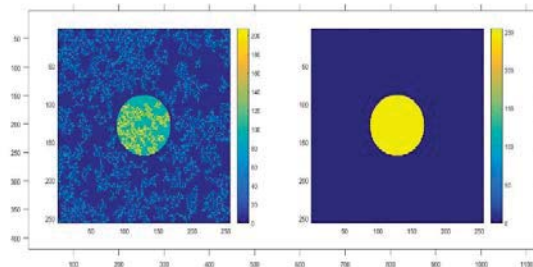


Рис. 8. Все отсеleetированные объекты с $d = 10$ (слева) и извлеченный диск с использованием максимального порогового значения (справа)

Алгоритм формирует набор объектов, которые индексируются по их пороговым значениям, как показано на рис. 7 (слева – для чистого шума, справа – для диска в шуме с $d = 10$). Объект интереса можно выделить, выбрав максимальное пороговое значение на рис. 7 (справа). Рис. 8 содержит выходное изображение для всех выбранных объектов (слева) и извлеченный диск с использованием максимального порогового значения (справа).

Характеристики обнаружения получены путем моделирования с числом итераций $M = 100$ и представлены на рис. 9 (справа – в логарифмическом масштабе). Параметры селекции K_P , $S_{\min}$ и $P_{S\max}$ были выбраны таким образом, чтобы вероятность ложной тревоги была меньше $F = 0,01$ (см. рис. 4). Пунктирная линия соответствует детектору Неймана-Пирсона для той же вероятности ложной тревоги, которая вычисляется по формуле $D0 = \Phi(d - t_{NP})$, где $t_{NP} = 2.326$ - пороговое значение для $F = 0,01$, с использованием интеграла вероятности Φ в форме Лапласа.

Как следует из анализа, алгоритм многопороговой селекции обеспечивает некоторый выигрыш в качестве обнаружения компактных объектов по сравнению с известными процедурами. Алгоритм имеет три параметра для управления процессом, которые легко понять физически. Он нечувствителен к изменениям масштаба изображения, если не учитывать селекцию по площади. Форма интересующего объекта также сохраняется, что важно в задачах различения компактных объектов по форме.

Как следует из анализа, алгоритм многопороговой селекции обеспечивает некоторый выигрыш в качестве обнаружения компактных объектов по сравнению с известными процедурами. Алгоритм имеет три параметра для управления процессом, которые легко понять физически. Он нечувствителен к изменениям масштаба изображения, если не учитывать селекцию по площади. Форма интересующего объекта также сохраняется, что важно в задачах различения компактных объектов по форме.

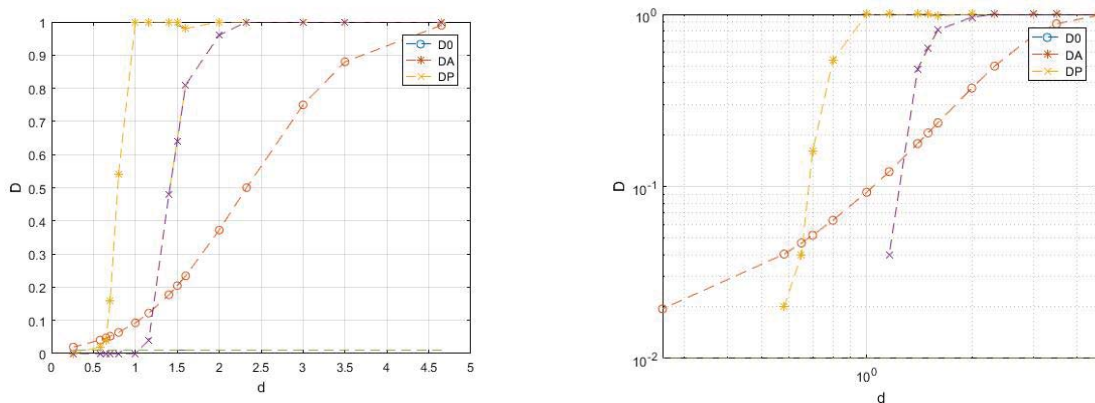


Рис. 8. Характеристики обнаружения диска в шуме при $K_P = 0,5$; $S_{\min} = 50$; $P_{S\max} = 20$ (DA – для селекции объекта по максимальной площади; DP – для селекции по минимуму P_S ; D0 – характеристика обнаружителя Неймана-Пирсона)

3. ОБНАРУЖЕНИЕ КОМПАКТНЫХ ОБЪЕКТОВ НА РЕАЛЬНОМ ИЗОБРАЖЕНИИ

Пример многопороговой обработки реального изображения на рис. 9 иллюстрирует эффективность использования коэффициента компактности P_S для обнаружения компактных объектов по форме. Каждый изолированный объект выделяется отдельно и может быть локализован и измерен.

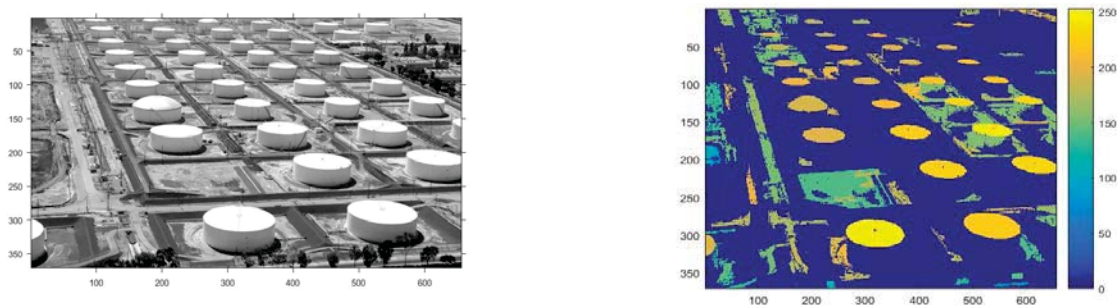


Рис. 9. Реальное изображение с компактными объектами (слева) и результаты обнаружения и селекции компактных объектов (справа)

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотрена проблема обнаружения и выделения компактных объектов на монохромных изображениях, генерируемых системами дистанционного наблюдения. Для исследования был выбран адаптивный многопороговый алгоритм с селекцией объектов по площади и по коэффициенту удлинения периметра. Исследуется влияние параметров алгоритма на свойства решающей статистики и на характеристики обнаружения. Рассмотрена задача обнаружения объекта в виде диска на фоне гауссовского шума.

Установлено, что для компактных объектов получаются более высокие пороги обнаружения, чем для фоновых объектов, что позволяет использовать эти статистические данные для обнаружения. Получены сравнительные характеристики обнаружения объекта в виде диска на фоне шума. Эффективность алгоритма проверена на реальном изображении, содержащем компактные объекты.

ЛИТЕРАТУРА

1. Cheng G., Han J. A survey on object detection in optical remote sensing images // *ISPRS J. of Photogrammetry and Remote Sensing*, vol. 117, pp. 11–28, 2016.
2. Arias-Castro E., Grimmett G. R. Cluster detection in networks using percolation // *Bernoulli*, vol. 19(2), pp. 676–719, 2013.
3. Patil G. P., Taillie C. Upper level set scan statistic for detecting arbitrarily shaped hotspots // *Environmental and Ecological Statistics*, vol. 11, pp. 183–197, 2004.
4. Zhou W., Troy A. An Object-Oriented Approach for Analyzing and Characterizing Urban Landscape at the Parcel Level // *International Journal of Remote Sensing*, vol. 29(11), pp. 3119–3135, 2008.
5. Gu H., Han Y., Yang Y., Li H., Liu Z., Soergel U., Blaschke T., Cui S. An efficient parallel multi-scale segmentation method for remote sensing imagery // *Remote Sensing*, vol. 10(4), pp. 590–608, 2018.
6. Volkov V. Yu., Bogachev M. I. Detection and extraction of objects in digital images. 2020 9th Mediterranean Conference on Embedded Computing, MECO 2020, 9134228.

7. Shivahare B. D., Gupta S. K. Multilevel Thresholding based Image Segmentation using Whale Optimization Algorithm // International Journal of Innovative Technology and Exploring Engineering (IJITEE), vol. 8, Issue-12, October 2019.
8. Cuevas E., González A., Fausto F., Zaldívar D., Pérez-Cisneros M. Multithreshold Segmentation by Using an Algorithm Based on the Behavior of Locust Swarms // Mathematical Problems in Engineering, Article ID 805357, 2015.
9. Gonzales R. C., Woods R. E., Digital Image Processing, 4ed. Pearson, 2018.

REFERENCES

1. Cheng G., Han J. A survey on object detection in optical remote sensing images // ISPRS J. of Photogrammetry and Remote Sensing, vol. 117, pp. 11–28, 2016.
2. Arias-Castro E., Grimmett G. R. Cluster detection in networks using percolation // Bernoulli, vol. 19(2), pp. 676–719, 2013.
3. Patil G. P., Taillie C. Upper level set scan statistic for detecting arbitrarily shaped hotspots // Environmental and Ecological Statistics, vol. 11, pp. 183–197, 2004.
4. Zhou W., Troy A. An Object-Oriented Approach for Analyzing and Characterizing Urban Landscape at the Parcel Level // International Journal of Remote Sensing, vol. 29(11), pp. 3119–3135, 2008.
5. Gu H., Han Y., Yang Y., Li H., Liu Z., Soergel U., Blaschke T., Cui S. An efficient parallel multi-scale segmentation method for remote sensing imagery // Remote Sensing, vol. 10(4), pp. 590–608, 2018.
6. Volkov V. Yu., Bogachev M. I. Detection and extraction of objects in digital images. 2020 9th Mediterranean Conference on Embedded Computing, MECO 2020, 9134228.
7. Shivahare B. D., Gupta S. K. Multilevel Thresholding based Image Segmentation using Whale Optimization Algorithm // International Journal of Innovative Technology and Exploring Engineering (IJITEE), vol. 8, Issue-12, October 2019.
8. Cuevas E., González A., Fausto F., Zaldívar D., Pérez-Cisneros M. Multithreshold Segmentation by Using an Algorithm Based on the Behavior of Locust Swarms // Mathematical Problems in Engineering, Article ID 805357, 2015.
9. Gonzales R. C., Woods R. E., Digital Image Processing, 4ed. Pearson, 2018.

ОБНАРУЖЕНИЕ ПЛАСТИКОВЫХ ОБЪЕКТОВ В УКРЫВАЮЩИХ СРЕДАХ МЕТОДОМ ПОДПОВЕРХНОСТНОГО РАДИОЛОКАЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

Е.Л.Шошин

Сургутский государственный университет ХМАО-Югры, Сургут, РФ

Аннотация. Приведены энергетические характеристики рассеяния пластиковых дисков при подповерхностном радиолокационном зондировании. Выполнен расчет глубины радиолокационного зондирования пластиковых объектов с поверхности земли и с борта воздушного носителя. Проведено исследование зависимости радиолокационного контраста изображений пластиковых дисков от энергетического потенциала георадара. Рассмотрен алгоритм обнаружения локальных объектов в укрывающих средах по данным радиолокационного зондирования. Приведены результаты распознавания локальных объектов трех классов с использованием нейронной сети.

Ключевые слова: радиолокационный контраст, энергетический потенциал, пластиковый диск, укрывающая среда, нейронная сеть.

DETECTION OF PLASTIC OBJECTS IN SHELTERING MEDIA BY SUBSURFACE RADAR SENSING

E.L.Shoshin

Surgut state University of KHAMAO-Yugra, Surgut, Russia

Abstract. The energy characteristics of the scattering of plastic disks during subsurface radar sounding are given. The calculation of the depth of radar sensing of plastic objects from the surface of the earth and from the air carrier is carried out. A study of the dependence of the radar contrast of images of plastic disks on the energy potential of the georadar was carried out. An algorithm for detecting local objects in sheltering environments based on radar sensing data is considered. The results of recognition of local objects of three classes using a neural network are presented.

Keywords: radar contrast, energy potential, plastic disk, covering medium, neural network.

1. ВВЕДЕНИЕ

Промышленно выпускаемые георадары обладают энергетическим потенциалом 140-150 дБ, что позволяет проводить инженерно-геологические исследования, обследовать железнодорожные пути, измерять длину установленных железобетонных свай и изучать состояние строительных конструкций, дорожного покрытия [1-2]. При георадарном обследовании инженерных сетей подземной коммуникации изучаются водосточные коллекторы, трубопроводы, электрические кабели, железобетонные конструкции [3]. Металлические трубы, включения, алюминиевые и медные провода обладают высокой электропроводностью, в следствие чего рассеянные радиолокационные сигналы имеют уровень, достаточный для уверенного обнаружения подповерхностных объектов. Георадарное обследование состояния пластиковых трубопроводов связано с трудностями их обнаружения в следствие малого уровня рассеянных сигналов. При ведении разведки минных полей с поверхности земли и с

борта воздушных носителей ставится задача обнаружения подземных локальных объектов. Методы подповерхностного радиолокационного зондирования и металлодетекции эффективны в случае обнаружения металлических мин. Пластиковые мины не выявляются металлоискателями и имеют малую эффективную поверхность рассеяния (ЭПР), что затрудняет их обнаружение при подповерхностном радиолокационном зондировании и увеличивает вероятность ложной тревоги [4-5].

Целью исследования является анализ энергетических характеристик рассеяния пластиковых дисков, влияния энергетического потенциала георадара на глубину зондирования и радиолокационный контраст изображений пластиковых объектов, разработка алгоритма обнаружения и использование нейронной сети при распознавании локальных объектов различных классов в укрывающих средах.

2. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАССЕЯНИЯ ПЛАСТИКОВЫХ ОБЪЕКТОВ

При распространении в подповерхностной среде электромагнитная волна испытывает отражение от тех участков подземной среды, в которых наблюдается пространственное изменение диэлектрической проницаемости ϵ и проводимости σ . Электрофизические свойства пластика позволяют его отнести к категории диэлектриков ($\sigma < 10^{-5}$), что затрудняет обнаружение пластиковых объектов по данным подповерхностного радиолокационного зондирования.

ЭПР металлического диска зависит от его радиуса r , угла падения ϑ и длины волны λ облучающего сигнала [6]. Уровень боковых лепестков (УБЛ) диаграммы обратного рассеяния металлического диска быстро убывает с увеличением угла θ падения облучающей волны.

Изучение ЭПР диэлектрического диска при $r \approx \lambda$ и её угловой зависимости требует применения численных методов анализа [7]. В таблице 1 приведены рассчитанные в FEKO значения ЭПР σ , ширины основного лепестка угловой зависимости θ и УБЛ пластиковых дисков с $\epsilon = 5$ при $\lambda = 17.6$ см.

Таблица 1. Характеристики рассеяния пластиковых дисков

r , см	σ , м ²	θ , град	УБЛ, дБ
7.5	0.03	33 ⁰	< 22
15	0.55	17 ⁰	< 16

При радиолокационном облучении пластиковых объектов возникают отраженные сигналы, обусловленные различием диэлектрических проницаемостей подповерхностной среды (ϵ_1) и пластикового диска (ϵ_2). При нормальном падении волн на пластиковый диск, коэффициент отражения равен:

$$\kappa = \frac{\sqrt{\epsilon_2} - \sqrt{\epsilon_1}}{\sqrt{\epsilon_2} + \sqrt{\epsilon_1}}. \quad (1)$$

Выражение, определяющее мощность рассеянного сигнала на входе приемной антенны, имеет вид:

$$P_{np} = P_{nep} G_{nep} \eta_{nep} \frac{V_1}{4\pi r_1^2} \kappa_p^2 \sigma \frac{V_2}{4\pi r_2^2} \frac{G_{np} \eta_{np} \lambda^2}{4\pi}, \quad (2)$$

где P_{nep} - мощность излучения; G_{nep} и G_{np} - коэффициенты усиления передающей и приемной антенны; η_{nep} и η_{np} - КПД передающей и приемной антенны; r_1 и r_2 - расстояние от передающей антенны к рассеивающему объекту и от рассеивающего объекта до приемной антенны; V_1 и V_2 - энергетические и поляризационные потери от передающей антенны в рассеивающем объекту и от рассеивающего объекта к приемной антенне;

$$\kappa_p = \frac{(\sqrt{\varepsilon_2} - \sqrt{\varepsilon_1}) \cdot (\sqrt{\varepsilon_1} + 1)}{(\sqrt{\varepsilon_2} + \sqrt{\varepsilon_1}) \cdot (\sqrt{\varepsilon_1} - 1)} \quad (3)$$

- коэффициент отражения при облучении рассеивающего объекта в подповерхностной среде с учетом измерения ЭПР диска в атмосфере.

Радиолокационный контраст изображений пластиковых объектов согласно (2) определяется величиной ЭПР, диэлектрической проницаемостью рассеивающего объекта, энергетическими характеристиками георадара, потерями и диэлектрической проницаемостью подповерхностной среды. При $\varepsilon_2 = \varepsilon_1$ согласно (3) $\kappa_p = 0$ и мощность рассеянного сигнала будет определяться отражениями от неоднородностей подповерхностной среды, а не от пластикового диска. При $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 + \Delta\varepsilon$ мощность рассеянного сигнала от пластикового диска будет связана с величиной $\Delta\varepsilon$. На рис.1 приведены результаты численного расчета угловой зависимости величины $\kappa_p^2 \sigma$ при отражении от пластикового диска диаметром 30 см и $\varepsilon_1 = 4.7$ (песок), $\varepsilon_2 = 5$ (пластик).

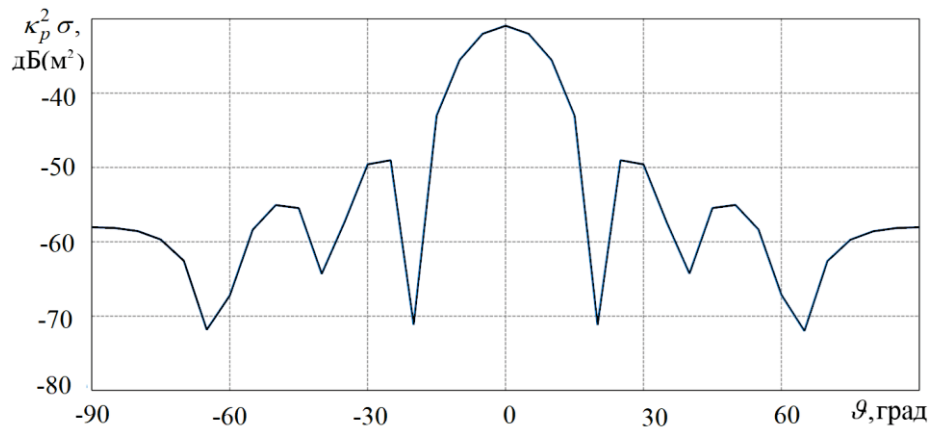


Рис.1. Угловая зависимость величины $\kappa_p^2 \sigma$ при отражении от пластикового диска диаметром 30 см.

Из рис.1 следует, что облучение заглубленного в песок пластикового диска по нормали к его поверхности приводит к уменьшению мощности рассеянного сигнала на $20 \log \kappa_p = 27.9$ дБ в сравнении с атмосферным облучением диска.

3. ГЛУБИНА РАДИОЛОКАЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ПЛАСТИКОВЫХ ОБЪЕКТОВ

Энергетический потенциал радиолокатора, необходимый для подповерхностного зондирования объекта с ЭПР σ на глубину x , равен [8]:

$$p = 10 \lg \left[\frac{64 \pi^3 (H + x/\sqrt{\varepsilon_1})^4}{G_{\text{пер}} G_{\text{пр}} \lambda \kappa_p^2 \sigma} \right] + 2 \Gamma x - 20 \log(1 - \kappa_1^2), \quad (4)$$

где H – высота, Γ – погонное затухание в среде, κ_1 и κ_p – коэффициенты отражения сигнала от границы воздух-грунт и грунт-рассеивающий объект, рассчитываемые согласно (1) и (3). На рис.2 приведены результаты расчета энергетического потенциала, необходимого для радиолокационного зондирования пластикового объекта с $\sigma = 0,03 \text{ м}^2$ с борта воздушного носителя (1) и поверхности земли (2) при следующих допущениях: $\lambda = 17,6 \text{ см}$, $H = 100 \text{ м}$, $\varepsilon_1 = 4,7$ (песок), $\varepsilon_2 = 5$ (пластик), $\Gamma = 20 \text{ дБ/м}$, $G_{\text{пер}} = G_{\text{пр}} = 6$.

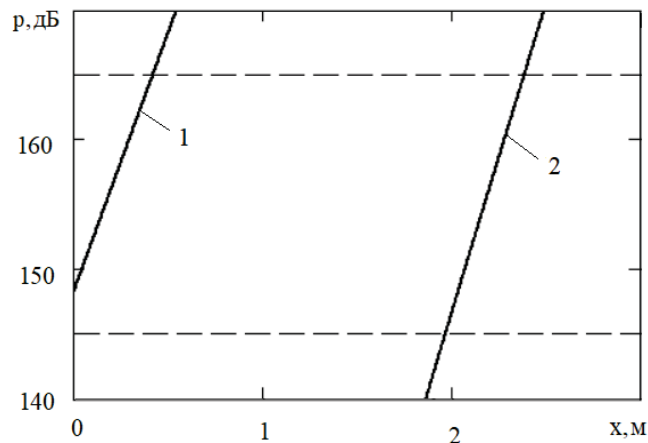


Рис.2. Зависимость энергетического потенциала от глубины залегания объекта.

Результаты расчета свидетельствуют, что георадары с энергетическим потенциалом 145 дБ при размещении на борту воздушного носителя не позволяют получить рассеянные сигналы с уровнем, достаточным для уверенного обнаружения пластикового объекта. Использование резонансной компрессии излученных сигналов радиолокатора подповерхностного зондирования [9] позволяет увеличить его энергетический потенциал до 165 дБ, что приводит к увеличению глубины радиолокационного зондирования пластиковых объектов с борта воздушного носителя до 0,4 м и с поверхности земли до 2,3 м.

4. ЗАВИСИМОСТЬ РАДИОЛОКАЦИОННОГО КОНТРАСТА ИЗОБРАЖЕНИЙ ПЛАСТИКОВЫХ ОБЪЕКТОВ ОТ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПОТЕНЦИАЛА ГЕОРАДАРА

На радиолокационный контраст формируемых изображений пластиковых объектов согласно (2) влияют коэффициенты усиления передающей и приемной антенн и мощность излученного сигнала. На рис.3 приведены радиолокационные изображения пластикового диска диаметром 15 см при заглублении в песок на 15 см, полученные георадаром ОКО путем профилирования с поверхности грунта на частоте 1700 МГц при различных значениях коэффициентов усиления приемной и передающей антенны. Благодаря реализации алгоритма синтеза апертуры сформированные изображения

пластиковых объектов содержат центры рассеяния, полученные при трансформации энергии гиперболических участков в энергию вершины годографа.



Рис. 3. Радиолокационные изображения пластикового диска при различных значениях коэффициентов усиления передающей и приемных антенн: а) $G_{пер} = G_{пр} = 2$ дБ; б) $G_{пер} = G_{пр} = 6$ дБ.

Количественной оценкой радиолокационного контраста изображений может служить параметр $q = S_1/S_2$, где S_1 – усредненный уровень сигнала в области пластикового объекта, S_2 – усредненный уровень сигнала в укрывающей среде. Коэффициент увеличения пиковой мощности M , обусловленный усилением передающей и приемной антенн, равен:

$$M, \text{дБ} = G_{пер}, \text{дБ} + G_{пр}, \text{дБ}. \quad (5)$$

В таблице 2 приведены значения параметра M , рассчитанные значения энергетического потенциала p с учетом усиления антенн по формуле:

$$p, \text{дБ} = 136 + G_{пер}, \text{дБ} + G_{пр}, \text{дБ}, \quad (6)$$

и измеренные значения параметра q изображения пластикового диска на глубине 15 см.

Таблица 2. Связь радиолокационного контраста с энергетическим потенциалом на глубине 15 см

$M, \text{дБ}$	2	4	6	8	10	12
$p, \text{дБ}$	136	138	140	142	144	146
q	1,34	1,82	2,23	2,73	2,95	3,11

Применение резонансной компрессии с коэффициентом увеличения мощности зондирующих сигналов M приводит к способности формировать изображения пластиковых объектов на большей глубине залегания. Связь радиолокационного контраста q_L изображения пластикового диска диаметром 15 см на глубине залегания L и погонным затуханием подповерхностной среды Γ с энергетическим потенциалом имеет вид:

$$q_L, \text{дБ} = f(p(\text{дБ}) + Z(\text{дБ})), \quad (7)$$

где $f(p(\text{дБ}) + Z(\text{дБ})) = q$ согласно табл.2 при:

$$Z = M(\text{дБ}) - 2\Gamma(\text{дБ/м})L(\text{м}). \quad (8)$$

Задавая $L = 1.5$ м, $\Gamma = 10$ дБ, $G_{пер} + G_{пр} = 12$ дБ и $M = 20$ дБ можем получить $q_L, \text{дБ} = 1.82$.

Приведенные данные свидетельствуют об увеличении радиолокационного контраста изображения пластиковых объектов при увеличении энергетического потенциала радиолокатора, что является необходимым условием надежного обнаружения локальных объектов в укрывающих средах.

5. ОБНАРУЖЕНИЕ ЛОКАЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ В УКРЫВАЮЩИХ СРЕДАХ

Обнаружение локальных объектов с поверхности земли по результатам радиолокационного зондирования связано с обработкой формируемых изображений.

Теория радиолокационных сигналов в качестве оптимального алгоритма обнаружения предлагает согласованную фильтрацию принимаемого сигнала с последующим испытанием на порог [10]. Построим алгоритм обнаружения локального объекта, который будет включать в себя построение изображения радиолокационного подповерхностной среды, пространственную корреляционную обработку с использованием маски обнаруживаемого объекта и формирование бинарного изображения. Операцию пространственной фильтрации представим в виде свертки исходного пространственного образа подповерхностной среды $s(\xi, \eta)$ с заданной импульсной характеристикой $h(x, y)$:

$$s^{(\kappa)}(x, y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h(x - \xi, y - \eta) s(\xi, \eta) d\xi d\eta. \quad (9)$$

Преобразование полутонального изображения $s^{(\kappa)}(x, y)$ в бинарное изображение выполняется с учетом испытания на порог:

$$s^{(\delta)}(x, y) = \begin{cases} 1, & s^{(\kappa)}(x, y) \geq z_0 \\ 0, & s^{(\kappa)}(x, y) < z_0 \end{cases}, \quad (10)$$

где z_0 - порог. Величина порога соответствует допустимой вероятности ложной тревоги, определяемой согласно критерию Неймана-Пирсона [11].

На рис.4а приведен результат корреляционной обработки изображения пластикового диска диаметра 15 см, выполненный согласно (9), на рис.4б приведен результат обнаружения пластикового диска с координатами $x=23$ см и $y=15$ см, выполненный согласно (10).



Рис.4. Изображения пластикового диска в песке, а) результат обработки согласно (9); б) бинарное изображение согласно (10).

Классификация локальных объектов может быть выполнена с применением нейронных сетей. В случае подповерхностной радиолокации классификация будет включать в себя классы объекты, различающиеся между собой формой и электрофизическими характеристиками.

Рассмотрим процедуру классификацию локальных объектов на три класса – пластиковый диск диаметром 15 см (А), пластиковый диск диаметром 30 см (В), металлический диск диаметром 35 см (С). Выберем нейронную сеть типа двухслойного персептрона [12]. В качестве признаков выберем значения диэлектрической проницаемости и линейных размеров локальных объектов. Обучение сети выполнялось при помощи 30 изображений пластиковых дисков, 10 изображений металлического диска и задания 10 эпох. Радиолокационный контраст изображений локальных объектов изменялся в пределах 1.34 – 5.23. В таблице 3 приведены результаты распознавания локальных объектов с 1 по 10 циклы.

Таблица 3. Результаты распознавания.

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
А	А	А	А	А	А	А	А	В	А
В	В	В	В	А	В	В	В	В	В
С	С	С	С	С	С	С	С	С	С

Анализ таблицы 3 свидетельствует о том, что вероятность правильного распознавания пластиковых дисков составила 90%, металлического диска – 100%.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Эффективная поверхность рассеяния пластиковых дисков диаметром 15 см и 30 см составляет соответственно 0.03 м^2 и 0.55 м^2 в дециметровом диапазоне длин волн. Радиолокационный контраст изображений пластиковых дисков, заглубленных в песок, зависит от разности значений диэлектрической проницаемости диска и подповерхностной среды и от энергетического потенциала георадара. Использование резонансной компрессии излученных сигналов георадара увеличивает глубину зондирования пластиковых объектов с поверхности земли и с борта воздушного носителя. Алгоритмы свертки пространственного образа подповерхностной среды с заданной импульсной характеристикой и преобразования полутонального изображения в бинарное изображение реализуют процедуру обнаружения локальных объектов в укрывающих средах. Использование нейронной сети типа двойной персептрон позволяет выполнить распознавание пластиковых и металлических объектов по данным радиолокационного зондирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Александров, П. Н. Теоретические основы георадарного метода. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2017. 120 с.
2. Annan P., Arcone S.A., etc. Ground Penetrating Radar: Theory and Applications, ed. Harry M. Jol. Kidlington, Elsevier Science, 2009. 508 p.

3. Шошин, Е. Л., Лукьянов, С. П., Ковалев, Д. М. Георадарные методы инженерного обследования. Монография / Под ред. Е. Л. Шошина. Ханты-Мансийск: Полиграфист, 2008. 152 с.
4. Андриянов, А. В. и др. Вопросы подповерхностной радиолокации. Монография / Под ред. А. Ю. Гринева. М.: Радиотехника, 2005. 413 с.
5. Изюмов, С.В., Дручинин, С.В., Вознесенский, А.С. Теория и методы георадиолокации: учебное пособие, М.: изд-во «Горная книга», изд-во МГУ, 2008.-196 с.
6. Кобак В.О. Радиолокационные отражатели. М.: Сов. радио, 1975. 248 с.
7. Банков, С.Е., Курушин, А.А. Практикум проектирования СВЧ структур с помощью FEKO – М., ЗАО «НПП «РОДНИК», 2009. - 200 стр.
8. Финкельштейн, М.И., Карпукhin, В.И., Кутев, В.А., Метелкин, В.Н.. Подповерхностная радиолокация / под ред. М. И. Финкельштейна. - М.: Радио и связь, 1994. – 215 с.
9. Шошин, Е.Л., Чумерин, П.Ю., Юшков, Ю.Г. Подповерхностный радиолокатор с резонансной компрессией излученных сигналов / Труды XXI-й международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж: ООО «Саквоее», 2015.Т.2.С.546-542/
10. Финкельштейн, М.И. Основы радиолокации: учебник для вузов.- 2-изд.перераб.и доп. - М.: Радио и связь, 1983.– 536 с.
11. Бердышев, В.П., Гарин, Е.Н., А. Н. Фомин, А.Н. и др. Радиолокационные системы: учебник / под общ. ред. В.П. Бердышева. – Красноярск : изд-во Сиб. федер. ун-та . – 2011. – 400 с.
12. Хайкин, С. Нейронные сети: полный курс.- 2 изд. испр.: пер. с англ. - М.: изд-во «ООО И.Д. Вильямс», 2006.- 1104 с.

REFERENCES

1. Alexandrov, P. N. Theoretical foundations of the georadar method. M.: FIZMATLIT, 2017. 120 p.
2. Annan P., Arcone S.A., etc. Ground Penetrating Radar: Theory and Applications, ed. Harry M. Jol. Kidlington, Elsevier Science, 2009. 508 p.
3. Shoshin, E. L., Lukyanov, S. P., Kovalev, D. M. Georadar methods of engineering survey. Monograph / Edited by E. L. Shoshin. Khanty-Mansiysk: Polygraphist, 2008. 152 p.
4. Andriyanov, A.V. et al. Issues of subsurface radar. Monograph / Edited by A. Y. Grinev. M.: Radio Engineering, 2005. 413 p.
5. Izyumov, S.V., Druchinin, S.V., Voznesensky, A.S. Theory and methods of georadiolocation: textbook, M.: publishing house "Mountain Book", publishing house of Moscow State University, 2008.-196 p.
6. Kobak V.O. Radar reflectors. M.: Soviet Radio, 1975. 248 p.
7. Banks, S.E., Kurushin, A.A. A workshop for designing microwave structures using FEKO - M., CJSC NPP RODNIK, 2009. - 200 p.
8. Finkelstein, M.I., Karpukhin, V.I., Kutev, V.A., Metelkin, V.N. Subsurface radar / edited by M. I. Finkelstein. - M.: Radio and Communications, 1994. - 215 p.
9. Shoshin, E.L., Chumerin, P.Yu., Yushkov, Yu.G. Subsurface radar with resonant compression of radiated signals / Proceedings of the XXI International Scientific and Technical Conference "Radar, navigation, communication". - Voronezh: LLC "Sakvooe", 2015.T.2.S.546-542/
10. Finkelstein, M.I. Fundamentals of radar: textbook for universities.- 2nd ed.pererab.and additional - M.: Radio and Communications, 1983— 536 p.
11. Berdyshev, V.P., Garin, E.N., A. N. Fomin, A.N. et al. Radar systems: textbook / under the general editorship of V.P. Berdyshev. - Krasnoyarsk : publishing house of Sib. feder. un-ta . - 2011. - 400 p.
12. Khaykin, S. Neural networks: a complete course.- 2nd ed. ispr.: translated from English - M.: publishing house "LLC I.D. Williams", 2006.- 1104 p.

ОБНАРУЖЕНИЕ СИНТЕЗИРОВАННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ И ВИДЕОРОЛИКОВ

А. С. Русакович

Белорусский государственный университет (БГУ), Минск, Беларусь

Аннотация. Сформулированы основные направления применения технологий DeepFake, лежащих в основе манипулирования с использованием генеративно-сопоставительных нейронных сетей. Представлены тенденции и новые подходы исследований, связанные с обнаружением DeepFake. Рассмотрены вопросы применения технологий искусственного интеллекта в целях разработки более надежных подходов, которые бы в современных условиях противостояли DeepFake.

Ключевые слова: генерация глубоких подделок; обнаружение глубоких подделок; deepfake.

DETECTION OF SYNTHESIZED IMAGES AND VIDEORECORDING

A. S. Rusakovich

Belarusian State University (BSU), Minsk, Belarus

Abstract. The main applications of DeepFake technologies underlying manipulation using generative-adversarial neural networks are formulated. Trends and new research approaches related to DeepFake detection are presented. The issues of applying artificial intelligence technologies to develop more robust approaches that would counter DeepFake in the current environment are considered.

Keywords: DeepFake Generation; DeepFake Detection; Adversarial Attack; Face Swap.

1. ВВЕДЕНИЕ

Благодаря достижениям в области глубокого обучения и генеративно-сопоставительных сетей (GAN), изменение внешнего вида человека (атрибутов, идентичности и др.) стало возможным с сохранением большого процента реалистичности. Такая технология как DeepFake требует достаточного объема изображений и видеоданных для обучения соответствующих моделей. Из-за широкой доступности они генерируют вредоносное содержимое, оказывающее негативное влияние на общество.

Потенциальной целью DeepFake являются публичные люди, такие как знаменитости, политики, чьи видео и изображения в значительной степени доступны в интернете. DeepFake могут быть использованы для создания напряженности между странами, чтобы обмануть людей, вызвать хаос в любой отрасли путем создания поддельного контента.

Существует множество ярких примеров инцидентов с DeepFake, которые были распространены в Интернете [1,2,3,4]. Например, в 2019 году видеоролик DeepFake с участием владельца компании Facebook Марка Цукерберга, было опубликовано в Instagram [3]. На видео его речь была изменена вместе с выражением лица, чтобы зрители могли легко отвлечься. Обращает на себя внимание случай 2021 года, когда

мошенники в Китае с помощью технологии подмены лиц обманули государственную систему распознавания на \$76,2 млн. Для ее обмана мошенники покупали фотографии в высоком качестве и поддельные личные данные, затем «оживляли» загруженную картинку и делали из нее видео, создавая образ живого человека. С помощью такой схемы мошенники зарегистрировали компанию, которая выдавала своим клиентам поддельные налоговые декларации. Хотя технология, несомненно, представляет собой серьезную угрозу мировой безопасности, она также используется в положительных целях, таких как например, обновление эпизодов видеофильмов или добавление речи немым людям. Однако по количеству злонамеренно используемых случаев DeepFake значительно уступает положительным.

В основе механизма создания DeepFake лежат продвинутые модели глубокого обучения, такие как Autoencoder и GAN, которые широко применяются в исследовании компьютерного зрения. Благодаря развитию глубоких сетей и доступности значительного количества обучающих данных, изображения и видео после обработки получается практически неразличимыми для человеческого глаза и даже для надежных алгоритмов. На сегодняшний день создание такого манипулируемого содержимого становится проще и требует сравнительно меньших усилий. Это происходит потому, что для решения задачи необходимо всего лишь изображение личности или небольшой видеоклип с изображением лица.

Возникновение DeepFake наглядно подчеркивает важность оценки подлинности цифрового медиаконтента. Благодаря доступности различных инструментов для создания DeepFake, почти каждый может просто создать подделку в наши дни. Правительства и правоохранительные органы принимают новые меры по борьбе с распространением DeepFake. Например, американский Сенатор США Бен Сассе предложил законопроект под названием S.3805 - Malicious deep fake prohibition act of 2018, который вводит новый вид уголовного преступления из-за создания или распространения поддельного цифрового медиа контента, фальсифицирующего личность [5]. Кроме того, платформы социальных медиа (например, Twitter, Meta) активно выступают с инициативами по борьбе с поддельным и манипулируемым контентом на своих платформах. Так, например, в Twitter, если материал содержит поддельный медиаконтент, например, DeepFakes, компания предупреждает пользователей об этом, помечая твит специальным знаком и прикрепляя ссылку на достоверную новостную статью [6].

Meta, к примеру, способствовала разработке надежных инструментов для обнаружения DeepFake, организовав DeepFake detection challenge (DFDC), в котором приняли участие 2114 участников со всего мира, и они создали более 35 000 моделей [7].

Количество статей в которых упоминаются DeepFake значительно увеличилось за последние годы, это является свидетельством того, что исследования или новости, связанные с глубокими подделками, привлекают все больше внимания.

2. ГЛУБОКОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ ПОДДЕЛОК

Очевидно, что DeepFakes могут представлять огромную угрозу целому миру. Для того чтобы избежать угроз, необходим эффективный набор подходов по обнаружению фальшивок. В связи с этим увеличивается количество исследований, проводимых для разработки различных подходов, а также определения подлинности изображения или видео. В прошлом манипулированный контент определялся вручную путем анализа артефактов и несоответствий. В последнее время, благодаря использованию глубокого обучения, для обнаружения поддельного содержимого извлекаются сложные и дискриминационные признаки на изображениях [26].

а. Подходы к обнаружению

Для обнаружения подделок на изображениях и видео нейросетевые модели с глубокой архитектурой превосходят классические/созданные вручную подходы. Так, например, в работе [8] предложена модель для обнаружения поддельного видео в сочетании с архитектурой RNN и CNN. Однако ограничением работы является ее неспособность обрабатывать видео длительностью более 2 секунд. В свою очередь авторы работы [9] предлагают надежный детектор видео DeepFake с многозадачной архитектурой на основе CNN для идентификации и локализации манипулированных фрагментов видео. Автоэнкодер и декодер используются для классификации манипулированного контента и совместного использования извлеченных признаков для сегментации и реконструкции формы, соответственно. Для решения проблемы ограничения, связанной с ухудшением точности, исследователи предложили подход CNN на основе Forensic Transfer (FT) [10] для обнаружения DeepFake.

Все больше появляется работ, где представляется подход, основанный на инкрементальном обучении, для обнаружения поддельных изображений, генерируемых GAN. Данные работы посвящены классификации и обнаружению нового типа изображений, генерируемых GAN с высокой точностью. Он является более обобщенным и устойчивым к обнаружению невидимых примеров, сгенерированных GAN. Тем не менее, эта процедура все еще требует некоторой информации о новой архитектуре GAN, что влияет на практичность работы.

Существует также примеры обнаружения несоответствий на основе визуальных и звуковых данных [11], где рассматривается важность мультимодального подхода для глубокого обнаружения фальшивок. Предложен подход, объединяющий две модальности: аудио (речь) и видео (лицо), чтобы извлечь эмоциональные особенности из обеих модальностей для обнаружения любых видов подделок во входном видео. Результаты экспериментов показали, что этот подход не будет работать, если в одном видео присутствует несколько лиц.

В [13] авторы попытались бороться с подделками в сфере видео и изображений, проверяя/отслеживая источник/механизм создания DeepFake. Инструментов ML не всегда достаточно для борьбы с такого рода проблемами. Кроме того, существующие надежные системы обнаружения DeepFake уязвимы для враждебных изображений/видео. По этим причинам вместо того, чтобы создавать надежные системы

обнаружения изображений/видео DeepFake, более эффективно и масштабируемо найти соответствующую генеративную модель.

Наряду с созданием видео DeepFake, подделка аудио является еще одним способом компрометирования личности [12]. Решить эту проблему, можно, найдя несоответствия в аудио- и видеопоследовательностях. Для этого используется архитектура XceptionNet, которая позволяет выделять черты лица и слои для генерирования признаков встраивания аудио.

Другие известные детекторы [14], исследовали технику, включающую процесс увеличения видео по Эйлеру (EVM), извлекая признаки с помощью трех методов (SSIM, LSTM, Heart Rate Estimation) для обучения моделей классификации модифицированных и неизмененных видео. Эта техника использует пространственное разложение и временную фильтрацию на видео данных, чтобы выделить и увеличить скрытые особенности, такие как пульсация кожи или тонкие движения.

Аналогичная техника используется в [15], где применяется EVM в цветной фотоплетизмографии (PPG) для определения колебаний объема крови путем воздействия света определенной длины волны на кожу и наблюдая за изменениями в усвоении света насыщенной кислородом кровью, которая в свою очередь, измеряет частоту сердечных сокращений. С другой стороны, в данной работе применяется усиление цвета и движения на основе EVM на видео, чтобы отличить оригинальное видео от подделки. Результаты использования метода SSIM при применении ряда стандартных методов машинного обучения показывают точность ниже 82%, достигнутую лучшим представителем в DFDC, в то время как результаты, полученные с помощью метода LSTM, свидетельствуют о явном отказе от идеи использования EVM для обнаружения DeepFake.

DeepTag [16] - еще одна система на основе цифровых водяных знаков для борьбы с DeepFake. Эта система находит источник изображения DeepFake с помощью встроенного сообщения, связанного с оригиналом. Эта система лучше работает против динамического преобразования и реконструкции изображений в процессе DeepFake, блокируя подтвержденные. Она также помогает остановить распространение дезинформации на различных платформах социальных сетей. Согласно подходу, встроенное сообщение должно избегать манипулируемой области. Обнаружение фальшивок становится более сложной задачей, когда в кадре появляется несколько лиц. Решить эту проблему можно с помощью улучшения этапа предварительной обработки. Например, обрезать кластер данных о лицах, которые имеют меньшую значимость. Этот подход может быть использован поверх любой существующей системы обнаружения подделок.

6. Набор данных для обнаружения DeepFake

В [7] представлен предварительный просмотр набора данных DeepFake Detection Challenge (DFDC), содержащего 5 000 видео, в которых использовались два алгоритма модификации лица, где актеры согласны были использовать и манипулировать своей внешностью. Чтобы обеспечить визуальную вариативность, разнообразие по

нескольким осям (пол, цвет кожи, возраст) и произвольный фон были учтены. Был предоставлен базовый уровень производительности в терминах конкретных метрик, который был определен и протестирован на двух существующих моделях для обнаружения подделок. Исходная базовая линия состоит из проверки производительности трех простых моделей обнаружения. Первая модель обучена для обнаружения низкоуровневого изображения, а две другие модели были обучены на наборе данных FaceForensics++ [17]. Все показатели этих трех моделей обнаружения образцов были проанализированы с использованием точности, отзыва и логарифмической шкалы взвешенной точности для обнаружения большинства или почти всех DeepFake.

В работе, представленной в [18] создана крупномасштабная база данных видео DeepFake под названием Celeb-DF, которая включает в себя 5 639 высококачественных видео DeepFake, соответствующих более чем 2 миллионам кадров из общедоступного сервиса YouTube и 59 знаменитостям разного пола, возраста, и этнических групп с использованием улучшенного процесса синтеза. Качество видео в Celeb-DF с очень небольшим количеством заметных визуальных артефактов имеет значительные отличия от доступных в Интернете видеороликов DeepFake, которые включали в себя синтезированные лица низкого качества, видимые границы наложения, несоответствие цветов, несоответствия в ориентации синтезированных лиц и т.д. Общее качество видео было улучшено с точки зрения улучшения разрешения синтезированных лиц, несовпадения цветов, неточных масок лиц и временного мерцание. В целом, этот набор данных Celeb-DF помог сократить разрыв в качестве видео между реальными и DeepFake наборами данных, которые можно найти в Интернете.

До появления популярного программного обеспечения DeepFake, использующего генеративные сети (GAN), реалистичные высококачественные подделки не были широко распространены. Благодаря этому программному обеспечению, множество высококачественных поддельных видео наводнили интернет, и поэтому обнаружение таких видео стало важным. В работе [19] авторы использовали 50 YouTube роликов продолжительностью 30 секунд, каждое из которых представляло одного человека с хотя бы одним морганием, чтобы сформировать набор данных Eye Blinking Video (EBV). В качестве обучающего набора данных использовалась CEW [20], которая включает в себя 1 793 изображения закрытых глаз и 1 232 изображений открытых глаз для обучения модели CNN, 40 видео в качестве обучающего набора для общей модели долгосрочных рекуррентных нейронных сетей (LRCN) [21] и 10 видео в качестве тестового набора. Этот метод LRCN показал наилучшую производительность 0,99 по сравнению с другими методами такими как Eye Aspect Ratio (EAR) [22] с производительностью 0,79 и CNN с показателем 0,98.

3. ВЫЗОВЫ И ВОЗМОЖНОСТИ ДЛЯ БУДУЩИХ ИССЛЕДОВАНИЙ

В настоящее время генерация изображений высокого разрешения и четкости является сложной задачей, поскольку такое изображение облегчает работу по его отличию от обучающих изображений [23]. А более глубокий анализ утверждает, что это

вызывает всплеск в градиентной проблеме и влияет на стабильность обучения [24]. Для смягчения этой проблемы предлагается PGGAN, в котором генератор и дискриминатор работают постепенно.

Он начинается с изображений низкого разрешения и постепенно, по мере обучения, добавляет новые слои для более высокого разрешения [24]. Однако, PGGAN все еще находится на ранней стадии и способен генерировать только изображения размером (1024×1024) .

Методы манипулирования атрибутами ограничены, поскольку они могут только изменять те свойства, которым следует обучающий набор. Поэтому необходим метод манипулирования, который мог бы захватить атрибуты, независимые от обучающего набора. В большинстве случаев подмена выражения лица не учитывает непрерывность видео. Они не учитывают ни жесты, ни физиологические сигналы, такие как моргание глаз, частота дыхания, сердцебиение и так далее. Поддельные наборы данных расширяются только с учетом разнообразия факторов, связанных с содержанием, таких как возраст, пол, фон и так далее.

г. Тенденции в области обнаружения подделок

Большинство существующих работ генерируют набор данных изображений для оценки эффективности своих подходов, использующих различные GAN. Большая часть работ не раскрывает детали о наборах данных, которые используются для оценки. Следовательно, качество генерируемых поддельных изображений остается неизвестным. Напротив, эти работы заявляют о своих конкурентоспособных результатах в обнаружении различных синтезированных изображений, созданных на их основе. Для оценки производительности существующие работы используют простые базовые методы и сравнивают их со своими работами, а не рассматривают самые современные методы. Утверждая о превосходстве своих работ путем сравнения с такими подходами указывает на необъективность оценки. Ожидается, что будущие работы должны сравниваться с современными методами, чтобы можно было понять их эффективность.

Обнаружение появляющихся DeepFake имеет решающее значение в современном мире. Следовательно, встает вопрос о разработке практичного детектора DeepFake в котором учитывался бы фактор устойчивости к различным атакам.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Благодаря большому прогрессу в области генеративных алгоритмов глубокого обучения в настоящее время определение подлинности любого визуального контента, найденного в Интернете, стало настоящей проблемой [25]. Целью создания синтезированного контента является либо злой умысел, либо просто развлечение. Чтобы противостоять любым неожиданным сценариям, таким как создание манипулируемого контента (например, знаменитостей) или генерирование синтезированных материалов для полезных целей, сообществу исследователей DeepFake в настоящее время

необходимо рассмотреть существующие опубликованные статьи как по созданию, так и по обнаружению DeepFake, чтобы спланировать обширные исследовательские усилия в будущем. Для улучшения понимания, в данной работе показывается, что в последние годы решаются большие задачи, включая обнаружение и генерацию изображений и видео, связанных с глубокой подделкой. В работе представлено аналитическое описание различных известных наборов данных, чтобы облегчить исследователям определение дальнейшего направления исследований.

ЛИТЕРАТУРА

1. Deepfakes porn has serious consequences. <https://www.bbc.com/news/technology-42912529>, Accessed April 1, 2021.
2. Deepfake Porn Nearly Ruined My Life. <https://www.elle.com/uk/life-and-culture/a30748079/deepfake-porn>, Accessed April 1, 2021.
3. 12 deepfake examples that terrified and amused the internet. <https://www.creativebloq.com/features/deepfake-examples>, Accessed April 1, 2021.
4. Rohit Kumar Kaliyar, Anurag Goswami, and Pratik Narang. Deepfake: improving fake news detection using tensor decomposition-based deep neural network. *The Journal of Supercomputing*, pages 1–23, 2020.
5. S.3805 - Malicious Deep Fake Prohibition Act of 2018. <https://www.congress.gov/bill/115th-congress/senate-bill/3805>, Accessed April 1, 2021.
6. Help us shape our approach to synthetic and manipulated media. https://blog.twitter.com/en_us/topics/company/2019/synthetic_manipulated_media_policy_feedback.html, Accessed April 1, 2021.
7. Brian Dolhansky, Russ Howes, Ben Pflaum, Nicole Baram, and Cristian Canton Ferrer. The deepfake detection challenge (dfdc) preview dataset. *arXiv preprint arXiv:1910.08854*, 2019.
8. David G'uera and Edward J Delp. Deepfake video detection using recurrent neural networks. In *2018 15th IEEE International Conference on Advanced Video and Signal Based Surveillance (AVSS)*, pages 1–6. IEEE, 2018.
9. Huy H Nguyen, Fuming Fang, Junichi Yamagishi, and Isao Echizen. Multi-task learning for detecting and segmenting manipulated facial images and videos. In *2019 IEEE 10th International Conference on Biometrics Theory, Applications and Systems (BTAS)*, pages 1–8. IEEE, 2019.
10. Davide Cozzolino, Justus Thies, Andreas R'ossler, Christian Riess, Matthias Nießner, and Luisa Verdoliva. Forensicttransfer: Weakly-supervised domain adaptation for forgery detection. *arXiv preprint arXiv:1812.02510*, 2018.
11. Trisha Mittal, Uttaran Bhattacharya, Rohan Chandra, Aniket Bera, and Dinesh Manocha. Emotions don't lie: An audio-visual deepfake detection method using affective cues. In *Proceedings of the 28th ACM International Conference on Multimedia*, pages 2823–2832, 2020.
12. Akash Chinttha, Bao Thai, Saniat Javid Sohrawardi, Kartavya Bhatt, Andrea Hickerson, Matthew Wright, and Raymond Ptucha. Recurrent convolutional structures for audio spoof and video deepfake detection. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 14(5):1024–1037, 2020.
13. Baiwu Zhang, Jin Peng Zhou, Iliia Shumailov, and Nicolas Papernot. On attribution of deepfakes, 2021.
14. Rashmikiranjan Das, Gaurav Negi, and Alan F. Smeaton. Detecting deepfake videos using euler video magnification. *arXiv preprint arXiv:2101.11563*, 2020.
15. Steven Fernandes, Sunny Raj, Eddy Ortiz, Iustina Vintila, Margaret Salter, Gordana Urosevic, and Sumit Jha. Predicting heart rate variations of deepfake videos using neural ode. In *Proceedings of the IEEE/CVF International Conference on Computer Vision Workshops*, pages 0–0, 2019.
16. Run Wang, Felix Juefei-Xu, Qing Guo, Yihao Huang, Lei Ma, Yang Liu, and Lina Wang. Deeptag: Robust image tagging for deepfake provenance. *arXiv preprint arXiv:2009.09869*, 2020.
17. Andreas Rossler, Davide Cozzolino, Luisa Verdoliva, Christian Riess, Justus Thies, and Matthias Nießner. Faceforensics++: Learning to detect manipulated facial images. In *Proceedings of the IEEE/CVF International Conference on Computer Vision*, pages 1–11, 2019.

18. Yuezun Li, Xin Yang, Pu Sun, Honggang Qi, and Siwei Lyu. Celeb-df: A largescale challenging dataset for deepfake forensics. In *Proceedings of the IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition*, pages 3207–3216, 2020.
19. Yuezun Li, Ming-Ching Chang, and Siwei Lyu. In *ictu oculi: Exposing ai generated fake face videos by detecting eye blinking*. arXiv preprint arXiv:1806.02877, 2018.
20. Fengyi Song, Xiaoyang Tan, Xue Liu, and Songcan Chen. Eyes closeness detection from still images with multi-scale histograms of principal oriented gradients. *Pattern Recognition*, 47(9):2825–2838, 2014.
21. Jeffrey Donahue, Lisa Anne Hendricks, Sergio Guadarrama, Marcus Rohrbach, Subhashini Venugopalan, Kate Saenko, and Trevor Darrell. Long-term recurrent convolutional networks for visual recognition and description. In *Proceedings of the IEEE conference on computer vision and pattern recognition*, pages 2625–2634, 2015.
22. Jan Cech and Tereza Soukupova. Real-time eye blink detection using facial landmarks. *Cent. Mach. Perception, Dep. Cybern. Fac. Electr. Eng. Czech Tech. Univ. Prague*, pages 1–8, 2016.
23. Augustus Odena, Christopher Olah, and Jonathon Shlens. Conditional image synthesis with auxiliary classifier gans. In *International conference on machine learning*, pages 2642–2651. PMLR, 2017.
24. Tero Karras, Timo Aila, Samuli Laine, and Jaakko Lehtinen. Progressive growing of gans for improved quality, stability, and variation. In *Proceedings of international Conference on Learning Representations*, 2018.
25. Yisroel Mirsky and Wenke Lee. The creation and detection of deepfakes: A survey. *ACM Computing Surveys (CSUR)*, 54(1):1–41, 2021.
26. Русакович А. С. Безопасность данных при распознавании облика лица человека // Шаг в будущее: искусственный интеллект и цифровая экономика. Технологическое лидерство: взгляд за горизонт: материалы IV Международного научного форума, - С 69-78.

REFERENCES

1. Deepfakes porn has serious consequences. <https://www.bbc.com/news/technology-42912529>, Accessed April 1, 2021.
2. Deepfake Porn Nearly Ruined My Life. <https://www.elle.com/uk/life-and-culture/a30748079/deepfake-porn>, Accessed April 1, 2021.
3. 12 deepfake examples that terrified and amused the internet. <https://www.creativebloq.com/features/deepfake-examples>, Accessed April 1, 2021.
4. Rohit Kumar Kaliyar, Anurag Goswami, and Pratik Narang. Deepfake: improving fake news detection using tensor decomposition-based deep neural network. *The Journal of Supercomputing*, pages 1–23, 2020.
5. S.3805 - Malicious Deep Fake Prohibition Act of 2018. <https://www.congress.gov/bill/115th-congress/senate-bill/3805>, Accessed April 1, 2021.
6. Help us shape our approach to synthetic and manipulated media. https://blog.twitter.com/en_us/topics/company/2019/synthetic_manipulated_media_policy_feedback.html, Accessed April 1, 2021.
7. Brian Dolhansky, Russ Howes, Ben Pflaum, Nicole Baram, and Cristian Canton Ferrer. The deepfake detection challenge (dfdc) preview dataset. arXiv preprint arXiv:1910.08854, 2019.
8. David G"uera and Edward J Delp. Deepfake video detection using recurrent neural networks. In *2018 15th IEEE International Conference on Advanced Video and Signal Based Surveillance (AVSS)*, pages 1–6. IEEE, 2018.
9. Huy H Nguyen, Fuming Fang, Junichi Yamagishi, and Isao Echizen. Multi-task learning for detecting and segmenting manipulated facial images and videos. In *2019 IEEE 10th International Conference on Biometrics Theory, Applications and Systems (BTAS)*, pages 1–8. IEEE, 2019.
10. Davide Cozzolino, Justus Thies, Andreas R"ossler, Christian Riess, Matthias Nießner, and Luisa Verdoliva. Forensicttransfer: Weakly-supervised domain adaptation for forgery detection. arXiv preprint arXiv:1812.02510, 2018.

11. Trisha Mittal, Uttaran Bhattacharya, Rohan Chandra, Aniket Bera, and Dinesh Manocha. Emotions don't lie: An audio-visual deepfake detection method using affective cues. In *Proceedings of the 28th ACM International Conference on Multimedia*, pages 2823–2832, 2020.
12. Akash Chintla, Bao Thai, Saniat Javid Sohrawardi, Kartavya Bhatt, Andrea Hickerson, Matthew Wright, and Raymond Ptucha. Recurrent convolutional structures for audio spoof and video deepfake detection. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 14(5):1024–1037, 2020.
13. Baiwu Zhang, Jin Peng Zhou, Ilia Shumailov, and Nicolas Papernot. On attribution of deepfakes, 2021.
14. Rashmiranjan Das, Gaurav Negi, and Alan F. Smeaton. Detecting deepfake videos using euler video magnification. *arXiv preprint arXiv:2101.11563*, 2020.
15. Steven Fernandes, Sunny Raj, Eddy Ortiz, Iustina Vintila, Margaret Salter, Gordana Urosevic, and Sumit Jha. Predicting heart rate variations of deepfake videos using neural ode. In *Proceedings of the IEEE/CVF International Conference on Computer Vision Workshops*, pages 0–0, 2019.
16. Run Wang, Felix Juefei-Xu, Qing Guo, Yihao Huang, Lei Ma, Yang Liu, and Lina Wang. Deeptag: Robust image tagging for deepfake provenance. *arXiv preprint arXiv:2009.09869*, 2020.
17. Andreas Rossler, Davide Cozzolino, Luisa Verdoliva, Christian Riess, Justus Thies, and Matthias Nießner. Faceforensics++: Learning to detect manipulated facial images. In *Proceedings of the IEEE/CVF International Conference on Computer Vision*, pages 1–11, 2019.
18. Yuezun Li, Xin Yang, Pu Sun, Honggang Qi, and Siwei Lyu. Celeb-df: A largescale challenging dataset for deepfake forensics. In *Proceedings of the IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition*, pages 3207–3216, 2020.
19. Yuezun Li, Ming-Ching Chang, and Siwei Lyu. In icu oculi: Exposing ai generated fake face videos by detecting eye blinking. *arXiv preprint arXiv:1806.02877*, 2018.
20. Fengyi Song, Xiaoyang Tan, Xue Liu, and Songcan Chen. Eyes closeness detection from still images with multi-scale histograms of principal oriented gradients. *Pattern Recognition*, 47(9):2825–2838, 2014.
21. Jeffrey Donahue, Lisa Anne Hendricks, Sergio Guadarrama, Marcus Rohrbach, Subhashini Venugopalan, Kate Saenko, and Trevor Darrell. Long-term recurrent convolutional networks for visual recognition and description. In *Proceedings of the IEEE conference on computer vision and pattern recognition*, pages 2625–2634, 2015.
22. Jan Cech and Tereza Soukupova. Real-time eye blink detection using facial landmarks. *Cent. Mach. Perception, Dep. Cybern. Fac. Electr. Eng. Czech Tech. Univ. Prague*, pages 1–8, 2016.
23. Augustus Odena, Christopher Olah, and Jonathon Shlens. Conditional image synthesis with auxiliary classifier gans. In *International conference on machine learning*, pages 2642–2651. PMLR, 2017.
24. Tero Karras, Timo Aila, Samuli Laine, and Jaakko Lehtinen. Progressive growing of gans for improved quality, stability, and variation. In *Proceedings of international Conference on Learning Representations*, 2018.
25. Yisroel Mirsky and Wenke Lee. The creation and detection of deepfakes: A survey. *ACM Computing Surveys (CSUR)*, 54(1):1–41, 2021.
26. Rusakovich A. S. Data Security in Human Face Recognition // Step into the Future: Artificial Intelligence and Digital Economy. Technological leadership: a look beyond the horizon: *Proceedings of IV International Scientific Forum*, - P. 69-78.

ОЦЕНКА ВЕЛИЧИНЫ ОТКЛОНЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПОЛИНОМИАЛЬНЫХ СПЛАЙНОВ ПРИ ОПИСАНИИ ПОЛИГОНОВ РАСПОЗНАВАЕМОГО ОБРАЗА.

А.В. Лубенцов, О.А. Андреева

ФКОУ ВО Воронежский институт ФСИН России, г. Воронеж, Россия

Аннотация. Работа посвящена проблеме аппроксимации исследуемого образа объекта полиномиальными сплайнами с целью идентификации его в базе данных.

Ключевые слова: распознавание образов, аппроксимация, реперные точки, граничные, начальные условия, сплайны, разброс коэффициентов.

ESTIMATION OF THE DEVIATION OF THE COEFFICIENTS OF POLYNOMIAL SPLINES WHEN DESCRIBING POLYGONS OF THE RECOGNIZED IMAGE.

A.V. Lubentsov, O. A. Andreeva

Voronezh Institute of the Federal penitentiary service of Russia, Voronezh, Russia

Abstract. The work is devoted to the problem of approximation of the object image under study by polynomial splines in order to identify it in the database.

Keywords: pattern recognition, approximation, reference points, boundary conditions, initial conditions, splines, coefficient spread.

1. ВВЕДЕНИЕ

Опознать объект или сигнал по его виду означает решить две очень разные задачи: во-первых, необходимо вычислить опорные элементы образа, во-вторых, сравнить эти элементы с базой данных и выбрать совпадение или отсутствие совпадения.

Для того, чтобы описать в пространстве опорные точки используют различные модели аппроксимации. Оптимальное решение предлагается в применении аппарата сплайнов.

Сплайн — функция, область определения которой разбита на конечное число отрезков, на каждом из которых сплайн совпадает с некоторым полиномом. В современном понимании сплайны — это решения многоточечных краевых задач сеточными методами. Во многих случаях сплайны могут упростить решение задач на сетке численными методами.

Широкая популярность сплайн-методов объясняется тем, что они служат универсальным инструментом приближения функций и по сравнению с другими математическими методами при равных с ними информационных и аппаратных затратах обеспечивают большую точность вычислений.

К основным преимуществам аппарата сплайнов относятся:

- устойчивость модели относительно локальных возмущений;
- хорошая сходимость сплайн-аппроксимации;
- свойства сплайнов на экстремумах функций;
- построение аппроксимационных сплайнов сводится к СЛАУ, для которых

разработаны эффективные методы решений.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Для построения сплайна, состоящего из элементов (полиномов степени, необходимо найти значения числовых параметров для каждого полинома, при условии непрерывности в узлах сетки самой функции и соответствующих производных. Необходимо определить величин. Для обеспечения гладкости в точках стыков полиномов стандартно принимаем условия непрерывности первой и второй производной функции. В качестве начальных/граничных условий обе этих производных приравниваем нулю [1].

Для выбора вида сплайна приведем следующие рассуждения. С математической точки зрения кривые Безье, основанные на базисе Бернштейна, порождают жесткую связь между количеством аппроксимируемых точек и степенью применяемого полинома. Полиномы высоких (больше 5-6) степеней обладают рядом очевидных недостатков. Второе ограничение следует из глобальной природы базиса Бернштейна, т.е. изменение параметров какой-либо реперной точки на сетке неизбежно влияет на всю картину. Отсутствие локальной коррекции может вызвать проблемы при решении прикладных задач. Подробно эти вопросы разобраны у многих авторов, например, [2, 3].

Решением является применение В-сплайна, включающий базис Бернштейна как частный случай и свободного от перечисленных недостатков.

Пусть $U(x_i)$ определяет кривую как функцию от параметра x , тогда В-сплайн имеет вид

$$U(x_i) = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^k c_i^j U_i^j(x_i), \quad (1)$$

где $x_{min} \leq x_i \leq x_{max}$, а k – степень полинома на каждом отрезке $n_i \leq x_i \leq n_{i+1}$.

В этом случае В-сплайн четвертого порядка - это кусочная кубическая кривая и ее производные непрерывны вдоль всей сетки.

В настоящее время разработаны различные способы вычисления коэффициентов сплайна.

На плоскости $[x \times y]$ получим сплайн

$$U(x_i) = \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^k c_{il}^j U_{il}^j(x_i, y_l) \quad (2)$$

где x_i и y_l – координаты точки, k – степень полинома.

Задача корректной постановки начальных и граничных условий, а также обоснование выбора вида сплайна подробно рассмотрены в [1].

3. ОЦЕНКА РАЗБРОСА КОЭФФИЦИЕНТОВ ПРИ ИЗМЕНЕНИИ АНАЛИЗИРУЕМОГО ОБРАЗА (КООРДИНАТ РЕПЕРНЫХ ТОЧЕК)

Задачу построения интерполяционного сплайна $U(x)$ степени k мы будем анализировать как задачу расчета его значений и в качестве таких значений получаем коэффициенты разложения производной порядка k по В-сплайнам. Решение однозначно рассматривается в виде системы линейных уравнений для двух вариантов, когда

структура матриц Ak и Bk совпадает и их составными частями представляются интегралы от произведения В-сплайнов по сеткам.

Для вычисления элементов обеих матриц можно использовать квадратурные формулы Гаусса, позволяющие добиться хорошей точности или использовать устойчивые рекуррентные формулы. Существуют и другие методы.

Самый быстрый способ вычисления — это разделенные разности, однако это эффективно при анализе сплайнов до четвертого порядка и на равномерной сетке, что в большинстве случаев нас устраивает.

У Ю.С. Волкова [4] доказано, что для любого k , матрицы Ak и Bk систем уравнений рассматриваемого сплайна являются ленточными с фиксированной шириной ленты. Это позволяет упростить расчеты. Вместе с тем, это уменьшает разброс коэффициентов, при построении аппроксимации образа сплайном, что позволяет более точно провести сравнение с эталоном.

Там же [4] доказана теорема, что для n -й производной погрешности в задаче общей интерполяции полиномиальным сплайном $U(x)$ степени k на рассматриваемой сетке функции $F(x)$, в узлах сетки справедлива оценка

$$\| U(x)^k - F(x)^k \| \leq C \| Ak^{-1} \| \mu(F(x)^k), \quad (3)$$

Где C — константа, которая зависит от степени сплайна (полинома), и не зависит от параметров сетки, а μ — погрешность (разброс) интерполяции или оценка разброса коэффициентов.

Для матрицы Bk оценка погрешности определяется аналогично.

В работе [5] разобрана система уравнений относительно значений производной сплайна второй степени в узлах интерполяции. Матрица имеет диагональное преобладание, и норма обратной матрицы может быть оценена. Это позволяет легко установить оценки нормы матрицы и оценить погрешность интерполяции. Но при использовании интерполяции для сплайнов степени выше третьей диагональное преобладание в системах уравнений отсутствует.

При решении практических задач с применением классической интерполяции на регулярной сетке для большинства производных нормы обратных матриц нельзя ограничить константой. В связи с этим существует возможность расхождения процесса интерполяции [6].

В соответствии с теоремой Вейерштрасса [7], определенным образом ограниченные и дифференцируемые в интервале сетки функции могут быть сколь угодно точно аппроксимированы в этом интервале степенным (и даже обобщенным) полиномом. Однако, при повышении степени полинома растет не только точность, но и ошибки, порождаемые ложными экстремумами.

Соответственно, при построении реальной аппроксимации сколь угодно высокая точность достигнута быть не может. Вместе с тем, эту погрешность необходимо минимизировать.

Необходимо добиться, чтобы при аппроксимации анализируемой модели, эталон которой выражен функцией $F(x)$, сплайном степени k ошибка (отклонение) стремилась к нулю.

$$\left| U(x_i) = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^k c_i^j U_i^j(x_i) - F(x) \right| \leq \mu \rightarrow 0 \quad (4)$$

Таким образом, при создании эталонного образа необходимо провести несколько аппроксимаций и выбрать средние значения коэффициентов. При этом средний разброс коэффициентов необходимо хранить в базе вместе с эталоном. При сравнении аппроксимации образа с эталоном напрасно ждать абсолютного совпадения. Если отклонение тестовой аппроксимации не превышает разброс коэффициентов, полученный при создании эталона, необходимо считать рассматриваемый образ совпадающим с эталоном.

4. МОДЕЛИРОВАНИЕ ОПИСАНИЯ ОБРАЗА С УЧЕТОМ РАЗБРОСА КОЭФФИЦИЕНТОВ

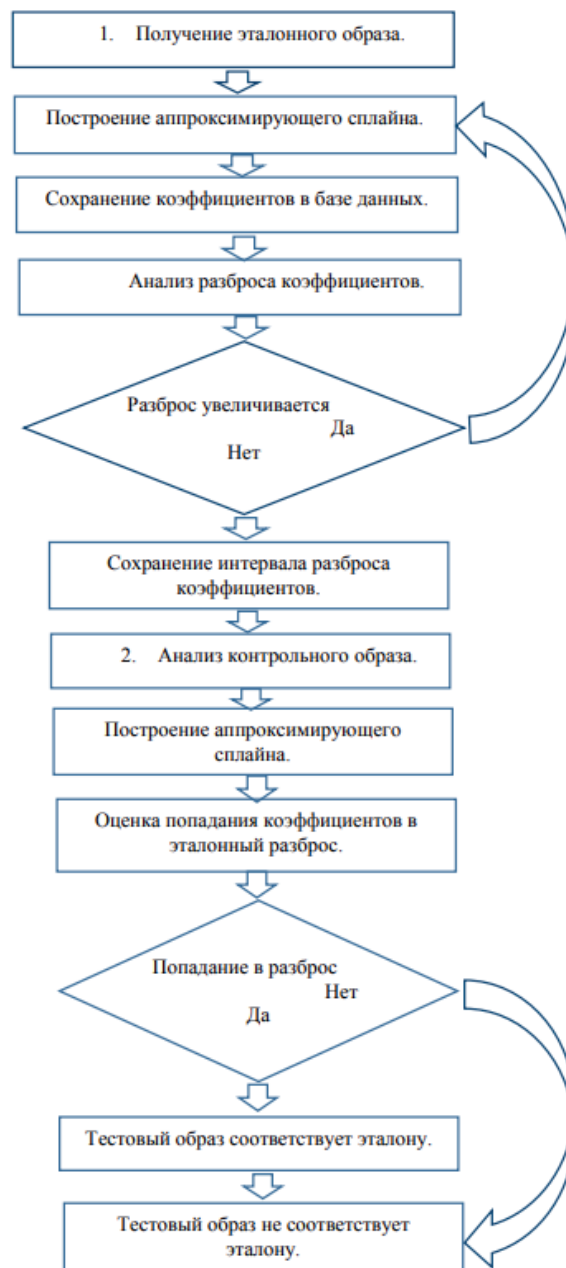


Рис 1. Блок-схема алгоритма оценки соответствия образа эталону.

5. ОСНОВНЫЕ ПРАВИЛА ПРИ АППРОКСИМАЦИИ ОБРАЗА ОБЪЕКТА ПОЛИНОМИАЛЬНЫМИ СПЛАЙНАМИ.

Проблемы, возникающие при аппроксимации сплайнами достаточно хорошо изучены [4,5, 6,8,9]. Для того, чтобы их избежать предлагается следующее.

1. Не стремиться к использованию излишне высокого порядка аппроксимирующего полинома.
2. Использовать фактическую информацию о гладкости аппроксимируемой функции.
3. Аппроксимировать исследуемый образ в той же плоскости, что и эталонный.
4. При несоответствии плоскостей образов использовать аффинные преобразования для получения тождественных ракурсов.
5. Аппроксимирующие сплайны достаточно чувствительны к наличию в обрабатываемом образе (сигнале) шумов. Анализ результатов практического применения показал, что ошибка получения производных прямо зависит от величины дисперсии данных.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В этой работе мы предлагаем новый метод получения контуров изображений на фоне шумов и помех с использованием сглаживающих нормализованных В-сплайнов. Предложенный авторами метод позволяет отказаться от использования различных масок при анализе образов идентифицируемых объектов, при этом использование кубических нормализованных В-сплайнов в задаче аппроксимации уменьшает время обработки. Предложенный метод позволяет так же отказаться от численного дифференцирования образа.

Преимущества применения сплайнов очевидны. Их низкая ресурсоёмкость, позволяющая осуществлять анализ образов в режиме реального времени, высокая точность, гибкость в применении, большое разнообразие математических моделей, позволяющая подобрать свою модель под каждый тип образа открывают широкое поле для применения их на практике и теоретического изучения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Коротких Л. П., Лубенцов А. В., Аппроксимация полигонов распознаваемого образа полиномиальными сплайнами, XXV Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2019), Секция 2. Распознавание и обработка изображений. <http://rlnc.ru/ru/paper/1655>
2. Рахимов Б. С., Собирова С. К., Кадилова Н. И. Анализ методов вычисления коэффициентов приближения параболическими сплайнами // Актуальные вопросы технических наук: материалы III Междунар. науч. конф. (г. Пермь, апрель 2015 г.). С. 62-65. — URL <https://moluch.ru/conf/tech/archive/125/7720/>
3. Рахимов Б. С. Методы приближения функций параболическими сплайнами, // Актуальные вопросы технических наук: материалы III Междунар. науч. конф. (г. Пермь, апрель 2015 г.). С. 62-65. — URL <https://moluch.ru/conf/tech/archive/125/7720/>
4. Волков Ю.С. Общая задача полиномиальной сплайн-интерполяции., Труды института математики и механики ур о рантом 22 № 4 2016, УДК 519.65,
5. Стечкин С. Б., Субботин Ю. Н. Сплайны в вычислительной математике. М.: Наука, 1976. 248с

6. Роджерс Д., Адамс Дж. Математические основы машинной графики. М.: Мир, 2001. 604 с. http://scask.ru/a_book_mm3d.php?id=87
7. Теорема Вейерштрасса — Стоуна // Википедия. [2022]. Дата обновления: 02.05.2022. URL: <https://ru.wikipedia.org/?curid=459212&oldid=122007199>
8. Лебедев А. Л. Решение некорректных задач методами многокритериального математического программирования, журнал Вестник Московского государственного технического университета им. Н.Э. Баумана. Серия «Естественные науки» Специальность «Математика» 2008,
9. Бороноев В. В., Ринчинов О. С. Методы сплайн-аппроксимации в задаче амплитудно-временного анализа пульсовой волны, Том XLI №8 Изв. ВУЗов РАДИОФИЗИКА 1998, УДК 612.766

REFERENCES

1. Korotkov L. P., Lubentsov A. B., Approximation of polygons of the recognized image by polynomial splines, XXV international scientific and technical conference "Radar, navigation, communication" (RLNC*2019), Section 2. Image recognition and processing. <http://rlnc.ru/ru/paper/1655>
2. Rakhimov B. S., Sobirova S. K., Kadirova N. I. Analysis of methods for calculating approximation coefficients by parabolic splines / / Actual issues of technical Sciences: proceedings of the III international conference. science. Conf. (Perm, April 2015). Pp. 62-65. - URL <https://moluch.ru/conf/tech/archive/125/7720/>
3. Rakhimov B. S. Methods of approximation of functions by parabolic splines, / / Actual issues of technical Sciences: proceedings of the III international conference. science. Conf. (Perm, April 2015). Pp. 62-65. - URL <https://moluch.ru/conf/tech/archive/125/7720/>
4. Volkov Yu. S. General problem of polynomial spline interpolation., Proceedings of the Institute of mathematics and mechanics Uro rantom 22 No. 4 2016, UDC 519.65,
5. Stechkin S. B., Subbotin Yu. N. Splines in computational mathematics. Moscow: Nauka, 1976. 248s
6. Rogers D., Adams J. Mathematical foundations of machine graphics. Moscow: Mir, 2001. 604 PP. http://scask.ru/a_book_mm3d.php?id=87
7. Wikipedia contributors, 'Stone–Weierstrass theorem', Wikipedia, The Free Encyclopedia, 31 July 2022, 08:54 UTC, https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Stone%E2%80%93Weierstrass_theorem&oldid=1101488025
8. Lebedev A. L. Solving incorrect problems using multi-criteria mathematical programming methods, journal Vestnik of the Moscow state technical University. N. E. Bauman. Series "Natural Sciences" Specialty "Mathematics" 2008,
9. Boronoev V. V., Rinchinov O. S. methods of spline approximation in the problem of amplitude-time analysis of a pulse wave, Vol. XLI no. 8 Izv. Vuzov RADIOFIZIKA 1998, UDC 612.766

ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМОВ ФРАКТАЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ ДЛЯ ВЫДЕЛЕНИЯ ОБЛАСТЕЙ С МАЛОКОНТРАСТНЫМИ ОБЪЕКТАМИ

Н. С. Береснев, В. Н. Поветко, К. В. Пядухова

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. В работе на основе анализа существующих исследований в области технического зрения и текстурного анализа показано, что применение фрактальных алгоритмов фильтрации значительно упрощает задачу поиска и классификации объектов неживой природы на изображениях. Проведено сравнение четырех используемых для этого алгоритмов. Определены задачи дальнейших исследований.

Ключевые слова: фракталы, локальная фрактальная размерность, текстурный анализ, техническое зрение, задачи дальнейших исследований.

APPLICATION OF FRACTAL PROCESSING ALGORITHMS FOR SELECTING AREAS WITH LOW-CONTRAST OBJECTS

N. S. Beresnev, V. N. Povetko, K. V. Pyadukhova

JSC "Concern "Sozvezdie", Voronezh, Russia

Abstract. Based on the analysis of existing research in the field of technical vision and texture analysis it was shown that the use of fractal filtering algorithms greatly simplifies the task of searching and classifying inanimate objects in images. Four filters applied for solution of this problem were compared. The problems of the further investigations were determined.

Keywords: fractals, local fractal dimension, texture analysis, technical vision, tasks for further research.

1. ВВЕДЕНИЕ

Использование стандартных алгоритмов фильтрации позволяет выделить контуры в том числе и замаскированных объектов, однако на полученных изображениях остается много контуров, которые сложно однозначно отнести к фону или к объекту [1]. Решение задачи удаления фона в данном случае можно рассматривать как задачу текстурной сегментации изображения, так как объекты живой природы и объекты человеческого происхождения имеют различные значения фрактальной размерности [2 - 4].

Целью работы является сравнительная оценка алгоритмов фрактальной фильтрации изображений для рассмотрения возможности их применения в технологиях ИИ.

2. СРАВНЕНИЕ АЛГОРИТМОВ ФРАКТАЛЬНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ

При рассмотрении алгоритмов фрактальной обработки изображений приходится говорить не о фрактальной размерности целого изображения, а о локальной фрактальной размерности части изображения [4 - 7]. Для этого исходное изображение обрабатывается скользящим окном фиксированного размера, а найденное значение фрактальной размерности, полученное любым из методов, присваивается центральной зоне рассматриваемого окна.

В ходе исследования способов фрактальной обработки изображения было найдено несколько различных методов получения значения фрактальной размерности.

Первый подход [4, 8, 9] предполагает использование исходных изображений (цветных или в оттенках серого), к которым можно применить различные фильтры (например, Превитта, Собела, Робертса [9]) для уточнения контуров объектов на изображении, и не требует их дальнейшей обработки перед применением алгоритмов нахождения локальной фрактальной размерности элементов изображения.

Второй подход [5 - 7] предполагает использование скелетизированных изображений, то есть тех монохромных изображений, контуры на которых прошли дополнительную пороговую обработку с целью их утоньшения без нарушения их целостности [9]. Такой подход требует больше вычислительных затрат, а наличие дополнительных параметров, отвечающих за уровни фона и объекта при двухуровневой фильтрации, существенно повлияют на результаты фрактальной обработки. На рисунке 1 представлено 2 примера двухуровневой обработки одного и того же изображения.

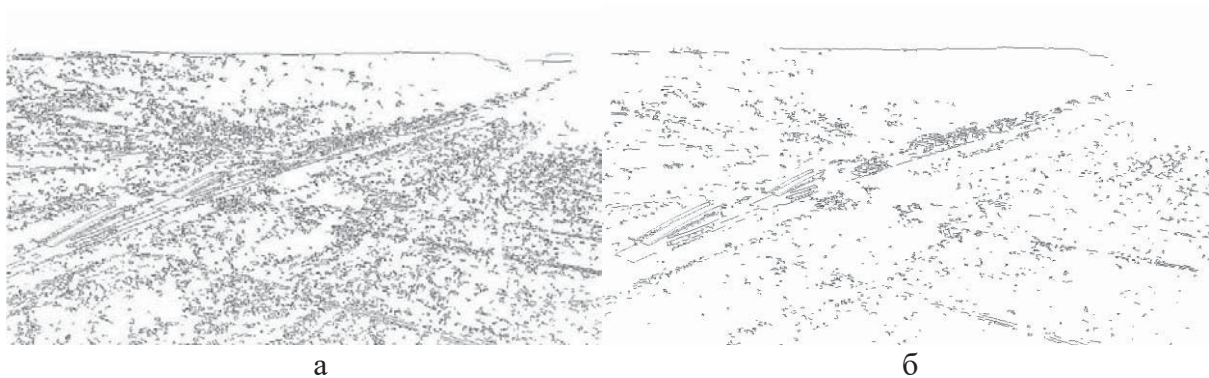


Рис.1. Пример возможных различий в сформированных монохромных изображениях

На рисунке 1 (а) представлена ситуация, при которой на скелетизированном изображении присутствует много контуров фоновых объектов, а на рисунке 1 (б) представлен результат двухуровневой фильтрации, при которой контуров фона практически не осталось.

В данной работе были рассмотрены следующие алгоритмы нахождения локальной фрактальной размерности:

1. Подсчет отношения массы к радиусу (mass-radius relation). Этот метод предполагает подсчет изменения числа клеток $N(r)$ при изменении радиуса r . Модуль коэффициента угла наклона прямой, посчитанный методом линейной регрессии для логарифмов радиуса r и числа клеток $N(r)$, и есть фрактальная размерность [7, 9]. Однако, после проведения предварительного тестирования, было принято совместное решение преобразовать алгоритм так, чтобы производился подсчет «массы» интенсивности клеток $L(r)$, а не их числа, при изменении радиуса r .

2. Клеточный метод. Этот метод предполагает покрытие изображения сеткой с шагом ϵ , подсчета сколько клеток $N(\epsilon)$ содержит объект и повторение двух предыдущих действий для различных значений шага. Модуль коэффициента угла наклона прямой посчитанный методом линейной регрессии для логарифмов шага сетки ϵ и числа клеток $N(\epsilon)$ и есть фрактальная размерность [5, 9].

3. Дифференциальный метод подсчета клеток. Этот метод является аналогом клеточного метода. Разница заключается в том, что для каждой клетки за $N(\epsilon)$ берется отношение разницы между максимумом и минимумом значения яркости внутри этой клетки к уровню серого $L' = L \cdot G / M$, где L – ширина сетки, G – максимальный уровень яркости (интенсивности), M – ширина изображения (рисунок 2) [9].

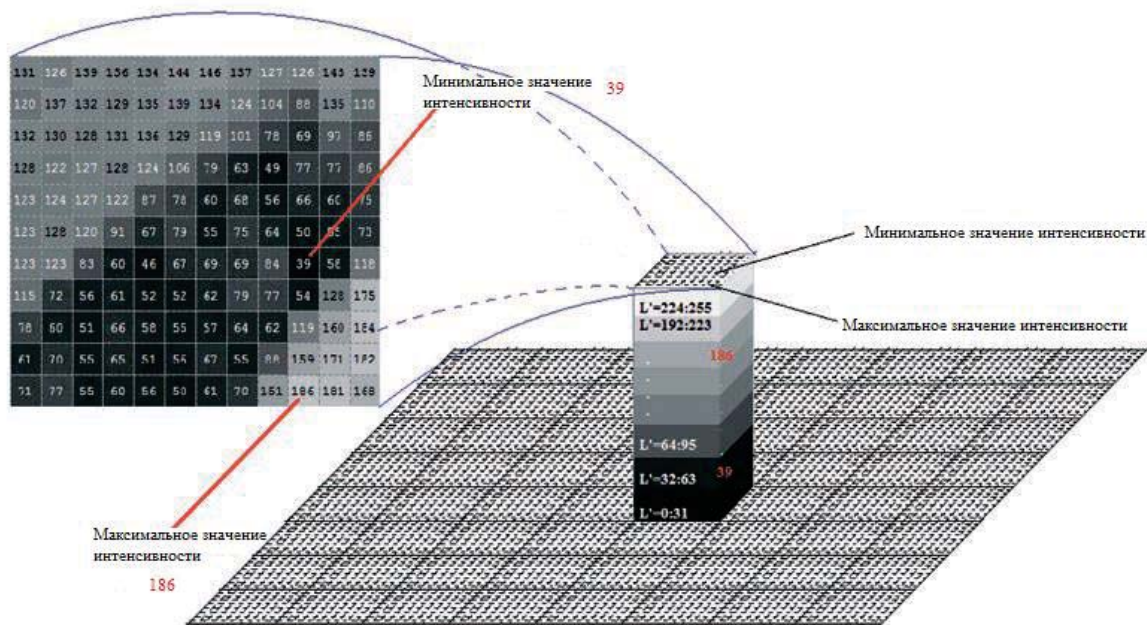


Рис.2. Разбиение трехмерного представления изображения на ячейки размером $L \times L \times L'$

4. Метод триангуляции или пирамидальный метод. Этот метод предполагает разбиение изображения на ячейки и расчет верхней площади поверхности треугольных призм или площади поверхности пирамиды (рисунок 3). Рассматриваются четыре значения высоты, равные яркости (интенсивности) пикселей в углах ячеек, а также высота в месте пересечения диагоналей, значение которой равно максимуму из среднего арифметического четырех высот и значения интенсивности в центральной точке [6, 9]. Рассматриваемая проектируемая площадь представлена на рисунке 4.

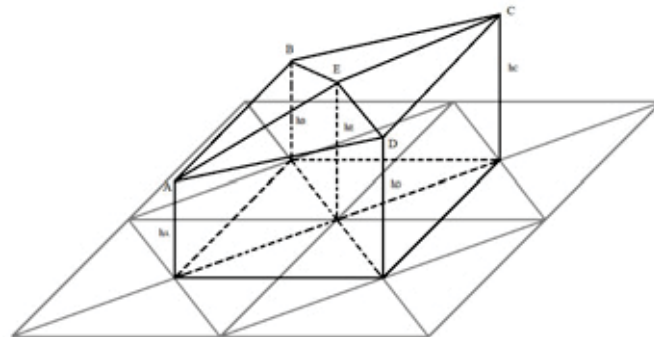


Рис. 3. Представление ячейки

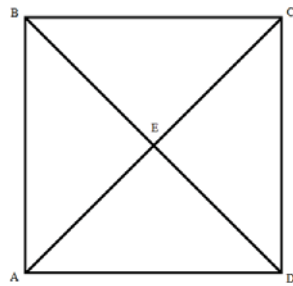


Рис. 4. Проектируемая площадь поверхности

3. СРАВНЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ РАБОТЫ АЛГОРИТМОВ ФРАКТАЛЬНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ

В качестве исходных изображений для проведения сравнительного анализа использовались фотографии техники из открытых источников (рисунки 5 – 8).



Рис. 5. Колонна техники в лесостепной местности



Рис. 6. Замаскированная техника в лесостепной местности



Рис.7. Танки в пустынной местности



Рис.8. Колонна техники в пустынной местности

На рисунках 9 - 12 представлены результаты обработки изображений 5-8 соответственно.

На рисунках (а) представлены результаты обработки клеточным методом, на рисунках (б) – дифференциальным методом подсчета клеток, на рисунках (в) – модифицированным методом подсчета отношения массы к радиусу, на рисунках (г) – пирамидальным методом. Все полученные изображения построены с применением одинаковых параметров двухуровневой фильтрации (для клеточного метода) и одинаковыми (для каждого метода своими) параметрами преобразования матрицы локальной фрактальной размерности в представленное цветное изображение.

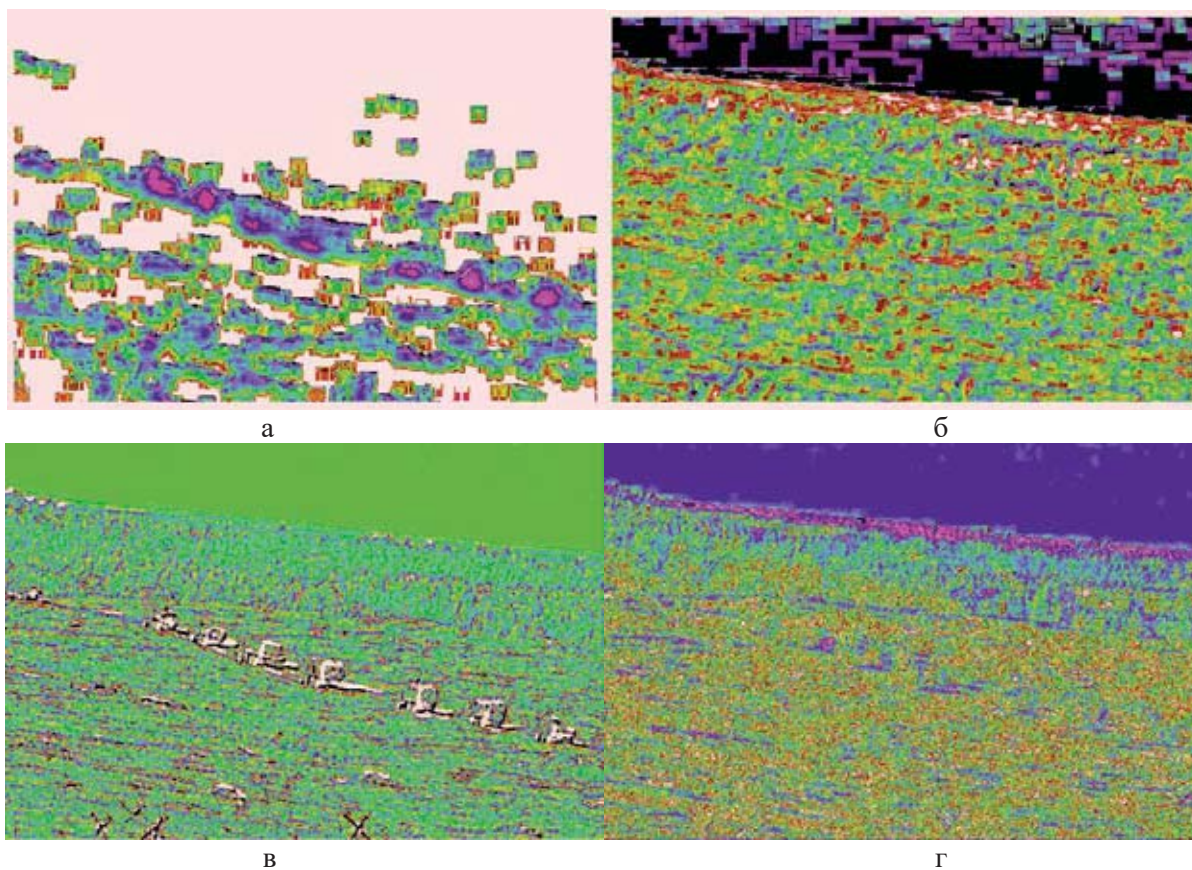


Рис.9. Результаты обработки изображения с колонной техники в лесостепной местности

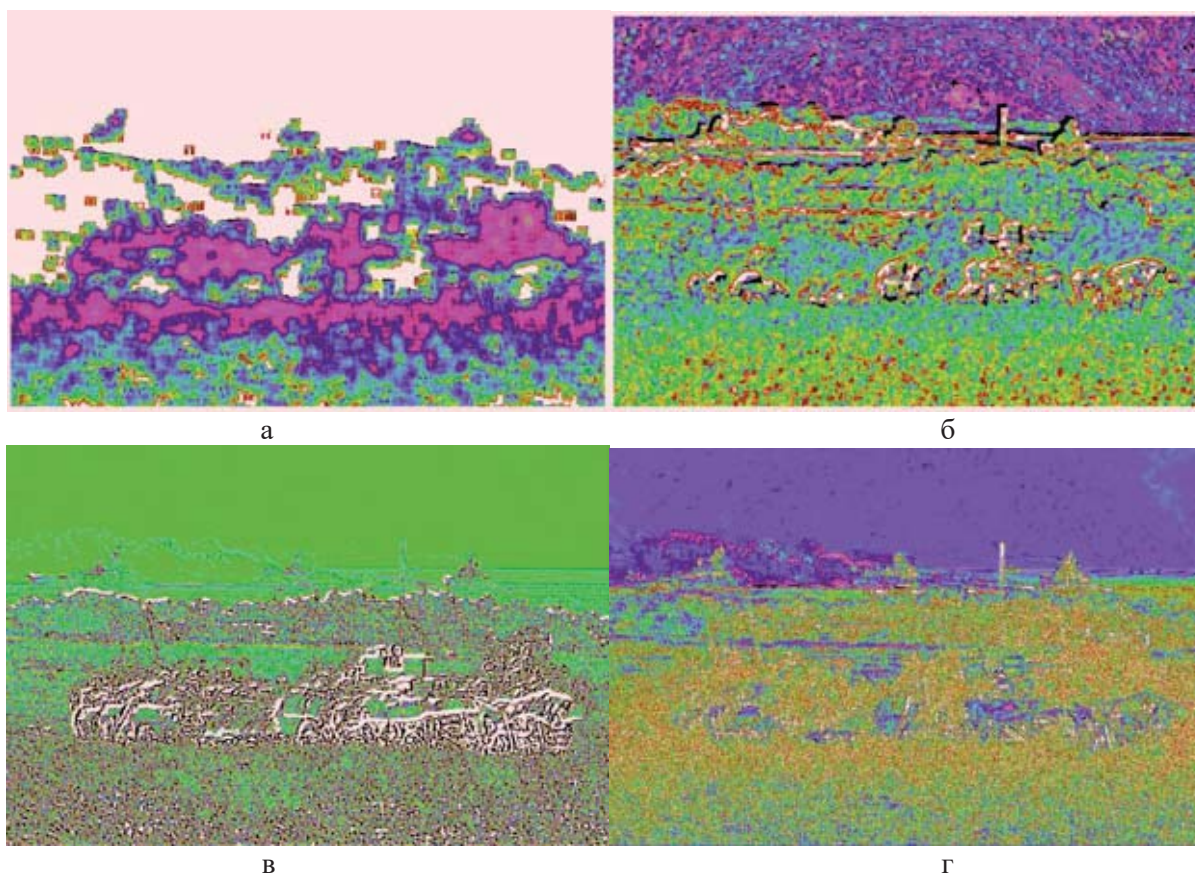


Рис.10. Результаты обработки изображения с замаскированной техникой

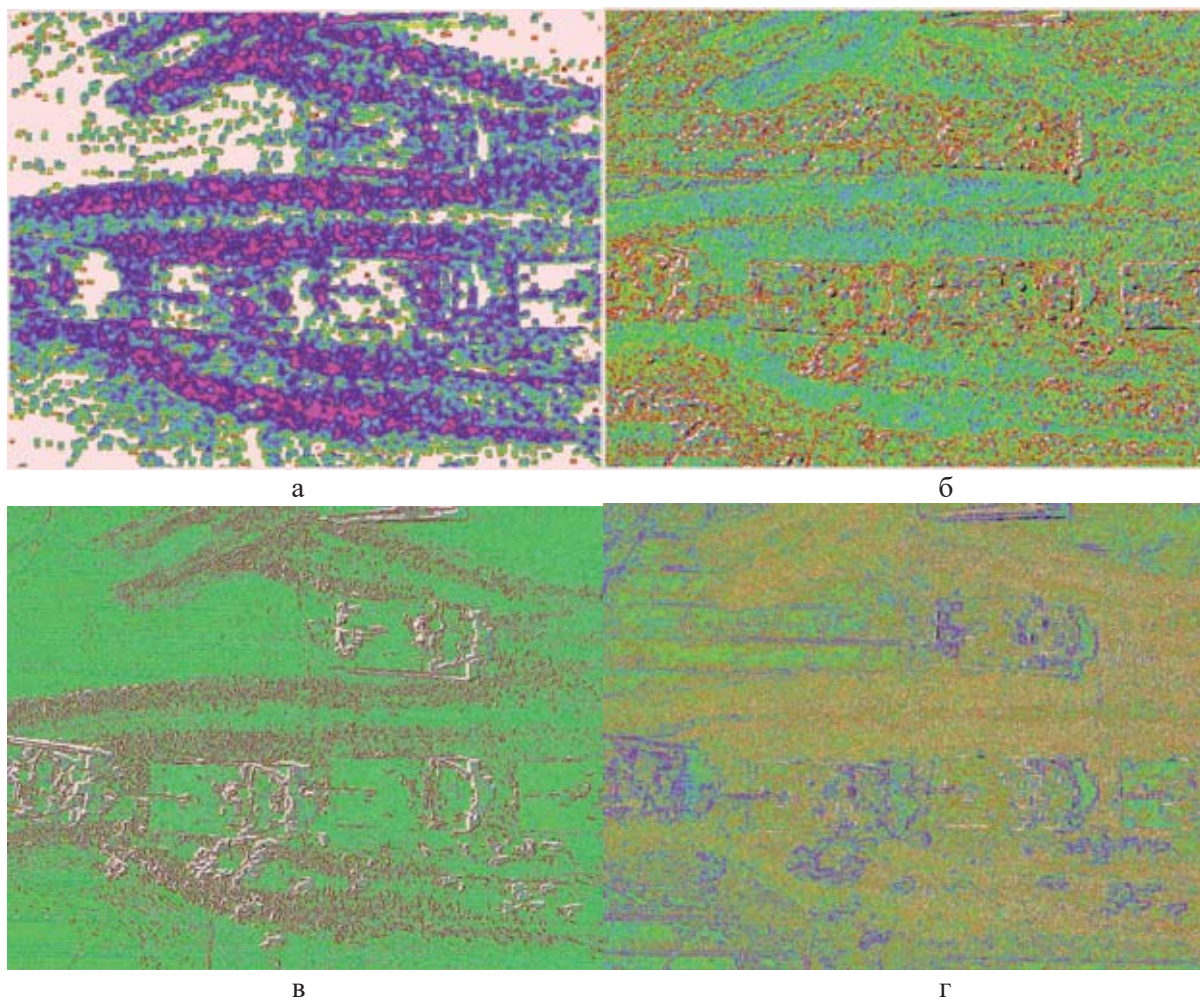


Рис.11. Результаты обработки изображения с танками в пустынной местности

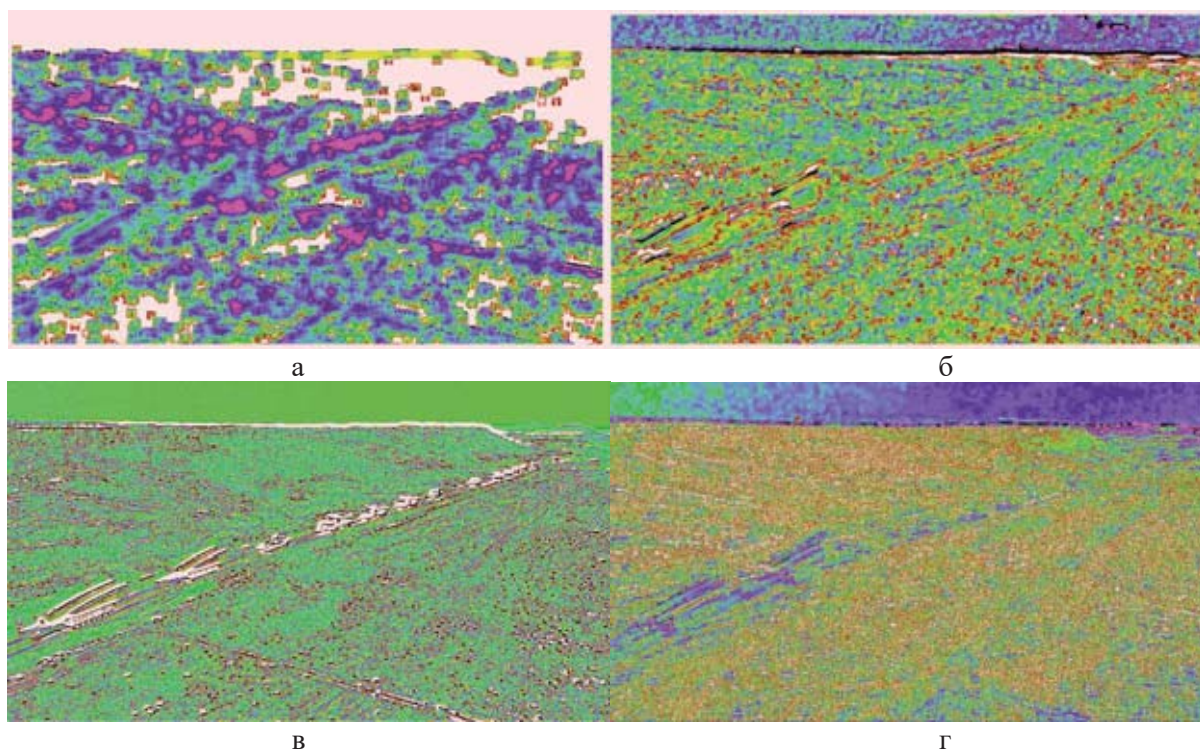


Рис.12. Результаты обработки изображения с колонной в пустынной местности

Клеточный и дифференциальный клеточный метод дают сравнимые результаты обработки. Предположение о наличии техники возможно лишь для рисунка 9 (а).

Пирамидальный метод позволил сделать предположение о наличии техники на рисунках 11 (г) и 12 (г).

Модифицированный метод подсчета отношения массы к радиусу (mass-radius relation) позволил сделать предположения о наличии объектов техники (в том числе и множественных) на всех представленных рисунках.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотренные алгоритмы нахождения локальной фрактальной размерности позволяют выделить области с объектами неживой природы. Модифицированный метод подсчета отношения массы к радиусу показал наилучший результат на качественном уровне.

Применение этого метода в технологиях компьютерного зрения является задачей для дальнейшего исследования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Береснев Н. С., Поветко В. Н., Пядухова К. В., Сенин П. С. Технология формирования инвариантных к состоянию среды признаков объектов на их изображениях // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции, посвященной 60-летию полетов в космос Ю.А. Гагарина и Г.С. Титова (г. Воронеж, 29 сентября – 30 сентября 2021 г.): в 4 т. / Воронежский государственный университет; АО «Концерн “Созвездие”». – Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2021. Т. 1. С. 272 – 278.
2. Лапытова Н. В. Фрактальный анализ: учеб. пособие. – Ижевск: Издательский центр «Удмуртский университет», 2020. – 120 с.
3. Кроновер, Р. М. Фракталы и хаос в динамических системах. Основы теории. Москва: Постмаркет, 2000. – 352 с.
4. Потапов А. А., Гуляев Ю. В., Никитов С. А., Пахомов А. А., Герман В. А. Новейшие методы обработки изображений / Под ред. А. А. Потапова. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2008. – 496 с.
5. Алиев М. В., Панеш А. Х., Каспарьян М. С. Выделение контуров на малоконтрастных и размытых изображениях с помощью фрактальной фильтрации // Вестник Адыгейского государственного университета. Серия 4: Естественно-математические и технические науки. 2011. №3. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/vydelenie-konturov-na-malokontrastnyh-i-razmytyh-izobrazheniyah-s-pomoschyu-fraktalnoy-filtratsii> (дата обращения: 07.02.2022).
6. Фисенко В. Т., Фисенко Т. Ю. Фрактальные методы сегментации текстурных изображений // Приборостроение. 2013. №5. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/fraktalnye-metody-segmentatsii-teksturnyh-izobrazheniy> (дата обращения: 07.02.2022).
7. Keith C. Clarke. Computation of the fractal dimension of topographic surfaces using the triangular prism surface area method, Computers & Geosciences, V 12, I 5, 1986, P 713-722, URL: [https://doi.org/10.1016/0098-3004\(86\)90047-6](https://doi.org/10.1016/0098-3004(86)90047-6) (дата обращения: 08.02.2022).
8. Шелухин О. И., Магомедова Д. И. Анализ методов измерения фрактальной размерности цветных и черно-белых изображений // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2017. №6. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/analiz-metodov-izmereniya-fraktalnoy-razmernosti-tsvetnyh-i-chno-belyh-izobrazheniy> (дата обращения: 08.02.2022).
9. Landini, G.; Murray P.I.; Misson G.P. Local connected fractal dimensions and lacunarity analyses of 60 degrees fluorescein angiograms. Investigative Ophthalmology & Visual Science. Vol 36, 1996. – P 2749–2755.
10. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. Москва: Техносфера, 2012. – 1104 с.

REFERENCES

1. N. S. Beresnev, V. N. Povetko, K. V. Pyadukhova, and P. S. Senin, "Technology for the formation of environment-invariant features of objects in their images," Radar, Navigation, and Communications: Proceedings of the XXVII International Scientific and technical conference dedicated to the 60th anniversary of Yu.A. Gagarin and G.S. Titov (Voronezh, September 29 - September 30, 2021): in 4 volumes / Voronezh State University; JSC Concern Constellation. - Voronezh: VSU Publishing House, 2021. Vol. 1. – P. 272 - 278.
2. Lapytova N. V. Fractal analysis: a tutorial. - Izhevsk: Publishing Center "Udmurt University", 2020. - 120 p.
3. Kronover. RM Fractals and chaos in dynamical systems. Fundamentals of the theory. Moscow: Postmarket, 2000. - 352 p.
4. Potapov, A. A., Gulyaev, Yu. V., Nikitov, S. A., Pakhomov, A. A., German, V. A. The latest methods of image processing / Ed. A. A. Potapov. M.: FIZMATLIT, 2008. – 496 p.
5. Aliev M. V., Panesh A. Kh., Kasparyan M. S. Selection of contours on low-contrast and blurry images using fractal filtering // Bulletin of the Adygei State University. Series 4: Natural-mathematical and technical sciences. 2011. №3. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/vydelenie-konturov-na-malokonstrastnyh-i-razmytyh-izobrazheniyah-s-pomoschyu-fraktalnoy-filtratsii> (date of access: 02/07/2022).
6. Fisenko V. T., Fisenko T. Yu. Fractal methods for segmentation of texture images // Instrumentation. 2013. No. 5. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/fraktalnye-metody-segmentatsii-teksturnyh-izobrazheniy> (date of access: 02/07/2022).
7. Keith C. Clarke. Computation of the fractal dimension of topographic surfaces using the triangular prism surface area method, Computers & Geosciences, Vol 12, 1986. – P 713-722, URL: [https://doi.org/10.1016/0098-3004\(86\)90047-6](https://doi.org/10.1016/0098-3004(86)90047-6) (date of access: 02/08/2022).
8. Shelukhin O. I., Magomedova D. I. Analysis of methods for measuring the fractal dimension of color and black-and-white images // Science-intensive technologies in space research of the Earth. 2017. №6. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/analiz-metodov-izmereniya-fraktalnoy-razmernosti-tsvetnyh-i-chno-belyh-izobrazheniy> (date of access: 02/08/2022).
9. Landini, G.; Murray P.I.; Misson G.P. "Local connected fractal dimensions and lacunarity analyzes of 60 degrees fluorescein angiograms". Investigative Ophthalmology & Visual Science. Vol 36, 1996. - P 2749-2755.
10. Gonzalez R., Woods R. Digital image processing. Moscow: Technosfera, 2012. - 1104 p.

Научное издание

**РАДИОЛОКАЦИЯ,
НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ**

Сборник трудов

*XXVIII Международной научно-технической конференции,
посвященной памяти Б. Я. Осипова
(г. Воронеж, 27–29 сентября 2022 г.)*

Т о м 1

Издано в редакции программного комитета

Подписано в печать 13.09.2022. Формат 60×84/16.
Усл. п. л. 23,6. Тираж 40 экз. Заказ 423

Издательский дом ВГУ
394018 Воронеж, пл. Ленина, 10
Отпечатано с готового оригинал-макета
в типографии Издательского дома ВГУ
394018 Воронеж, ул. Пушкинская, 3



Контакты для справок по работе конференции:

**Всю необходимую информацию
Вы можете найти на сайте конференции:
<https://rlnc.ru>**

**и в группе ВКонтакте:
<https://vk.com/rlncru>**

**e-mail конференции:
info@rlnc.ru**